

การลดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ  
ในวงจรboostคอนเวอร์เตอร์โดยใช้เทคนิคซอฟต์สวิตช์

THE CONDUCTED EMI REDUCTION IN A BOOST CONVERTER  
USING A SOFT-SWITCHED TECHNIQUE

ศุทธิดา รวยอริยทรัพย์  
SUTHIDA RUAYARIYASUB

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2547

ISBN 974-9680-58-8

การลดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ  
ในวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์โดยใช้เทคนิคซอฟท์สวิตช์

THE CONDUCTED EMI REDUCTION IN A BOOST CONVERTER  
USING A SOFT-SWITCHED TECHNIQUE



สุทธิดา รวยอริยทรัพย์

SUTHIDA RUAYARIYASUB

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

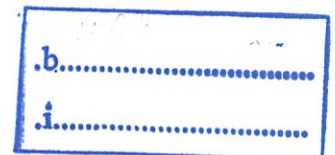
พ.ศ. 2547

ISBN 974-9680-58-8

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... 51842

วัน,เดือน,ปี 3 0 0 ค. 2547



**THE CONDUCTED EMI REDUCTION IN A BOOST CONVERTER  
USING A SOFT-SWITCHED TECHNIQUE**

**SUTHIDA RUAYARIYASUB**

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING  
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

**2004**

**ISBN 974-9680-58-8**

**COPYRIGHT 2004**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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



หัวข้อวิทยานิพนธ์	การลดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ ในวงจรบัสที่คอนเวอร์เตอร์โดยใช้เทคนิคซอฟต์แวร์
นักศึกษา	นางสาว สุทธิศา รวยอริยทรัพย์
รหัสประจำตัว	44061005
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2547
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. ร.อ. ดร. วีระเชษฐ จันเงิน

### บทคัดย่อ

การนำ และการหยุดนำกระแสอย่างทันทีทันใดของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งเป็นองค์ประกอบภายในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบทั่วไป เป็นสาเหตุหลักของการปล่อยสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ ในย่านความถี่ 150 กิโลเฮิรตซ์ ถึง 30 เมกกะเฮิรตซ์ การติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าเข้าไปด้านหน้าของวงจร เป็นวิธีการลดทอนสัญญาณที่ปล่อยออกจากวงจรคอนเวอร์เตอร์ไม่ทำให้ปรับกวนวงจรอื่น ในขณะที่การใช้เทคนิคซอฟต์แวร์จะสามารถลดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยการปรับปรุงการทำงานของวงจร การลดลงจึงเป็นการลดปริมาณการเกิดการปล่อยสัญญาณตั้งแต่ภายในวงจรคอนเวอร์เตอร์ก่อนที่ปล่อยออกมาภายนอกวงจร

วิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอการศึกษาการปล่อยสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำของวงจรคอนเวอร์เตอร์ โดยเลือกวงจรบัสที่คอนเวอร์เตอร์เป็นกรณีศึกษา รวมทั้งมีการเปรียบเทียบระหว่างวงจรบัสที่คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์แวร์ วงจรบัสที่คอนเวอร์เตอร์ทั่วไป และวงจรบัสที่คอนเวอร์เตอร์ติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าเข้าไป ในเงื่อนไขที่ทั้งกำลังไฟฟ้าขาเข้าและขาออกเท่ากัน โดยมีวัตถุประสงค์หลักในการศึกษา คือสามารถเข้าใจในปัญหาและลักษณะของการเกิดสัญญาณรบกวนที่ปล่อยออกมาจากวงจรคอนเวอร์เตอร์ และสามารถอธิบายแนวทางในการลดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยเทคนิคซอฟต์แวร์ โดยนำเสนอผลที่ได้จากทั้งการทดลองด้วยวงจรจริง และการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

ผลที่ได้จากการศึกษาจะถูกตรวจสอบความถูกต้องและวิเคราะห์ โดยใช้แบบจำลองที่ได้นำเสนอขึ้นมาใหม่ซึ่งเป็นอุปกรณ์พาสซีฟแทนอุปกรณ์สวิตซ์ ซึ่งผลการจำลองที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรม Matlab และ OrCAD PSpice สอดคล้องกับการผลที่ได้จากการทดลอง และทฤษฎี โดยแนวทางใหม่ที่ได้นำเสนอนี้สามารถประยุกต์ใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบอื่นๆ ในอุตสาหกรรม และการค้าได้เช่นกัน

<b>Thesis Title</b>	The Conducted EMI Reduction in a Boost Converter using a Soft-switched Technique
<b>Student</b>	Miss Suthida Ruayariyasub
<b>Student ID.</b>	44061005
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Electrical Engineering
<b>Year</b>	2004
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Dr. Werachet Khan-ngern

### ABSTRACT

The phenomena of turn on and turn off of the switching components can cause the conducted electromagnetic interference (EMI) emission in the interesting frequency range of 150 kHz to 30 MHz. The added EMI filter is used to reduce the conducted EMI emission after it was generated by switching circuits, but the soft-switched technique reduces the conducted EMI emission by improving the circuit operation. Therefore, the circuit internal conducted EMI emission is decreased.

This dissertation presents a study of the conducted EMI emission in boost converter. A soft-switched boost dc-to-dc converter is used and compared with a conventional converter and also compared with an added EMI filter boost converter for both operating conditions of the same input and output power. The main objectives of this research are to understand the problems and the characteristics of the conducted noises, emitted from the circuit, and to explain the method to reduce this emission using the soft-switched technique. The simulated and experimental results are presented and analyzed.

These results are verified by the analysis of the new model that substituted the switching model by the passive components. The simulated results from Matlab and OrCAD PSpice programs are in good agreement with the measurement results and the theoretical ones. In addition, this concept can be applied to other switching circuits for industrial and commercial purposes.

## กิตติกรรมประกาศ

กราบขอบคุณ คุณพ่อ คุณแม่ พี่ๆ คุณชาย คุณป้า ที่เป็นแรงสนับสนุน ผลักดัน ให้กำลังใจในการศึกษาและเชื่อมั่นในตัวดิฉันตลอดมา กราบขอบพระคุณท่านอาจารย์ รศ. ร.อ. ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน รศ. ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ รศ. ดร. สมชาย ฉัตรรัตนารศ. ดร. ชัยวุฒิ ฉัตรอุทัย ดร. สุพัฒน์ กิตติรัตนัสัจจา อ. เฉลิมชาติ มานพ อ. ชาญวิทย์ ตั้งศิริวรกุล Prof. Dr. Shuichi Nitta และ Mr. Yukio Yamanaka ที่สละเวลาอันมีค่าในการให้คำปรึกษา และแนะนำทางด้านเทคนิคที่เป็นประโยชน์ในการทำวิทยานิพนธ์นี้ ขอขอบคุณโครงการสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ หรือ Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT) ที่เอื้อเฟื้อสถานที่ในการทำวิจัย ณ ห้องปฏิบัติการ EMC ขอขอบคุณ Japan International Cooperation Agency (JICA) และ Asia-Pacific Telecommunity (APT) ที่ให้การสนับสนุนทุนในการทำวิจัย และดูงานทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า กับนักวิจัยอาวุโส ที่ Radio and Measurement Technology Group และ EMC Group ที่ Communications Research Laboratory (CRL) หรือ ปัจจุบันได้เปลี่ยนชื่อเป็น National Institute of Information and Communications Technology (NICT) กรุงโตเกียว ประเทศญี่ปุ่น ขอขอบคุณ Mr. Takashi Shinozuka Mrs. Shinozuka Mrs. Yuriko Mizuno Miss Miki Shimizu Mrs. Kumiko Anegawa และนักวิจัยที่ CRL ทุกคน ที่ทั้งให้การดูแลที่อบอุ่น ให้คำชี้แนะและแนะนำในสิ่งที่มีคุณค่ามากมาย ในหลายๆ ด้านตลอดระยะเวลาที่อยู่ ณ ประเทศญี่ปุ่น

ขอขอบคุณ คุณเจริญพุทธ ราษฎร์เหนือ ผู้อำนวยการกอง และ คุณวิชัย จิระกังวาน หัวหน้าแผนกโครงการภาค 2 กองโครงการ ฝ่ายวางแผนระบบไฟฟ้า การไฟฟ้าส่วนภูมิภาค และผู้บริหารการไฟฟ้าส่วนภูมิภาคที่เห็นประโยชน์ของการศึกษาหาความรู้เพิ่มเติม ให้การสนับสนุนและมอบทุนการศึกษา ตั้งแต่การศึกษาในระดับปริญญาตรีที่คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยธรรมศาสตร์ และอนุญาตให้ศึกษาต่อในระดับปริญญาโท นอกเวลาราชการได้ และท้ายที่สุดขอขอบคุณ คุณวริษฐ์ ธรรมศิริโรจน์ ผู้ที่สำคัญยิ่ง ที่คอยให้คำแนะนำและให้แนวคิดในทุกๆ ด้านตลอดจนเป็นกำลังใจที่ดีตลอดเวลา ทำให้สามารถฟันฝ่าอุปสรรคทุกอย่างไปได้อย่างภาคภูมิใจ

สุทธิดา รวยอริยทรัพย์

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ .....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
สารบัญคำย่อและศัพท์ .....	XIII
บทที่ 1 บทนำและความเป็นมา .....	1
1.1 บทนำและความเป็นมา.....	1
1.2 ปัญหาที่กำลังศึกษาและวิจัย .....	4
1.2.1 สมมุติฐานเกี่ยวกับปัญหา.....	5
1.2.2 แนวทางที่จะนำมาใช้ในการแก้ปัญหา .....	6
1.3 ความมุ่งหมายที่คาดว่าจะได้รับหลังจากกำลังศึกษาและวิจัย .....	7
1.4 ขอบเขตงานวิจัยและลำดับขั้นตอนในการศึกษา.....	7
1.4.1 ขอบเขตงานวิจัย.....	7
1.4.2 ลำดับขั้นตอนในการศึกษาวิจัย .....	8
บทที่ 2 การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ.....	10
2.1 นิยามและความหมายของสัญญาณรบกวน .....	10
2.2 การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	10
2.2.1 แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน.....	12
2.2.2 โหมดการเชื่อมต่อ .....	15
2.3 การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดในจากวงจรสวิตซ์ .....	18
2.3.1 การเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดของอุปกรณ์สวิตซ์ .....	20
2.3.2 ความสัมพันธ์ของการเรโซแนนซ์กับคุณสมบัติของอุปกรณ์ พาสซีฟที่ความถี่สูง .....	21
2.3.2.1 ตัวต้านทาน .....	22
2.3.2.2 ตัวเหนี่ยวนำ.....	24
2.3.2.3 ตัวเก็บประจุ.....	27

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3.3 ความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์.....	32
2.4 วงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	32
2.5 วิธีการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำตามมาตรฐาน CISPR.....	33
2.5.1 AMN/LISN.....	34
2.5.2 แผ่นกราวด์.....	35
2.5.3 เครื่องรับสัญญาณที่ได้จากการวัด.....	35
2.5.4 การติดตั้งเครื่องมือวัดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ.....	35
2.6 สรุป.....	37
บทที่ 3 วงจรบุสท์คอนเวอร์เตอร์.....	38
3.1 นิยามและความหมายของวงจรบุสท์คอนเวอร์เตอร์.....	38
3.2 หลักการทำงานของวงจรในอุดมคติ.....	38
3.2.1 เงื่อนไขในการวิเคราะห์ห้วงจรในอุดมคติ.....	38
3.2.1.1 เงื่อนไขของตัวอุปกรณ์.....	38
3.2.1.2 เงื่อนไขในขณะวงจรทำงาน.....	39
3.2.2 โหมดการทำงานของวงจรบุสท์คอนเวอร์เตอร์.....	39
3.2.2.1 โหมดที่ 1: ช่วงที่สวิตช์นำกระแส.....	39
3.2.2.2 โหมดที่ 2: ช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแส.....	40
3.3 วงจรสมมูลของวงจรบุสท์คอนเวอร์เตอร์ที่ความถี่สูง.....	45
3.4 วงจรบุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์.....	46
3.4.1 หลักการทำงานของวงจร.....	46
3.4.2 การทำงานของวงจรในอุดมคติ.....	47
บทที่ 4 การออกแบบ.....	55
4.1 การกำหนดค่าพิกัดวงจร.....	55
4.2 การออกแบบค่าอุปกรณ์.....	56
4.2.1 วงจรบุสท์คอนเวอร์เตอร์.....	56
4.2.2 วงจรบุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์.....	57
4.2.3 วงจรบุสท์คอนเวอร์เตอร์ที่ติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน ทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	58

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.2.4 วงจรเรียงกระแส .....	57
4.2.5 วงจรกรองความถี่.....	58
4.3 การเลือกอุปกรณ์.....	59
4.3.1 อุปกรณ์สวิตช์ .....	59
4.3.2 ไดโอดก้ำกึ่ง.....	59
4.3.3 ตัวเก็บประจุ .....	60
4.3.4 ตัวเหนี่ยวนำ .....	60
4.4 สรุปอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง.....	60
บทที่ 5 การจำลองและการทดลอง.....	62
5.1 แนวทางในการจำลอง.....	62
5.1.1 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ .....	63
5.1.2 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์.....	63
5.1.3 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนทาง แม่เหล็กไฟฟ้า.....	63
5.1.4 การจำลองเพื่อจะวัดสัญญาณรบกวนสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	64
5.2 แนวทางในการการทดลอง .....	65
5.2.1 การทดลองเพื่อวัดรูปคลื่นกระแสและแรงดันของอุปกรณ์ใน โดเมนเวลา .....	65
5.2.1.1 การติดตั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองและเครื่องมือวัด.....	65
5.2.1.2 ขั้นตอนในการทดลอง .....	66
5.2.2 การทดลองเพื่อวัดสัญญาณรบกวนทางตัวนำของวงจรคอนเวอร์เตอร์ใน โดเมนความถี่.....	67
5.2.2.1 การติดตั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองและเครื่องมือวัด.....	67
5.2.2.2 ขั้นตอนในการทดลอง.....	68
5.3 ผลที่ได้จากการจำลอง และการทดลองใน โดเมนเวลา .....	68
5.3.1 การวัดรูปคลื่นกระแสและแรงดันของอุปกรณ์ใน โดเมนเวลาของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์.....	68
5.3.2 การวัดรูปคลื่นกระแสและแรงดันของอุปกรณ์ใน โดเมนเวลาของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ .....	71

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.4 ผลที่ได้จากการจำลอง และการทดลองใน โดเมนความถี่.....	73
5.4.1 ผลที่ได้จากการวัดสัญญาณรบกวนทางตัวนำจากวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์.....	73
5.4.2 ผลที่ได้จากการวัดสัญญาณรบกวนทางตัวนำจากของวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ แบบซอฟต์แวร์สวิตช์ .....	74
5.4.3 ผลที่ได้จากการวัดสัญญาณรบกวนทางตัวนำจากวงจรบูสท์ คอนเวอร์เตอร์ ที่ติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า .....	76
5.5 การวิเคราะห์เปรียบเทียบผลการทดลอง.....	77
5.5.1 วงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์กับวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์แวร์สวิตช์ .....	77
5.5.1.1 เปรียบเทียบผลการทดลองใน โดเมนเวลา.....	77
5.5.1.2 เปรียบเทียบผลการทดลองใน โดเมนความถี่ .....	79
5.5.2 วงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์กับวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์ กรองสัญญาณ รบกวน .....	81
5.5.2.1 เปรียบเทียบผลการทดลองใน โดเมนเวลา.....	81
5.5.2.2 เปรียบเทียบผลการทดลองใน โดเมนความถี่ .....	81
5.5.3 วงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์แวร์สวิตช์กับวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน.....	83
5.5.3.1 เปรียบเทียบผลการทดลองใน โดเมนเวลา.....	83
5.5.3.2 เปรียบเทียบผลการทดลองใน โดเมนความถี่ .....	84
บทที่ 6 การวิเคราะห์ผลที่ได้จากการวิจัย .....	87
6.1 วิเคราะห์ผลการทดลองเปรียบเทียบกับทฤษฎี.....	87
6.2 การวิเคราะห์ในเชิงประสิทธิภาพ.....	94
บทที่ 7 สรุปผลงานวิจัยและข้อเสนอแนะ .....	98
7.1 สรุปผลการวิจัย.....	98
7.2 ข้อเสนอแนะและสิ่งที่จะพัฒนาต่อไป .....	100
เอกสารอ้างอิง.....	99
ภาคผนวก ก. คุณลักษณะสมบัติของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง .....	103
ภาคผนวก ข. รูปวงจรบูสคอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์แวร์สวิตช์ และเครื่องมือวัด .....	110
ภาคผนวก ค. บทความที่แนะนำให้เสนอในงานประชุมวิชาการ .....	113

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 การเปรียบเทียบมาตรฐานการควบคุมการปล่อยสัญญาณรบกวนทางด้าน EMC.....	2
2.1 สรุปรายละเอียดเนื้อหาบทที่ 2 .....	37
3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าดีวีไอเซลกับ อัตราขยายแรงดัน .....	44
4.1 สรุปเงื่อนไขของวงจรในอุดมคติ โดยควบคุมค่ากำลังไฟฟ้าขาเข้าให้คงที่ .....	55
4.2 องค์ประกอบของวงจรที่ต้องออกแบบ .....	55
4.3 สรุปขนาดของอุปกรณ์ที่ออกแบบสำหรับวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์และวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ .....	61
5.1 สรุปอุปกรณ์เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง .....	68
5.2 ค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนและผลต่างของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์และวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ .....	80
5.3 ค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนและผลต่างของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์และวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน .....	83
5.4 ค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนและผลต่างของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ และวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน .....	85
6.1 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างวงจรคอนเวอร์เตอร์ กรณี กำลังไฟฟ้าขาเข้าคงที่....	94
6.2 การเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียระหว่างวงจรคอนเวอร์เตอร์ กรณี กำลังไฟฟ้า ขาเข้าคงที่.....	95
6.3 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างวงจรคอนเวอร์เตอร์ กรณี กำลังไฟฟ้าขาออกคงที่..	96
6.4 การเปรียบเทียบขนาดสัญญาณรบกวนระหว่างคอนเวอร์เตอร์ .....	97
7.1 ตารางเปรียบเทียบในเชิงคุณภาพระหว่างคอนเวอร์เตอร์ .....	99

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 เส้นขีดจำกัดของ.การรบกวนทางตัวนำตามมาตรฐาน CISPR 11 และ CISPR 22 โดยวัดแบบ QUASI-PEAK .....	3
1.2 กราฟเทคนิคและค่าใช้จ่ายในการลดสัญญาณรบกวนในช่วงเวลาต่างๆ .....	4
1.3 ลักษณะการเกิดสัญญาณรบกวนในแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งที่ใช้งานทั่วไป .....	5
1.4 สเปกตรัมของสัญญาณพัลส์ ในย่านความถี่ต่างๆอันเกิดจากรูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมู .....	6
1.5 ลำดับขั้นตอนการศึกษาและวิจัยในวิทยานิพนธ์ .....	9
2.1 ลักษณะของรูปคลื่นที่ได้รับผลจากสัญญาณรบกวน .....	11
2.2 ตัวอย่างของรูปแบบของการเกิดสัญญาณรบกวนที่พบในชีวิตประจำวัน .....	12
2.3 แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า .....	13
2.4 บล็อกไดอะแกรมวงจรภายในของเครื่องรับวิทยุ .....	14
2.5 แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนภายนอกมารบกวนการทำงานของเครื่องรับวิทยุ .....	14
2.6 เครื่องรับวิทยุเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนไปรบกวนการทำงานของอุปกรณ์อื่น .....	15
2.7 ลักษณะเส้นทางเดินของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า .....	15
2.8 ทิศทางการส่งผ่านสัญญาณรบกวนในโหมดผลต่าง .....	16
2.9 ทิศทางการส่งผ่านสัญญาณรบกวนในโหมดร่วม .....	17
2.10 สเปกตรัมในโดเมนความถี่ของรูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมู .....	19
2.11 รูปคลื่นพัลส์สี่เหลี่ยมคางหมูที่เกิดการแกว่งของสัญญาณ .....	20
2.12 อิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ในอุดมคติ .....	21
2.13 แบบจำลองตัวต้านทาน .....	22
2.14 ความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ของตัวต้านทานกับความถี่ไฟฟ้า .....	24
2.15 แบบจำลองตัวเหนี่ยวนำ .....	24
2.16 ความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำกับความถี่ไฟฟ้า .....	26
2.17 เส้นโค้งแอดมิตแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ .....	27
2.18 แบบจำลองตัวเก็บประจุ .....	27
2.19 พื้นที่วงปิดที่เกิดจากขาตัวเก็บประจุ .....	28
2.20 พื้นที่ตัดขวางของตัวเก็บประจุ .....	29
2.21 ความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุกับความถี่ไฟฟ้า .....	30
2.22 เส้นโค้งอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ .....	32
2.23 วงจรกรองสัญญาณรบกวนแบบ PI ( $\pi$ ) .....	33

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.24	วงจร AMN/LISN ตามมาตรฐาน CISPR ..... 34
2.25	การติดตั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ แบบ วางอุปกรณ์บน โต๊ะ ..... 36
3.1	วงจรมุมของวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์ ..... 38
3.2	วงจรมุมเมื่อสวิตช์นำกระแส ..... 39
3.3	รูปคลื่นกระแสและแรงดันของตัวเหนี่ยวนำ; $L_1$ ..... 40
3.4	รูปคลื่นกระแสและแรงดันของตัวเก็บประจุ; $C_1$ ..... 41
3.5	วงจรมุมเมื่อสวิตช์หยุดนำกระแส..... 42
3.6	ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายแรงดันกับ ดิวตี้ไซเคิล ..... 44
3.7	วงจรมุมของวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์ที่ความถี่สูง ..... 45
3.8	รูปคลื่นของกระแสและแรงดันของสวิตช์ของวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์ที่ความถี่สูง..... 45
3.9	วงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์ แบบชอฟท์สวิตช์..... 46
3.10	รูปคลื่นของกระแส (เส้นสีดำ) และแรงดันไฟฟ้า (เส้นสีเทา) ที่ตกคร่อมอุปกรณ์ประกอบ ของวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบชอฟท์สวิตช์..... 47
3.11	วงจรมุมของวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบชอฟท์สวิตช์ ในโหมดที่ 1 ..... 48
3.12	วงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบชอฟท์สวิตช์ในโหมดที่ 2..... 48
3.13	วงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบชอฟท์สวิตช์ในโหมดที่ 3..... 49
3.14	วงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบชอฟท์สวิตช์ ในโหมดที่ 4..... 50
3.15	วงจรมุมของวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบชอฟท์สวิตช์ ในโหมดที่ 5..... 50
3.16	วงจรมุมของวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบชอฟท์สวิตช์ ในโหมดที่ 6..... 51
3.17	วงจรมุมของวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบชอฟท์สวิตช์ ในโหมดที่ 7..... 52
3.18	สรุปโหมดการทำงานของวงจรถัง 7 โหมด ..... 53
4.1	วงจรมุมที่แสดงองค์ประกอบของวงจรถังหมดที่ต้องออกแบบ ..... 54
4.2	วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น..... 57
4.3	วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบใช้ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ..... 58
4.4	วงจรมุมของวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์ ..... 59
5.1	การจำลองของวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์..... 62

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.2	รูปการจำลองของวงจรบวสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์..... 63
5.3	รูปการจำลองของอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า..... 64
5.4	คุณลักษณะในการกรองสัญญาณของอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ได้การจำลอง ..... 64
5.5	การต่อวงจรสมมูลของ LISN เข้าไประหว่างแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ กับวงจรเรียง กระแสที่เป็นด้านแรงดันขาเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ..... 65
5.6	การติดตั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองและเครื่องมือวัดเพื่อวัดรูปคลื่นกระแสและแรงดัน ของอุปกรณ์ในโดเมนเวลา ..... 66
5.7	การติดตั้งอุปกรณ์เพื่อวัดสัญญาณรบกวนทางตัวนำ ..... 67
5.8	วงจรบวสท์คอนเวอร์เตอร์กับตำแหน่งการวัดในการจำลองและการทดลอง ..... 69
5.9	รูปคลื่นกระแสและแรงดันของวงจรบวสท์คอนเวอร์เตอร์ที่วัดได้จากด้านแรงดันขาเข้า และขาออกของวงจร ..... 69
5.10	รูปคลื่นกระแสที่วัดได้จากด้านแรงดันขาเข้าและขาออกของวงจรที่ขยายค่าริปเปิ้ล ..... 69
5.11	รูปคลื่นแรงดันที่วัดได้จากด้านแรงดันขาเข้าและขาออกของวงจรที่ขยายค่าริปเปิ้ล..... 70
5.12	รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่มอสเฟตกำลังของวงจรบวสท์คอนเวอร์เตอร์ ..... 70
5.13	ลักษณะและตำแหน่งที่วัดของวงจรบวสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์..... 71
5.14	รูปคลื่นกระแสและแรงดันของวงจรวงจรบวสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ที่วัด ได้จากด้านแรงดันขาเข้าและขาออกของวงจร ..... 71
5.15	รูปคลื่นกระแสที่วัดได้จากด้านแรงดันขาเข้าและขาออกของวงจรที่ขยายค่าริปเปิ้ล ..... 72
5.16	รูปคลื่นแรงดันที่วัดได้จากด้านแรงดันขาเข้าและขาออกของวงจรที่ขยายค่าริปเปิ้ล..... 72
5.17	รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่มอสเฟตกำลังของวงจรบวสท์คอนเวอร์เตอร์แบบ ซอฟท์สวิตช์ ..... 73
5.18	สัญญาณรบกวนทางสายตัวนำของวงจรบวสท์คอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากการจำลอง..... 74
5.19	สัญญาณรบกวนทางสายตัวนำของวงจรบวสท์คอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากการทดลอง เปรียบเทียบกับกรจำลอง ..... 74
5.20	สัญญาณรบกวนทางตัวนำของวงจรวงจรบวสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ที่ได้จาก การจำลอง ..... 75
5.21	สัญญาณรบกวนทางตัวนำของวงจรวงจรบวสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ที่ได้จากการ ทดลองเปรียบเทียบกับกรจำลอง..... 75

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.22	สัญญาณรบกวนทางสายตัวนำที่วัดได้ของวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้ง อุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนที่ได้จากการจำลอง ..... 76
5.23	สัญญาณรบกวนทางสายตัวนำที่วัดได้ของวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้ง อุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนที่ได้จากการทดลองเปรียบเทียบกับ การจำลอง ..... 76
5.24	รายละเอียดลำดับขั้นตอนการนำเสนอการวิเคราะห์ และเปรียบเทียบผลการทดลอง ..... 77
5.25	การเปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดันและกระแส..... 78
5.26	การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนทางตัวนำที่ได้จากการทดลองระหว่างวงจรมุสท์ คอนเวอร์เตอร์กับวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์แวร์..... 79
5.27	ผลต่างของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์ แบบทั่วไปกับวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์แวร์..... 81
5.28	การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนทางตัวนำที่ได้จากการทดลองระหว่างวงจรมุสท์กับ วงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน ..... 82
5.29	ผลต่างของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบ ทั่วไป กับวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบใส่วงจรกรอง..... 82
5.30	การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนทางตัวนำที่ได้จากการทดลองระหว่างวงจรมุสท์ คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์แวร์ กับวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์ กรองสัญญาณรบกวนในโดเมนความถี่..... 84
5.31	ผลต่างของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบ ซอฟต์แวร์ กับวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบใส่วงจรกรอง.....86
6.1	วงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์ที่แทนที่ซอฟต์แวร์ด้วยโมเดลตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และ ตัวเหนี่ยวนำ..... 87
6.2	ผลที่ได้จากการคำนวณโดยใช้โปรแกรม Matlab ในโดเมนเวลา..... 91
6.3	ผลที่ได้จากการคำนวณโดยใช้โปรแกรม Matlab ในโดเมนความถี่..... 91
6.4	ผลที่ได้จากการคำนวณโดยใช้โปรแกรม Matlab ในโดเมนเวลาหลังปรับค่า ตัวแปรใหม่..... 93
6.5	ผลที่ได้จากการคำนวณโดยใช้โปรแกรม Matlab ในโดเมนความถี่หลังปรับค่า ตัวแปรใหม่..... 93
6.6	การเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสีย ระหว่างวงจรมุสท์ และวงจรมุสท์แบบ ซอฟต์แวร์ ..... 94

# สารบัญย่อและคำศัพท์

คำศัพท์ที่นิยามเป็นภาษาไทย

คำศัพท์เดิม

## 1. หมวด ก.

กระแสพลิว	Ripple current
การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า	Electromagnetic Interference
การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการแผ่กระจายทางอากาศ	Radiated interference
การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ	Conducted interference
การใส่แทรก	Insertion loss
การออสซิลเลตภายในของตัวอุปกรณ์	Self oscillation
การแกว่งของสัญญาณรูปไซน์ที่กระด้างขึ้นจากแรงดันกระแสตรง	Ringing
การสูญเสียจากการนำกระแส	Conduction loss

## 2. หมวด ค.

คณะกรรมการเทคนิคไฟฟ้าระหว่างชาติ	International Electrotechnical Commission
ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า	Electromagnetic Compatibility
ความจุไฟฟ้าปรสิต	Parasitic capacitance
ความต้านทานปรสิต	Parasitic resistance
ความต้านทานรั่ว	Leakage resistance: $R_p$
ความต้านทานสมมูลแบบอนุกรม	Equivalent series resistance: ESR
ความถี่ตัด	Cutoff frequency: $f_c$
ความยาวของทางเดินแม่เหล็ก	Magnetic path length
ความเหนี่ยวนำปรสิต	Parasitic inductance
ค่าแรงดันเบรกดาวน์ย้อนกลับ	Reverse breakdown voltage
ค่าสูงสุดของรูปคลื่น	Peak value

## 3. หมวด จ.

จุดดิน	Earth
--------	-------

## 4. หมวด ช.

ช่วงเวลาที่ขาขึ้น	Rise time: $t_r$
ช่วงเวลาที่ขาลง	Fall time: $t_f$

## สารบัญย่อและคำศัพท์ (ต่อ)

คำศัพท์ที่นิยามเป็นภาษาไทย

คำศัพท์เดิม

5. หมวด ช .

ซัสเซพต์แดนซ์..... Susceptance: B

6. หมวด ด .

ไดโอดถูกไบอัสไปข้างหน้า..... Diode forward biased

ไดโอดถูกไบอัสย้อนกลับ..... Diode Reverse biased

ไดโอดแบบบริดจ์..... Bridge diode

7. หมวด ต.

ตัวเก็บประจุปรสิต ..... Parasitic capacitor

8. หมวด พ.

พอร์ตโทรคมนาคม..... Telecommunication ports

9. หมวด ร.

แรงดันเบรกดาวน์ย้อนกลับ..... Reverse breakdown voltage

แรงดันพลิว ..... Ripple voltage

รีแอกแตนซ์..... Reactance

10 หมวด ว.

วงจรแปลงแรงดันกระแสตรงเป็นแรงดันกระแสตรง ..... DC-DC converter

วงจรแปลงแรงดันกระแสสลับเป็นแรงดันกระแสตรง..... AC-DC converter

วงจรกรองแบบเฉื่อยงาน ..... Passive filter

วงจรกรองแบบไวงาน..... Active filter

วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบเฉื่อยงาน ..... Passive low pass filter

วงจรขับเกต ..... Gate drive

วงจรเรียงกระแส ..... Rectifier

วงจรเรียงกระแสชนิดที่ควบคุมไม่ได้ ..... Uncontrolled Rectifier

วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ..... Full wave rectifier

# สารบัญย่อและคำศัพท์ (ต่อ)

คำศัพท์ที่นิยามเป็นภาษาไทย

คำศัพท์เดิม

## 11. หมวด ส.

สภาวะคงตัว .....	Steady state
สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย .....	Switching power supply
สัญญาณไขว้แทรก .....	Crosstalk
สัญญาณรบกวนเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิของ ความต้านทานภายในตัวนำไฟฟ้า.....	Thermal noise
เส้นทางเดินของสัญญาณรบกวน .....	Coupling path
เส้นขีดจำกัด .....	Limit line

## 12. หมวด ห.

หม้อแปลงที่มีแทปกกลาง .....	Center tapped transformer
ห้องทดสอบที่มีการชิลด์ และบุด้วยตัวดูดซับสัญญาณรอบห้อง.....	Chamber
แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน.....	Electromagnetic Interference Source
โหมดผลต่าง.....	Differential Mode
โหมดร่วม .....	Common Mode

## 13. หมวด อ.

อุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า .....	Filter
อุปกรณ์ที่ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวน.....	Receptor, Victim
อุปกรณ์ไร้สาย .....	wireless

# สารบัญย่อและคำศัพท์ (ต่อ)

คำย่อ

คำศัพท์เดิม

## 1. หมวด C

CISPR ..... COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES-  
PERTURBATIONS RADIO ÉLECTRIQUES

$C$  ..... Capacitor

$C_p$  ..... Pararell capacitor

$C_s$  ..... Series capacitor

## 2. หมวด D

$D$  ..... Duty ratio

$d$  ..... turn on time

## 3. หมวด E

EMC ..... Electromagnetic Compatibility

EMI ..... Electromagnetic Interference

EN ..... European Norm

$\varepsilon$  ..... Permittivity of free space

## 4. หมวด F

$f$  ..... frequency

$f_r$  ..... Self-resonant frequency

$f_c$  ..... Cut off frequency

FM ..... Frequency Modulation

## 5. หมวด I

$I_{cm}$  ..... Common mode current

$I_{dm}$  ..... Differential mode current

$I_L$  ..... Inductor current

IEC ..... International Electro technical Commission

ISN ..... Impedance stabilization network

## สารบัญย่อและคำศัพท์ (ต่อ)

คำย่อ

คำศัพท์เดิม

### 6. หมวด L

LISN	Line Impedance Stabilization Network
$L$	Inductor
$L_p$	Pararell inductor
$L_s$	Series inductor

### 7. หมวด M

MHz	mega Hertz
$\mu F$	micro Farad

### 8. หมวด R

$R_c$	Critical resistance
$R_D$	Diode resistance
$R_{DS}$	Drain-source resistance
RCB	Residual current circuit breaker

### 9. หมวด S

S	Switch
s	second
SRF	Self-resonance frequency

### 10. หมวด T

T	a cycle
$t_r$	Rise time

# บทที่ 1

## บทนำและความเป็นมา

### 1.1 บทนำและความเป็นมา

ในศตวรรษที่ 21 นี้ อาจกล่าวได้ว่ามนุษย์ไม่สามารถที่จะหลีกเลี่ยงการใช้งานอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าได้ อุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าเข้ามามีบทบาทสำคัญในการอำนวยความสะดวกต่อการดำรงชีวิตประจำวันของมนุษย์และมีปริมาณการใช้งานเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว โดยจะสามารถพบเห็นการใช้งานเครื่องใช้ที่อาศัยพลังงานจากกระแสไฟฟ้าได้ทั่วไป ดังเช่น หลอดไฟฟ้า ตู้เย็น โทรทัศน์ พัดลม ไมโครเวฟ คอมพิวเตอร์ ฯลฯ เป็นต้น ดังนั้นเมื่อมนุษย์มีความต้องการและความจำเป็นในการใช้งานเครื่องใช้ไฟฟ้าในปริมาณที่สูงมากจึงเป็นโอกาสให้กลุ่มบริษัทผู้ผลิตอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้างดงกล่าว เร่งผลิต ผลิตภัณฑ์ของตนเข้าสู่ตลาดเครื่องใช้ไฟฟ้า เพื่อสนองความต้องการที่เพิ่มสูงขึ้นจนกลายเป็นตลาดใหญ่ที่มีการแข่งขันของบริษัทผู้ผลิตในการค้นคว้าประดิษฐ์ผลิตภัณฑ์ใหม่ๆ ตลอดจนพัฒนาผลิตภัณฑ์เดิมให้มีคุณภาพดีขึ้น เช่น การเพิ่มความเร็ว การลดขนาดให้เล็กลง เพิ่มประสิทธิภาพของการทำงานให้สูงขึ้น อย่างไรก็ตามอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้านั้นไม่ได้ให้แต่เฉพาะประโยชน์เพียงด้านเดียว ในด้านผลเสียที่เกิดจากอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าก็สามารถพบได้ในการทำงานของอุปกรณ์เช่นกัน ได้แก่ การปล่อยสัญญาณฮาร์มอนิกส์ การปล่อยสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำและโดยการแผ่กระจายทางอากาศไปรบกวนการทำงานของอุปกรณ์อื่น เป็นต้น ดังนั้นการที่ปล่อยให้มีสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการใช้งานของอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วโดยไม่มีการควบคุม ย่อมก่อให้เกิดปัญหาในหลายๆด้าน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการกำหนดมาตรฐานขีดจำกัดการปล่อยสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการใช้งานของอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้า เพื่อให้อุปกรณ์แต่ละตัว ไม่สร้างสัญญาณรบกวนออกไปรบกวนการทำงานของอุปกรณ์อื่นที่ตั้งอยู่ข้างเคียงเกินกว่าค่าพิกัดที่ยอมรับได้ตามค่ามาตรฐานที่กำหนด ในขณะที่เดียวกันก็ต้องมีการออกแบบให้อุปกรณ์นั้นสามารถทนทานต่อการรบกวนให้ได้ตามค่ามาตรฐานที่กำหนด เพื่อให้อุปกรณ์สามารถทำงานได้อย่างปกติแม้ถูกการรบกวน ทั้งจากภายในตัวอุปกรณ์เอง และจากภายนอกอุปกรณ์นั้น ดังนั้นในการพัฒนาประสิทธิภาพของผลิตภัณฑ์ ผู้ออกแบบจึงจำเป็นต้องพิจารณาออกแบบผลิตภัณฑ์ให้สอดคล้องตามมาตรฐานที่กำหนด

ปัจจุบันมีมาตรฐานที่ใช้ในการอ้างอิงสำหรับการควบคุมสัญญาณ เพื่อให้มีความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Compatibility: EMC) อยู่หลายมาตรฐาน เช่น มาตรฐาน CISPR (COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIO ÉLECTRIQUES: CISPR) ซึ่งเป็นมาตรฐานหนึ่งในมาตรฐาน IEC (International Electro technical Commission) โดยมาตรฐานดังกล่าวจะเป็นมาตรฐานกลางสำหรับอ้างอิงถึงขีดจำกัดของสัญญาณรบกวนของอุปกรณ์ที่ใช้ในนานาประเทศ ตัวอย่างของมาตรฐานนี้ ได้แก่ CISPR 11 และ

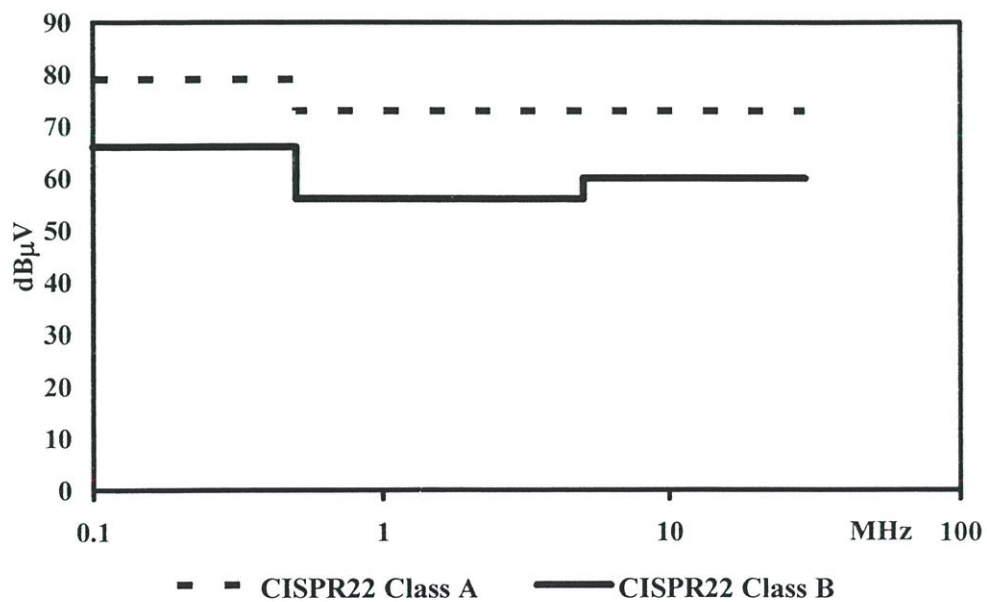
CISPR 22 ตามที่แสดงในรูปที่ 1.1 แต่สำหรับในบางประเทศจะมีการกำหนดมาตรฐานขึ้นสำหรับใช้ในการควบคุมขีดจำกัดของสัญญาณรบกวนของอุปกรณ์ที่นำเข้ามาจำหน่ายในประเทศของตนเอง ได้แก่ มาตรฐาน EN (European Norm) ที่ใช้ในกลุ่มประเทศที่ตั้งในแถบยุโรป มาตรฐาน FCC ของประเทศสหรัฐอเมริกา มาตรฐาน VDE ของประเทศเยอรมัน และมาตรฐาน VCCI ของประเทศญี่ปุ่น เป็นต้น รายละเอียดประเภทของการใช้งานของมาตรฐานเหล่านี้ สรุปได้ตารางที่ 1.1

ตารางที่ 1.1 การเปรียบเทียบมาตรฐานการควบคุมการปล่อยสัญญาณรบกวนทางด้าน EMC [1]

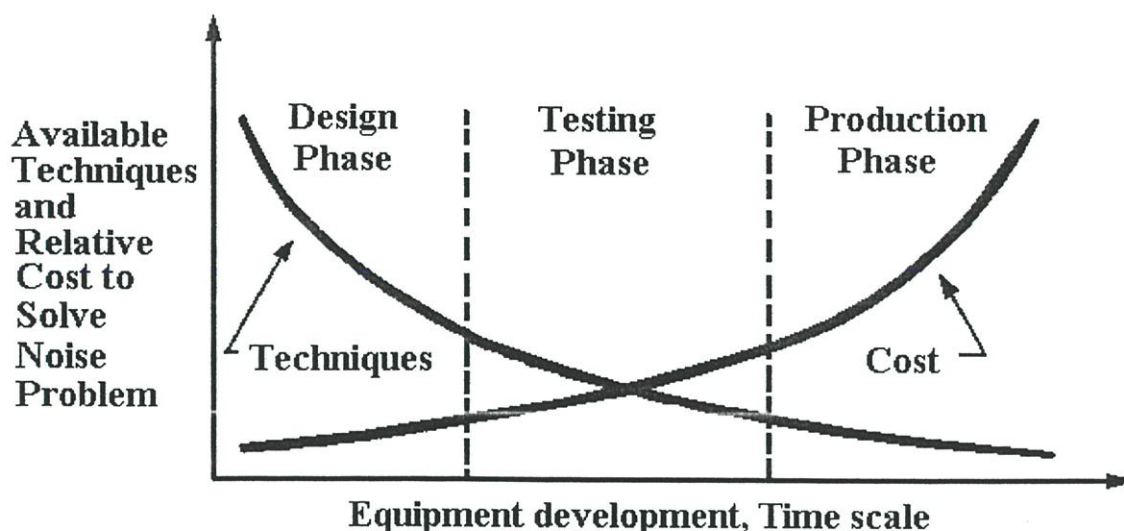
หัวข้อขีดจำกัดและคุณสมบัติในการวัด	มาตรฐานนานาชาติ	มาตรฐานยุโรป	มาตรฐานอังกฤษ	มาตรฐานอเมริกา
การรบกวนของสัญญาณทางแม่เหล็กไฟฟ้าในอุปกรณ์ทางอุตสาหกรรม ทางการแพทย์ และวิทยาศาสตร์ (Industrial, Science, Medical Equip.(ISM))	CISPR11	EN55011	BS EN 55011	FCC Part 18
การรบกวนของสัญญาณทางแม่เหล็กไฟฟ้าต่อเครื่องรับวิทยุ และโทรทัศน์ (radio receiver)	CISPR13	EN55013	BS 905 Part 1	FCC Part 15
การรบกวนของสัญญาณทางแม่เหล็กไฟฟ้าต่อเครื่องใช้ภายในบ้าน และ เครื่องมือไฟฟ้า (Household appliance)	CISPR14	EN55014	BS EN 55014	-
การรบกวนของสัญญาณทางแม่เหล็กไฟฟ้าต่อหลอดแสงสว่างภายในบ้าน (Lighting Equipment)	CISPR15	EN55015	BS EN 55015	-
การรบกวนของสัญญาณทางแม่เหล็กไฟฟ้าต่อเครื่องมือหรืออุปกรณ์การวัด (EMI Measurement)	CISPR16	EN55016	BS 727	FCC-MP4
การรบกวนของสัญญาณทางแม่เหล็กไฟฟ้าต่ออุปกรณ์ทางด้านสื่อสารข้อมูล (Information Technology Equipment (ITE))	CISPR22	EN55022	BS EN 55022	FCC Part 15
EMC สำหรับงานวัดและควบคุมทางอุตสาหกรรม	IEC 801 Parts 1-3	HD 481	BS 6667 Parts 1,3	-

วิธีการที่ใช้ในการลดสัญญาณรบกวนให้น้อยลง ทำให้ผลิตภัณฑ์เครื่องใช้ไฟฟ้าสามารถผ่านการทดสอบตามมาตรฐานที่กำหนดจนสามารถจำหน่ายได้ตามที่บริษัทผู้ผลิตต่างๆ นำมาใช้ในปัจจุบัน มีอยู่หลายวิธี เช่น การนำอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Filter) มาต่อคั่นระหว่าง

วงจรที่ต้องการกรองสัญญาณรบกวนกับแหล่งจ่ายไฟฟ้า การนำวัสดุมาชิลด์วงจรเพื่อไม่ให้สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นปล่อยออกไปนอกวงจร ในขณะที่เดียวกันก็เป็นการป้องกันสัญญาณรบกวนจากภายนอกด้วย อย่างไรก็ตามวิธีการดังกล่าวเหล่านี้ ไม่ได้เป็นการลดขนาดของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจรให้ลดน้อยลงแต่อย่างใด สัญญาณรบกวนยังคงเกิดขึ้นในวงจรและรบกวนการทำงานของอุปกรณ์อื่นที่อยู่ภายในวงจร การแก้ปัญหาเป็นเพียงแค่สกัดกั้นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นแล้วไม่ให้ออกไปรบกวนวงจรอื่นภายนอกเท่านั้น ซึ่งเป็นการแก้ปัญหาที่ปลายเหตุ และยังทำให้วงจรมีขนาดใหญ่และน้ำหนักเพิ่มขึ้น ตลอดจนมีราคาสูงขึ้นด้วย ดังนั้นหากต้องการแก้ปัญหาได้ตรงกับต้นเหตุของปัญหาและนำไปสู่การลดสัญญาณรบกวนให้น้อยลงได้อย่างแท้จริง จะต้องศึกษาถึงสาเหตุของปัญหา พร้อมหาแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนแล้วจึงออกแบบวงจรใหม่เพื่อแก้ไข โดยอาจจะใช้เทคนิคที่เกี่ยวกับการหักล้างสัญญาณหรือ ลดทอนขนาดของสัญญาณ จนเป็นผลให้ค่าสัญญาณรบกวนน้อยลงที่สุดในรูปที่ 1.2 ซึ่งเป็นกราฟแสดงเทคนิคในการแก้ปัญหา และค่าใช้จ่ายในการแก้ปัญหานั้นๆ เปรียบเทียบกับขั้นตอนในช่วงต่างๆ ตั้งแต่เริ่มออกแบบ ทดสอบจนถึงการผลิต ซึ่งจะเห็นได้ว่า ถ้าหากอุปกรณ์ถูกออกแบบพร้อมกับการใช้เทคนิคการลดสัญญาณรบกวนตั้งแต่เริ่มต้นแล้ว วิธีที่ใช้จะเป็นแบบง่ายๆ และเสียค่าใช้จ่ายน้อยอีกด้วย ในทางตรงกันข้าม หากไม่มีการป้องกันเรื่องสัญญาณรบกวนตั้งแต่แรก เมื่อประสบกับปัญหาเกี่ยวกับสัญญาณรบกวนแล้ว จะต้องทำการออกแบบวงจรใหม่หรือเพิ่มอุปกรณ์ป้องกันสัญญาณรบกวนซึ่งวงจรส่วนที่สร้างเพิ่มขึ้นนี้จะทำให้ขนาด ราคา และการสูญเสียพลังงานในขณะที่ใช้งานมีค่าเพิ่มขึ้นด้วย ดังนั้นปัญหาทางด้าน EMC นี้จึงควรต้องพิจารณาตั้งแต่เริ่มออกแบบ มิฉะนั้นค่าใช้จ่ายที่ตามมาจะสูงขึ้นและวิธีแก้ไขจะยากขึ้นด้วย



รูปที่ 1.1 เส้นขีดจำกัดของการรบกวนทางตัวนำตามมาตรฐาน CISPR 11 และ CISPR 22 โดยวัดแบบ QUASI-PEAK



รูปที่ 1.2 กราฟเทคนิคและค่าใช้จ่ายในการลดสัญญาณรบกวนในช่วงเวลาต่างๆ

นอกจากนี้ ในขั้นตอนของการออกแบบเราควรที่จะพิจารณาถึงการป้องกันการปล่อยสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยแยกพิจารณาในแต่ละส่วนของอุปกรณ์เครื่องใช้ หรือแต่ละวงจรย่อยๆ นั้นเอง เช่น วงจรแปลงแรงดันกระแสตรงเป็นแรงดันกระแสตรง (DC-DC converter), วงจรแปลงแรงดันกระแสสลับเป็นแรงดันกระแสตรง (AC-DC converter), สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching power supply), วงจรดิจิทัล วงจรจับเกต เป็นต้น เนื่องจากการองค์ประกอบแต่ละส่วนของอุปกรณ์ มีการทำงานที่มีรายละเอียดที่ต่างกัน การสร้างสัญญาณรบกวนต่างกัน ดังนั้นการออกแบบเพื่อให้สามารถลดการปล่อยสัญญาณรบกวนจึงต่างกัน

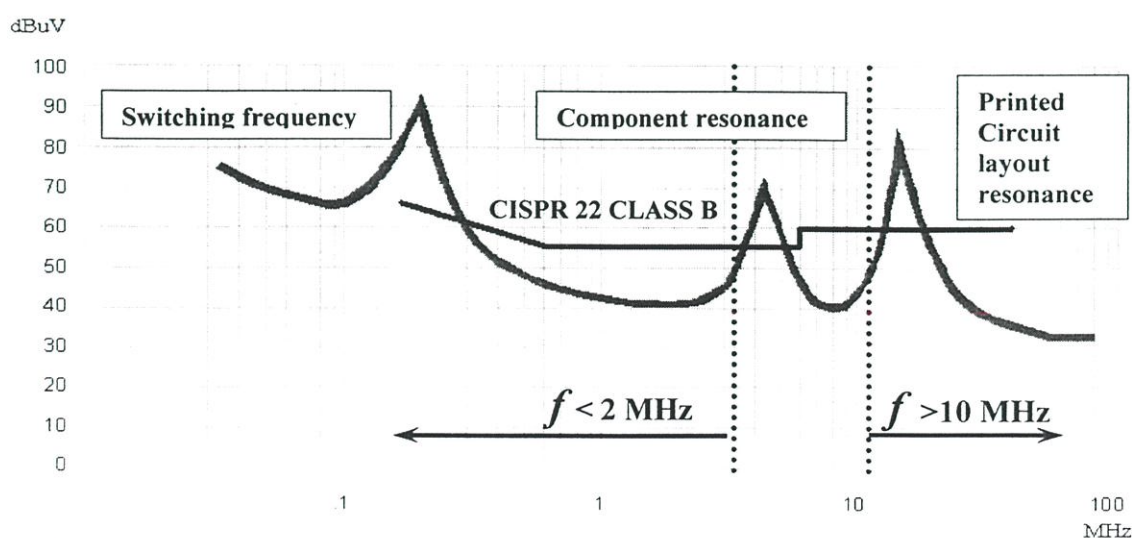
## 1.2 ปัญหาที่กำลังศึกษาและวิจัย

ตามเอกสารอ้างอิง [1-8] ได้ให้นิยามของรูปแบบและลักษณะของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าไว้โดยจำแนกตามสาเหตุของการเกิด เช่น เกิดจากธรรมชาติ เกิดจากอุปกรณ์ที่มนุษย์สร้างขึ้น สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้จะเลือกพิจารณาเฉพาะลักษณะการเกิดของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากอุปกรณ์ที่มนุษย์สร้างขึ้นในส่วนที่เป็นวงจรที่มีอุปกรณ์สวิตชิงเป็นองค์ประกอบ โดยการรบกวนที่เกิดขึ้นดังกล่าวอาจเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดของกระแส และแรงดันขณะที่สวิตช์เปลี่ยนสถานะ หรือเกิดจากผลของการเกิดจากระโซแนนซ์ของอุปกรณ์ภายในวงจร หรือเกิดจากการเรโซแนนซ์ที่เป็นผลมาจากลักษณะรูปแบบของการวางสายเส้นวงจร โดยเลือกวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์เป็นกรณีศึกษา เพื่อทำความเข้าใจถึงที่มาของการเกิดสัญญาณรบกวน ลักษณะของสัญญาณรบกวน รูปแบบการรบกวนที่มีต่อวงจร ตลอดจนผลกระทบต่อการทำงานของวงจรเนื่องจากถูกรบกวน วิธีการหรือแนวทางในการลดสัญญาณรบกวน

ในการนำเสนอแนวทางในการลดสัญญาณรบกวน ได้เลือกวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์มาการศึกษาลักษณะของการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า เปรียบเทียบกับวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบทั่วไป โดยวงจรดังกล่าวได้คัดเลือกมาจากบทความงานวิจัย [9] ที่เคยเผยแพร่มาแล้ว แต่บทความดังกล่าวได้นำเสนอเฉพาะลักษณะการทำงานของวงจรเท่านั้น โดยยังไม่ได้ศึกษาลักษณะของการเกิดสัญญาณรบกวน ซึ่งแท้จริงแล้วในบทความงานวิจัยที่ผ่านมา มีงานวิจัยมากมายที่ใช้เทคนิคซอฟท์สวิตช์เข้ามาช่วยในการปรับปรุงประสิทธิภาพของวงจร ดังนั้นรูปแบบของวงจรที่ทำให้การทำงานของวงจรเป็นแบบซอฟท์สวิตช์จึงหลากหลาย สำหรับรูปแบบวงจรที่เลือกมานั้น เป็นวงจรที่ง่ายไม่ซับซ้อน มีอุปกรณ์สวิตช์ในวงจรเพียงตัวเดียว มีจำนวนอุปกรณ์ในไม่วงจรไม่มากเมื่อเทียบกับวงจรอื่น

### 1.2.1 สมมุติฐานเกี่ยวกับปัญหา

ตามเอกสารอ้างอิง [4] ได้สรุปรูปแบบการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าของวงจรที่มีอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งเป็นองค์ประกอบที่ใช้งานทั่วไปในย่านความถี่ต่างๆ ดังรูปที่ 1.3 จากรูปพบว่า ในแนวแกนตั้ง ซึ่งเป็นค่า dB $\mu$ V ที่คำนวณได้ตามสมการที่ (1.1) เทียบกับ แกนนอน ซึ่งอยู่ในสเกลของลอการิทึมของความถี่ จะมีค่าสูงใน 3 ย่านความถี่ กล่าวคือ ในย่านความถี่น้อยกว่า 2 MHz ค่าความถี่สวิตช์ซึ่งจะมีผลต่อขนาดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น โดยจะมีค่าสูงสุดที่ความถี่สวิตช์ ย่านความถี่ระหว่าง 2 - 10 MHz การเกิดเรโซแนนซ์ของอุปกรณ์ตัวเก็บประจุปรสิติกและตัวเหนี่ยวนำปรสิติกภายในตัวอุปกรณ์ซึ่งจะอธิบายใน บทที่ 2 แต่ละตัวจะมีผลต่อขนาดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น และในย่านความถี่สูงกว่า 10 MHz การเกิดเรโซแนนซ์เนื่องจากการวางตำแหน่งของอุปกรณ์และการเชื่อมต่อของอุปกรณ์ในแผ่นลายเส้นวงจรจะมีผลต่อขนาดสัญญาณรบกวน ดังนั้นหากต้องการจะลดการปล่อยสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าของวงจร จะต้องหาวิธีการที่สามารถนำมาใช้ลดสัญญาณรบกวนใน 3 ย่านความถี่ดังกล่าว

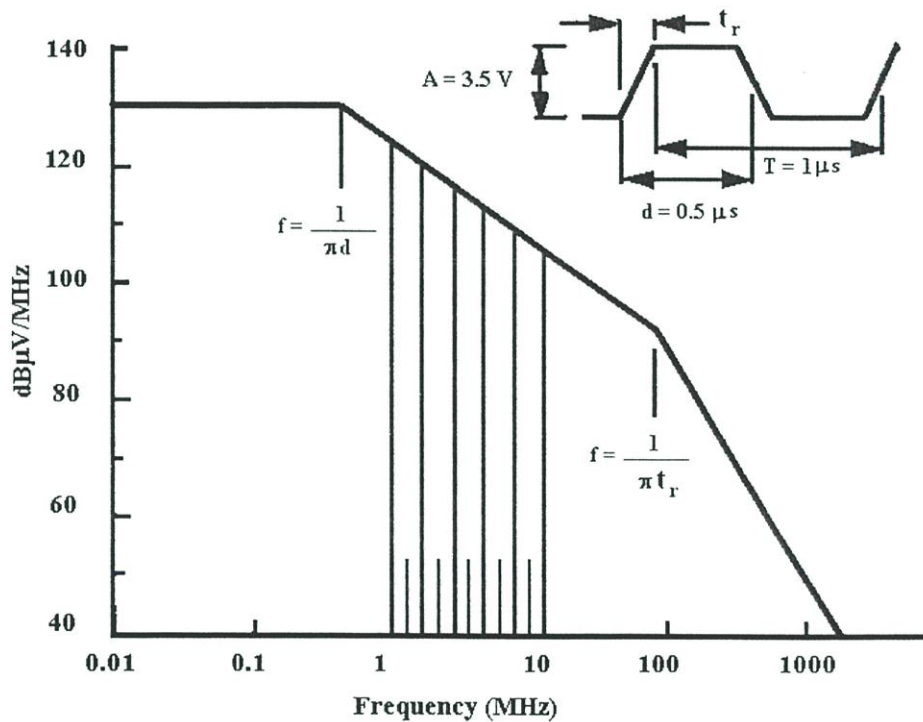


รูปที่ 1.3 ลักษณะการเกิดสัญญาณรบกวนในแหล่งจ่ายไฟสวิตช์ที่ใช้งานทั่วไป

$$\text{dB}\mu\text{V} = 20 \log \frac{V_{R=50\Omega}}{1 \mu\text{V}} \quad (1.1)$$

เมื่อ  $\text{dB}\mu\text{V}$  คือ ค่าสัดส่วนของแรงดันเมื่อเทียบกับแรงดัน  $1 \mu\text{V}$  ในสเกลของล็อกการิทึม  
 $V_{R=50\Omega}$  คือ แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน ขนาด  $50 \Omega$  ภายในของ เครื่องมือวัด  
 สัญญาณรบกวน (Line Impedance Stabilization Network: LISN)

### 1.2.2 แนวทางที่จะนำมาใช้ในการแก้ปัญหา



รูปที่ 1.4 สเปกตรัมของสัญญาณพัลส์ ในย่านความถี่ต่างๆอันเกิดจากรูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมู

$$f = \frac{1}{\pi d} \quad (1.2)$$

$$f = \frac{1}{\pi t_r} \quad (1.3)$$

เมื่อ  $f$  = ความถี่ หน่วย เฮิร์ตซ์ : Hz  
 $d$  = ช่วงเวลาที่นำกระแส หน่วย วินาที: Second: s  
 $t_r$  = ช่วงเวลาขาขึ้น หน่วย วินาที: Second: s  
 $T$  = คาบเวลาหน่วย วินาที: Second: s

รูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่สวิทช์ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมู กล่าวคือ รูปคลื่นจะประกอบไปด้วยช่วงเวลาขาขึ้น ช่วงเวลาที่นำกระแส และช่วงเวลาขาลง ซึ่งแนวโน้มของสเปกตรัมของสัญญาณพัลส์ ในย่านความถี่ต่างๆอันเกิดจากรูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมูจะเป็นดังรูปที่ 1.4 ซึ่งจะเห็นได้ว่า dB $\mu$ V จะขึ้นอยู่กับช่วงเวลานำกระแสและช่วงเวลาขาขึ้นของรูปคลื่นสัญญาณพัลส์ ตามที่แสดงในสมการ (1.2) และ (1.3)

ค่าสัญญาณรบกวนจะมีค่าสูงสุดจนเมื่อความถี่มีค่าเท่ากับสมการที่ (1.2) ค่าสัญญาณจะมีค่าลดลงด้วยอัตรา 20 dB/decade จนถึงเมื่อความถี่มีค่าเท่ากับสมการที่ (1.3) ค่าสัญญาณจะมีค่าลดลงอีกด้วยอัตรา 40 dB/decade ดังนั้นหากเราเพิ่มค่าช่วงเวลาที่นำกระแสและช่วงเวลาขาขึ้นก็จะทำให้ค่าสนามไฟฟ้าลดลงตั้งแต่ความถี่น้อยๆ สำหรับรายละเอียดความสัมพันธ์ดังกล่าวนี้จะถูกอธิบายอีกครั้งในหัวข้อ 2.3 เรื่อง การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดในจากรวงจรสวิทช์ชิ่ง จากเหตุผลข้างต้นในวิทยานิพนธ์นี้ จึงเลือกใช้เทคนิคการทำให้การทำงานของอุปกรณ์สวิทช์เป็นแบบซอฟท์สวิทช์เพื่อช่วยการในการลดการเกิดสัญญาณรบกวน เทคนิคดังกล่าวจะมีการเพิ่มอุปกรณ์ตัวเก็บประจุ ตัวเหนี่ยวนำค่าน้อยๆเข้ามาในวงจร เพื่อเลื่อนตำแหน่งที่เกิดความถี่ของเรโซแนนซ์ อีกทั้งยังช่วยหน่วงเวลาในขณะที่สวิทช์มีการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดหรือเกิดการกระชากของกระแสและแรงดัน หรือในขณะนำกระแสและการหยุดนำกระแสให้เกิดขึ้นช้าลงนั่นเอง เพื่อให้สวิทช์สามารถเริ่มนำกระแสในขณะที่แรงดันลดลงเป็นศูนย์ และสวิทช์เริ่มหยุดนำโดยที่กระแสลดลงเป็นศูนย์

### 1.3 ความมุ่งหมายที่คาดว่าจะได้รับหลังจากศึกษาและวิจัย

ในการศึกษาวิจัยนี้ ความมุ่งหมายที่คาดว่าจะได้รับจากการศึกษาและวิจัย คือ สามารถศึกษาและเข้าใจการทำงานตลอดจนสาเหตุของการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขณะที่สวิทช์นำ และหยุดนำกระแสไฟฟ้าของอุปกรณ์สวิทช์พร้อมทั้งเข้าใจรูปแบบ และสาเหตุของการปล่อยสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ แบบทั่วไป (ฮาร์ดสวิทช์) โดยนำเสนอแนวทางในการลดการสูญเสียและการปล่อยสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการใช้เทคนิคซอฟท์สวิทช์ ร่วมกับการเปรียบเทียบการใช้เทคนิคซอฟท์สวิทช์ดังกล่าวนี้กับวิธีการลดสัญญาณรบกวน โดยการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน

### 1.4 ขอบเขตงานวิจัยและลำดับขั้นตอนในการศึกษา

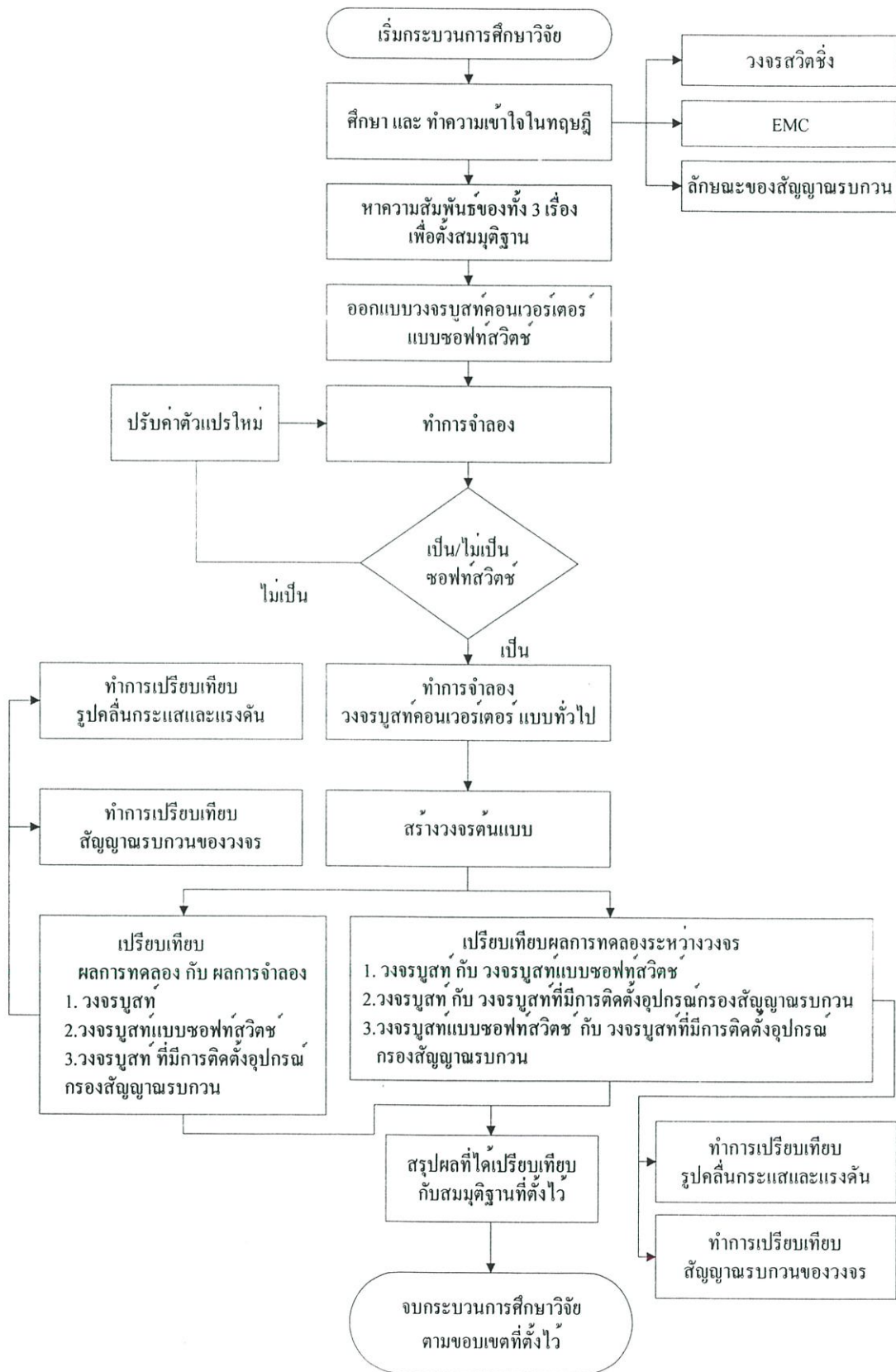
#### 1.4.1 ขอบเขตงานวิจัย

จากสมมุติฐานเกี่ยวกับปัญหา และรูปแบบการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าของวงจรที่มีอุปกรณ์สวิทช์ชิ่งเป็นองค์ประกอบที่ใช้งานทั่วไปในย่านความถี่ต่างๆ ดังรูปที่ 1.3 ที่พิจารณาพร้อมกับเส้นพิกัดของการปล่อยสัญญาณรบกวนทางตัวนำตามมาตรฐาน CISPR 22 class B พบว่าในย่านของความถี่สวิทช์ชิ่งและความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดจากตำแหน่งการวางอุปกรณ์ในหลายวงจร ค่าพิกัด

dB $\mu$ V จะมีค่าสูงกว่าย่านที่เป็นความถี่เรโซแนนซ์ของอุปกรณ์ในวงจร นั่นคือ มาตรฐานจะเข้มงวดต่อการปล่อยสัญญาณรบกวนอันเนื่องจากการเรโซแนนซ์ของอุปกรณ์ในวงจร ซึ่งเกิดอยู่ในย่านความถี่ประมาณ 500 kHz – 5 MHz ดังนั้น ในวิทยานิพนธ์นี้จะเลือกพิจารณาการลดสัญญาณรบกวนทางตัวนำที่เกิดในวงจรในย่านความถี่นี้ โดยในงานวิจัยนี้ได้กำหนดขอบเขตหรือกรอบของการศึกษาวิจัยว่าจะศึกษาการทำงานของวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบทั่วไปและวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ในโหมดกระแสต่อเนื่อง โดยสร้างแบบจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อช่วยในการวิเคราะห์ขั้นต้น พร้อมทั้งเปรียบเทียบผลที่ได้กับวงจรต้นแบบที่สร้างขึ้นจริง โดยมีพิกัดขนาดของกำลังไฟฟ้าขาเข้าเท่ากับ 500 วัตต์ กล่าวคือ แรงดันขาเข้าเท่ากับ 100 โวลต์ กระแสขาเข้าเท่ากับ 5 แอมแปร์ และค่าความถี่สวิตช์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์คงที่ที่ค่า 0.5 ความถี่สวิตช์เท่ากับ 100 kHz นอกจากนี้ยังเพิ่มการเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่าง วงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์กับวงจร บูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน ซึ่งต่างก็เป็นวงจรที่สามารถลดปัญหาการปล่อยสัญญาณรบกวนทางตัวนำได้อีกด้วย

#### 1.4.2 ลำดับขั้นตอนในการศึกษาวิจัย

ในการศึกษาวิจัยเรื่องสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า สำหรับประเทศไทยค่อนข้างจะเป็นเรื่องใหม่ ถึงแม้ว่าเรื่องนี้จะเป็นเรื่องที่มีการศึกษามานานหลายปีแล้วในต่างประเทศก็ตาม ดังนั้น หนังสือที่อธิบายเกี่ยวกับเรื่องนี้ส่วนใหญ่จึงเป็นภาษาอังกฤษ อย่างไรก็ตามหนังสือดังกล่าวส่วนใหญ่จะมีเนื้อหาในการอธิบายค่อนข้างกว้าง ไม่เจาะจงลึกในรายละเอียดเฉพาะเรื่องมากนัก ดังนั้นในลำดับแรกของการศึกษาวิจัยจึงจำเป็นที่จะต้องสรุปหาประเด็นที่น่าสนใจจากทฤษฎีที่มีในหนังสือดังกล่าว พร้อมทั้งศึกษาแนวทางในการวิเคราะห์จากบทความที่มีการนำเสนอในงานประชุมวิชาการ ตลอดจนบทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารนานาชาติ สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกประเด็นที่เป็นการศึกษาการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ ตลอดจนนำเสนอแนวทางแก้ไข ดังนั้นจึงจะต้องทำการออกแบบวงจรโดยการจำลองโดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ เพื่อวิเคราะห์หาคำตอบในขั้นต้น ในลำดับต่อมาจึงทำการสร้างวงจรต้นแบบ พร้อมทั้งวิเคราะห์เปรียบเทียบผลการทดลองที่ได้จากการจำลองกับผลที่ได้จากการวงจรต้นแบบ รายละเอียดของลำดับขั้นตอนทั้งหมดได้ถูกแสดงไว้แล้วในรูปที่ 1.5



รูปที่ 1.5 ลำดับขั้นตอนการศึกษาและวิจัยในวิทยานิพนธ์

## บทที่ 2

# การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ

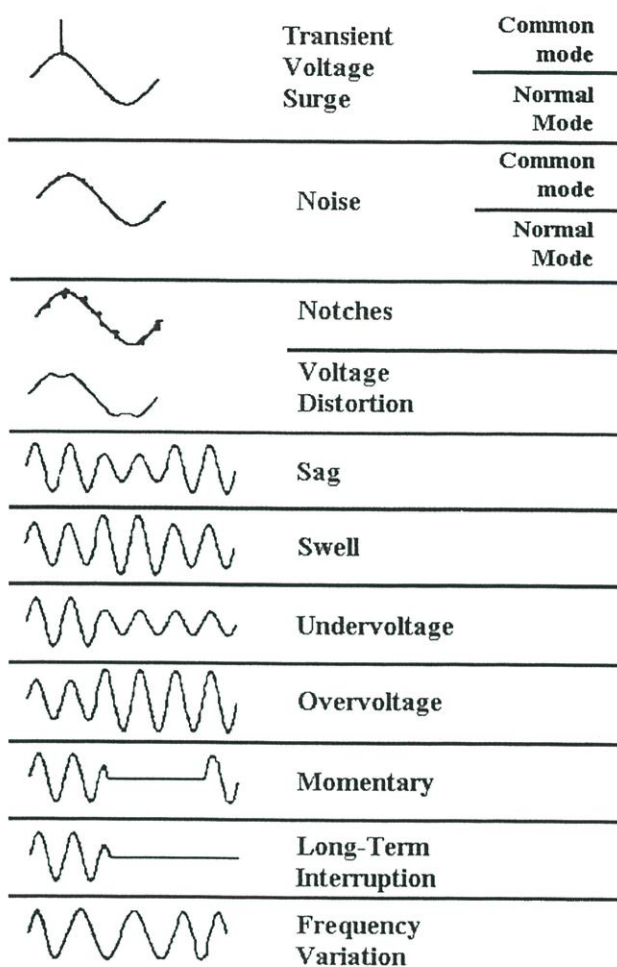
### 2.1 นิยามและความหมายของสัญญาณรบกวน

ในการศึกษาเรื่องการรบกวนของสัญญาณ สิ่งที่จะต้องตระหนักถึง คือ ความเข้าใจในคำจำกัดความ หรือนิยามของสัญญาณรบกวน เพื่อให้ทราบถึงขอบเขตและสามารถพิจารณาจำแนกแยกแยะได้ว่าปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นเป็นสัญญาณรบกวนหรือไม่

โดยทั่วไปนิยามของ “สัญญาณรบกวน” [6] คือ ส่วนของรูปคลื่นสัญญาณที่เราไม่ต้องการ กล่าวคือ สัญญาณรบกวนเป็นสัญญาณที่เพิ่มขึ้นมานอกเหนือจากสัญญาณที่ต้องการ ทั้งนี้สำหรับปรากฏการณ์แทรกสอดของแม่เหล็กไฟฟ้าโดยปกติก็จะถูกเรียกว่าสัญญาณรบกวนเหมือนกัน โดยจะหมายถึง สัญญาณรบกวนของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ อย่างไรก็ตามสัญญาณรบกวนที่มีผลรบกวนการทำงานของอุปกรณ์หนึ่งอาจจะเป็นสัญญาณที่ต้องการหรือจำเป็นของอุปกรณ์อื่นได้เช่นกัน ดังนั้น การพิจารณาว่าสัญญาณใดเป็นสัญญาณรบกวน ก็ให้พิจารณาเฉพาะในอุปกรณ์ที่กำลังพิจารณาเท่านั้น ตัวอย่างของสัญญาณรบกวนที่พบเห็น เช่น ในขณะที่เราฟังเพลงจากคลื่นความถี่ FM โดยเครื่องรับวิทยุปรากฏว่ามีเสียงพูดแทรกขึ้นมาพร้อมกับเพลงที่เราฟัง ในเหตุการณ์นี้เสียงที่พูดแทรกขึ้นมา คือ เสียงที่เราไม่ต้องการได้ยิน ดังนั้นเสียงดังกล่าวถือว่าเป็น “สัญญาณรบกวน” นอกจากนี้เมื่อพิจารณาต่อไปพบว่า เสียงที่แทรกเข้ามาที่เป็นสัญญาณรบกวนดังกล่าว ไม่เพียงแต่สร้างความรำคาญให้เรา แต่ยังมีผลต่อการทำงานของอุปกรณ์ด้วยขยายสัญญาณด้วย เพราะสัญญาณรบกวนอาจจะทำให้อุปกรณ์ฟังได้ เนื่องจากไปรวมกับสัญญาณที่มีอยู่เดิมซึ่งไม่ได้เกินค่าพิคคของอุปกรณ์ และส่งผลให้ค่าสัญญาณรวมมีค่าเกินพิคคของอุปกรณ์ หรือในกรณีของเรือบที่มีเรดาร์ ระบบสื่อสาร อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ในการควบคุมการทำงานของอาวุธรบ เป็นจำนวนมาก ซึ่งความถี่ที่ใช้งานมีค่าใกล้เคียงกัน ดังนั้นจึงต้องระมัดระวังอย่างมากในการป้องกันไม่ให้เกิดสัญญาณรบกวนซึ่งกันและกัน สำหรับลักษณะรูปแบบต่างๆของรูปคลื่นที่ได้รับอิทธิพลจากสัญญาณรบกวนจะถูกแสดงในรูปที่ 2.1 [19]

### 2.2 การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

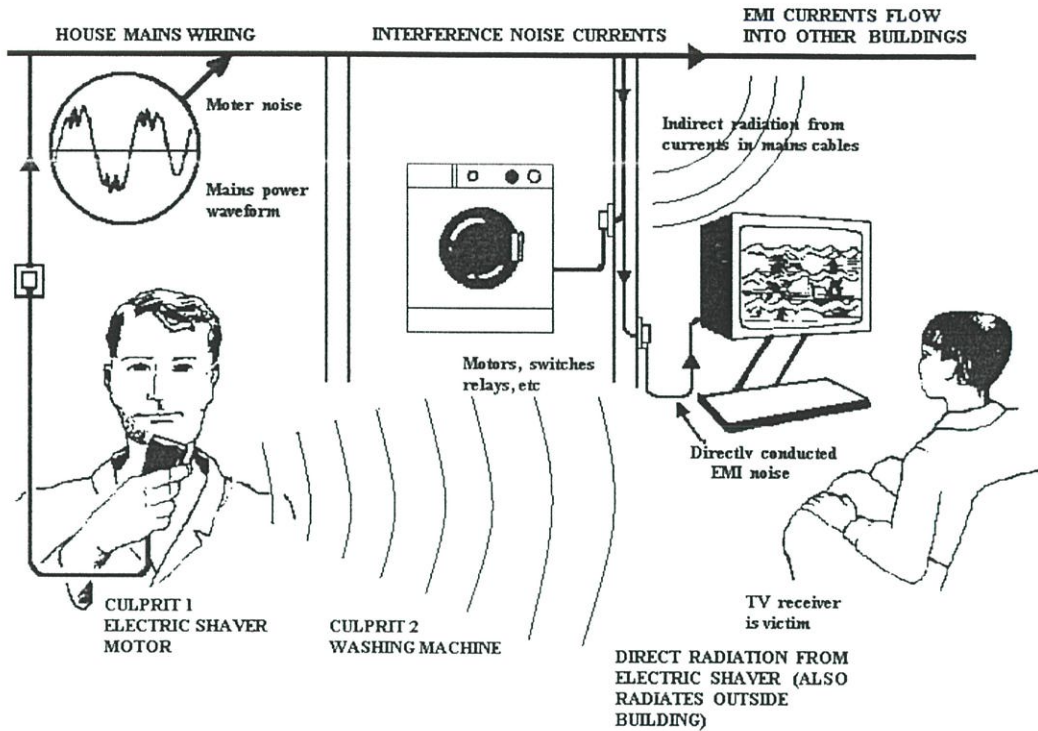
การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference: EMI) คือ ปรากฏการณ์ที่มีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เข้ามาแทรกสอด หรือ ปะปนกับคลื่นสัญญาณการทำงานของอุปกรณ์ที่มีอยู่เดิม และมีผลทำให้คลื่นสัญญาณการทำงานของอุปกรณ์ดังกล่าวผิดเพี้ยน หรือผิดพลาดไปจากฟังก์ชันเดิมที่ได้ออกแบบไว้ ซึ่งโดยทั่วไปการแผ่กระจายของสัญญาณ จะเป็นไปใน 2 ลักษณะ คือ โดยการเหนี่ยวนำแสดงในรูปของศักดาหรือกระแสไฟฟ้า หรือ โดยการแผ่กระจายคลื่น แสดงในรูปของคลื่นสนามไฟฟ้า หรือ สนามแม่เหล็กไฟฟ้า



รูปที่ 2.1 ลักษณะของรูปคลื่นที่ได้รับผลจากสัญญาณรบกวน

การที่จะเรียกว่ามีการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าเกิดขึ้นได้นั้น ระบบที่เราพิจารณาจะต้องประกอบไปด้วยองค์ประกอบ 3 ส่วน คือ แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน (Electromagnetic Interference Source) เส้นทางเดินของสัญญาณรบกวน (Coupling path) และ อุปกรณ์ที่ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวน (Receptor หรือ Victim) จากรูปที่ 2.2 ซึ่งเป็นตัวอย่างของรูปแบบของการเกิดสัญญาณรบกวน ซึ่งพบเห็นได้บ่อยในชีวิตประจำวัน พบว่าในขณะที่เราใช้อุปกรณ์ที่มีมอเตอร์เป็นองค์ประกอบ เช่น เครื่องโกนหนวด ซึ่งจัดเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน จะมีการปล่อยสัญญาณรบกวนออกมาด้วย โดยสัญญาณดังกล่าวจะเดินทางไปรบกวนอุปกรณ์เครื่องใช้อื่นตามเส้นทางที่มีการเชื่อมถึงกัน ซึ่งในที่นี้ก็คือ ทางสายไฟ และทางอากาศ นั่นเอง ดังนั้นเมื่อเราใช้เครื่องโกนหนวด ในขณะที่คู่มือที่สนไปด้วยแล้วพบกับปรากฏการณ์ที่เกิดภาพกระตุกหรือสั่นไหวนั้น ก็หมายความว่า โทรทัศน์ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนที่ถูกละเลยมาจากเครื่องโกนหนวดเข้าแล้ว โดยจะได้รับผลกระทบมากขึ้นอยู่กับความสามารถในการคงทนต่อสัญญาณที่มารบกวนของอุปกรณ์ที่ถูกรบกวนด้วย ดังนั้นสิ่งที่ผู้ออกแบบจะต้องตระหนัก คือ จะต้องพยายามออกแบบวงจรให้ไม่สร้างสัญญาณ

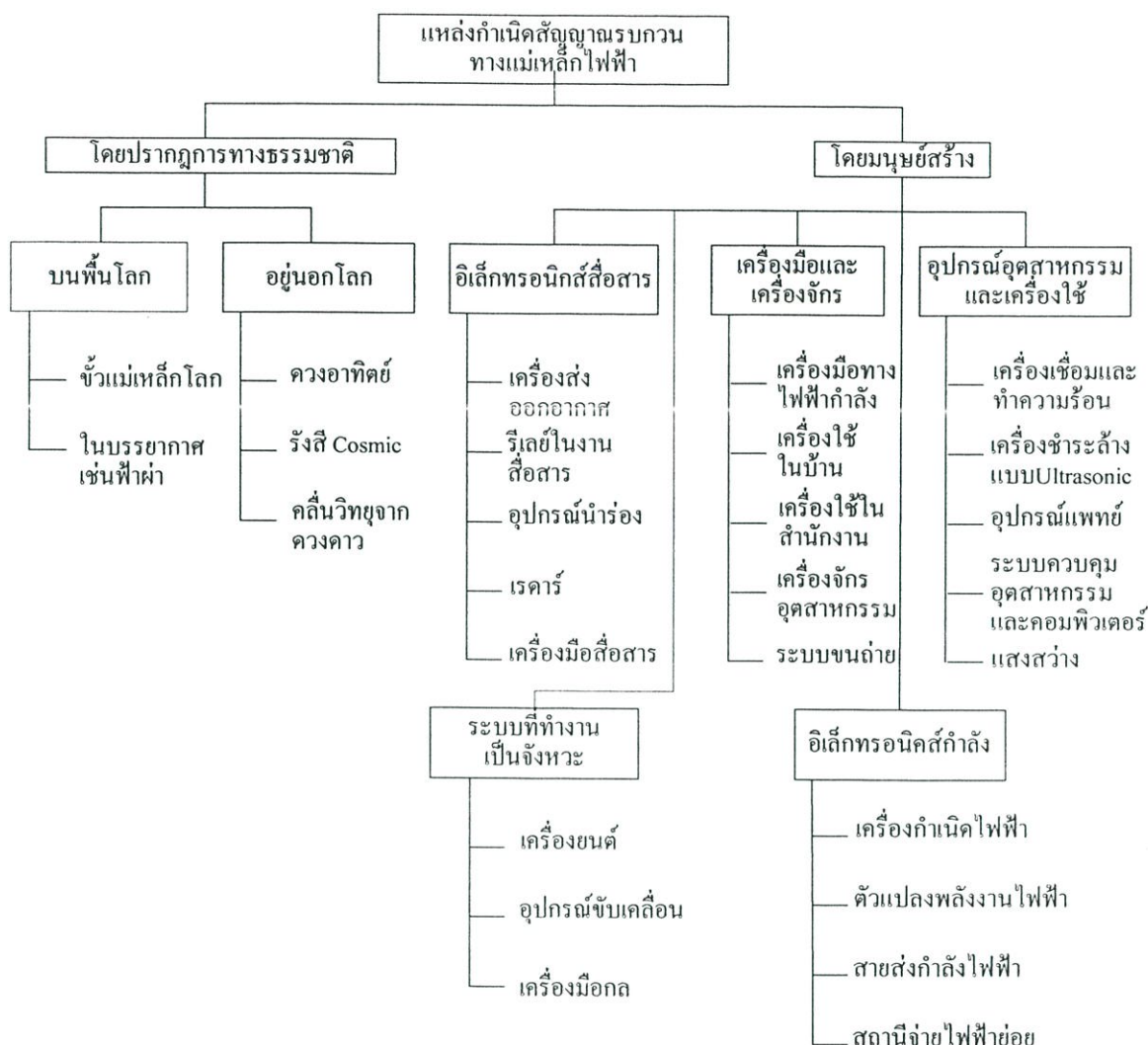
ออกไปรบกวนการทำงานของอุปกรณ์อื่นที่อยู่ข้างเคียง อีกทั้งต้องทนทานต่อการรบกวนจากสัญญาณที่ได้รับมาจากแหล่งกำเนิดสัญญาณอื่นข้างเคียง สามารถทำงานได้อย่างเป็นปกติภายใต้สิ่งแวดล้อมทางแม่เหล็กไฟฟ้าหรือมี “ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า” (Electromagnetic Compatibility: EMC) นั่นเอง



รูปที่ 2.2 ตัวอย่างของรูปแบบของการเกิดสัญญาณรบกวนที่พบในชีวิตประจำวัน

### 2.2.1 แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน

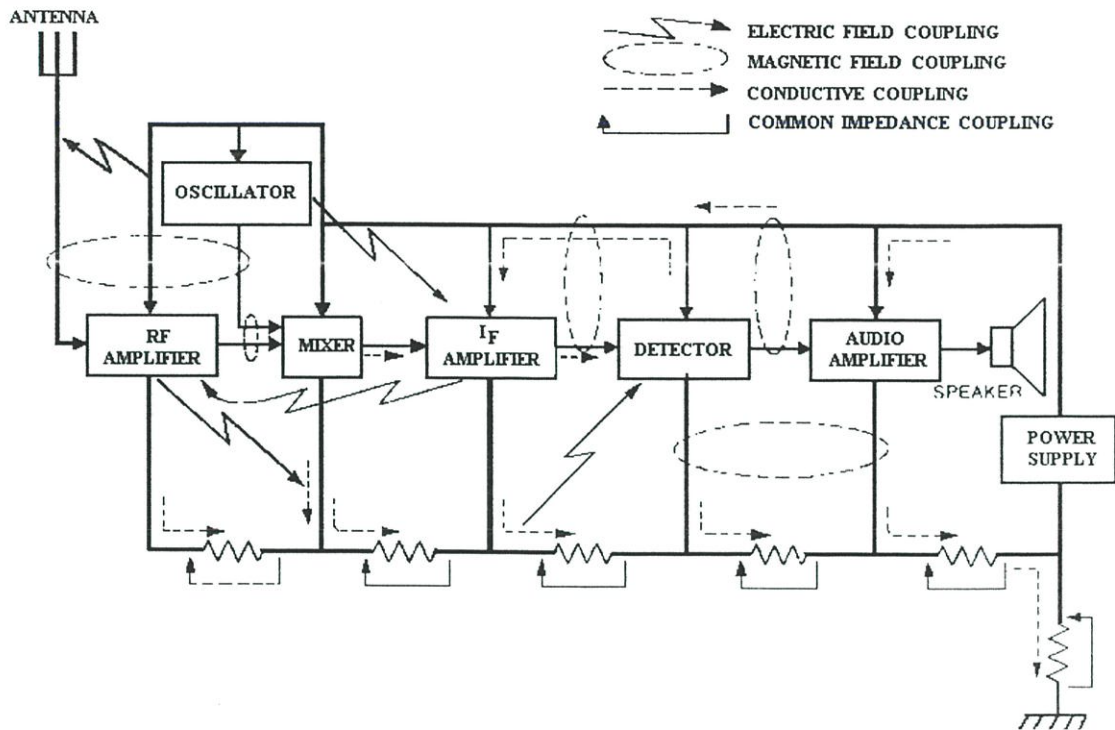
โดยทั่วไปแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน หมายถึง แหล่งกำเนิดสัญญาณ หรืออุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าทั่วไปที่สร้างสัญญาณทางไฟฟ้าออกมามากเกินไป จนไปรบกวนการทำงานของอุปกรณ์อื่นที่อยู่ข้างเคียง ซึ่งแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนดังกล่าว สามารถจำแนกตามที่มาของการเกิดได้เป็น 2 กลุ่มคือ เกิดขึ้นจากปรากฏการณ์ตามธรรมชาติ เช่น ปรากฏการณ์ฟ้าผ่า สัญญาณรบกวนจากสนามแม่เหล็กภายนอกโลก เป็นต้น กลุ่มที่ 2 เกิดขึ้นเนื่องจากสิ่งที่มีมนุษย์สร้าง เช่น สัญญาณรบกวนจากคลื่นวิทยุ คลื่นไมโครเวฟ สายส่งกำลังไฟฟ้าแรงสูง มอเตอร์ไฟฟ้า สวิตช์ บัลลาสต์ หลอดแสงสว่าง และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ฯลฯ ซึ่งสามารถเขียนสรุปได้เป็นแผนภาพในรูปที่ 2.3 สำหรับแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์นั้นเกิดจากการทำงานของอุปกรณ์ภายในวงจร เช่น ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ หม้อแปลง และอุปกรณ์สวิตซ์ต่างๆ เช่น ไดโอด ทรานซิสเตอร์ มอสเฟต เป็นต้น โดยส่วนมากจะเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสและแรงดันที่ความถี่สูง หรือเกิดจาก  $di/dt$  และ  $dv/dt$  รวมทั้งการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิอันเนื่องมาจากความต้านทานภายในของตัวนำไฟฟ้า (Thermal noise)



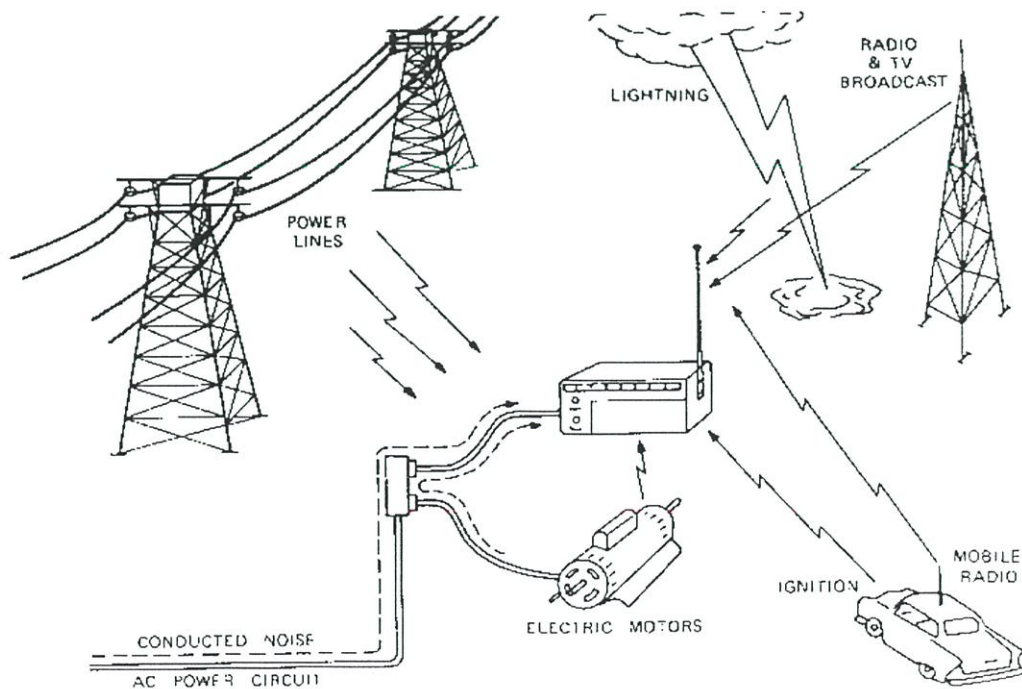
รูปที่ 2.3 แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

จากรูปที่ 2.4 ซึ่งแสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรภายในเครื่องรับวิทยุ จะเห็นได้ว่าการจัดวางตำแหน่งของอุปกรณ์ประกอบวงจรที่มีระยะห่างกันสั้น และประกอบกับการต่อกราวด์โดยมีอิมพีแดนซ์ที่กราวด์ร่วมกัน ทำให้เกิดปัญหาเรื่องการปล่อยสัญญาณรบกวนซึ่งกันและกันระหว่างตัวอุปกรณ์ย่อยต่างๆเหล่านี้ที่อยู่ภายในวงจร โดยทั้งทั้งทางกราวด์ และการแผ่กระจายทางอากาศ ซึ่งนอกจากการเกิดสัญญาณรบกวนขึ้นภายในอุปกรณ์ของเครื่องรับวิทยุแล้ว ยังมีสัญญาณรบกวนจากแหล่งอื่นอีกคือ จากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนภายนอกมารบกวนการทำงานของเครื่องรับวิทยุด้วยเช่นกัน ตามที่แสดงในรูปที่ 2.5 อย่างไรก็ตาม แม้ว่าเครื่องรับวิทยุจะได้รับผลกระทบจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนภายนอก แต่ในทำนองเดียวกันเครื่องรับวิทยุ ก็ถือเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนที่ปล่อยสัญญาณรบกวนไปรบกวนการทำงานของอุปกรณ์เครื่องใช้อื่นที่อยู่ข้างเคียงเหมือนกัน ตามที่แสดงในรูปที่ 2.6 ดังนั้นผู้ออกแบบจำเป็นต้องออกแบบให้วงจร มีการป้องกันสัญญาณรบกวนทั้งจากภายในที่

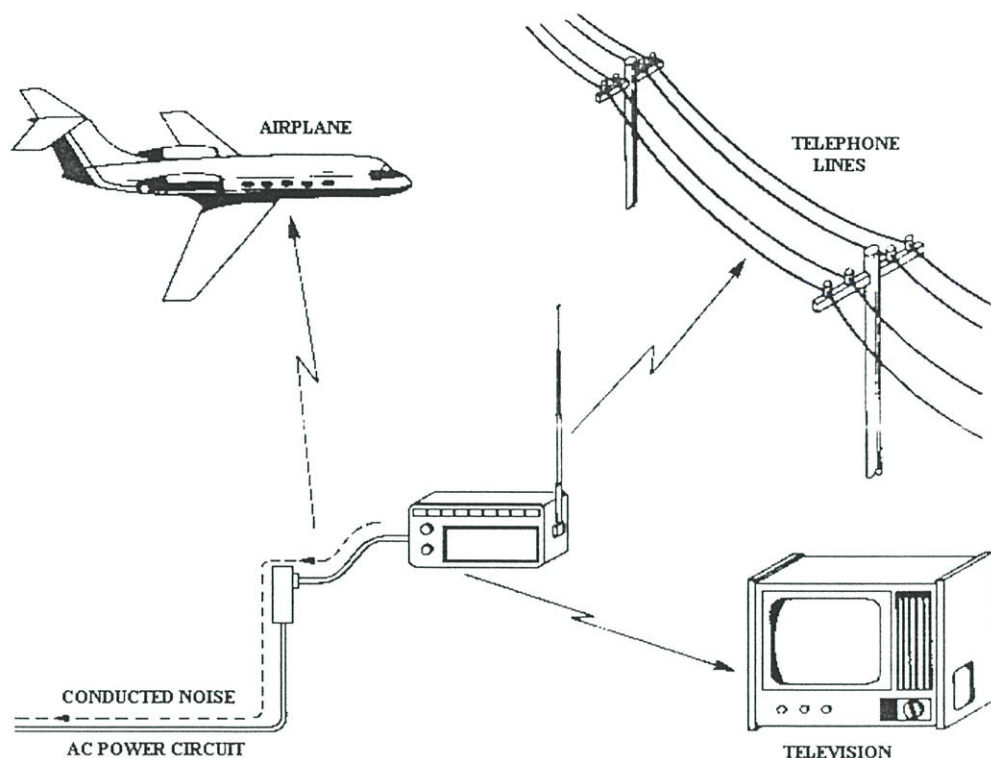
เกิดจากตัวเองและภายนอก เพื่อให้อุปกรณ์ที่ออกแบบสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ และไม่สร้างสัญญาณไปรบกวนอุปกรณ์อื่นข้างเคียง



รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรมวงจรภายในของเครื่องรับวิทยุ

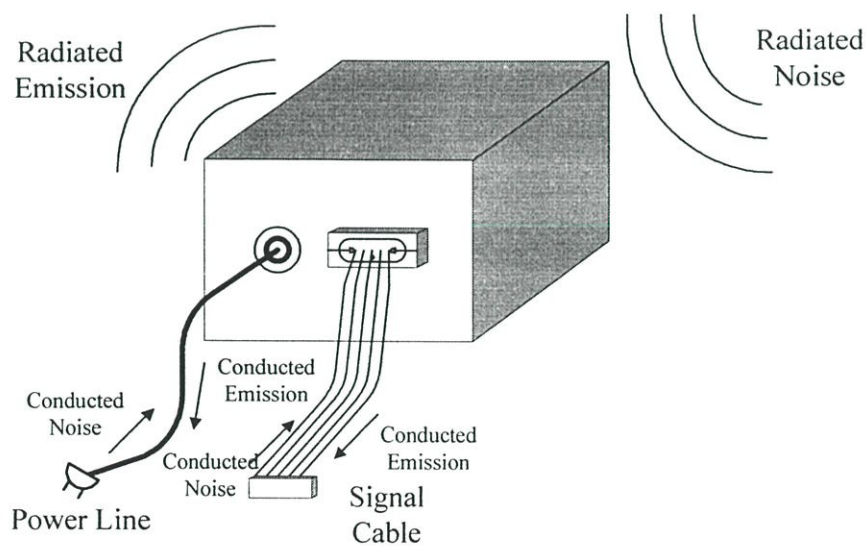


รูปที่ 2.5 แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนภายนอกมารบกวนการทำงานของเครื่องรับวิทยุ



รูปที่ 2.6 เครื่องรับวิทยุเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนไปรบกวนการทำงานของอุปกรณ์อื่น

### 2.2.2 โหมดการเชื่อมต่อ (Coupling Mode)



รูปที่ 2.7 ลักษณะเส้นทางเดินของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

โหมดของเส้นทางเดินของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ออกจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนไปยังอุปกรณ์ที่ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวน จะถูกเรียกว่า “โหมดการเชื่อมต่อ” [20] โดยเส้นทางเดินของสัญญาณได้ถูกจำแนกออกเป็น 2 เส้นทาง คือ เส้นทางแรกจะเป็นเส้นทางเดินของ

การปล่อยสัญญาณรบกวนผ่านทางตัวกลางที่เป็นตัวนำ (Conducted Emission) ซึ่งจะเป็นเส้นทางเดินของสัญญาณรบกวนที่ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกที่จะศึกษาและทำการวิเคราะห์เพื่อนำเสนอต่อไป สำหรับเส้นทางที่ 2 จะเป็นเส้นทางเดินของการปล่อยสัญญาณรบกวนผ่านทางตัวกลางที่เป็นอากาศ โดยการแผ่กระจาย (Radiated Emission) ตามที่แสดงในรูปที่ 2.7 ซึ่งเป็นตัวอย่างแสดงลักษณะเส้นทางเดินของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในสายเคเบิล และทางอากาศ

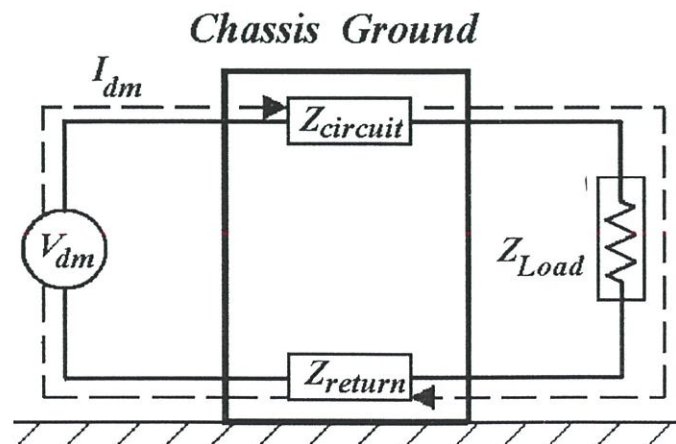
การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ (Conducted interference) ซึ่งเป็นเส้นทางเดินของสัญญาณรบกวนผ่านทางตัวกลางที่เป็นตัวนำนั้น จะเกิดกับอุปกรณ์ที่ใช้ความถี่ต่ำถึงปานกลาง โดยในมาตรฐานของ “คณะกรรมการเทคนิคไฟฟ้าระหว่างชาติ” (International Electrotechnical Commission: IEC) จะสนใจพิจารณาการปล่อยของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำเฉพาะในความถี่ย่านตั้งแต่ 150 kHz ถึง 30 MHz เท่านั้น [13]

การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการแผ่กระจาย (Radiated interference) เกิดขึ้นในอุปกรณ์ที่ใช้ความถี่สูง โดยเฉพาะกับอุปกรณ์ไร้สาย (wireless) หรือเกิดจากการสร้างสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของอุปกรณ์ต่างๆภายในวงจร สำหรับในมาตรฐาน IEC ได้กำหนดให้วัดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการแผ่กระจายโดยเริ่มต้นที่ความถี่ 30 MHz ขึ้นไปจนถึง 1 GHz การป้องกันสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าแบบนี้ สามารถป้องกันได้โดยการชิลด์ และการใช้เทคนิคอื่นๆ

การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ทั้งที่ผ่านทางตัวนำหรือโดยการแผ่กระจายในอากาศนั้น จะสามารถแบ่งโหมดการทำงานได้เป็น 2 โหมดดังนี้

### 1. โหมดผลต่าง

สัญญาณรบกวนในโหมดผลต่าง (Differential Mode) เป็นการเชื่อมต่อโดยตรงเข้าไปในวงจร และ/หรือเป็นสิ่งที่มียู้อย่างถาวรในวงจร โดยเป็นการเชื่อมต่อกันเฉพาะในสายไลน์และนิวทรัลเท่านั้น โดยไม่มีส่วนใดของวงจรที่ต่อลงกราวด์ สำหรับเส้นทางเดินของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจะเป็นดังรูปที่ 2.8 โดยทั่วไปสัญญาณรบกวนในโหมดผลต่างจะเป็นผลที่เกิดจากรูปคลื่นของสวิตซ์ของวงจรแหล่งจ่ายไฟ หรือสัญญาณนาฬิกา

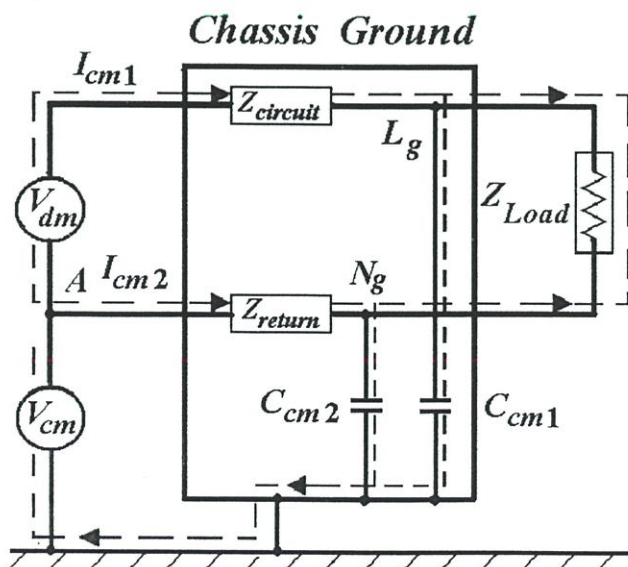


รูปที่ 2.8 ทิศทางการส่งผ่านสัญญาณรบกวนในโหมดผลต่าง

สัญญาณไขว้แทรก (Crosstalk) [20] สามารถถูกเชื่อมต่อโดยอาจเพราะการเป็นสนามแม่เหล็กหรือไม่ก็จากความถี่สนามไฟฟ้า สัญญาณที่อยู่ใกล้กันสามารถเชื่อมต่อกันตามการเป็นแม่เหล็กจากลูปต่อลูป ซึ่งจะทำให้เกิดกระแสโหมดผลต่าง  $I_{dm}$  ขึ้น สัญญาณรบกวนที่เชื่อมต่อทางแม่เหล็กเกิดจากลูปสองลูปที่มีการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ลูปแรกซึ่งเป็นลูปของกระแสจะทำหน้าที่เป็นตัวส่งสัญญาณสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ส่วนอีกลูปที่เป็นลูปของตัวนำจะทำหน้าที่เป็นตัวรับสัญญาณสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ด้วยเหตุนี้หากทำการชิลด์วงจร จึงสามารถลดผลกระทบสัญญาณรบกวนได้โดยอาศัยหลักการว่า เมื่อสนามแม่เหล็กความถี่ต่ำจะผ่านเข้าไปในแผ่นอลูมิเนียมที่ใช้ในการชิลด์สนามแม่เหล็กตกกระทบจะสร้างกระแสไหลวนในซิลด์ ซึ่งจะต่อต้านสนามที่ตกกระทบนั่นเอง อย่างไรก็ตามการใช้วิธีการลดขนาดพื้นที่ลูปของตัวส่งและรับสัญญาณจะให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่า การใช้วิธีการควบคุมการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า วิธีการลดพื้นที่ลูปจะเป็นการแก้ไขตั้งแต่การวาดลายวงจร โดยจะพยายามให้เส้นสัญญาณและเส้นสัญญาณย้อนกลับ ตามที่แสดงในรูปที่ 2.8 เป็นลูปที่เล็กที่สุดเท่าที่จะทำได้ เนื่องจากค่าความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะแปรตามพื้นที่ของลูป ทั้งนี้ทั้งสัญญาณไขว้แทรก สัญญาณรบกวนของกราวนด์ลูป และสัญญาณรบกวนอื่นๆ จะสามารถเชื่อมต่อกันได้ทางวิธีการนี้ วิธีการแก้ปัญหาของโหมดผลต่างนี้ทำได้ 3 วิธี คือ การฟิลเตอร์ การควบคุมช่วงเวลาขาขึ้น และขาลง สแน็บเบอร์

## 2. โหมดร่วม

โหมดร่วม (Common Mode) คือ โหมดการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากการเชื่อมต่อของวงจร กับกราวนด์ของระบบ โดยจะถือว่าทั้งสายไลน์และนิวทรอลของระบบไฟฟ้าเป็นแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าไหลลงกราวนด์ของระบบ โดยผ่านทางตัวเก็บประจุปรสิต (Parasitic capacitor) ที่อยู่ระหว่างตัวนำ กับกราวนด์ของวงจรสำหรับเส้นทางเดินของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นแสดงในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 ทิศทางการส่งผ่านสัญญาณรบกวนในโหมดร่วม

ในโหมดนี้จะมี  $V_{cm}$  ตกร่วมระหว่างจุด A กับ กราวนด์ ซึ่งจะมีผลให้เกิดการไหลของ  $I_{cm1}$  และ  $I_{cm2}$  ภายในวงจร เมื่อพิจารณาที่  $Z_{circuit}$  พบว่าจะมีกระแสที่ไหลผ่านรวมทั้งสิ้น คือ  $I_{cm1} + I_d$  และในทำนองเดียวกันที่  $Z_{return}$  จะมีกระแสที่ไหลผ่านรวมทั้งสิ้น คือ  $I_{cm2} - I_d$  ซึ่งจะมีค่าน้อยกว่ากระแสรวมที่ไหลผ่าน  $Z_{circuit}$  เนื่องจากอิมพีแดนซ์รวมในรูปแรกเท่ากับ  $Z_{circuit} + Z_{Loop}$  และ  $Z_{return} \ll Z_{circuit}$  การที่อิมพีแดนซ์ในวงจรไม่สมดุลกันนี้เองก็จะเป็นผลให้เกิด  $V_{dm}$  ขึ้นอีกด้วย

## 2.3 การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดในจากวงจรสวิตชิง

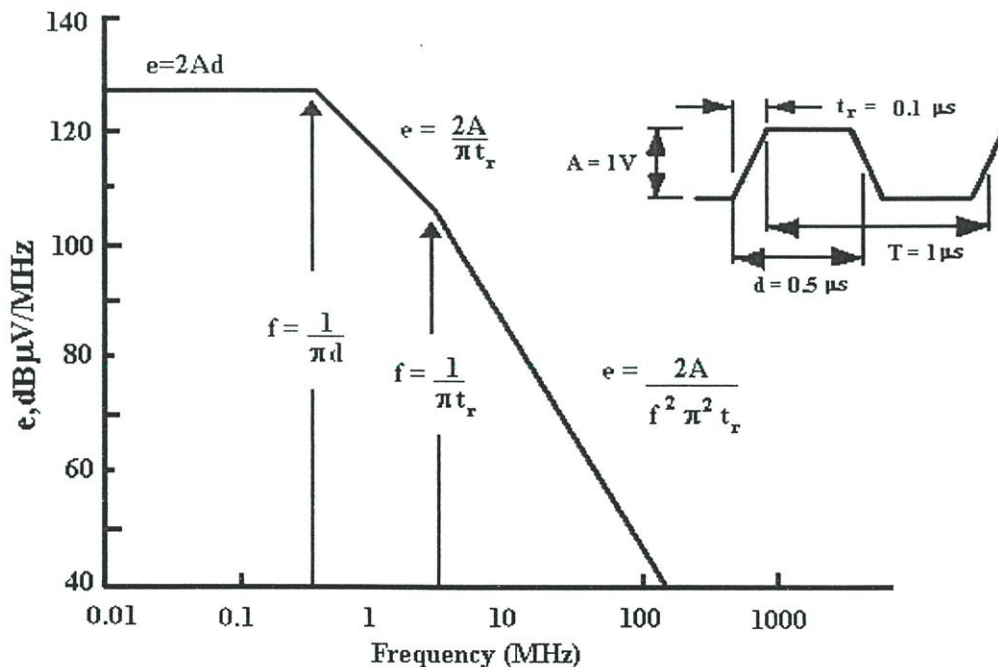
โดยทั่วไปการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากวงจรสวิตชิงมีสาเหตุมาจาก 3 สาเหตุหลัก คือ การเปลี่ยนแปลงสถานะการทำงานของอุปกรณ์อย่างทันทีทันใด การเรโซแนนซ์ของอุปกรณ์ที่เป็นองค์ประกอบภายในวงจร และการเรโซแนนซ์ที่เป็นผลของปรสิติกที่เกิดเนื่องมาจากลายวงจร ตามที่ได้ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 1.3 ดังนั้นใน 3 ย่านความถี่ คือ ย่านของความถี่สวิตชิง ย่านของความถี่เรโซแนนซ์ของอุปกรณ์ที่เป็นองค์ประกอบของวงจร และย่านความถี่เรโซแนนซ์ที่เป็นผลของปรสิติกที่เกิดเนื่องมาจากลายวงจร จะมีค่าสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าสูงมาก เมื่อพิจารณาเส้นทางเชื่อมต่อของสัญญาณพบว่าในย่านความถี่ต่ำจะเป็นปัญหาในโหมดผลต่าง กล่าวคือค่าความจุไฟฟ้าปรสิติก ( $C_{cm1}, C_{cm2}$ ) จะมีค่ามากจนเสมือนไม่เชื่อมต่อระหว่างสายไลน์และกราวนด์ และในย่านความถี่สูงจะเป็นปัญหาในโหมดร่วม สำหรับผลของโหมดผลต่างในย่านความถี่สูง ค่าความจุไฟฟ้า (การส่งสัญญาณไปยังสายนิวทรัล) และค่าความเหนี่ยวนำที่เกิดจากการตำแหน่งการวางของอุปกรณ์ในวงจร จะมีแนวโน้มที่จะกรองสัญญาณรบกวนที่ปล่อยออกมาทางสายตัวนำ โดยทั่วไปทางเดินของสายตัวนำในโหมดร่วมในย่านความถี่สูงจะผ่านรอบๆตัวเหนี่ยวนำ (ไม่ผ่าน  $L$ ) และกรองผ่านค่าความจุไฟฟ้าปรสิติก โดยทั่วไปกระแสในโหมดร่วมในย่านความถี่ต่ำจะมีค่าน้อย เนื่องจาก 2 เหตุผล คือ การปล่อยสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำในโหมดร่วมจะเชื่อมต่อแบบตัวเก็บประจุ ส่วนค่าความเหนี่ยวนำในวงจรจะกรององค์ประกอบของโหมดร่วมในย่านความถี่ต่ำ อัตราการกระทำซ้ำของสัญญาณหรือรูปคลื่นที่มีช่วงเวลาขาขึ้นและขาลงน้อยๆ หรือมีการนำกระแสและหยุดกระแสอย่างรวดเร็ว จะเกิดการรบกวนจากการแทรกสอดของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าแบบโหมดผลต่างขึ้น การออกแบบตัวกรองสัญญาณรบกวนที่เป็นแบบโหมดผลต่างที่เหมาะสม จะต้องทำการลดทอนตั้งความถี่มูลฐาน และความถี่ฮาร์โมนิกส์ ได้ดีจนถึงที่ความถี่ 2 MHz ในย่านความถี่ประมาณ 2-20 MHz การเรโซแนนซ์ของอุปกรณ์ จะไปลดความสามารถที่จะลดทอนการแทรกสอดของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าของการกรองสัญญาณรบกวน ที่เป็นแบบโหมดผลต่าง ตัวเหนี่ยวนำจะกลายเป็นตัวเก็บประจุ และตัวเก็บประจุจะกลายเป็นตัวเหนี่ยวนำ ในย่านความถี่ 10-50 MHz ตำแหน่งที่เกิดค่าความจุไฟฟ้าและค่าเหนี่ยวนำไฟฟ้าจากการเชื่อมต่อภายในของแถบลายทองแดงของวงจรและสาย เมื่อนำมาพิจารณาร่วมกับเส้นมาตรฐานขีดจำกัดสัญญาณรบกวนพบว่ามาตรฐานจะเข้มงวดต่อการปล่อยสัญญาณรบกวนในย่านที่เป็นความถี่เรโซแนนซ์ของอุปกรณ์ ที่

เป็นองค์ประกอบของวงจร ดังนั้นในการออกแบบวงจรจำเป็นจะต้องหาวิธีการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นสำหรับรายละเอียดและที่มาจะกล่าวถึงในลำดับต่อไป [4]

ตามทฤษฎีรูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่สวิตช์ของวงจรรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ จะมีลักษณะเป็นรูปพัลส์สี่เหลี่ยม แต่ในความเป็นจริงรูปคลื่นดังกล่าวจะเป็นรูปสี่เหลี่ยมคางหมู กล่าวคือจะมีช่วงเวลาดำขึ้น และช่วงเวลาดำลงเพิ่มขึ้นมา ความสัมพันธ์ของขนาดสเปกตรัมในโดเมนความถี่ของรูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมู จะสามารถอธิบายได้โดยใช้วิธีอนุกรมฟูริเยร์ช่วยในการวิเคราะห์ในแต่ละความถี่ของ ฮาร์โมนิกส์  $n$  ลำดับ ได้ตามสามการที่ 2.1 และสเปกตรัมที่ได้จะเป็นตามรูปที่ 2.10 [1]

$$C_n = 2A \cdot \frac{d}{T} \cdot \frac{\sin[\pi \cdot n \cdot d / T]}{\pi \cdot n \cdot d / T} \cdot \frac{\sin(\pi \cdot n \cdot t_r / T)}{\pi \cdot n \cdot t_r / T} \quad (2.1)$$

- เมื่อ  $f$  = ความถี่ หน่วย เฮิร์ตซ์ : Hz  
 $d$  = ช่วงเวลาที่นำกระแส หน่วย วินาที: s  
 $t_r$  = ช่วงเวลาดำขึ้น หน่วย วินาที: s  
 $T$  = คาบเวลาหน่วย วินาที: s



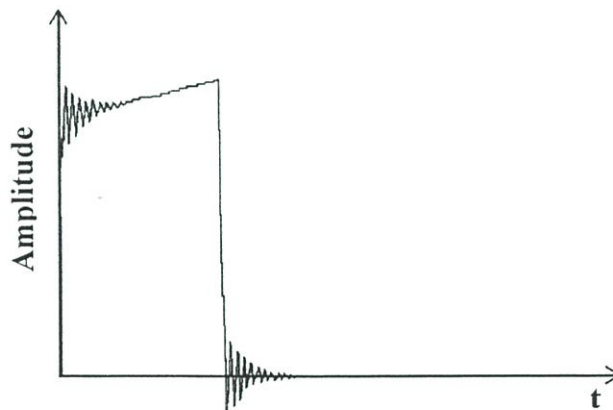
รูปที่ 2.10 สเปกตรัมในโดเมนความถี่ของรูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมู

จากความสัมพันธ์ของสเปกตรัมในโดเมนความถี่กับรูปคลื่นในโดเมนเวลา พบว่า ช่วงเวลาดำกระแส และ ช่วงเวลาดำขึ้นจะมีผลต่อขนาดของสเปกตรัม กล่าวคือ ถ้าช่วงเวลาดังกล่าวมีค่ามาก ก็จะทำให้สามารถลดขนาดของสเปกตรัมที่ความถี่สูงได้เร็วขึ้น อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลาดำกระแส และ

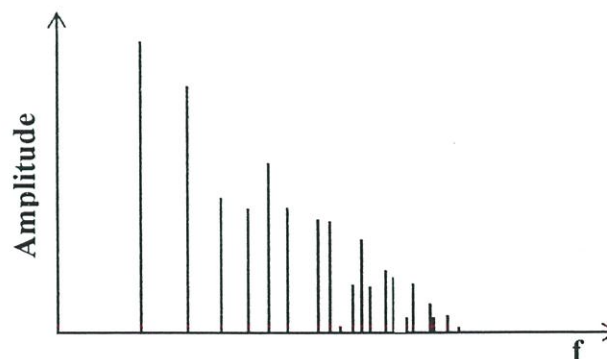
ช่วงเวลาขาขึ้นนั้นจะมีความสัมพันธ์ซึ่งกันและกัน การออกแบบให้ช่วงเวลาขาขึ้นมีค่ามากเกินไปก็จะมีผลต่อค่าช่วงเวลานำกระแส ดังนั้นการจะออกแบบค่าดังกล่าวต้องให้เหมาะสมกับความถี่ใช้งาน และต้องมีค่าไม่มากจนเกินไป

### 2.3.1 การเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดของอุปกรณ์สวิตซ์

การเปลี่ยนแปลงสถานะของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง เช่น มอสเฟตกำลัง และไดโอด จากนำกระแสเป็นหยุดนำกระแส และจากหยุดนำกระแสเป็นนำกระแส จะมีผลทำให้รูปคลื่นที่อุปกรณ์สวิตซ์มีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดด้วย ซึ่งเป็นสาเหตุให้เกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าขึ้น ดังนั้นความถี่ของการสวิตซ์จึงมีผลต่อระดับการปล่อยสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าด้วย จากความสัมพันธ์ระหว่างรูปคลื่นในโดเมนของเวลาเปรียบเทียบกับโดเมนความถี่ ของรูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมูที่เกิดการแกว่งของสัญญาณ (Ringing) เนื่องจากการเปลี่ยนสถานะที่แสดงในรูปที่ 2.11 พบว่า เมื่อรูปกราฟมีการเปลี่ยนแปลงใดๆ ในเวลาสั้นๆ จะมีผลทำให้ความสูงของรูปคลื่นของสัญญาณที่เกิดในโดเมนความถี่มีค่าสูงไปด้วย



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.11 รูปคลื่นพัลส์สี่เหลี่ยมคางหมูที่เกิดการแกว่งของสัญญาณ

(ก) โดเมนเวลา

(ข) โดเมนความถี่

### 2.3.2 ความสัมพันธ์ของเรโซแนนซ์กับคุณสมบัติของอุปกรณ์พาสซีฟที่ความถี่สูง

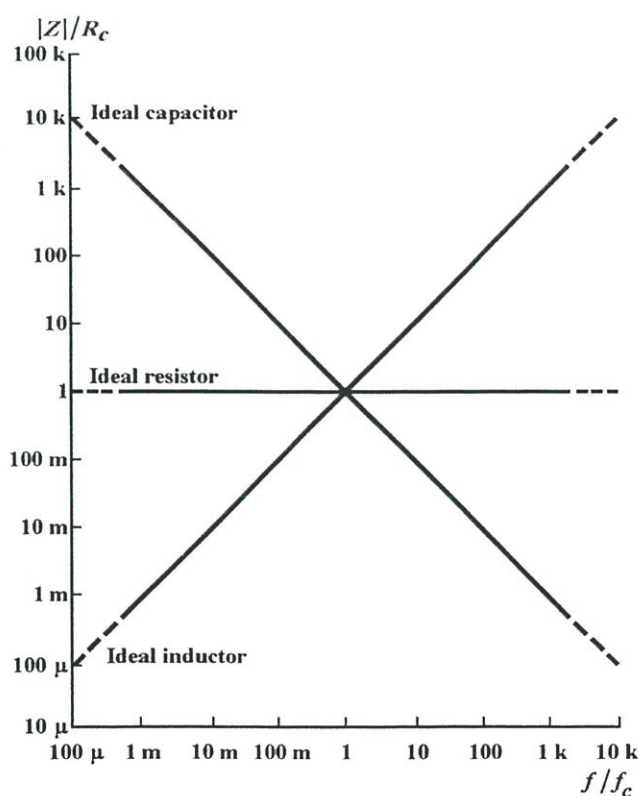
โดยทั่วไปค่าอิมพีแดนซ์ของ ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ จะถูกนิยามว่ามีลักษณะที่เป็นเชิงเส้น และมีค่าของ ดังนี้

$$\text{ในกรณีที่เป็นตัวต้านทาน} \quad Z = \frac{V}{I} = R \quad (2.2)$$

$$\text{ในกรณีที่เป็นตัวเก็บประจุ} \quad Z = \frac{V}{I} = \frac{1}{j2\pi fC} \quad (2.3)$$

$$\text{ในกรณีที่เป็นตัวเหนี่ยวนำ} \quad Z = \frac{V}{I} = j2\pi fL \quad (2.4)$$

จากสมการที่ (2.2) ถึง (2.4) สามารถนำมาเขียนเป็นกราฟความสัมพันธ์ของอุปกรณ์ต่างๆ ในอุดมคติได้ดังรูปที่ 2.12

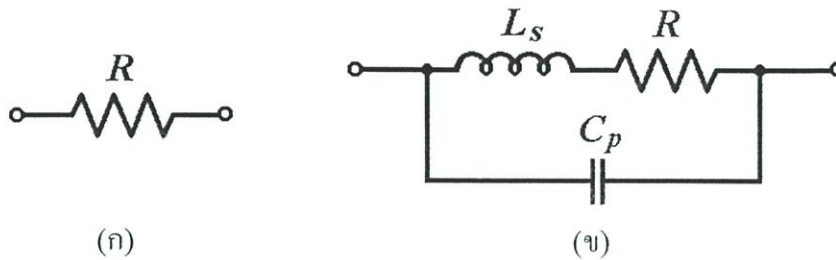


รูปที่ 2.12 อิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ในอุดมคติ

จากรูปสามารถอธิบายความสัมพันธ์ได้ว่า ตัวต้านทานจะมีค่าอิมพีแดนซ์คงที่ทุกความถี่ ค่าความจุไฟฟ้าจะมีค่าอิมพีแดนซ์ลดลงเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น ส่วนค่าความเหนี่ยวนำจะมีค่าอิมพีแดนซ์เพิ่มขึ้นตามความถี่ ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ดังกล่าวจะเป็นค่าเกิดขึ้นในอุดมคติเท่านั้น เมื่ออุปกรณ์เหล่านั้นถูก

นำมาใช้งาน สมการดังกล่าวจะไม่สามารถใช้งานครอบคลุมได้ทุกกรณี เนื่องจากอุปกรณ์จะมีค่าความต้านทานปรสิต (Parasitic resistance) ความจุไฟฟ้าปรสิต (Parasitic capacitance) และความเหนี่ยวนำปรสิต (Parasitic inductance) เข้ามาเกี่ยวข้อง โดยค่าเหล่านี้จะสามารถตัดทิ้งได้ที่มีความถี่ต่ำ แต่จะมีผลมากที่ความถี่สูง ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงความถี่ที่เกิดขึ้นจากการออสซิลเลตภายในของตัวอุปกรณ์ (self oscillation) ที่มีผลต่ออิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ และสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าของความถี่นั้นๆ

### 2.3.2.1 ตัวต้านทาน



รูปที่ 2.13 แบบจำลองตัวต้านทาน

(ก) ตัวต้านทานในอุดมคติ

(ข) ตัวต้านทานที่คิดการสูญเสีย

รูปที่ 2.13 (ข) จะเป็นตัวอย่างหนึ่งของแบบจำลองของตัวต้านทานแบบหนึ่งที่เป็นไปได้ในขณะที่ใช้งานที่ความถี่สูง ซึ่งการที่แบบจำลองของตัวต้านทานที่ความถี่สูงมิใช่ประกอบไปด้วยตัวต้านทานเพียงตัวเดียว ตามที่แสดงในรูปที่ 2.13 (ก) แต่จะมีตัวเหนี่ยวนำปรสิตต่ออนุกรม และมีตัวเก็บประจุปรสิตต่อขนานรวมอยู่ด้วย ซึ่งจะมีผลทำให้ค่าอิมพีแดนซ์รวมของตัวต้านทานมีค่าเปลี่ยนแปลงไปจากที่มีค่าตามสมการที่ (2.2) เป็นสมการที่ (2.5)

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{1}{\frac{1}{R + j2\pi f L_s} + j2\pi f C_p} \quad (2.5)$$

จากรูปที่ 2.13 (ข) เมื่อทำการทดลองเพื่อหาความสัมพันธ์ของค่า  $R$ ,  $L_s$  และ  $C_p$  ที่เกิดขึ้นในตัวต้านทานหลายๆแบบ พบว่า ที่ค่าที่เป็นตามดังสมการที่ (2.6) จะเป็นค่าความต้านทานที่ค่าที่สุดที่อิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นในรูปที่ 2.14 มีค่าลดลงเพียงอย่างเดียว ไม่มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น เมื่อความถี่สูงขึ้น จึงกำหนดให้เรียกค่าดังกล่าวว่า “ค่าความต้านทานวิกฤต” (Critical resistance:  $R_c$ )

$$R_c = 1.55 \left( \frac{L_s}{C_p} \right)^{1/2} \quad (2.6)$$

สำหรับที่ค่าความต้านทานอื่น จะสามารถแยกพิจารณาออกเป็น 2 กรณี คือ

กรณีที่ 1 : ความต้านทาน  $R$  มีค่าสูงกว่าความต้านทานวิกฤต  $R_c$  หรือ  $R \geq R_c$

ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวต้านทาน ณ ความถี่  $f$  ต่างๆ ได้ตั้งสมการที่ (2.7) และ (2.8)

$$\text{เมื่อ } f \leq \frac{1}{2\pi RC_p}, \quad |Z| \approx R \quad (2.7)$$

$$\text{และเมื่อ } f > \frac{1}{2\pi RC_p}, \quad |Z| \approx \frac{1}{2\pi f C_p} \quad (2.8)$$

กรณีที่ 2 : ความต้านทาน  $R$  มีค่าต่ำกว่าค่าความต้านทานวิกฤต  $R_c$  หรือ  $R < R_c$

ในกรณีนี้ ตัวเหนี่ยวนำปรีสิต  $L_s$  และตัวเก็บประจุ  $C_p$  จะเกิดการเรโซแนนซ์กันที่ความถี่ Critical frequency หรือ Self-resonant frequency: SRF;  $f_c = 1/(2\pi\sqrt{L_s C_p})$  ซึ่งจะสามารถประมาณค่าอิมพีแดนซ์ของตัวต้านทานได้ดังนี้

$$\text{เมื่อ } f < \frac{R}{2\pi L_s}, \quad |Z| \approx R \quad (2.9)$$

$$\text{และเมื่อ } \frac{R}{2\pi L_s} \leq f < \frac{f_c}{3}, \quad |Z| \approx 2\pi f L_s \quad (2.10)$$

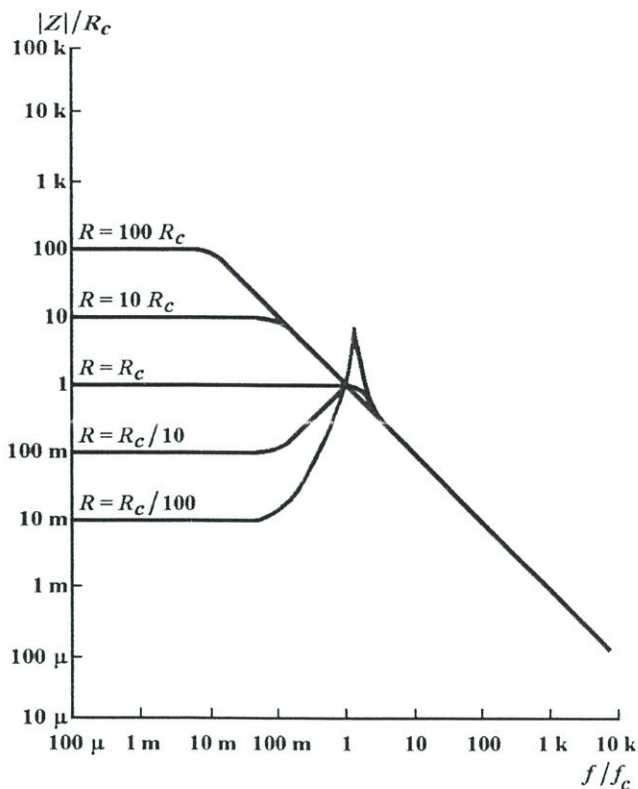
โดยมีค่าสูงสุดอยู่ที่  $f = f_c$  ดังสมการที่ (2.11)

$$|Z| = \left[ \left( \frac{L_s}{RC_p} \right)^2 + \frac{L_s}{C_p} \right]^{1/2} \quad (2.11)$$

หลังจากนั้นจะมีค่าลดลงดังสมการที่ (2.12)

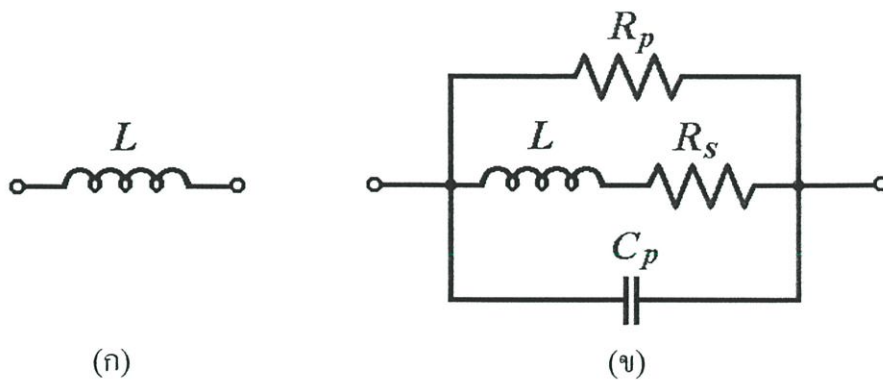
$$\text{เมื่อ } f > 3f_c, \quad |Z| \approx \frac{1}{2\pi f C_p} \quad (2.12)$$

ในการเลือกใช้ตัวต้านทานภายในวงจร ต้องเลือกตัวต้านทานชนิดที่สามารถใช้งานได้ในช่วงความถี่ที่ต้องการ คือ มีความถี่เรโซแนนซ์ภายในตัวต้านทานสูงกว่าความถี่ใช้งานมากๆ เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาการเลื่อนเฟสของอิมพีแดนซ์ และจากความสัมพันธ์ทั้งหมดข้างต้น สามารถแสดงความสัมพันธ์ของค่าอิมพีแดนซ์ของตัวต้านทานได้ตามรูปที่ 2.14 และสามารถอธิบายความสัมพันธ์ได้ว่าตัวต้านทานที่มีค่าอิมพีแดนซ์สูงที่ความถี่เริ่มต้นจะมีค่าลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น ส่วนตัวต้านทานที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำที่ความถี่เริ่มต้นจะมีค่าสูงขึ้นก่อนแล้วจึงลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น



รูปที่ 2.14 ความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ของตัวต้านทานกับความถี่ไฟฟ้า

2.3.2.2 ตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.15 แบบจำลองตัวเหนี่ยวนำ

(ก) ตัวเหนี่ยวนำในอุดมคติ

(ข) ตัวเหนี่ยวนำที่คิดการสูญเสีย

ตัวเหนี่ยวนำในอุดมคติดังรูปที่ 2.15 (ก) มีค่ารีแอกแตนซ์ (Reactance) ดังสมการที่ (2.13) ถ้าสมมติให้ไม่มีการสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำ ค่าอิมพีแดนซ์จะมีค่าเท่ากับค่ารีแอกแตนซ์ ตัวเหนี่ยวนำในอุดมคติจะมีค่ารีแอกแตนซ์เพิ่มขึ้นตามความถี่ด้วยอัตรา 20 dB ต่อ decade ดังแสดงในรูปที่ 2.11 สรุปได้ว่าค่าอิมพีแดนซ์จะแปรผันโดยตรงกับความถี่ไฟฟ้า ซึ่งแบบจำลองหนึ่งของค่าความต้านทานสมมูลของการสูญเสียในแกน จะถูกแทนด้วย  $R_p$  ในรูปที่ 2.15 (ข)

$$X_L = 2\pi fL \quad (2.13)$$

การสูญเสียจากความต้านทานภายในตัวนำจะขึ้นอยู่กับความถี่ ที่ความถี่สูงอิมพีแดนซ์ของตัวนำที่อยู่บริเวณตรงกลางของพื้นที่หน้าตัดภายในลวดตัวนำจะมีค่าสูงตามความถี่ เพราะฉะนั้นกระแสจะไหลเฉพาะบริเวณตัวนำรอบนอก หรือบริเวณผิวของตัวนำ ค่าความต้านทานที่ทำให้เกิดความสูญเสียเนื่องจากความต้านทานภายในตัวนำ จะถูกแทนด้วยค่าความต้านทานสมมูลต่ออนุกรม  $R_s$

การสูญเสียของไดโอดีเลกทริกของฉนวนจะไม่เกิดขึ้น ถ้าตัวเหนี่ยวนำถูกพันบนแกนเฟอร์ไรต์แบบอุดมคติ ฉะนั้นการสูญเสียที่เกิดขึ้นจะมีเฉพาะการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ และการสูญเสียจากความต้านทานภายในตัวนำเท่านั้น แต่สำหรับตัวเหนี่ยวนำแบบใช้แกนอากาศ ซึ่งไม่ใช่แกนเฟอร์ไรต์ จะไม่เกิดการสูญเสียในแกน เพราะฉะนั้นค่า  $R_p$  ในรูปที่ 2.15 จะเสมือนเป็นค่าความต้านทานสมมูลของการสูญเสียของไดโอดีเลกทริก โดยที่  $C_p$  คือความจุไฟฟ้าปรสิตที่เกิดขึ้นภายในตัวเหนี่ยวนำ

จากแบบจำลองในรูปที่ 2.15 (จ) สามารถหาความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์กับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ดังสมการที่ (2.14)

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{1}{\frac{1}{j2\pi fL + R_s} + \frac{1}{R_p} + j2\pi fC_p} \quad (2.14)$$

รูปที่ 2.16 แสดงความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์กับความถี่ไฟฟ้าสำหรับตัวเหนี่ยวนำทั่วไป จะสังเกตได้ว่า จะมีลักษณะคล้ายกับเส้นโค้งของอิมพีแดนซ์ของตัวต้านทานในกรณีที่มีค่าความต้านทานต่ำในรูปที่ 2.14 แต่สำหรับกรณีแบบจำลองของตัวเหนี่ยวนำซึ่งตัวต้านทาน  $R_p$  มีค่ามากๆ และ  $R_s$  มีค่าน้อยๆ จะสามารถหาค่าประมาณของอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำที่ความถี่ต่างๆ ได้ดังต่อไปนี้ กำหนดให้ความถี่เรโซแนนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ  $f_c$  มีค่าดังสมการที่ (2.15)

$$f_c = \frac{1}{2\pi(LC_p)^{1/2}} \quad (2.15)$$

$$\text{เมื่อ } f < \frac{R_s}{2\pi L}, \quad |Z| \approx R_s \quad (2.16)$$

$$\text{และเมื่อ } \frac{R_s}{2\pi L} \leq f < \frac{f_c}{3}, \quad |Z| \approx 2\pi fL \quad (2.17)$$

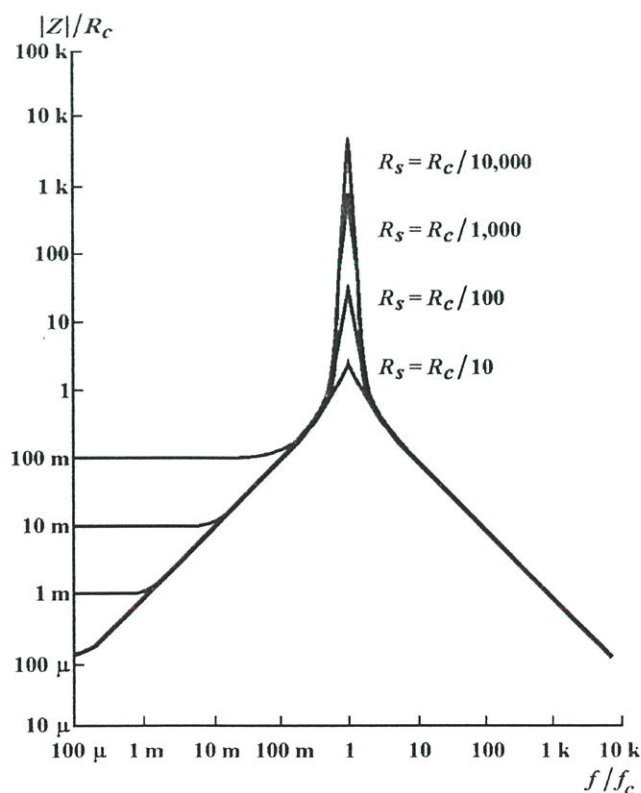
โดยมีค่าสูงสุดอยู่ที่  $f = f_c$  ดังสมการที่ (2.18)

$$|Z| = \left[ \left( \frac{L}{R_s C_p} \right)^2 + \frac{L}{C_p} \right]^{1/2} \quad (2.18)$$

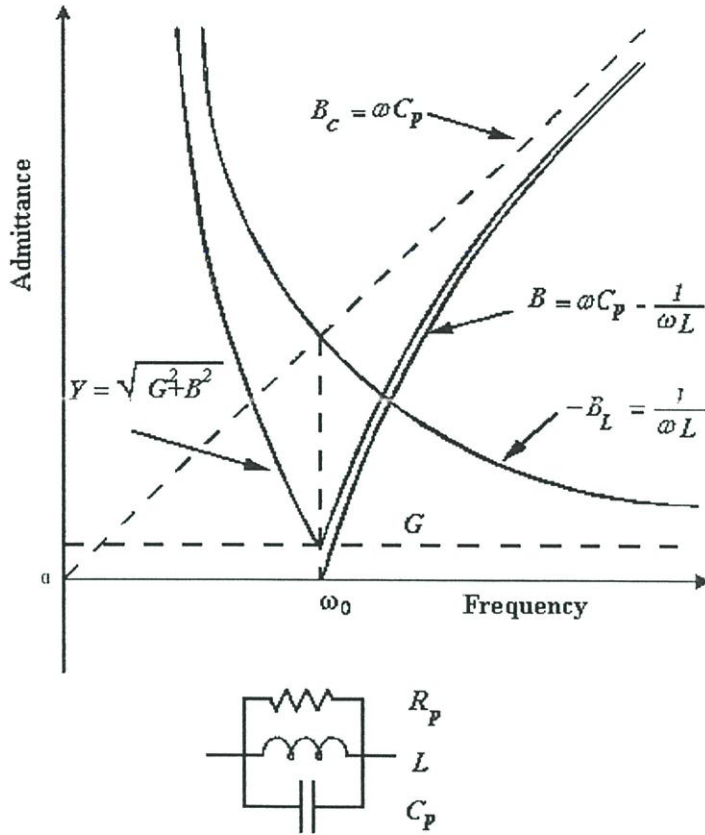
หลังจากนั้นจะมีค่าลดลงดังสมการที่ (2.19)

$$\text{เมื่อ } f > 3f_c, \quad |Z| \approx \frac{1}{2\pi f C_p} \quad (2.19)$$

ถ้าสมมติให้ค่าความต้านทานที่ต่ออนุกรม  $R_s$  ในรูปที่ 2.15 มีค่าน้อยมากจนสามารถตัดทิ้งได้ วงจรสมมูลที่ได้จะประกอบไปด้วย ตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ขนานอยู่กับตัวต้านทาน  $R_p$  และตัวเก็บประจุ  $C_p$  กำหนดให้ส่วนกลับของอิมพีแดนซ์ คือ แอดมิตแตนซ์ (Admittance:  $Y$ ) ส่วนกลับของความต้านทานไฟฟ้า คือ ความนำไฟฟ้า (Conductance:  $G$ ) และส่วนกลับของรีแอคแตนซ์ คือ ซัสเซพทีแตนซ์ (Susceptance:  $B$ ) จากรูปที่ 2.17 พบว่า  $Y = \sqrt{G^2 + B^2}$  หมายความว่าค่าของ  $Y$  ขึ้นอยู่กับค่า ของ  $G$  และ  $B$  รวมของวงจร ( $B = B_L + B_C$ ) ซึ่งค่า  $B_C$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามความถี่ไฟฟ้าส่วนค่า  $B_L$  จะแปรผกผันกับความถี่ไฟฟ้า ทำให้  $B$  มีค่าต่ำที่สุดคือมีค่าเป็นศูนย์ ที่จุดเรโซแนนซ์ ทำให้ค่า  $Y$  มีค่าต่ำที่สุดที่ความถี่เรโซแนนซ์ ถ้าสมมติให้กระแสที่ไหลผ่านวงจรสมมูลนี้คงที่ทุกความถี่ไฟฟ้า แรงดันที่ตกคร่อมวงจรสมมูลนี้จะมีค่าสูงสุดที่ความถี่เรโซแนนซ์ การวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งเสมือนการสะท้อนกระแสและแรงดันไฟฟ้าในย่านความถี่ต่างๆ จากวงจรที่ต้องการวัดไปยังตัวต้านทาน  $50 \Omega$  ของ LISN ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามด้วย ผลการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจึงมีค่าสูงสุด

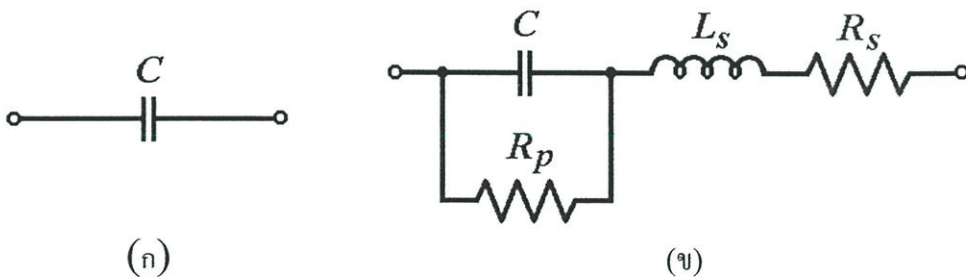


รูปที่ 2.16 ความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำกับความถี่ไฟฟ้า



รูปที่ 2.17 เส้นโค้งแอดมิตแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ

2.3.2.3 ตัวเก็บประจุ



รูปที่ 2.18 แบบจำลองตัวเก็บประจุ

(ก) ตัวเก็บประจุในอุดมคติ

(ข) ตัวเก็บประจุที่คิดการสูญเสีย

รูปที่ 2.18 (ก) คือแบบจำลองของตัวเก็บประจุในอุดมคติ มีค่ารีแอกแตนซ์ของความจุไฟฟ้า ดังสมการที่ (2.20) ซึ่งตัวเก็บประจุในอุดมคตินี้ จะไม่มีการสูญเสีย ทำให้มีค่าของอิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากับค่ารีแอกแตนซ์ อิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุในอุดมคติจะมีค่าลดลงเมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นด้วยอัตรา 20 dB ต่อ decade แสดงว่า รีแอกแตนซ์แปรผกผันกับความถี่ไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 2.12

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \quad (2.20)$$

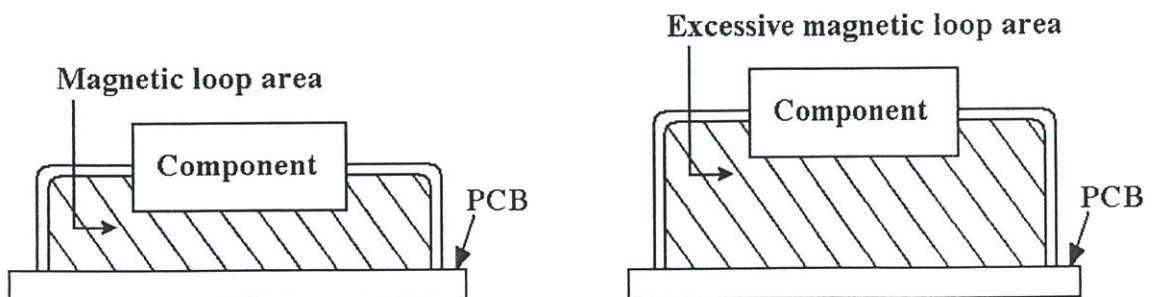
เริ่มแรกตัวเก็บประจุสร้างมาจากแผ่นตัวนำขนาดใหญ่ 2 แผ่น วางขนานกันโดยมีระยะห่างกันเล็กน้อย ค่าความจุไฟฟ้าจะมีค่าเท่ากับ  $\epsilon S/d$  เมื่อ  $\epsilon$  คือ ค่า permittivity ของ free space ซึ่งมีค่าประมาณ  $8.854 \times 10^{-12}$  F/m  $S$  คือพื้นที่ของแผ่นตัวนำ หน่วยเป็นตารางเมตร และ  $d$  คือระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำ มีหน่วยเป็นเมตร

แบบจำลองหนึ่งของตัวเก็บประจุในรูปที่ 2.19 (ข) แสดงถึงค่าความต้านทาน และความเหนี่ยวนำปรสิตที่เกิดขึ้นในตัวเก็บประจุ โดยสามารถจำแนกได้เป็นส่วนต่างๆ ดังนี้

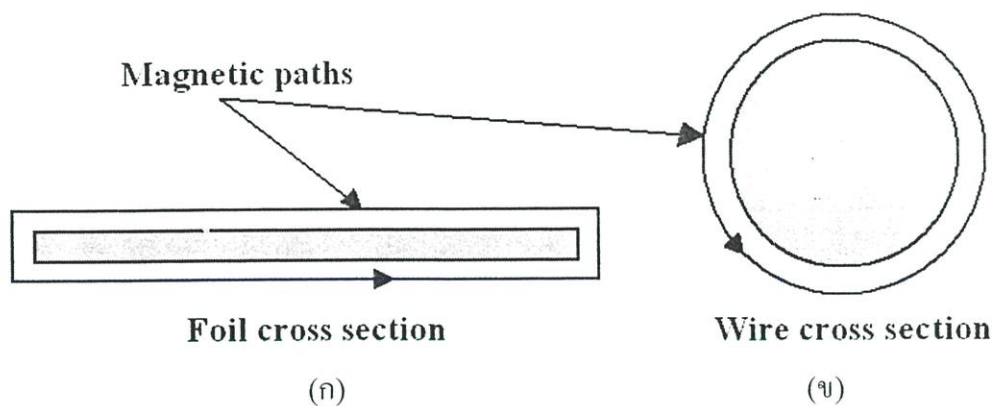
ความต้านทานรั่ว (Leakage resistance:  $R_p$ ) หมายถึง ค่าความต้านต่อขนานที่เกิดขึ้นที่แผ่นตัวนำ แต่เนื่องจากค่าความจุไฟฟ้ามีค่าแปรผันโดยตรงกับพื้นที่หน้าตัดของแผ่นตัวนำ โดยทั่วไปค่าความต้านทานรั่วจะมีค่าสูงมาก และไม่ส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพในการกรองของตัวเก็บประจุ

ความต้านทานสมมูลแบบอนุกรม (Equivalent series resistance: ESR) ของตัวเก็บประจุ หมายถึง ค่าความต้านทานรวมของแผ่น และค่าความต้านทานของการสูญเสียที่เกิดจากไดอิเล็กตริก ความสูญเสียในรูปของความต้านทานนี้จะเกิดในรูปของความร้อน ซึ่งการสูญเสียในลักษณะนี้จะขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้งานด้วย ที่ความถี่สูง  $R_s$  จะมีค่าสูงเพราะผลอันเนื่องมาจากปรากฏการณ์ผิว ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวนำที่อยู่บริเวณตรงกลางของพื้นที่หน้าตัดภายในลวดตัวนำ จะมีค่าสูงตามความถี่ เพราะฉะนั้นกระแสจะไหลเฉพาะบริเวณตัวนำรอบนอก หรือบริเวณผิวของตัวนำ แต่ค่าความต้านทานเหล่านี้จะมีค่าน้อยลงเมื่อใช้แผ่นตัวนำที่มีขนาดใหญ่

ค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้า  $L_s$  จะขึ้นอยู่กับความยาวขาของตัวเก็บประจุ โดยทั่วไปความเหนี่ยวนำไฟฟ้าในตัวเก็บประจุจะมีค่าประมาณ 20 nH ค่อนี้ว ความยาวของขาจะทำให้เกิดพื้นที่เป็นวงปิดที่ตัวเก็บประจุ ดังรูปที่ 2.19 ถ้าพื้นที่แรงามีค่ามากก็จะสร้างความเหนี่ยวนำไฟฟ้าได้มากเช่นกัน ค่าความเหนี่ยวนำปรสิตจะทำให้เกิดการเรโซแนนซ์ที่ความถี่ต่ำในตัวเก็บประจุ ซึ่งจะทำให้ตัวเก็บประจุถูกจำกัดย่านความถี่ใช้งาน เวลาออกแบบวงจรจึงต้องทำให้ติดตั้งให้ขาของอุปกรณ์สั้นที่สุดเพื่อลดพื้นที่นี้



รูปที่ 2.19 พื้นที่วงปิดที่เกิดจากขาตัวเก็บประจุ



รูปที่ 2.20 พื้นที่ตัดขวางของตัวเก็บประจุ

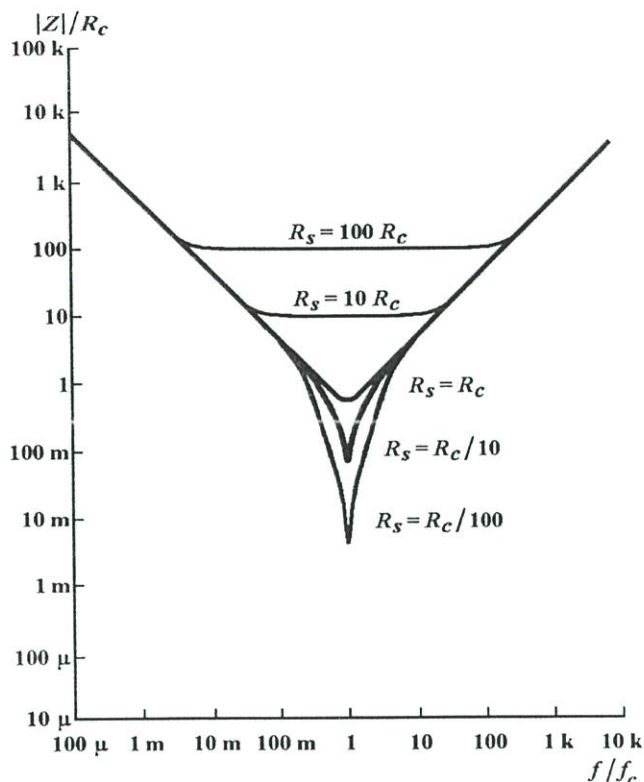
(ก) ภาพตัดขวางของแผ่นตัวนำที่ใช้ทำตัวเก็บประจุ

(ข) ภาพตัดขวางของขดตัวเก็บประจุ

ความเหนี่ยวนำของแผ่นตัวนำของตัวเก็บประจุจะมีขนาดเล็กมาก ถ้าสมมติให้มีกระแสไหลผ่านที่ขดตัวเก็บประจุ หรือที่แผ่นตัวนำ จะเกิดฟลักซ์รอบๆ ขาซึ่งมีค่ามากกว่าฟลักซ์ที่เกิดจากแผ่นตัวนำ ค่าซีมชาบสนามแม่เหล็กของอากาศมีค่าประมาณ 1 ดังนั้นค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก  $B$  จึงมีค่าเท่ากับแรงเคลื่อนแม่เหล็ก  $H$  และเท่ากับ  $NI/l_m$  หรือจำนวนรอบของตัวนำคูณด้วยกระแสที่ไหลผ่านหารด้วยความยาวของทางเดินแม่เหล็ก (magnetic path length) สำหรับขาของตัวเก็บประจุหรือแผ่นตัวนำ จำนวนรอบของตัวนำจะมีค่าเท่ากับ 1 กระแสที่ไหลผ่านก็คือกระแสจริงที่เกิดขึ้น ซึ่งมีค่าเท่ากันทั้งในแผ่นตัวนำ และในขาของตัวเก็บประจุ เพราะฉะนั้นค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กจะขึ้นอยู่กับความยาวของทางเดินสนามแม่เหล็ก รูปที่ 2.19 (ก) จะเป็นภาพตัดขวางของแผ่นตัวนำที่ใช้ทำตัวเก็บประจุ ซึ่งเป็นแผ่นยาวทำให้มีทางเดินแม่เหล็กที่ยาวมาก ส่วนรูปที่ 2.19 (ข) เป็นภาพตัดขวางของขดตัวเก็บประจุซึ่งมีขนาดเล็กทำให้ทางเดินแม่เหล็กมีระยะสั้นๆ สรุปได้ว่าที่ค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กที่ขดตัวเก็บประจุจะมีค่ามากกว่าภายในตัวเก็บประจุมาก ซึ่งสามารถพิสูจน์ได้จากกรณีที่ตัวเก็บประจุจะไม่แสดงผลของความเหนี่ยวนำไฟฟ้าออกมาอย่างชัดเจน และค่าความถี่เรโซแนนซ์ระหว่างค่าความจุไฟฟ้ากับค่าความเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นจริงจะมีค่าสูง เพราะถ้าค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่เกิดขึ้นมีค่าสูงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของตัวเก็บประจุมีค่าต่ำซึ่งไม่สามารถนำไปใช้งานได้

จากแบบจำลองของตัวเก็บประจุที่แสดงในรูปที่ 2.19 (ข) สามารถหาค่าของอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุในรูปทั่วไปได้ดังสมการที่ (2.21)

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{1}{j2\pi fC + \frac{1}{R_p}} + j2\pi fL_s + R_s \quad (2.21)$$



รูปที่ 2.21 ความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุกับความถี่ไฟฟ้า

รูปที่ 2.21 แสดงความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์กับความถี่ไฟฟ้าสำหรับตัวเก็บประจุทั่วไป ในกรณีของแบบจำลองของตัวเก็บประจุซึ่งค่าความต้านทาน  $R_s$  มีค่ามากๆ ค่าประมาณของอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุจะมีค่าค่อนข้างคงที่ เมื่อความถี่ใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ แต่ถ้าค่าความต้านทาน  $R_s$  มีค่าน้อยๆ ค่าอิมพีแดนซ์บริเวณใกล้ความถี่เรโซแนนซ์จะมีความแตกต่างกันมาก โดยสามารถหาความถี่เรโซแนนซ์ของตัวเก็บประจุ  $f_c$  ได้จากสมการที่ (2.22)

$$f_c = \frac{1}{2\pi(CL_s)^{1/2}} \quad (2.22)$$

จากการทดลองหาความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุพบว่า  $R_s \approx 1.41(L_s/C)^{1/2}$  จะแสดงออกมาเป็นค่าค่อนข้างคงที่ในช่วงระยะความถี่สั้นๆ ระหว่างช่วงที่เริ่มมีการเปลี่ยนพฤติกรรมจากความจุไฟฟ้า ( $f > f_c$ ) ไปเป็นความเหนี่ยวนำไฟฟ้า ( $f < f_c$ ) จึงกำหนดให้ค่าความต้านทานวิกฤต  $R_c$  มีค่าดังสมการที่ (2.23)

$$R_c = 1.41 \left( \frac{L_s}{C_p} \right)^{1/2} \quad (2.23)$$

ถ้ากำหนดให้ความต้านทานที่ต่ออนุกรมมีค่าตั้งแต่ความต้านทานวิกฤติเป็นต้นไป ( $R_s \geq R_c$ ) สามารถประมาณค่าอิมพีแดนซ์ได้ดังนี้

$$\text{เมื่อ } f < \frac{1}{2\pi R_s C}, \quad |Z| \approx \frac{1}{2\pi f C} \quad (2.24)$$

$$\text{เมื่อ } \frac{1}{2\pi R_s C} \leq f \leq \frac{R_s}{2\pi L_s}, \quad |Z| \approx R_s \quad (2.25)$$

$$\text{และเมื่อ } f > \frac{R_s}{2\pi L_s}, \quad |Z| \approx 2\pi f L_s \quad (2.26)$$

ในกรณีที่  $R_s < R_c$  ค่าความจุไฟฟ้า  $C$  และค่าความเหนี่ยวนำ  $L_s$  เกิดการเรโซแนนซ์กัน ใก้ๆ ความถี่  $f_c$  จะสามารถประมาณค่าอิมพีแดนซ์ได้ดังนี้

$$\text{เมื่อ } f < \frac{f_c}{3}, \quad |Z| \approx \frac{1}{2\pi f C} \quad (2.27)$$

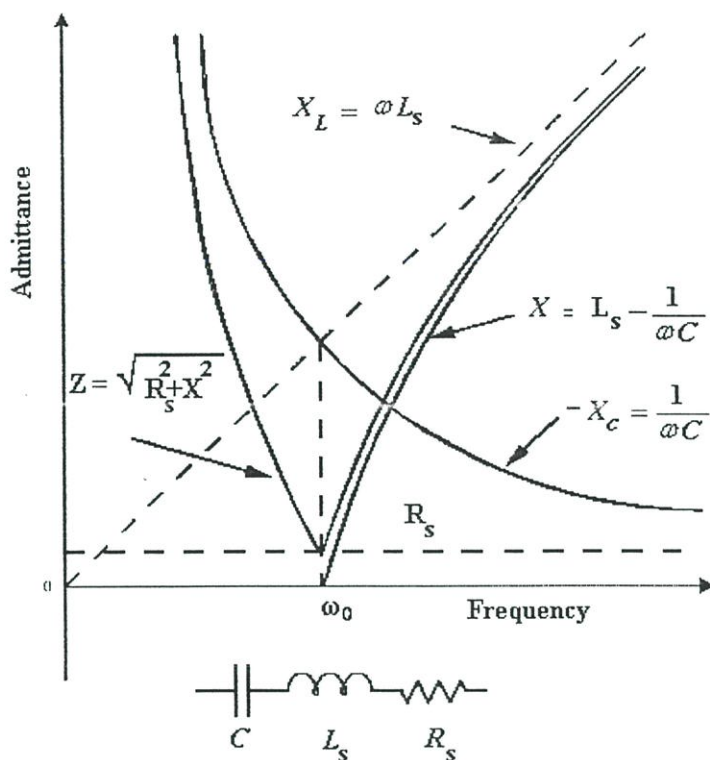
และจะมีค่าลดลงต่ำที่สุดที่ความถี่  $f = f_c$  ดังสมการที่ (2.28)

$$|Z| = R_s \quad (2.28)$$

หลังจากนั้นจะมีค่าลดลงดังสมการที่ (2.29)

$$\text{เมื่อ } f > 3f_c, \quad |Z| \approx 2\pi f L_s \quad (2.29)$$

ถ้าสมมติให้ค่าความต้านทานที่ต่ออนุกรม  $R_p$  ในรูปที่ 2.18 มีค่าสูงมากจนเสมือนเปิดวงจร จะได้ว่าวงจรสมมูลที่ประกอบไปด้วย ตัวเก็บประจุ  $C$  อนุกรมอยู่กับตัวต้านทาน  $R_p$  และ ตัวเหนี่ยวนำ  $L_s$  จากรูปที่ 2.22 พบว่า  $Z = \sqrt{R_s^2 + X^2}$  หมายความว่าค่าของ  $Z$  ขึ้นอยู่กับค่าของ  $R_s$  และ  $X$  รวมของวงจร ( $X = X_L + X_C$ ) โดยที่ค่า  $X_L$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามความถี่ไฟฟ้า ส่วนค่า  $X_C$  จะแปรผกผันกับความถี่ไฟฟ้า ทำให้  $X$  มีค่าต่ำที่สุดคือมีค่าเป็นศูนย์ ที่จุดเรโซแนนซ์ ทำให้ค่า  $Z$  มีค่าต่ำที่สุดที่ความถี่เรโซแนนซ์ คือมีค่าเท่ากับ  $R_s$  ถ้าสมมติให้แรงดันที่ตกคร่อมวงจรสมมูลนี้มีค่าคงที่ทุกความถี่ไฟฟ้า ทำให้กระแสที่ไหลผ่านวงจรสมมูลนี้จะมีค่าสูงสุดที่ความถี่เรโซแนนซ์ การวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งเสมือนการสะท้อนกระแสและแรงดันไฟฟ้าในย่านความถี่ต่างๆ จากวงจรที่ต้องการวัดไปยังตัวต้านทาน  $50 \Omega$  ของ LISN เมื่อกระแสที่ไหลในวงจรสูงขึ้น แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานภายในของ LISN ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามด้วย ทำให้ผลการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์มีค่าสูงกว่าความถี่อื่นๆ



รูปที่ 2.22 เส้นโค้งอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ

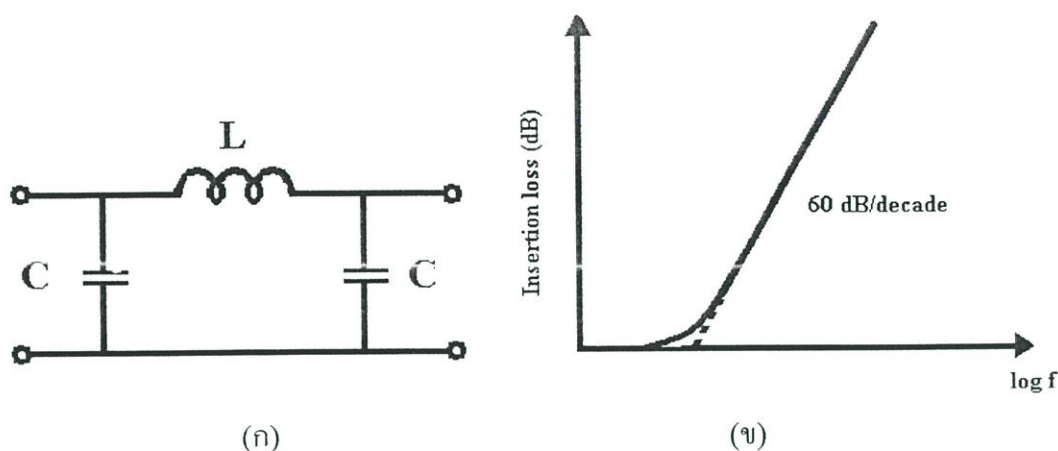
### 2.3.3 ความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์

การเรโซแนนซ์ คือการทำให้เกิดการออสซิลเลตของค่าความจุไฟฟ้า และค่าความเหนี่ยวนำ ซึ่งจะทำให้เกิดเป็นความถี่ตัด (Cutoff frequency) หรือความถี่เรโซแนนซ์ (Resonant frequency) มีผลให้สามารถกรองความถี่สูงอื่นๆ ออกจากวงจรได้ โดยจะกรองความถี่สูงออกได้มากน้อยเพียงใดขึ้นอยู่กับจำนวนของตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ในวงจรเรโซแนนซ์ กล่าวคือจะสามารถกรองความถี่สูงด้วยค่าความชัน ตัวละ 20 dB/decade เมื่อความถี่สูงถูกกรองออกไปจากระบบ ทำให้ไม่เกิดการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าที่ความถี่สูงกลับคืนสู่แหล่งจ่าย ซึ่งหมายความว่า การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกทำให้ลดลงได้โดยใช้วิธีการเรโซแนนซ์

## 2.4 วงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

วงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า จะมีลักษณะการทำงานของวงจรที่ช่วยในการลดทอนขนาดของสัญญาณรบกวนตามย่านความถี่ที่ออกแบบไว้ วงจรกรองสัญญาณรบกวนจะมีหลายแบบตามความเหมาะสมในการใช้งาน เช่น แบบตัวเก็บประจุ แบบตัวเหนี่ยวนำ แบบ PI แบบ T ในวิทยานิพนธ์นี้จะเลือกใช้วงจรกรองสัญญาณรบกวนแบบ PI ที่มีข้อดีในด้านการให้การลดทอนสัญญาณที่สูง ขนาดไม่ใหญ่มากนักเพราะใช้ตัวเหนี่ยวนำเพียงตัวเดียว เหมาะกับการใช้งานที่ค่าอิมพีแดนซ์

ทางด้านโหลดและแหล่งจ่ายมีค่าสูง สำหรับรูปแบบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแบบ PI แสดงในรูปที่ 2.23 (ก) และ (ข) สำหรับสมการการลดทอนสัญญาณจะเป็นตามสมการที่ 2.30 [7]



รูปที่ 2.23 วงจรกรองสัญญาณรบกวนแบบ PI ( $\pi$ )

(ก) รูปแบบวงจร

(ข) ลักษณะของการลดทอนสัญญาณ

กำหนดให้  $Z_g = Z_L = R_0$

$$IL(dB) = 10 \log_{10} \left[ 1 + F^2 \frac{(1-d)^2}{d^{2/3}} - 2F^4 \frac{1-d}{d^{1/3}} + F^6 \right] \quad (2.30)$$

เมื่อนิยามให้

$$d = L/2CR_0^2 \quad (2.31)$$

$$F = f/f_0 \quad (2.32)$$

ถ้า  $d=1$

$$f_0 = \frac{1}{\pi\sqrt{2LC}} = \frac{R_0}{\pi L} = \frac{1}{2\pi R_0 C} \quad (2.33)$$

ถ้า  $d \neq 1$

$$f_0 = \frac{1}{\pi(4R_0 LC^2)^{1/3}} \quad (2.33)$$

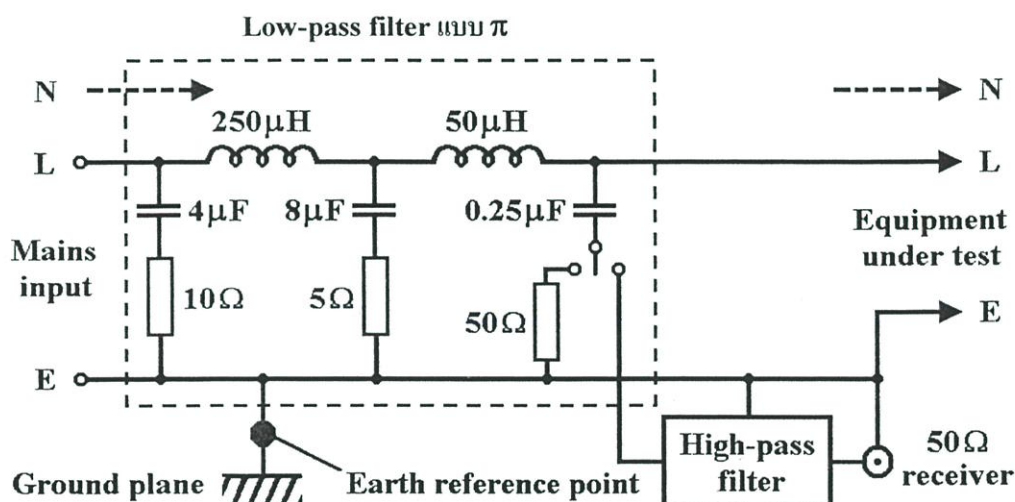
## 2.5 วิธีการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำตามมาตรฐาน CISPR

การวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ถูกต้องนั้น จะต้องมีอุปกรณ์ที่จำเป็นต้องใช้หลายอย่าง และเพื่อให้เป็นไปตามมาตรฐานนานาชาติ ในหัวข้อนี้จะนำเสนอลักษณะการติดตั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำในโหมดร่วม ซึ่งได้แปลและเรียบเรียง [21] มา

จากมาตรฐาน CISPR (COMITÉ-INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES): CISPR 11 [12] CISPR 22 [13] และ CISPR 16 [14] โดยมีเงื่อนไขของอุปกรณ์ดังนี้

### 2.5.1 AMN/LISN

Artificial Main Network: AMN ตามมาตรฐาน CISPR และ Line Impedance Stabilization Network: LISN ตามมาตรฐานอเมริกา เป็นเครื่องมือที่ใช้ในการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากอุปกรณ์ หรือวงจรที่ต้องการวัด (Equipment Under Test: EUT) ไปรบกวนการทำงานของวงจรอื่นทางสายตัวนำ ในการวัดสัญญาณรบกวนจะต้องติดตั้งเครื่องมือวัดอนุกรมเข้าไปในวงจร โดยจะต่อคั่นระหว่างแหล่งจ่ายไฟขาเข้า กับด้านขาเข้าของอุปกรณ์ที่ต้องการวัด ซึ่งสาเหตุที่ต้องต่อในลักษณะเช่นนี้ เนื่องจากเส้นทางดังกล่าวเป็นเส้นทางหลักของสัญญาณรบกวนจากอุปกรณ์ไปรบกวนวงจรอื่นผ่านทางตัวนำ



รูปที่ 2.24 วงจร AMN/LISN ตามมาตรฐาน CISPR

การทำงานของ AMN/LISN จะอาศัยหลักการการทำงานของวงจรกรองสัญญาณไฟฟ้า โดยในวงจรของ AMN/LISN จะประกอบไปด้วย 2 วงจร คือ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรกรองความถี่สูงผ่าน กล่าวคือ สัญญาณความถี่ต่ำ 50 Hz จากแหล่งจ่ายไฟ จะสามารถผ่าน AMN/LISN ในส่วนที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ไปยัง EUT ได้ ในทางตรงกันข้าม เมื่อเกิดสัญญาณรบกวนความถี่สูงจาก EUT มายังแหล่งจ่ายไฟ สัญญาณดังกล่าวจะไม่สามารถผ่าน AMN/LISN ในส่วนที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำไปยังแหล่งจ่ายไฟได้ โดยสัญญาณดังกล่าวจะไม่สามารถผ่าน AMN/LISN ในส่วนที่เป็นวงจรกรองความถี่สูงผ่าน และผ่านไปยังตัวต้านทาน 50 Ω ซึ่งค่าแรงดันความถี่สูงที่ตกคร่อมตัวต้านทาน 50 Ω นี้ ก็คือ ค่าสัญญาณรบกวนที่วัดได้และจะถูกส่งไปแสดงผลที่ Spectrum Analyzer

### 2.5.2 แผ่นกราวนด์

เมื่อต้องการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ โดยให้อุปกรณ์ที่ต้องการจะวัด หรือ EUT ตั้งอยู่บนโต๊ะทดลอง จะต้องตั้งให้สูงกว่าแผ่นโลหะที่ใช้ทำเป็นกราวนด์อ้างอิง 0.4 เมตร โดยที่แผ่นโลหะจะต้องมีขนาดกว้างและยาวอย่างน้อยด้านละ 2 เมตร และจะต้องตั้งให้ห่างจากแผ่นโลหะอื่นที่ไม่เกี่ยวข้องกับการทดลองอย่างน้อย 0.8 เมตร ถ้าอุปกรณ์ที่ต้องการวัดบรรจุอยู่ในกล่องปิด ให้ถือว่าระยะห่างจากแผ่นกราวนด์อ้างอิง 0.4 เมตรนี้ วัดถึงวัสดุที่ใช้ทำกล่อง ถ้าอุปกรณ์ที่ต้องการวัด ไม่ได้บรรจุอยู่ในกล่องปิด ให้ถือว่าระยะห่างจากแผ่นกราวนด์อ้างอิง 0.4 เมตรนี้ วัดถึงแนวระดับของแผ่นกราวนด์ภายในวงจร

แผ่นกราวนด์จะต้องวางอยู่ที่พื้นระดับแนวราบ ได้โต๊ะที่จะใช้ในการทดลอง และต้องทำการยึดแผ่นกราวนด์ให้มั่นคง ด้วยวัสดุที่ไม่ได้ทำมาจากโลหะ หรืออาจใช้พื้นที่ทำด้วยโลหะแทนแผ่นกราวนด์ก็ได้ และแผ่นกราวนด์ที่ใช้จะต้องมีขอบที่อยู่เลยจากขอบของอุปกรณ์ที่ต้องการจะวัด ไม่น้อยกว่า 0.5 เมตร มีขนาดไม่ต่ำกว่า 2 เมตรคูณ 2 เมตร

จุดกราวนด์อ้างอิงของ AMN/LISN และ Impedance Stabilization Network (ISN) จะต้องต่อกับแผ่นกราวนด์ด้วยตัวนำ โดยให้สายที่ใช้ต่อสั้นที่สุดเท่าที่จะทำได้

### 2.5.3 เครื่องรับสัญญาณที่ได้จากการวัด

เครื่องรับสัญญาณที่ได้จากการวัด ปกติมักจะใช้ Spectrum analyzer เป็นเครื่องรับสัญญาณ ซึ่งเครื่องรับสัญญาณที่ใช้ในการวัดแบบ quasi-peak หรือแบบ average จะต้องเป็นไปตามมาตรฐานข้อ 2 ของ CISPR 16-1 [14] และจะต้องมี bandwidth 6 dB ส่วนเครื่องรับสัญญาณแบบ peak จะต้องเป็นไปตามมาตรฐานข้อ 3 ของ CISPR 16-1 และจะต้องมี bandwidth 6 dB ตามมาตรฐานข้อ 2 ของ CISPR 16-1

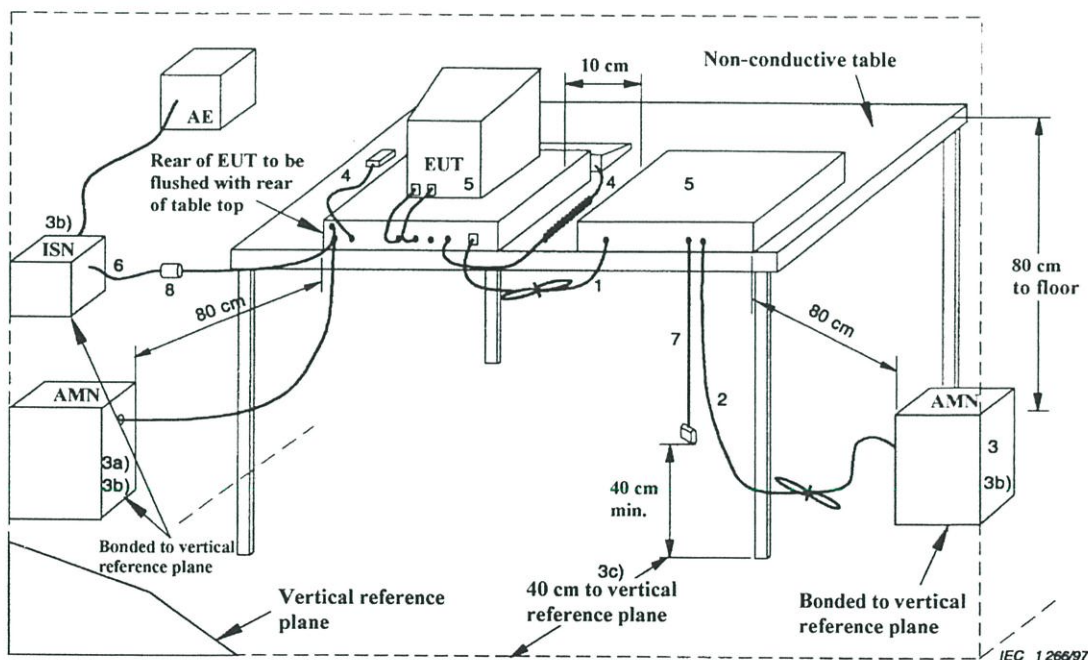
### 2.5.4 การติดตั้งเครื่องมือวัดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ

รูปที่ 2.25 จะเป็นตำแหน่งการติดตั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ แบบวางอุปกรณ์บนโต๊ะ ซึ่งมีเงื่อนไขการติดตั้งดังนี้

1. ถ้าสายตัวนำซึ่งห้อยอยู่ต่ำกว่า 40 เซนติเมตร เหนือแนวระดับของแผ่นกราวนด์ และไม่สามารถทำให้สั้นได้ จะต้องมัดทาบปลายสายให้มีความยาวระหว่าง 30 ถึง 40 เซนติเมตร
2. สายไฟจากแหล่งจ่ายจะต้องมัดทาบกันให้สายสั้นที่สุด
3. อุปกรณ์ที่ต้องการจะวัดต้องต่ออยู่กับ AMN/LISN 1 ตัว โดยที่ AMN/LISN และ ISN ทุกตัวจะต้องต่อเข้ากับแผ่นกราวนด์ที่อยู่ในแนวระดับ

a) แหล่งจ่ายไฟทุกส่วนของระบบจะต้องต่อมาจาก AMN/LISN ตัวที่ 2 โดยสามารถติดตั้งให้มีปลายแบบใช้ได้หลายอุปกรณ์

- b) AMN/LISN และ ISN ที่ใช้เป็นตู้เป็นตู้อ้างอิง จะต้องวางห่างจากอุปกรณ์ที่ทำการวัด 80 เซนติเมตร และอย่างน้อย 80 เซนติเมตร จากอุปกรณ์อื่นๆ และแผ่นโลหะอื่นๆ
- c) สายไฟหลัก และสายสัญญาณ ควรวางให้ห่างกันมากที่สุดเท่าที่ทำได้ และจะต้องอยู่สูงจากแผ่นกราวด์อ้างอิง 40 เซนติเมตร
- 4. สายของเครื่องมือที่ใช้ร่วมในการวัด เช่น สายคีย์บอร์ด สายเมาส์ และอื่นๆ ให้วางในเหมือนการใช้งานทั่วไป
- 5. สิ่งที่อยู่รอบๆ ภายนอกจะต้องอยู่ห่างอย่างน้อย 10 เซนติเมตรจากอุปกรณ์อื่นข้างเคียง และจากตัวควบคุม ยกเว้น จอภาพซึ่งต้องใช้ในการทดสอบ สามารถวางอยู่บนตัวควบคุมได้
- 6. มีสายสัญญาณเข้าออก สำหรับต่อกับอุปกรณ์ภายนอก
- 7. ที่ปลายสายสัญญาณเข้าออก ที่ไม่ได้ต่อกับอุปกรณ์ช่วยสามารถปล่อยลอยเอาไว้ หรืออาจต่อเข้ากับอิมพีแดนซ์ก็ได้
- 8. ถ้าจำเป็นต้องใช้ current probe ควรวางห่างจาก ISN ไม่น้อยกว่า 0.1 เมตร



AMN	=	Artificial mains network
AE	=	Associated equipment
EUT	=	Equipment under test
ISN	=	Impedance stabilization network

รูปที่ 2.25 การติดตั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ แบบวางอุปกรณ์บนโต๊ะ

## 2.6 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 2 นี้จะเป็นการอธิบายถึง นิยาม ความหมาย และรูปแบบของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า เส้นทางเดินของสัญญาณรบกวน ตลอดจนผลกระทบที่ได้รับจากการถูกรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจรสวิตชิง ซึ่งจะนำไปสู่การศึกษาหาแนวทางในการลด หรือป้องกันไม่ให้วงจรสร้างสัญญาณรบกวนไปรบกวนการทำงานของวงจรอื่น ทำให้สามารถทำงานร่วมกันกับวงจรอื่นๆ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ หรือมี EMC นั่นเอง สำหรับเนื้อหารายละเอียดจะสรุปได้ตาม ตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 สรุปรายละเอียดเนื้อหาบทที่ 2

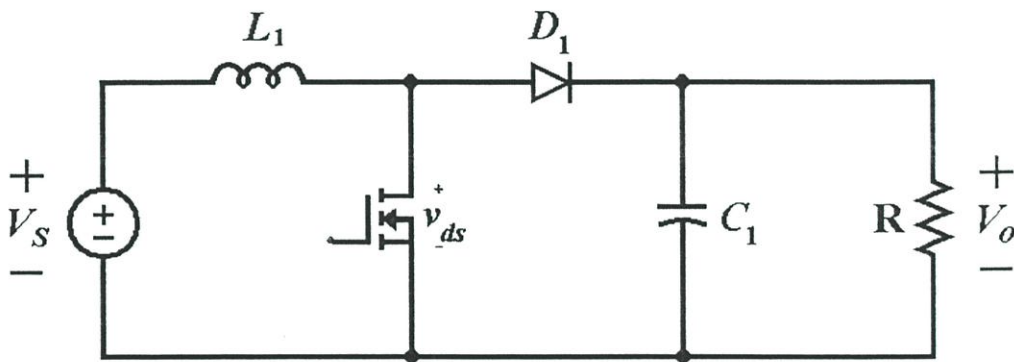
รายละเอียด	คำอธิบาย
นิยามและความหมายของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า	สัญญาณทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่นอกเหนือจากสัญญาณที่เราต้องการซึ่งมีผลรบกวนการทำงานของวงจร โดยในที่นี่จะพิจารณาในย่านความถี่สูง
ทางเดินของสัญญาณ	1. ทางตัวกลางที่เป็นตัวนำ ( ย่าน $150\text{kHz} \leq f \leq 30\text{MHz}$ ) 2. ทางตัวกลางที่เป็นอากาศ ( ย่าน $30\text{MHz} \leq f \leq 1\text{GHz}$ )
สาเหตุของสัญญาณรบกวน	1. การเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด $\frac{dv}{dt}$ และ $\frac{di}{dt}$ 2. คุณสมบัติการเรโซแนนซ์ของ ปรสิต ภายในตัวอุปกรณ์ 3. ผลของลายวงจร
แนวทางในการลดสัญญาณรบกวน	1. เพิ่มค่า $t_r, t_f$ หรือ ช่วงเวลานำกระแส 2. เลือกอุปกรณ์พาสซีฟ ที่มี SRF สูงๆ

### บทที่ 3

## วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

### 3.1 นิยามและความหมายของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ คือ วงจรสวิตช์ซึ่งความถี่สูงที่มีการทำงานในลักษณะที่ช่วยยกระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้สูงขึ้นจากค่าแรงดันเดิมได้โดยไม่ต้องใช้หม้อแปลงแรงดัน วงจรมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา วงจรสมมูลของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งแสดงองค์ประกอบของวงจรจะแสดงในรูปที่ 3.1 [10, 11, 18]



รูปที่ 3.1 วงจรสมมูลของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

### 3.2 หลักการทำงานของวงจรในอุดมคติ

ในการวิเคราะห์โหมดการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ จะพิจารณาในเงื่อนไขของการทำงานที่สภาวะอุดมคติ เนื่องจากหากพิจารณาให้อุปกรณ์ดังกล่าวเป็นอุปกรณ์ที่ทำงานที่สภาวะจริง จะทำให้การวิเคราะห์เกิดความยุ่งยากและซับซ้อนเกินไป เพราะจะมีตัวแปรอื่นหลายค่าที่จะต้องนำมาพิจารณาเพิ่มเติมอีก

#### 3.2.1 เงื่อนไขในการวิเคราะห์วงจรในอุดมคติ

การกำหนดเงื่อนไขในการวิเคราะห์สามารถแยกได้เป็น 2 เงื่อนไข คือ เงื่อนไขของตัวอุปกรณ์ และเงื่อนไขในขณะวงจรทำงาน

##### 3.2.1.1 เงื่อนไขของตัวอุปกรณ์

1. อุปกรณ์ทุกตัวที่ใช้ในวงจรจะเป็นอุปกรณ์ในอุดมคติ ไม่มีการสูญเสียใดๆ เกิดขึ้นในขณะวงจรทำงาน กล่าวคือกำลังไฟฟ้าขาเข้าจะเท่ากับกำลังไฟฟ้าขาออก ประสิทธิภาพของวงจร เท่ากับ 100 เปอร์เซ็นต์เต็ม

2. ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ จะมีค่าพลังงานและประจุสะสมอยู่ในตัวก่อนที่จะเริ่มวิเคราะห์ในโหมดที่ 1 เนื่องจากก่อนเปลี่ยนสถานะของสวิตช์ วงจรทำงานอยู่ในช่วงสภาวะคงตัว (Steady state) มาก่อนแล้ว

### 3.2.1.2 เงื่อนไขในขณะวงจรทำงาน

1. มอสเฟตกำลัง และไดโอดจะทำงานเหมือนสวิตช์ในอุดมคติ คือ ค่าความต้านทานในขณะที่น่ากระแสจะมีค่าเป็นศูนย์ ส่วนความต้านทานในขณะที่ยุคนำกระแสจะมีค่าเป็นอนันต์ และช่วงเวลาที่ใช้ในการสวิตช์มีค่าเป็นศูนย์

2. กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ณ ตำแหน่งเดียวกันในแต่ละคาบ จะมีค่าเท่ากันและมีค่าเป็นบวกเสมอและแรงดันเฉลี่ยตกร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์ หมายถึงผลคูณระหว่างแรงดันตกร่อมตัวเหนี่ยวนำกับเวลา ในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์

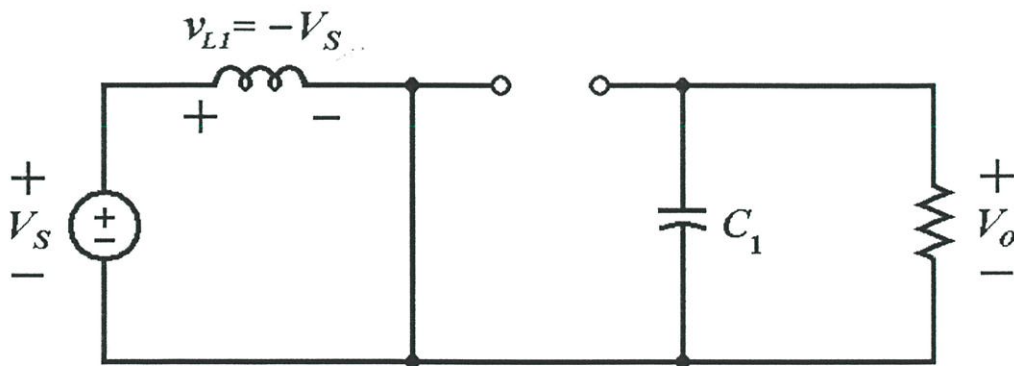
3. ตัวเก็บประจุมีขนาดใหญ่ทำให้แรงดันไฟฟ้าขาออกมีค่าคงที่

4. โหมดการทำงานมีวิเคราะห์จะพิจารณากรณีวงจรทำงานในสภาวะคงตัว

### 3.2.2 โหมดการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

ในการวิเคราะห์โหมดการทำงานของวงจร จะพิจารณาจากการเปลี่ยนสถานะทำงานของอุปกรณ์ใดๆในวงจร โดยสำหรับวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์นี้ จะสามารถแยกโหมดการทำงานได้เป็น 2 โหมด ดังนี้

#### 3.2.2.1 โหมดที่ 1 : ช่วงที่สวิตช์นำกระแส



รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส

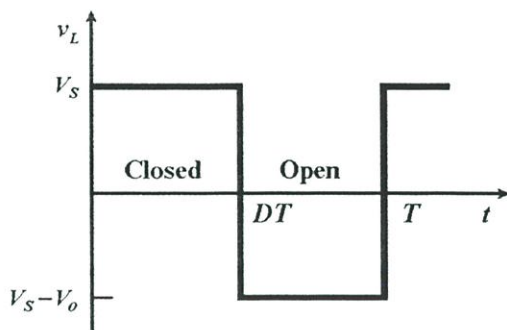
การทำงานในโหมดที่ 1 ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ จะถูกแสดงในรูปที่ 3.2 จากรูปจะเห็นได้ว่า เมื่อสวิตช์นำกระแสจะทำให้วงจรแบ่ง ลูปการทำงานออกเป็น 2 ลูป โดยในลูปแรกจะเกิดจากการที่แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจ่ายกระแสให้วงจร โดยกระแสจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแล้วไหลไปยังสวิตช์ ย้อนกลับมารอบลูปีที่แหล่งจ่ายอีกครั้งในโหมดการทำงานนี้ ไดโอด

จะถูกไบอัสย้อนกลับทำให้ไม่สามารถนำกระแสได้ สำหรับในรูปที่ 2 จะเกิดจากการที่ตัวเก็บประจุซึ่งมีการสะสมประจุในสภาวะคงตัวมาก่อนเปลี่ยนสถานะทำงานมายังโหมดที่ 1 นี้ จะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายพลังงาน โดยคายประจุที่สะสมไว้ดังกล่าวให้ โหลดตัวต้านทาน จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้สมการของแรงดันไฟฟ้าดังนี้

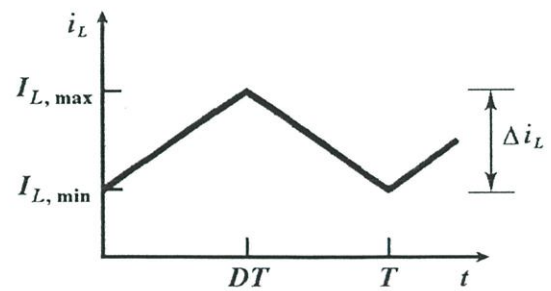
$$\text{รูปที่ 1:} \quad -V_s + v_{L1} = 0 \quad (3.1)$$

$$\text{ดังนั้นจะได้เป็น} \quad v_{L1} = V_s = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} \quad (3.2)$$

$$\text{และ} \quad \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_s}{L_1} \quad (3.3)$$



(ก)



(ข)

**รูปที่ 3.3** รูปคลื่นกระแสและแรงดันของตัวเหนี่ยวนำ;  $L_1$

(ก) แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ

(ข) กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

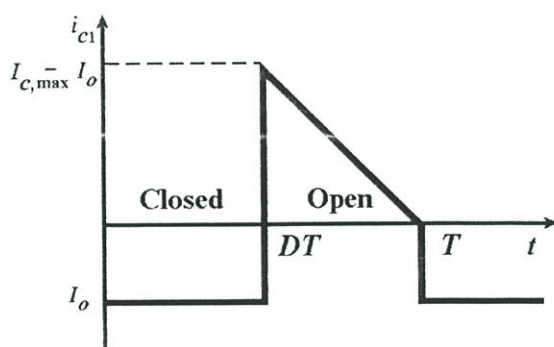
ขณะที่สวิตช์นำกระแส  $dt = DT$  เมื่ออัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสคงที่ ถือว่าการเพิ่มของกระแสเป็นเชิงเส้น ทำให้สามารถคำนวณได้จาก

$$\frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L1}}{DT} = \frac{V_s}{L_1} \quad (3.4)$$

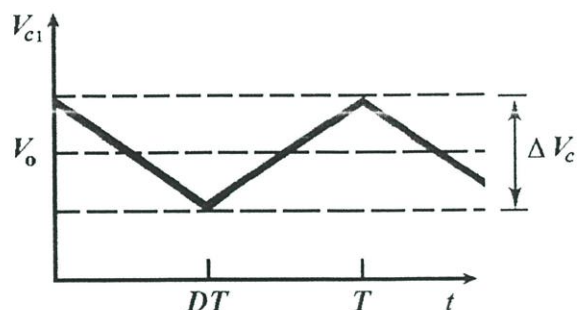
$$\Delta i_{L1, on} = \frac{V_s DT}{L_1} \quad (3.5)$$

โดยที่  $\Delta i_{L1, on}$  หมายถึง อัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสในตัวเหนี่ยวนำขณะนำกระแส

นอกจากนี้ ในขณะที่สวิตช์นำกระแส ตัวเก็บประจุ  $C_1$  จะจ่ายโหลดด้วยค่ากระแสเฉลี่ย  $I_o$  ตลอด ช่วงเวลา  $t_1$



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.4 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของตัวเก็บประจุ;  $C_1$

(ก) กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

(ข) แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ

สำหรับค่าแรงดันริบเบิล  $\Delta V_{C1}$  เป็นตามสมการที่ (3.6) ถึง (3.8)

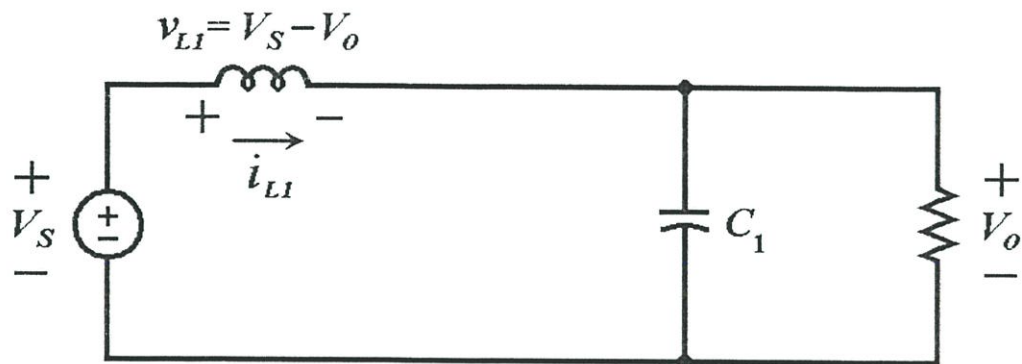
$$\Delta V_{C1} = v_{C1} - v_{C1}(t=0) = \frac{1}{C_1} \int_0^{t_1} I_o dt = \frac{I_o t_1}{C} \quad (3.6)$$

$$\Delta V_{C1} = \frac{I_o (V_o - V_s)}{V_o f C_1} \quad (3.7)$$

$$\Delta V_{C1} = \frac{I_o D}{f C_1} \quad (3.8)$$

### 3.2.2.2 ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

เมื่อสวิตช์หยุดนำกระแส กระแสในตัวเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดไม่ได้ ใดโอดจะ ถูกไปอัสซังหน้าให้นำกระแส ทำให้กระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำอย่างต่อเนื่อง แรงดันไฟฟ้าที่ขาออก จะมีค่าคงที่ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์หยุดนำกระแส

และจากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้สมการของแรงดันไฟฟ้าดังนี้

$$-V_s + v_{L1} + V_o = 0 \quad (3.9)$$

$$v_{L1} = V_s - V_o \quad (3.10)$$

$$v_{L1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} \quad (3.11)$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L_1} \quad (3.12)$$

ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส  $dt = (1-D)T$  อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าคงที่ ถือว่าการลดลงของกระแสเป็นเชิงเส้นดังรูปที่ 3.3 (ข) ทำให้สามารถคำนวณได้จาก

$$\Delta i_{L1, off} = \left( \frac{V_s - V_o}{L_1} \right) (1-D)T \quad (3.13)$$

ที่สภาวะอยู่ตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสุทธิมีค่าเท่ากับศูนย์ จากสมการที่ (3.5) และสมการที่ (3.13) จะได้ว่า

$$\Delta i_{L1, on} + \Delta i_{L1, off} = 0 \quad (3.14)$$

$$\left(\frac{V_s}{L_1}\right)DT + \frac{(V_s - V_o)(1-D)T}{L_1} = 0 \quad (3.15)$$

$$V_s D + (V_s - V_o)(1-D) = 0 \quad (3.16)$$

$$V_s D + V_s - V_s D - V_o + V_o D = 0 \quad (3.17)$$

$$V_s - V_o(1-D) = 0 \quad (3.18)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1-D} \quad (3.19)$$

จากการหาความสัมพันธ์ของอัตราส่วนของแรงดันขาออกต่อแรงดันขาเข้าที่เรียกว่า อัตราการขยายแรงดัน สามารถหาได้โดยวิธีง่ายๆ โดยใช้สมการแรงดันเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์ ซึ่งได้ผลเช่นเดียวกับสมการที่ (3.18) ดังนี้

$$V_{L1, av} = v_{L1, on}(t_{on}) + v_{L1, off}(t_{off}) = 0 \quad (3.20)$$

จากสมการ (3.2), 
$$v_{L1, on} = V_s \quad (3.21)$$

และจากสมการ (3.10), 
$$v_{L1, off} = V_s - V_o \quad (3.22)$$

$$V_{L1, av} = (V_s)(t_{on}) + (V_s - V_o)(t_{off}) = 0 \quad (3.23)$$

$$(V_s)(DT) + (V_s - V_o)(1-D)T = 0 \quad (3.24)$$

$$V_s D + (V_s - V_o)(1-D) = 0 \quad (3.25)$$

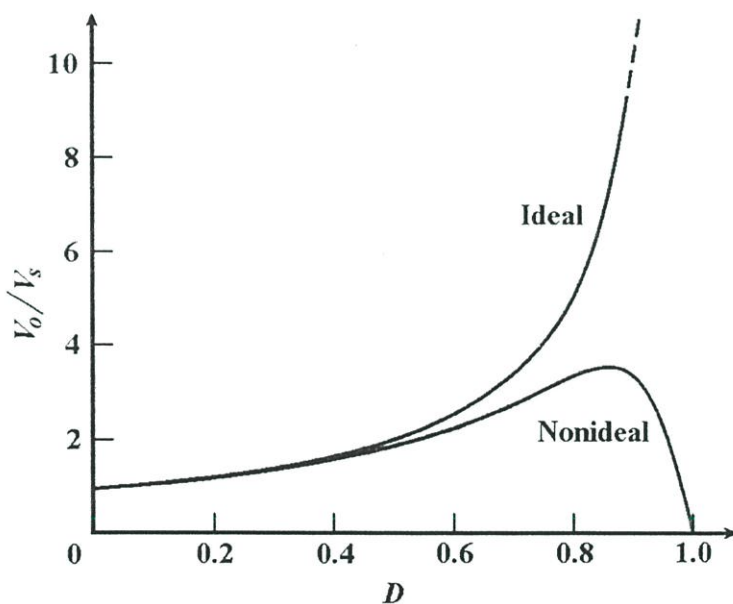
$$V_s D + V_s - V_s D - V_o + V_o D = 0 \quad (3.26)$$

$$V_s - V_o(1-D) = 0 \quad (3.27)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1-D} \tag{3.28}$$

การได้มาซึ่งสมการอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าขาออกต่อแรงดันไฟฟ้าขาเข้า จากสมการที่ (3.27) หรือ (3.28) แท้จริงแล้วมีหลักการทำงานอันเดียวกัน ทำให้สามารถคำนวณค่าอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าขาออกต่อแรงดันไฟฟ้าขาเข้าได้จากการปรับค่า  $D$  ดังแสดงในตารางที่ 3.1

จากกราฟความสัมพันธ์ในรูปที่ 3.6 เมื่อค่า  $D$  เพิ่มขึ้นค่าอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าจะเพิ่มขึ้นแบบไม่เป็นเชิงเส้น ในทางปฏิบัตินิยมปรับอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าไม่เกิน 4 เท่า ทั้งนี้เพื่อให้วงจรมีความเสถียรภาพ โดยอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าขั้นต่ำสุดคือหนึ่งหรือแรงดันไฟฟ้าขาออกเท่ากับแรงดันไฟฟ้าขาเข้าในทางทฤษฎี แต่ในทางปฏิบัติแรงดันไฟฟ้าขาออกจะน้อยกว่าแรงดันไฟฟ้าขาเข้าเล็กน้อย เนื่องจากแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอด



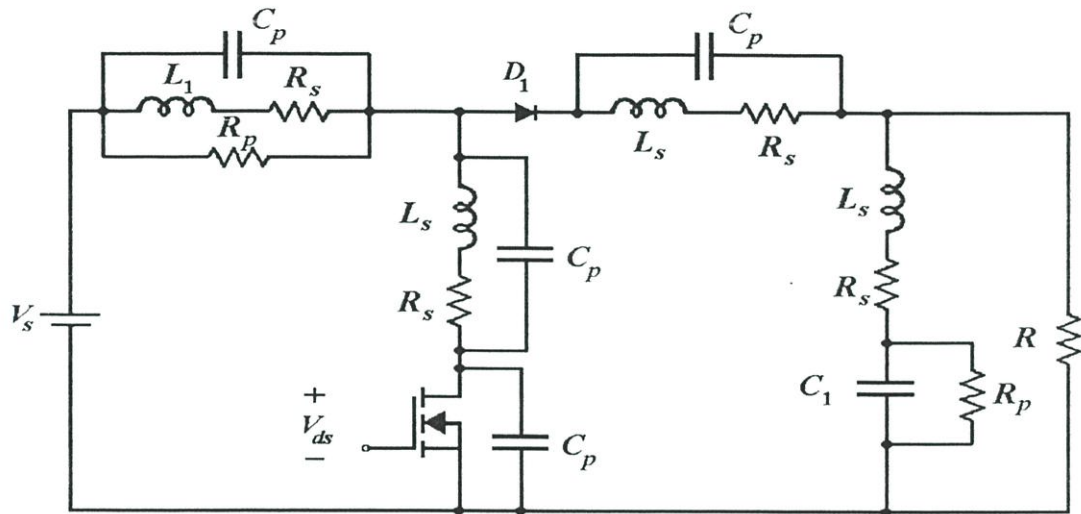
รูปที่ 3.6 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายแรงดันกับ  $D$

ตารางที่ 3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าคิวตี้ไซเคิล กับ อัตราขยายแรงดัน

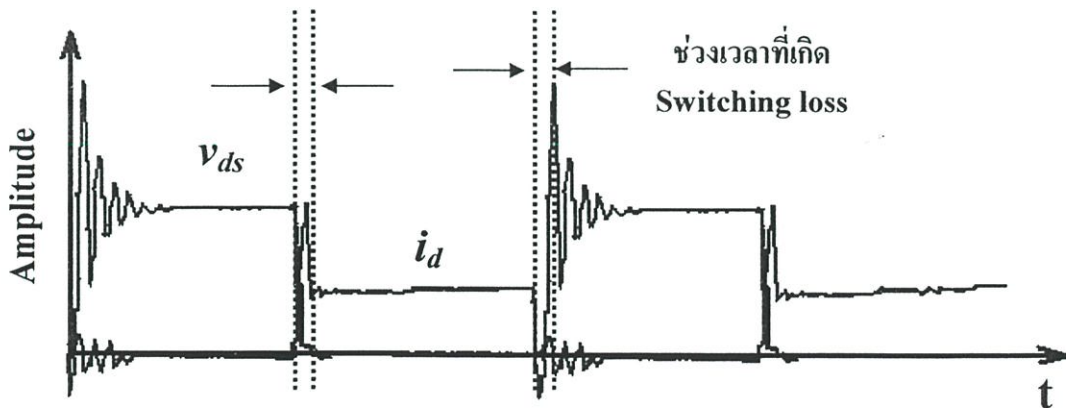
Duty ratio (D)	0.0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
(Voltage gain) ( $V_o/V_s$ )	1.00	1.10	1.25	1.43	1.67	2.00	2.50	3.33	5.00	10.0	Infinity

### 3.3 วงจรสมมูลของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ความถี่สูง

เมื่อนำวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์มาใช้งานจริง รูปแบบของวงจรจะเปลี่ยนแปลงไปจากที่เคยอธิบายในหัวข้อที่แล้ว ซึ่งเป็นการนำเสนอ หลักการทำงานของวงจรในอุดมคติ อันเนื่องมาจากผลของการเกิด ตัวต้านทานปรสิติก ตัวเหนี่ยวนำปรสิติก และตัวเก็บประจุปรสิติก แฝงเข้ามาในวงจร ตามที่ได้อธิบายไปแล้วในบทที่ 2 ดังนั้น รูปแบบหนึ่งที่เป็นไปได้ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ความถี่สูงจะเป็นตาม รูปที่ 3.7 สำหรับ รูปคลื่นของกระแสและแรงดันของสวิตช์ ก็จะเป็นตามรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.7 วงจรสมมูลของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ความถี่สูง



รูปที่ 3.8 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันของสวิตช์ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ความถี่สูง

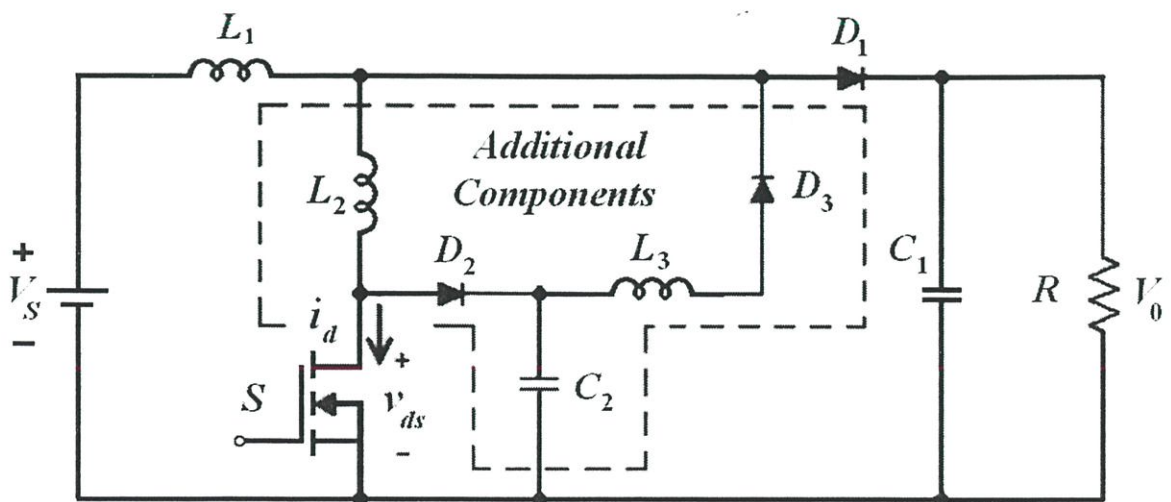
จะเห็นได้ว่าการทำงานของวงจรจะเป็นแบบฮาร์ดสวิตช์ กล่าวคือในขณะที่สวิตช์เปลี่ยนแปลงสถานะจะเกิดการช้อนเหลี่ยมของรูปคลื่นกระแสและแรงดัน ทำให้การสูญเสียในขณะเปลี่ยนแปลงสถานะนี้ด้วย นอกจากนี้การกระชากของรูปคลื่นก็เป็นการสร้างสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าด้วย ซึ่งเป็นจุดบกพร่องของวงจรนี้

### 3.4 วงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์

จากหลักการการทำงานของวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีลักษณะการสวิตช์แบบฮาร์ดสวิตช์ตามที่ได้อธิบายไปแล้วในข้างต้น จะเห็นได้ว่าจะเกิดความสูญเสียจากการสวิตช์ขึ้นเนื่องจากเกิดการช้อนเลื่อมระหว่างกระแสและแรงดันของสวิตช์ อีกทั้งการที่สวิตช์เปลี่ยนสถานะอย่างทันทีทันใดนี้ยังเป็นสาเหตุให้เกิดสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำขึ้นในวงจรด้วย ดังนั้นหากจะลดความสูญเสียที่เกิดขึ้นก็จะต้องทำการออกแบบวงจรใหม่เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ ชนิดที่มีอุปกรณ์สวิตช์ในวงจรเพียงตัวเดียว กล่าวคือ เป็นวงจรที่สามารถทำงานแบบซอฟท์สวิตช์ได้โดยไม่ต้องเพิ่มอุปกรณ์สวิตช์เข้ามาในวงจร เพียงแต่เพิ่มอุปกรณ์พาสซีฟจำนวนไม่มากเมื่อเทียบกับ วงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ชนิดอื่นเข้ามาช่วยในการทำงานขณะสวิตช์ให้เป็นแบบซอฟท์สวิตช์

#### 3.4.1 หลักการทำงานของวงจร [9]

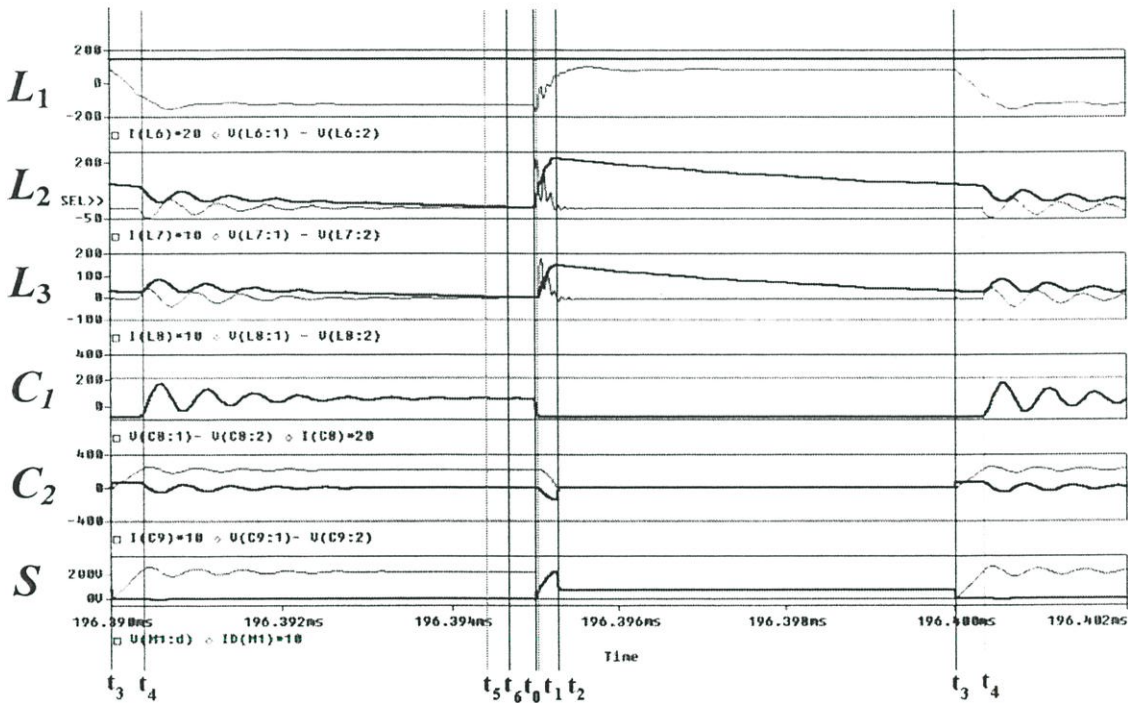
วงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ จะเป็นวงจรขั้วแรงดันไฟฟ้าเช่นเดียวกับ วงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตช์ โดยวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์จะเสมือนเป็น วงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ แบบฮาร์ดสวิตช์ ที่ถูกปรับปรุงให้วงจรไม่มีการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตช์ในขณะที่สวิตช์เปลี่ยนสถานะ กล่าวคือจะเพิ่มอุปกรณ์ค่าน้อยๆเข้าไปในวงจรเพื่อไปหน่วงเวลา ในขณะที่เปลี่ยนสถานะของสวิตช์ซึ่งจะมีผลทำให้กระแสและแรงดันของสวิตช์สอดคล้องกัน ไม่มีความสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตช์ และยังเป็นการลดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากการเปลี่ยนแปลง สถานการณ์ทำงานอย่างทันทีทันใดด้วย วงจรสมมูลของวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์นี้ จะแสดงในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 วงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ แบบซอฟท์สวิตช์

### 3.4.2 การทำงานของวงจรในอุดมคติ

รูปคลื่นกระแสและแรงดันวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ที่ได้มาจากการจำลองโดยใช้โปรแกรม PSpice โดยกำหนดให้ค่าแรงดันขาเข้าเท่ากับ 100 โวลต์ ตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$  เท่ากับ 5 mH ตัวเก็บประจุ  $C_1$  เท่ากับ 560  $\mu\text{F}$  ซึ่งเป็นเงื่อนไขที่เท่ากับวงจรทบระดับแรงดันไฟฟ้าทั่วไปในข้างต้น และค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L_2$  และ  $L_3$  เท่ากับ 1  $\mu\text{H}$  ตัวเก็บประจุ  $C_2$  เท่ากับ 10 nF จะถูกแสดงในรูปที่ 3.10 ซึ่งจะได้ว่าในขณะที่สวิตช์เริ่มนำกระแส ค่าของแรงดันที่ตกคร่อมตัวสวิตช์จะเป็นศูนย์ แล้วจึงเริ่มมีกระแสไหลผ่านสวิตช์ และในทำนองเดียวกัน เมื่อสวิตช์กำลังจะหยุดนำกระแส ค่ากระแสที่ไหลผ่านสวิตช์จะมีค่าเป็นศูนย์ แล้วจึงเริ่มมีแรงดันตกคร่อมตัวสวิตช์ จะทำให้ลดการสูญเสียในขณะสวิตช์



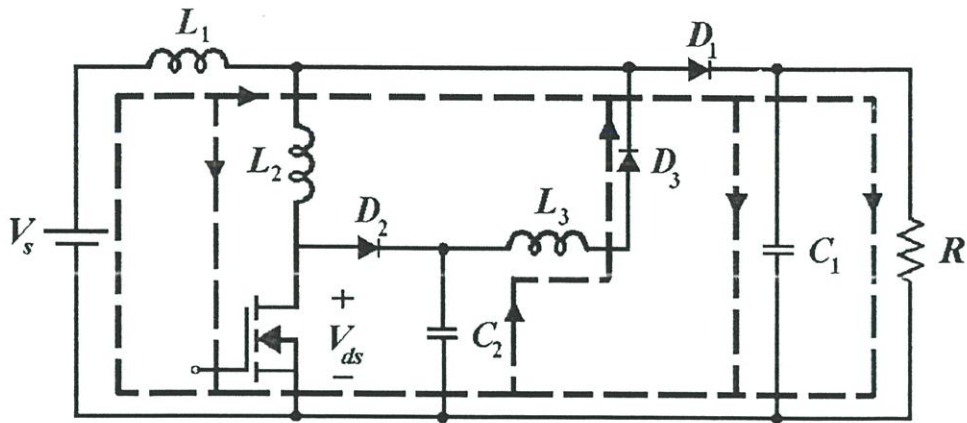
รูปที่ 3.10 รูปคลื่นของกระแส (เส้นสีดำ) และแรงดันไฟฟ้า (เส้นสีเทา) ที่ตกคร่อมอุปกรณ์ประกอบของวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์

จากรูปที่ 3.10 ที่ได้จากการจำลอง เมื่อมาพิจารณาแบ่งโหมดการทำงานของวงจรจะสามารถแบ่งโหมดการทำงานของวงจรได้เป็น 7 โหมด ดังนี้

**โหมดที่ 1:** ช่วงเวลา  $t_0 - t_1$

ในช่วงเวลานี้จะเป็นช่วงที่สวิตช์เริ่มนำกระแสเมื่อค่ากระแสลดลงเป็นศูนย์ที่เวลา  $t_0$  วงจรสมมูลสำหรับโหมดการทำงานนี้จะแสดงในรูปที่ 3.11 ค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของ  $L_2$  และ  $L_3$  มีค่าเป็นศูนย์  $C_2$  จะอัดประจุไว้ในช่วงก่อนจนมีค่า  $v_{C_2}(t_0)$  และจะค่อยคายประจุมาจ่ายโหลดในโหมดนี้ ค่ากระแส

$i_{L2}(t)$  จะค่อยๆเพิ่มขึ้นจนมีค่าเท่ากับ  $I_1 + i_{L3}(t)$  ที่  $t_1$  ซึ่ง  $D_3$  หยุดนำกระแส พอดีซึ่งเป็นการสิ้นสุดการทำงาน ในโหมดนี้



รูปที่ 3.11 วงจรสมมูลของวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ ในโหมดที่ 1

สมการสำหรับ  $i_{L2}(t)$   $i_{L3}(t)$  และ  $v_{C1}(t)$  เป็นดังนี้

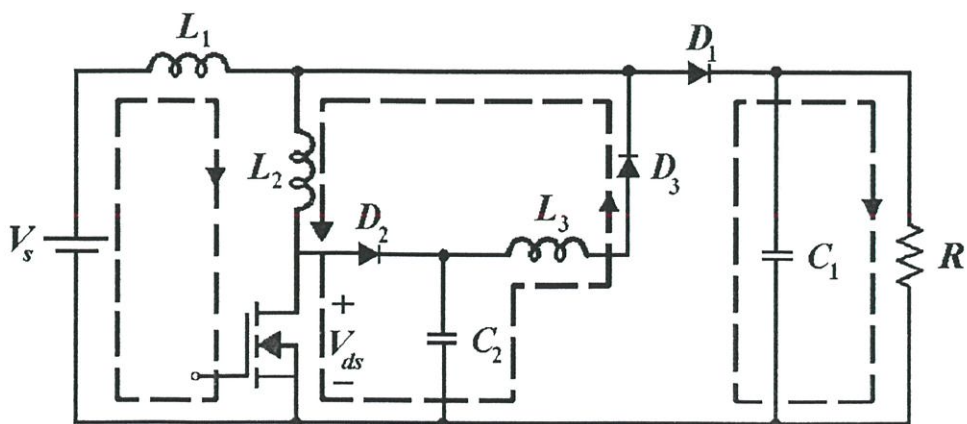
$$i_{L2}(t) = \frac{V_1}{L_2} t \tag{3.29}$$

$$v_{C2}(t) = [V_{C1} - v_{C2}(t_0)] \cdot [1 - \cos \omega_1 t] + v_{C2}(t_0) \tag{3.30}$$

$$i_{L3} = [v_{C2}(t_0) - V_{C1}] \cdot \frac{\sin \omega_1 t}{\omega_1 \cdot L_3} \tag{3.31}$$

เมื่อ  $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_3 \cdot C_2}}$

โหมดที่ 2: ช่วงเวลา  $t_1 - t_2$



รูปที่ 3.12 วงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ในโหมดที่ 2

วงจรสมมูลสำหรับโหมดการทำงานนี้จะแสดงในรูปที่ 3.12 ในโหมดนี้จะมีค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของ  $L_2$ ,  $L_3$  และ  $C_2$  จะมีค่าเป็น  $i_{L_2}(t_1) + I_1$ ,  $i_{L_3}(t_1)$  และ  $v_{C_2}(t_1)$  ตามลำดับ ซึ่งเป็นค่าที่ได้มาจากโหมดที่ 1 ในโหมดนี้  $C_2$  จะคายประจุหมดอย่างสมบูรณ์ และถูกหน่วงเวลาของการย้อนกลับมาอัดประจุอีกครั้งโดยขึ้นอยู่กับ  $D_2$  กล่าวคือ  $C_2$  จะเริ่มอัดประจุอีกครั้ง เมื่อ  $D_2$  มีกระแสไหลผ่าน โหมดนี้จะหยุดการทำงานของเมื่อ  $V_{C_2}$  มีค่าเป็นศูนย์ที่เวลา  $t_2$  สมการสำหรับ  $i_{L_2}(t)$ ,  $i_{L_3}(t)$  และ  $v_{C_2}(t)$  จะแสดงตามนี้

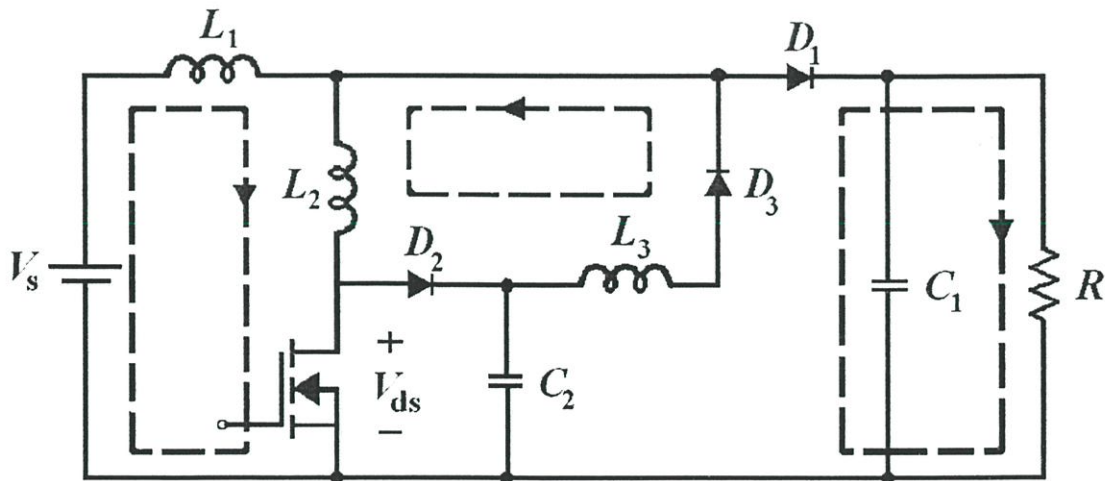
$$v_{C_2}(t) = -v_{C_2}(t_1) \cdot (1 - \cos \omega_2 t) - \frac{i_{L_3}(t_1)}{\omega_2 \cdot C_2} \cdot \sin \omega_2 t - v_{C_2}(t_1) \quad (3.32)$$

$$i_{L_3}(t) = \frac{v_{C_2}(t_1)}{\omega_2 \cdot (L_2 + L_3)} \cdot \sin \omega_2 t + i_{L_3}(t_1) \cdot \cos \omega_2 t \quad (3.33)$$

$$i_{L_2}(t) = \frac{v_{C_2}(t_1)}{\omega_2 \cdot (L_2 + L_3)} \cdot \sin \omega_2 t + i_{L_3}(t_1) \cdot \cos \omega_2 t + I_1 \quad (3.34)$$

เมื่อ  $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{(L_2 + L_3) \cdot C_2}}$

**โหมดที่ 3:** ช่วงเวลา  $t_2 - t_3$

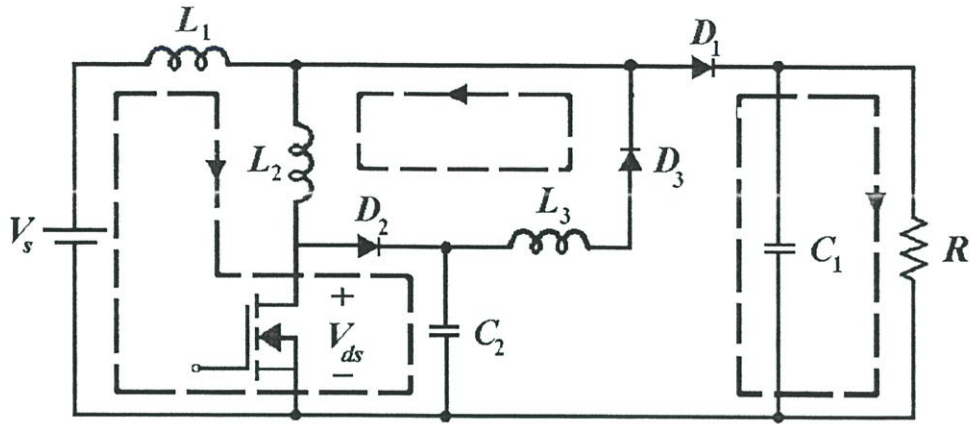


**รูปที่ 3.13** วงจรบุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์ในโหมดที่ 3

วงจรสมมูลสำหรับโหมดนี้จะถูกแสดงในรูปที่ 3.13 ค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของ  $L_2$ ,  $L_3$  และ  $C_2$  เป็น  $i_{L_2}(t_2)$ ,  $i_{L_3}(t_2)$  และศูนย์ ตามลำดับ สมการสำหรับ  $i_{L_3}(t)$  สำหรับโหมดนี้จะแสดงดังนี้

$$i_{L3}(t) = \frac{-V_s \cdot L_2}{(L_1 L_2 + L_2 L_3 + L_3 L_1)} \cdot t + i_{L3}(t_2) \quad (3.35)$$

**โหมดที่ 4:** ช่วงเวลา  $t_3 - t_4$



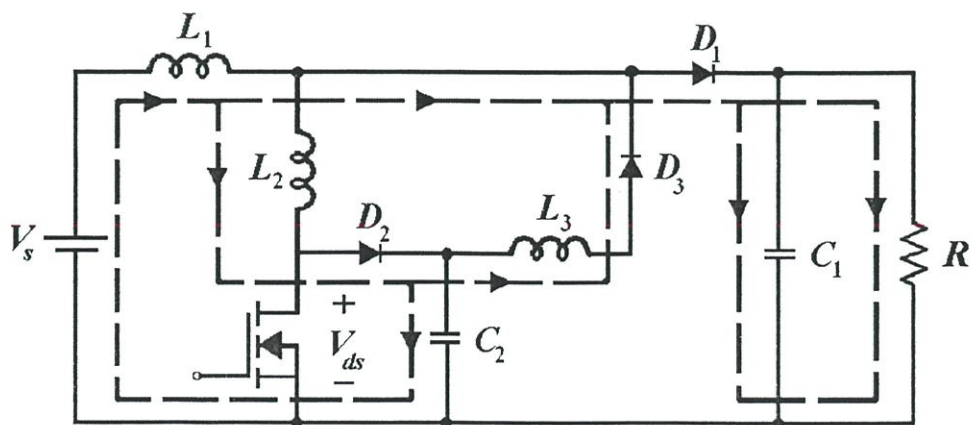
**รูปที่ 3.14** วงจรบุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ ในโหมดที่ 4

โหมดนี้จะเริ่มเมื่อสวิตช์ถูกทำให้หยุดนำกระแสที่ค่าแรงดันเป็นศูนย์ที่เวลา  $t_3$  วงจรสมมูลสำหรับโหมดนี้จะถูกแสดงใน รูปที่ 3.14  $i_{L1}(t)$  จะมีค่าเท่ากับค่า  $I_2$  และ  $v_{out}(t)$  จะมีค่าเท่ากับค่า  $V_2$  ในโหมดนี้กระแสในตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$  และ  $L_2$  จะถูกทำให้ลดลง และ  $V_{out}$  จะถูกควบคุมโดยสมการ

$$i_{L1}(t) = i_{L2}(t) = \frac{V_s}{(L_1 + L_2)} \cdot t + I_1 \quad (3.36)$$

$$V_{out} = V_1 \cdot e^{-\frac{t}{RC_1}} \quad (3.37)$$

**โหมดที่ 5:** ช่วงเวลา  $t_4 - t_5$



**รูปที่ 3.15** วงจรสมมูลของวงจรบุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ ในโหมดที่ 5

วงจรสมมูลสำหรับโหมดนี้จะถูกแสดงในรูปที่ 3.15 ค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของ  $i_{L2}(t)$  สำหรับโหมดนี้เท่ากับ  $I_2$  สมการสำหรับ สำหรับ  $i_{L2}(t)$   $i_{L3}(t)$  และ  $v_{C2}(t)$  จะแสดงตามนี้

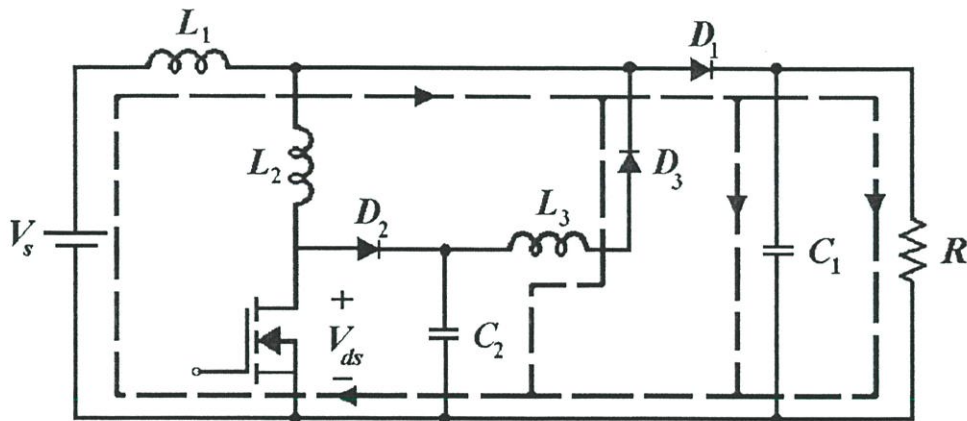
$$v_{C2}(t) = -V_2 \cdot (1 - \cos \omega_3 t) + \frac{I_2}{\omega_3 \cdot C_2} \cdot \sin \omega_3 t \quad (3.38)$$

$$i_{L2}(t) = \frac{L_2}{L_2 + L_3} \cdot [V_2 \cdot C_2 \omega_3 \cdot \sin \omega_3 t - I_2 \cdot (1 - \cos \omega_3 t)] + I_2 \quad (3.39)$$

$$i_{L3}(t) = \frac{L_2}{L_2 + L_3} \cdot [-V_2 \cdot C_2 \omega_3 \cdot \sin \omega_3 t + I_2 \cdot (1 - \cos \omega_3 t)] \quad (3.40)$$

เมื่อ  $\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{\frac{L_2 \cdot L_3}{(L_2 + L_3)} \cdot C_2}}$

**โหมดที่ 6:** ช่วงเวลา  $t_5 - t_6$



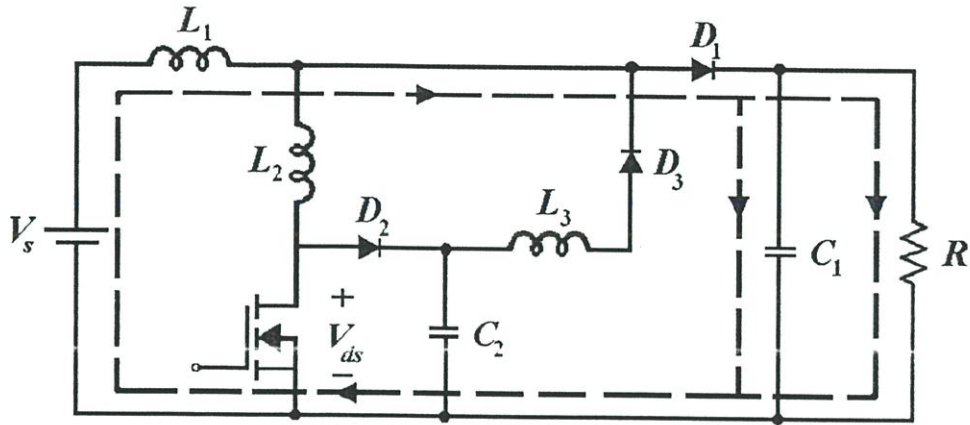
**รูปที่ 3.16** วงจรสมมูลของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์ ในโหมดที่ 6

วงจรสมมูลสำหรับโหมดนี้จะแสดงในรูปที่ 3.16 ในโหมดนี้  $i_{L3}(t)$  จะลดลงเป็นศูนย์ โหมดนี้จะสิ้นสุดการทำงานที่เวลา  $t_6$  เมื่อ  $i_{L3}(t)$  มีค่าเป็นศูนย์ สมการสำหรับค่า  $i_{L3}(t)$  และ  $v_{C2}(t)$  สำหรับโหมดนี้จะเป็นดังนี้

$$i_{L3}(t) = \frac{v_{C2}(t_5) - V_2}{L_3 \cdot \omega_1} \cdot \sin \omega_1 t + i_{L3}(t_5) \cdot \cos \omega_1 t \quad (3.41)$$

$$v_{C2}(t) = [v_{C2}(t_5) - V_2] \cdot [\cos \omega_1 t - 1] - \frac{i_{L3}(t_5)}{\omega_1 \cdot C_2} \cdot \sin \omega_1 t \quad (3.42)$$

โหมดที่ 7: ช่วงเวลา  $t_6 - t_0$



รูปที่ 3.17 วงจรสมมูลของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์ ในโหมดที่ 7

วงจรสมมูลสำหรับโหมดการทำงานนี้จะแสดงในรูปที่ 3.17 ในโหมดนี้  $i_{L_2}(t)$  และ  $i_{L_3}(t)$  จะมีค่าเป็นศูนย์ จะสิ้นสุดการทำงานของโหมดนี้ที่เวลา  $t_0$  เมื่อสวิตช์ ถูกทำให้เริ่มนำกระแสที่ค่ากระแสเป็นศูนย์ เมื่อสิ้นสุดการทำงานของโหมดนี้ กระแสตัวเหนี่ยวนำ  $i_{L_1}$  จะมีค่าเพิ่มจนมีค่าเท่ากับ  $I_1$  และ  $V_0$  จะมีค่าเพิ่มจนมีค่าเท่ากับ  $V_1$  สมการสำหรับ  $V_0$  และ  $i_{L_1}$  ของในโหมดนี้จะเป็นดังนี้

$$i_{L_1}(t) = \frac{v_{out}(t)}{R} + e^{-\alpha t} \cdot \begin{bmatrix} (-BC_1\dot{a} + AC_1\dot{u}_4) \cos \dot{u}_4 t \\ -(AC_1\dot{a} + BC_1\dot{u}_4) \sin \dot{u}_4 t \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

$$v_{out} = e^{-\alpha t} \cdot [A \sin \dot{u}_4 t + B \cos \dot{u}_4 t] + V_s \quad (3.44)$$

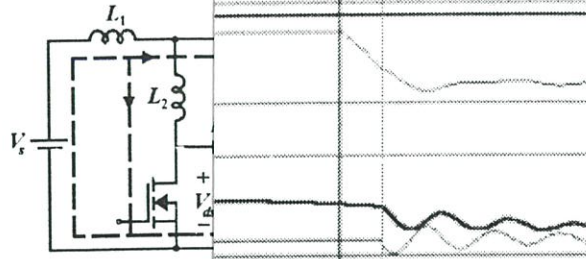
เมื่อ  $B = V_2 - V_s$

$$\alpha = \frac{1}{2RC_1}, \quad \omega_4 = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}}$$

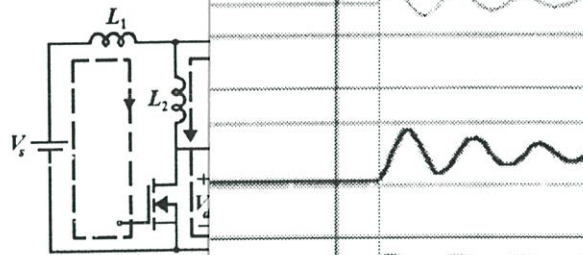
$$A = \frac{I_2}{\omega_4 \cdot C_1} - \frac{V_2}{R \cdot \omega_4 \cdot C_1} + \frac{\alpha(V_2 - V_s)}{\omega_4}$$

สำหรับโหมดการทำงานทั้ง 7 โหมดนั้น ได้สรุปและ แสดงในรูปที่ 3.18

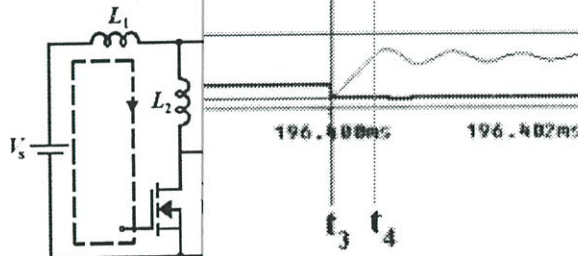
โหมดที่ 1:



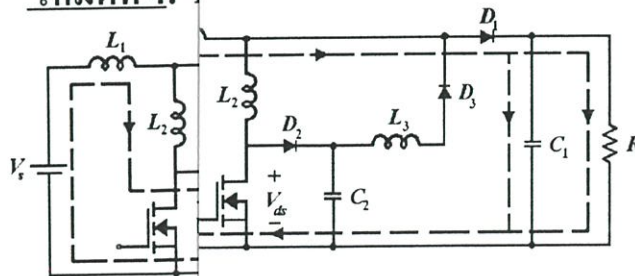
โหมดที่ 2:



โหมดที่ 3:



โหมดที่ 4: ที่ 7: ช่วงเวลา  $t_6 - t_0$

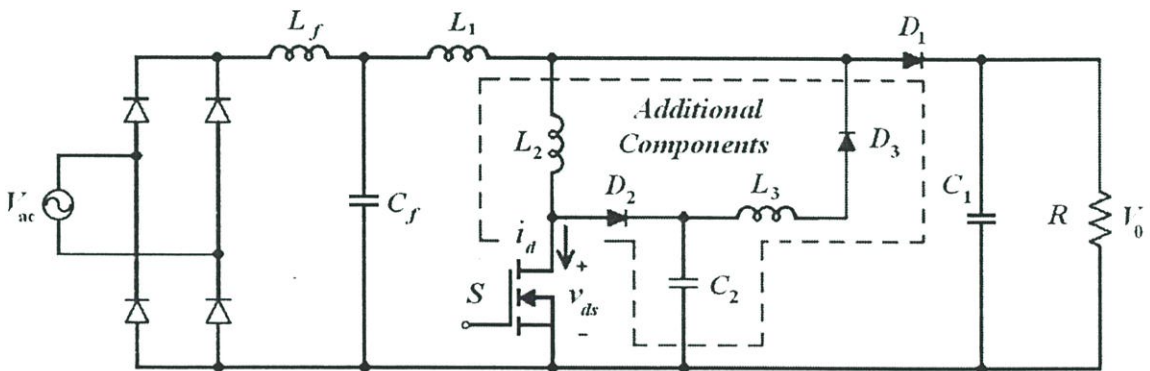


รูปที่ 3.18

## บทที่ 4

### การออกแบบ

วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์และวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์ซึ่งเป็นวงจรยกระดับแรงดันกระแสตรงให้สูงขึ้นนั้น ไม่สามารถต่อตรงจากการไฟฟ้าได้โดยจะต้องอาศัยวงจรเรียงกระแส (Rectifier) มาช่วยในการแปลงแรงดันกระแสสลับที่ได้จากการไฟฟ้ามาเป็นแรงดันกระแสตรง เพื่อจ่ายให้ภาคขาเข้าของวงจร ดังนั้นนอกเหนือจากการออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์และวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แล้ว จะต้องพิจารณาออกแบบวงจรเรียงกระแส ตลอดจนวงจรกรอง เพื่อให้แรงดันกระแสตรงที่ได้มีค่าค่อนข้างเรียบ หรือมีค่าแรงดันพลิว (Ripple voltage) และกระแสพลิว (Ripple current) [20] ไม่เกินที่กำหนดไว้ สำหรับวงจรสมมูลที่แสดงองค์ประกอบของวงจรทั้งหมดที่ต้องออกแบบจะแสดงในรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 วงจรสมมูลที่แสดงองค์ประกอบของวงจรทั้งหมดที่ต้องออกแบบ

#### 4.1 การกำหนดค่าพิกัดวงจร

ในการออกแบบวงจร การกำหนดเงื่อนไขของค่าพิกัดกำลังไฟฟ้าทั้งทางด้านขาออกและขาเข้า เป็นสิ่งที่จะต้องพิจารณาเป็นลำดับแรก เนื่องจากเป็นเงื่อนไขที่นำไปสู่การกำหนดพิกัดต่างๆของวงจรต่อไป วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่เป็นวงจรต้นแบบในวิทยานิพนธ์นี้ ในขั้นตอนการออกแบบจะกำหนดให้มีประสิทธิภาพ 100% กล่าวคือ กำลังไฟฟ้าขาเข้าเท่ากับกำลังไฟฟ้าขาออก และมีค่าเท่ากับ 500 วัตต์ แรงดันและกระแสขาเข้าเท่ากับ 100 โวลต์ 5 แอมแปร์ ตามลำดับ ดังนั้นเมื่อต้องการให้แรงดันขาออกเท่ากับ 200 โวลต์ กระแสขาออกก็จะเท่ากับ 2.5 แอมแปร์ นอกจากนี้ เนื่องจากการศึกษาวิจัยนี้ มุ่งที่จะศึกษาการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในวงจร โดยนำเสนอเทคนิคซอฟต์สวิตช์ในการลดปัญหาสัญญาณรบกวน ซึ่งการใช้เทคนิคดังกล่าวจะมีการเพิ่มค่าอุปกรณพาสซีฟเข้ามาเสริมในวงจรเป็นหลักสำคัญ ดังนั้นจึงเลือกกำหนดให้ค่า คิวดีซีเกิลของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์และบูสต์คอนเวอร์เตอร์

แบบซอฟท์สวิตช์คั้งที่ค่า 0.5 ความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ 100 kHz และการทำงานของวงจรอยู่ในโหมดกระแสต่อเนื่อง

ตารางที่ 4.1 สรุปเงื่อนไขของวงจรในอุดมคติ โดยควบคุมค่ากำลังไฟฟ้าขาเข้าให้คงที่

เงื่อนไขของวงจร	วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์	วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์
<ul style="list-style-type: none"> <li>ด้านขาเข้า</li> </ul> $V_s$ $I_S$ $P_{in}$ $f$ duty cycle: D	100 V 5 A 500 W 100 kHz 0.5	100 V 5 A 500 W 100 kHz 0.5
<ul style="list-style-type: none"> <li>ด้านขาออก</li> </ul> $V_o$ $I_R$ $P_{out}$ $f$ duty cycle: D	200 V 2.5 A 500 W 100 kHz 0.5	200 V 2.5 A 500 W 100 kHz 0.5

## 4.2 การออกแบบค่าอุปกรณ์

ตารางที่ 4.2 องค์ประกอบของวงจรที่ต้องออกแบบ

อุปกรณ์	วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์	วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์	วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า
สวิตช์	S	S	S
ตัวเหนี่ยวนำ	$L_1$	$L_1, L_2, L_3$	$L_1$
ตัวเก็บประจุ	$C_1$	$C_1, C_2$	$C_1$
ไดโอด	$D_1$	$D_1, D_2, D_3$	$D_1$
วงจรเรียงกระแส	✓	✓	✓
วงจรกรองความถี่ต่ำ	✓	✓	✓
อุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า			✓

จากเงื่อนไขค่าพิกัดที่ได้จากหัวข้อ 4.1 จะนำไปสู่การคำนวณหาค่าขององค์ประกอบทั้งหมดของวงจรตามที่สรุปแยกเป็นรายวงจรไว้ในตารางที่ 4.2 อย่างไรก็ตามเนื่องจากการทดลองจะเป็นเชิงเปรียบเทียบ ดังนั้นเพื่อให้เกิดความยุติธรรมจึงจะใช้อุปกรณ์ชนิดเดียวกันและขนาดเท่ากันเมื่ออุปกรณ์นั้นใช้ร่วมกันทั้ง 3 วงจร ในการอธิบายวิธีการออกแบบจึงจะกล่าวเฉพาะในส่วนของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่จะอธิบายเป็นวงจรแรกเท่านั้น ในวงจรที่เหลือก็จะใช้วิธีเดียวกันนี้นั่นเอง

#### 4.2.1 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

จากความสัมพันธ์ที่ได้จากวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ตามที่แสดงไปแล้วในบทที่ 3 เมื่อแทนค่าตามเงื่อนไขที่กำหนดในสมการที่ (4.1) หรือ (4.2) โดยในที่นี้กำหนดให้ค่า  $\Delta i_L$  เท่ากับ 0.1 จะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$  เท่ากับ 5 mH

$$\Delta i_{L, on} = \frac{V_s DT}{L_1} \quad (4.1)$$

$$\Delta i_{L, off} = \left( \frac{V_s - V_o}{L_1} \right) (1 - D) T \quad (4.2)$$

จากความสัมพันธ์ตามที่แสดงในสมการที่ (4.3) เมื่อกำหนดค่าให้ค่า  $\Delta V_{C_1}$  มีค่าน้อยมาก คือ เท่ากับ 0.1 โวลต์ เพื่อให้กระแสขาออกที่ได้มีความเรียบ ค่าความจุไฟฟ้า  $C_1$  จึงควรมีค่ามากกว่า 125  $\mu\text{F}$  กล่าวคือยิ่งเพิ่มค่า  $C_1$  ค่ากระแสขาออกที่ได้จะยิ่งเรียบมากขึ้น

$$\Delta V_{C_1} = \frac{I_o D}{C_1 f} \quad (4.3)$$

สำหรับโหลดที่ใช้ในวงจร เลือกที่จะใช้หลอดไฟขนาด 100 วัตต์ จำนวน 6 หลอดต่อขนานกันจากนั้นก็นำมาต่ออนุกรมกับตัวต้านทานปรับค่าได้ เพื่อให้ง่ายต่อการควบคุมค่ากระแสและแรงดันขาออกให้ได้ตามค่าที่ต้องการ

#### 4.2.2 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์

การกำหนดค่า และเลือกชนิดของอุปกรณ์สำหรับวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์จะเป็นในลักษณะเดียวกันกับวิธีการคำนวณของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ กล่าวคือ อุปกรณ์ที่มีอยู่ทั้งในวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ และวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์จะเป็นอุปกรณ์ชนิดเดียวกันและมีค่าเท่ากัน สำหรับอุปกรณ์ที่ใส่เพิ่มเข้ามาเฉพาะในวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์จะ

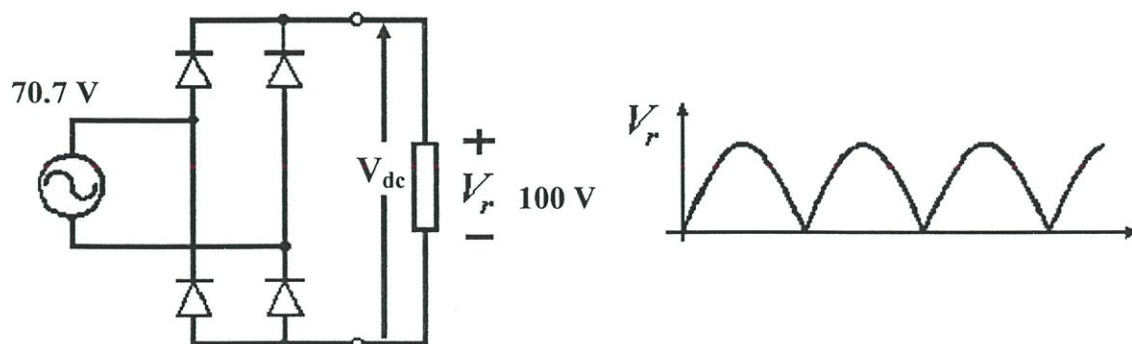
ซึ่งมีการออกแบบโดยพิจารณาสมการ (3.29) - (3.44) ที่ได้จากโหมคการทำงานทั้ง 7 โหมคของวงจร ตามที่เคยแสดงไว้ในบทที่ 3 ซึ่งจะได้จะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L_2 = L_3$  เท่ากับ  $1\mu\text{H}$  และค่าความจุไฟฟ้า  $C_2$  เท่ากับ  $10\text{nF}$

#### 4.2.3 วงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่ติดตั้ง อุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

ในการเลือกอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจะขึ้นอยู่กับ ย่านของความถี่ที่ต้องการจะลดสัญญาณรบกวนไฟฟ้า สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้จะทำในเชิงเปรียบเทียบระดับสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าของวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่สามารถลดลงได้ หลังจากที่มีการใช้เทคนิคซอฟต์แวร์สวิตช์ เปรียบเทียบกับวิธีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ดังนั้นย่านความถี่ของอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนที่เลือก จึงเลือกย่านความถี่ที่วงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์แวร์สวิตช์สามารถลดสัญญาณรบกวนได้ เพื่อให้ย่านที่มีการลดสัญญาณรบกวนได้อยู่ในย่านเดียวกัน จากนั้นจึงทำการเปรียบเทียบกันต่อไป ทั้งนี้เนื่องจากวิทยานิพนธ์นี้เน้นที่จะนำเสนอวิธีการซอฟต์แวร์สวิตช์ จึงไม่ได้เน้นวิธีออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่จะต้องลงในรายละเอียดมากกว่านี้ เพื่อสร้างอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนที่ดีขึ้นใช้เอง การใช้ติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนเป็นเพียงการเปรียบเทียบทางเลือกของวิธีการเท่านั้น ดังนั้นอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนที่ใช้ในการวิจัยนี้จะหาซื้อตามที่มีขายอยู่แล้วในท้องตลาด อย่างไรก็ตาม หากต้องการออกแบบเพื่อสร้างอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนก็สามารถทำได้โดยใช้ความสัมพันธ์ในสมการ (2.29) - (2.33) ที่เคยกล่าวถึงแล้ว ในบทที่ 2

#### 4.2.4 วงจรเรียงกระแส (Rectifier)

วงจรเรียงกระแส คือ วงจรที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งจะทำหน้าที่เสมือนเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงให้กับวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ วงจรเรียงกระแสที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นชนิดที่ควบคุมไม่ได้ (Uncontrolled Rectifier) โดยจะใช้ไดโอด (Diode) เป็นอุปกรณ์ในการจัดเรียงกระแส วงจรที่ใช้จะเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full-wave rectifier) ดังรูปที่ 4.2



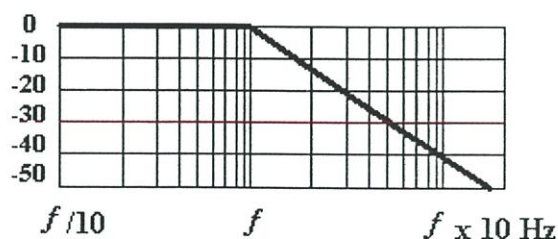
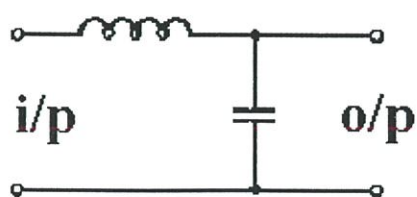
รูปที่ 4.2 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นมีข้อดีกว่าวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น เพราะจะได้แรงดันที่ขาออกเป็นสองเท่าของวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นที่วงจรจะทำงานเพียงครึ่งคาบเวลาของ แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ นอกจากนี้หากนำไปใช้งานกับวงจรที่ต้องการแรงดันพลิวต่ำ จะต้องใช้วงจรกรองขนาดไม่ใหญ่มากเมื่อเทียบกับแบบครึ่งคลื่น อย่างไรก็ตามในวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นจะต้องใช้ไดโอดถึง 4 ตัว ซึ่งมากกว่าแบบครึ่งคลื่นถึง 4 เท่า หรือจะใช้วงจรที่มีไดโอด 2 ตัว กับหม้อแปลงที่มีแทปกลาง (Center tapped transformer) อีกหนึ่งตัวก็ได้เหมือนกัน แต่จะเสียค่าใช้จ่ายของหม้อแปลงแพงกว่าแบบใช้ไดโอด 4 ตัว

#### 4.2.5 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

หลังจากที่ได้ไฟฟ้ากระแสตรงจากวงจรเรียงกระแสแล้ว จะไม่สามารถนำไปใช้งานได้ทันที เพราะแรงดันที่ได้มีระดับแรงดันพลิว และกระแสพลิวสูงมาก จึงต้องนำมาเข้าสู่วงจรกรอง เพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันพลิวอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ ดังนั้นวงจรกรอง จึงเป็นอีกส่วนหนึ่งที่มีความสำคัญ วงจรกรองสามารถแบ่งตามการควบคุมได้ 2 แบบใหญ่ๆ ก็คือวงจรกรองแบบไวงาน (Active filter) และวงจรกรองแบบเฉื่อยงาน (Passive filter) ข้อดีของวงจรกรองแบบไวงาน คือสามารถควบคุมให้กรองความถี่ตามที่ต้องการได้ดี การตอบสนองเร็ว แต่ข้อเสียก็คือ ราคาแพงค่อนข้าง และต้องใช้วงจรช่วยที่ซับซ้อน ส่วนวงจรกรองแบบเฉื่อยงาน ข้อดีคือ เป็นวงจรแบบง่ายๆ ไม่ซับซ้อน ราคาไม่แพง ข้อเสีย คือ ไม่สามารถควบคุมให้กรองเฉพาะส่วนที่ต้องการได้ รูปที่ 4.3 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำผ่านแบบเฉื่อยงาน (Passive low pass filter) เป็นวงจรกรองแบบเฉื่อยงานที่นิยมใช้กันมากคือ แบบที่ใช้ทั้งตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ จึงทำให้สามารถปรับความถี่ที่ต้องการกรองได้จากค่าปรับค่าของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ สามารถกำจัดความถี่สูงได้ดีและให้แรงดันขาออกของวงจรกรองมีแรงดันพลิวในระดับที่ยอมรับได้ สามารถหาความถี่ตัด (cutoff frequency:  $f_c$ ) ได้ดังสมการที่ 4.5 โดยจะสามารถตัดความถี่สูงได้ด้วยความชัน 40 dB/decade

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.5)$$



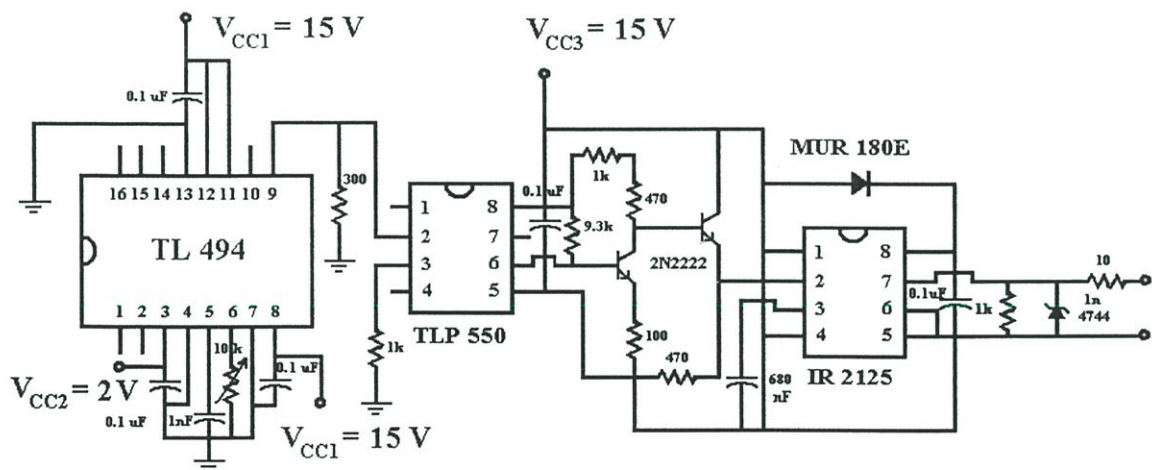
รูปที่ 4.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบใช้ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ

### 4.3 การเลือกอุปกรณ์

ในการเลือกอุปกรณ์จะต้องคำนึงถึงพิกัดแรงดัน และกระแสที่อุปกรณ์จะต้องรองรับได้สูงสุดในขณะที่วงจรทำงาน อีกทั้งต้องมีค่าของอุปกรณ์ตามที่ต้องการตามเงื่อนไขที่ได้จากขั้นตอนออกแบบ ทั้งนี้ เมื่อการทำงานของวงจรเกิดที่ความถี่สูงปัญหาของตัวเหนี่ยวนำปรีสิต และตัวเก็บประจุปรีสิต จะปรากฏชัด และมีผลต่อวงจรมาก จึงจำเป็นที่จะต้องนำมาพิจารณาร่วมด้วย

#### 4.3.1 อุปกรณ์สวิตซ์

ในการเลือกอุปกรณ์สวิตซ์จะพิจารณาถึงพิกัดแรงดัน และกระแสที่สวิตซ์สามารถทนได้ประกอบกับความถี่สวิตซ์ ซึ่งนั้นในกรณี วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ และวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบชอฟท์สวิตซ์ ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ควรจะใช้อุปกรณ์สวิตซ์ที่มีพิกัดสูงกว่าค่าแรงดัน 400 โวลต์ และกระแสเท่ากับ 10 แอมแปร์ ซึ่งได้ทำเพื่อค่ากระแสและแรงดันกระแสชากไว้แล้ว 2 เท่า และมีความถี่ในการสวิตซ์ 100 kHz สำหรับมอสเฟตกำลังที่ใช้ในวิทยานิพนธ์จะเป็นมอสเฟต เบอร์ IRFP 460 ชนิด N-channel แบบมี Free-wheeling diode อยู่ภายใน พิกัดแรงดันตกคร่อมขาเดรนซอร์ส ขณะหยุดนำกระแส ( $v_{ds}$ ) 500 โวลต์ สามารถนำกระแสต่อเนื่อง ( $i_d$ ) ได้ 13 แอมแปร์ ที่  $100^{\circ}\text{C}$  และมีวงจรสมมูลของวงจรขั้วขาเกต ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 วงจรสมมูลของวงจรขั้วขาเกต

#### 4.3.2 ไดโอดกำลัง

ไดโอดกำลังเป็นสวิตซ์ที่ควบคุมการนำและหยุดนำกระแส โดยค่าแรงดันที่ตกคร่อมไดโอดในทางอุดมคติไดโอดจะนำกระแสเมื่อไดโอดถูกไบอัสไปข้างหน้า (Forward biased) มีแรงดันตกคร่อมประมาณ 0.7 โวลต์ และจะไม่นำกระแสเมื่อไดโอดถูกไบอัสย้อนกลับ (Reverse biased) อย่างไรก็ตามไดโอดสามารถทนแรงดันไบอัสย้อนกลับได้ถึงค่าแรงดันเบรคควาน์ย้อนกลับ (reverse

breakdown voltage) เท่านั้นหากแรงดันมีค่าสูงกว่าค่าดังกล่าวไดโอดจะพัง จากคุณสมบัติพื้นฐานต่างๆของไดโอดนี้ เมื่อมาพิจารณาเงื่อนไขให้สอดคล้องกับการใช้งานในวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 วงจรในวิทยานิพนธ์นี้ จึงเลือกใช้ ไดโอดเบอร์ MUR 1560 ซึ่งมีพิக்கกระแส 15 แอมแปร์ พิกัดแรงดัน 600 โวลต์ เป็นแบบ Ultra fast recovery diodes ซึ่งมีช่วงเวลาย้อนกลับคืบน้อย จึงเหมาะในการใช้งานในวงจรความถี่สูงต้องการเวลายาคืบตัวย้อนกลับน้อยๆ

#### 4.3.3 ตัวเก็บประจุ

ตัวเก็บประจุที่มีขายตามท้องตลาดมีให้เลือกเพื่อให้เหมาะสมกับการใช้งานอยู่หลายแบบ เช่น มีพิคตแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และ/หรือไฟฟ้ากระแสสลับ แบบที่ค่าความจุไฟฟ้าที่ต้องการมีทั้งแบบคงที่และแบบปรับค่าได้ มีขั้วหรือไม่มีขั้ว พิจารณาจากชนิดของตัวเก็บประจุ (ไดอิเล็กตริก) ความถี่ที่ใช้งาน การเลือกชนิดของตัวเก็บประจุจะต้องพิจารณาด้วยว่าสามารถใช้งานได้ โดยที่ความถี่ใช้งานยังไม่มี การเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าไปจากที่ระบุไว้มากนัก จากค่าความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์ ซึ่งเป็นความถี่ที่ทำให้อุปกรณ์มีลักษณะการทำงานผิดไปจากเดิม เช่น มีค่าเพิ่มขึ้นหรือลดลง หรือเปลี่ยนคุณสมบัติจากตัวเก็บประจุ เป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผิดจุดประสงค์ที่ต้องการ เพราะฉะนั้นจึงต้องพิจารณาถึงชนิดของตัวเก็บประจุเลือกใช้ เพื่อให้สามารถใช้งานได้อย่างเต็มประสิทธิภาพ

ค่าความเหนี่ยวนำปรสิต ( $L_s$ ) และความต้านทานปรสิต ( $R_s$  และ  $R_p$ ) ความถี่เรโซแนนซ์ภายในตัวเก็บประจุ ( $f_c$ ) ของตัวเก็บประจุชนิดต่างๆ สามารถดูได้จาก Data sheet ของบริษัทที่ผลิตตัวเก็บประจุ ในการเลือกชนิดของตัวเก็บประจุ จำเป็นต้องเลือกชนิดที่มีความถี่เรโซแนนซ์ภายในของตัวเก็บประจุสูงกว่าความถี่ใช้งานมากๆ เพื่อให้แน่ใจว่า พฤติกรรมของตัวเก็บประจุ และค่าความจุไฟฟ้าจะไม่เปลี่ยนไปจากที่ได้ออกแบบไว้

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้ตัวเก็บประจุที่ใช้ไดอิเล็กตริกชนิดโพลีโพรพิลีน (Polypropylene film) เนื่องจากสามารถใช้งานที่ความถี่สวิตซิ่ง 100 kHz ได้ อีกทั้งยังสามารถทนแรงดันที่ต้องการได้

#### 4.3.4 ตัวเหนี่ยวนำ

ตัวเหนี่ยวนำที่ใช้สำหรับ  $L_1$  จะสามารถใช้แกน Toroidal ได้ สำหรับ  $L_2 = L_3$  เท่ากับ  $1\mu\text{H}$  นั้นมีค่าน้อยนั้น จะไม่สามารถใช้แกน Toroidal ได้ จึงใช้แกนอากาศซึ่งจะมีข้อดีในด้านที่มีค่าความถี่เรโซแนนซ์สูง ทำให้ยังรักษาความเป็นเหนี่ยวนำได้ดี เมื่อทำงานที่ความถี่สูง

### 4.4 สรุปอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

อุปกรณ์ต่างๆ ที่ได้ออกแบบตั้งแต่หัวข้อที่ 4.1 – 4.3 เพื่อใช้ในการทดลอง สามารถจำแนกออกได้เป็นส่วนต่างๆ ดังนี้

1. ไดโอดแบบบริดจ์ (Bridge diode) ใช้ไดโอด GBPC 2508A ชนิด single phase พิกัดกระแส 25 แอมแปร์ พิกัดแรงดัน 800 โวลต์
2. มอสเฟตกำลัง  $S$  ใช้ชนิด N-channel เบอร์ IRFP 460 แบบมี Free-wheeling diode อยู่ใน ภายใน พิกัดแรงดันตกคร่อมขาเดรนซอร์ส ขณะหยุดนำกระแส ( $v_{ds}$ ) 500 โวลต์ สามารถนำกระแสต่อเนื่อง ( $i_d$ ) ได้ 13 แอมแปร์ ที่  $100^\circ\text{C}$
3. วงจรขับเกต (Gate drive circuit) ใช้ วงจรรวม TL 494 เป็นตัวสร้างสัญญาณขับ และขยายกำลังของสัญญาณขับด้วยวงจรรวม IR 2125
4. ตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง  $L_1$  ใช้แกน Toroidal ขนาด T250 และใช้ลวดขนาด SWG #15 พันรอบแกน 65 รอบ ซึ่งจะได้  $L_1 = 5\text{ mH}$
5. ตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง  $L_2$  และ  $L_3$  ใช้แกนแกนอากาศ ลวดขนาด SWG #15 ซึ่งจะได้ค่า  $L_2$  และ  $L_3 = 1\mu\text{H}$
6. ตัวเก็บประจุของวงจรกรอง  $C_f$  ใช้ตัวเก็บประจุชนิดอิเล็กโทรไลติก (Electrolytic) พิกัดแรงดัน 400 โวลต์ 2 ตัว ขนาดความจุไฟฟ้า 2200  $\mu\text{F}$  และ 1500  $\mu\text{F}$  ต่อขนานกัน
7. ตัวเก็บประจุความถี่สูง  $C_1$  และ  $C_2$  ใช้ตัวเก็บประจุชนิดโพลีโพรพีลีน WIMA MKP 10 ขนาดความจุไฟฟ้า 3300 pF พิกัดแรงดัน 2000 โวลต์ นำมาต่อขนาน และอนุกรมเพื่อให้ได้ค่าตามที่ต้องการ ซึ่งจะได้ค่า  $C_1 = 560\mu\text{F}$   $C_2 = 10\text{ nF}$
8. ไดโอด  $D_1, D_2, D_3$  ใช้ MUR 1560 พิกัดกระแส 15 แอมแปร์ พิกัดแรงดัน 600 โวลต์
9. อุปกรณ์กรองสัญญาณทางแม่เหล็กไฟฟ้า แบบ PI ของบริษัท Corcom ซึ่งมีค่า  $R=1.5\text{ M}\Omega$   $L_1 = L_2 = 440\mu\text{H}$   $C_x = 1\mu\text{F}$   $C_y = 2.8\text{ nF}$

ตารางที่ 4.3 สรุปขนาดของอุปกรณ์ที่ออกแบบสำหรับวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์และวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์

ชนิดของคอนเวอร์เตอร์	ตัวเหนี่ยวนำ		ตัวเก็บประจุ	
	$L_1$	$L_2$ และ $L_3$	$C_1$	$C_2$
บูสต์ แบบทั่วไป	5 mH	-	560 $\mu\text{F}$	-
บูสต์ แบบซอฟต์สวิตช์	5 mH	1 $\mu\text{H}$	560 $\mu\text{F}$	10 nF

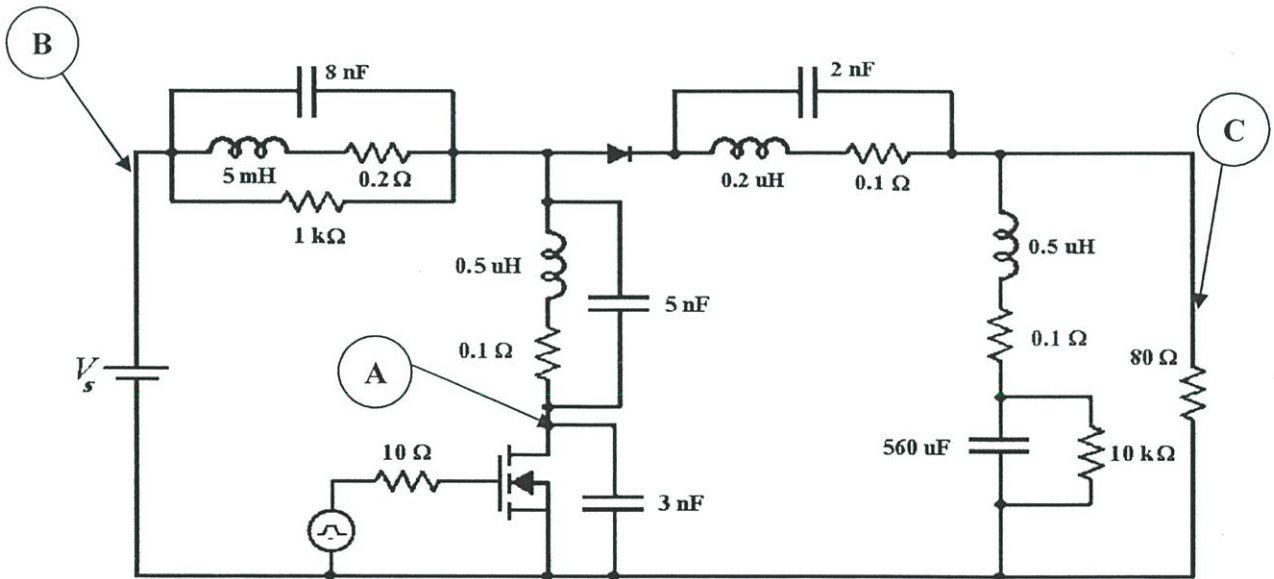
## บทที่ 5

### การจำลองและการทดลอง

#### 5.1 แนวทางในการจำลอง

การจำลองวงจรโดยอาศัยการคำนวณจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์สำเร็จรูป OrCAD PSpice Version 9.1 เพื่อช่วยในการคาดคะเนผลลัพธ์ที่เป็นไปได้ก่อนที่จะสร้างวงจรต้นแบบซึ่งเป็นวงจรของจริงที่สามารถวัดค่าผลลัพธ์ที่ได้อย่างแท้จริงของวงจรนั้น เป็นขั้นตอนที่สำคัญในการช่วยลดเวลาและค่าใช้จ่ายที่อาจเกิดจากความผิดพลาดในการสร้างวงจรต้นแบบ อันเนื่องมาจากขั้นตอนออกแบบวงจร การคำนวณโดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ จะช่วยให้สามารถทราบแนวโน้มลักษณะของรูปคลื่นกระแสและแรงดันของส่วนต่างๆของวงจรขณะที่วงจรทำงานได้ ตามการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆในวงจร นอกจากนี้ยังช่วยผู้ออกแบบวงจรในการพิจารณาเลือกชนิดของอุปกรณ์เพื่อใช้ในวงจรจริง เพื่อให้สามารถทนต่อพิกัดต่างๆที่อาจเกิดขึ้นในการทำงานตามที่พบขณะทำการจำลอง

##### 5.1.1 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์



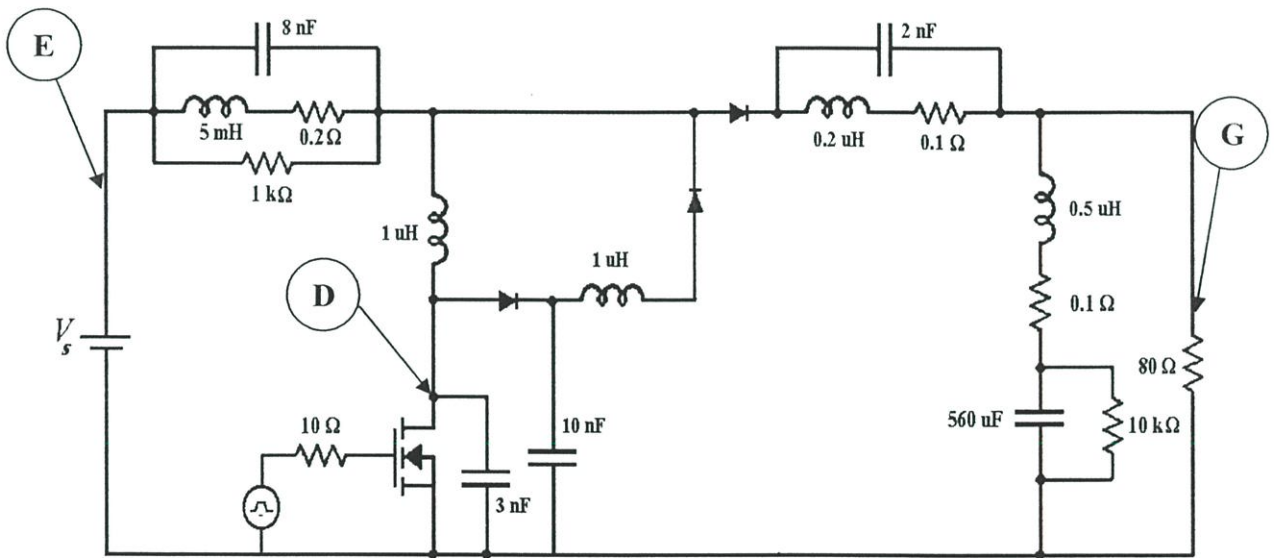
รูปที่ 5.1 การจำลองของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

ในการสร้างวงจรจำลอง จะทำการกำหนดให้ค่าแรงดันขาเข้า เท่ากับ 100 โวลต์ และมีค่าองค์ประกอบของวงจรเป็นดังนี้ ตัวเหนี่ยวนำ  $L_1 = 5 \text{ mH}$  ตัวเก็บประจุ  $C_1 = 560 \text{ }\mu\text{F}$  โหลดความต้านทาน  $R = 80 \text{ }\Omega$  มอสเฟตที่ใช้ คือ เบอร์ IRFP 460 ซึ่งค่าเหล่านี้เป็นค่าที่ได้จากการคำนวณซึ่งพิจารณาในเงื่อนไขการทำงานแบบอุดมคติ แต่โดยทั่วไปวงจรจะมีการทำงานที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ โดยเฉพาะการทำงานที่ความถี่สูงเนื่องจากผลของค่าความต้านทานปรสิต ความจุไฟฟ้าปรสิต และ

ความเหนี่ยวนำปรสิต ที่เข้ามาเกี่ยวข้องตามที่เคยกล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 2.3.2 โดยค่าปรสิตที่จำลองนี้ได้มาจากผลการวัดด้วยเครื่อง LCR meter ซึ่งจะได้รูปแบบการจำลองของวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์เป็นดังรูปที่ 5.1

### 5.1.2 วงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์

การจำลองวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ ก็จะทำให้ได้ในลักษณะเดียวกันกับวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ที่ได้กล่าวไปแล้วในหัวข้อที่ 5.1.1 กล่าวคือ จะกำหนดให้ค่าพิกัดวงจรมีค่าเท่ากับกับวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ เพียงแต่ในวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์จะมีการเพิ่มอุปกรณ์ตัวเหนี่ยวนำ  $L_2, L_3 = 1 \mu\text{H}$  และ ตัวเก็บประจุ  $C_2 = 10 \text{ nF}$  เข้าไปในวงจรเพื่อทำให้การทำงานของวงจรเป็นแบบซอฟท์สวิตช์ และในทำนองเดียวกัน จากเหตุผลเรื่องการทำงานที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ โดยเฉพาะการทำงานที่ความถี่สูง เนื่องมาจากผลของค่าความต้านทานปรสิต ความจุไฟฟ้าปรสิต และความเหนี่ยวนำปรสิต ซึ่งจะได้รูปแบบการจำลองของวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ เป็นดังรูปที่ 5.2

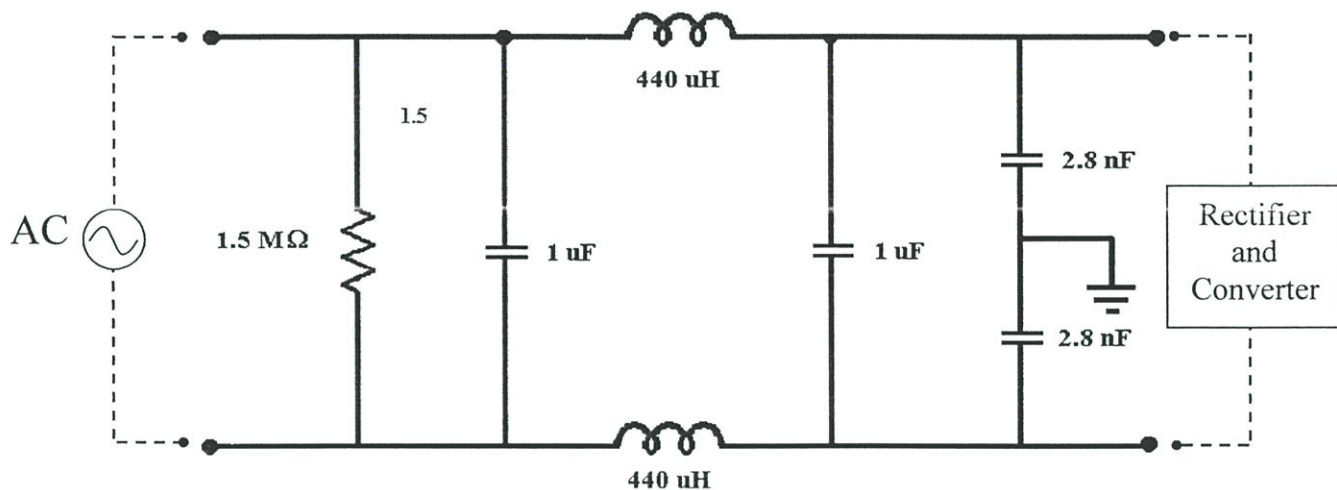


รูปที่ 5.2 รูปการจำลองของวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์

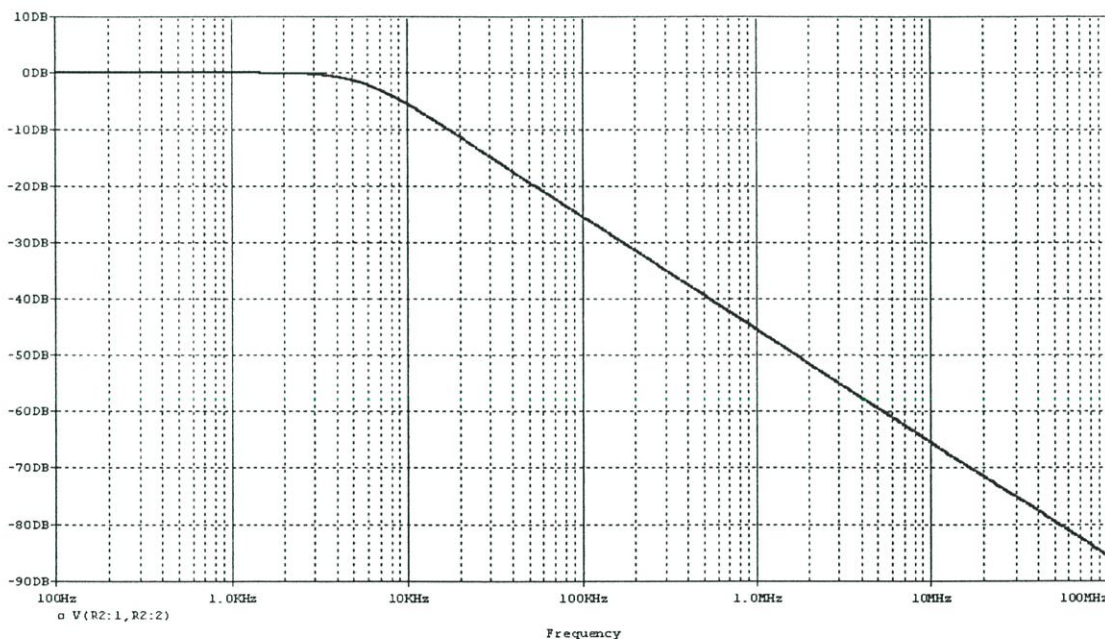
### 5.1.3 วงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ที่ติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

การจำลองวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ที่ติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า จะเป็นการนำอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าของบริษัท Corcom ซึ่งมีค่า  $C_x = 1 \mu\text{F}$   $C_y = 2.8 \text{ nF}$   $L_1 = L_2 = 440 \mu\text{H}$   $R = 1.5 \text{ M}\Omega$  มาต่อคั่นระหว่างแหล่งจ่ายแรงดันขาเข้ากับส่วนหน้าของวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นรูปแบบของการจำลองในส่วนของวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์จะเหมือนกับวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ที่แสดงตามรูปที่ 5.1 สำหรับรูปแบบการจำลองการกรองสัญญาณ

ของอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้ในการจำลองตามเงื่อนไขที่กล่าวไปข้างต้นจะเป็นไปตามรูปที่ 5.3 โดยจากการจำลองนี้จะได้อ่าคุณลักษณะในการลดทอนสัญญาณของอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าตามรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.3 รูปการจำลองของอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

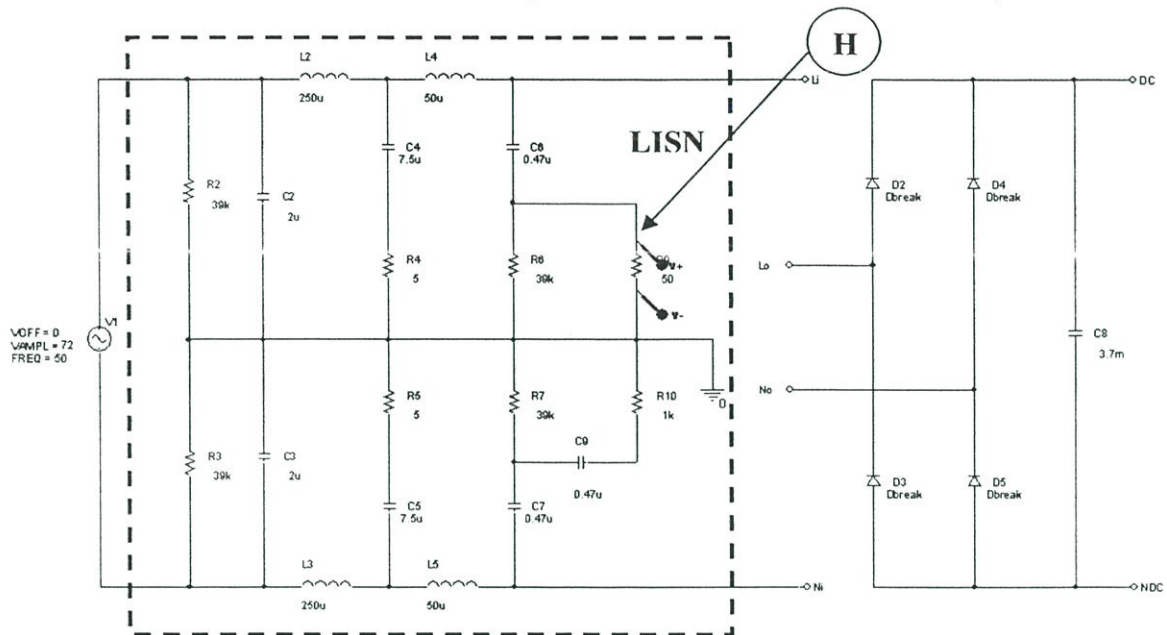


รูปที่ 5.4 คุณลักษณะในการกรองสัญญาณของอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ได้รับการจำลอง

### 5.1.4 การจำลองเพื่อจะวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

ในการจำลองเพื่อจะวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ ตามมาตรฐาน CISPR จำเป็นต้องทราบถึงแบบจำลองวงจรของ LISN ซึ่งเป็นเครื่องมือที่ใช้ในการวัดสัญญาณรบกวน การต่อ

สลัปกับวงจรเรียงกระแสที่เป็นด้านแรงดันขาเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ สำหรับแบบจำลองวงจรของ LISN ซึ่งเป็นรุ่นที่ใช้เป็นเครื่องมือวัดในการทำวิทยานิพนธ์นี้เป็น LISN ของบริษัท EMCO 3180/2 50Ω , 50/250 μH , 9 kHz - 30 MHz ซึ่งมีรูปแบบของการจำลองเป็นตามที่แสดงในรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 การต่อวงจรสมมูลของ LISN เข้าไประหว่างแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ กับวงจรเรียงกระแสที่เป็นด้านแรงดันขาเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์

## 5.2 แนวทางการทดลอง

ในการทดลองจะแบ่งการทดลองออกเป็น 2 ส่วนหลัก เนื่องจากการหาค่าผลลัพธ์ที่ต้องการนั้นจะต้องทำการติดตั้งเครื่องมือและอุปกรณ์ในการวัดที่แตกต่างกัน ในการทดลองส่วนแรกการติดตั้งอุปกรณ์จะเป็นการวัดเฉพาะรูปคลื่นกระแสและแรงดันของอุปกรณ์สวิตช์ และแรงดันขาเข้าและขาออกของวงจรในโดเมนเวลา สัญญาณที่ได้สามารถวัดโดยใช้เครื่องออสซิลโลสโคปเป็นเครื่องมือวัด สำหรับการทดลองในส่วนที่สองซึ่งเป็นการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำที่ปล่อยมาจากวงจรคอนเวอร์เตอร์ จะเปลี่ยนมาใช้เครื่อง LISN ซึ่งเป็นเครื่องมือเฉพาะด้านที่ใช้ในการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ ซึ่งสัญญาณที่วัดได้จะถูกส่งไปแสดงผลที่เครื่อง Spectrum analyzer ซึ่งเป็นเครื่องรับสัญญาณ ซึ่งค่าดังกล่าวจะอยู่ในโดเมนความถี่

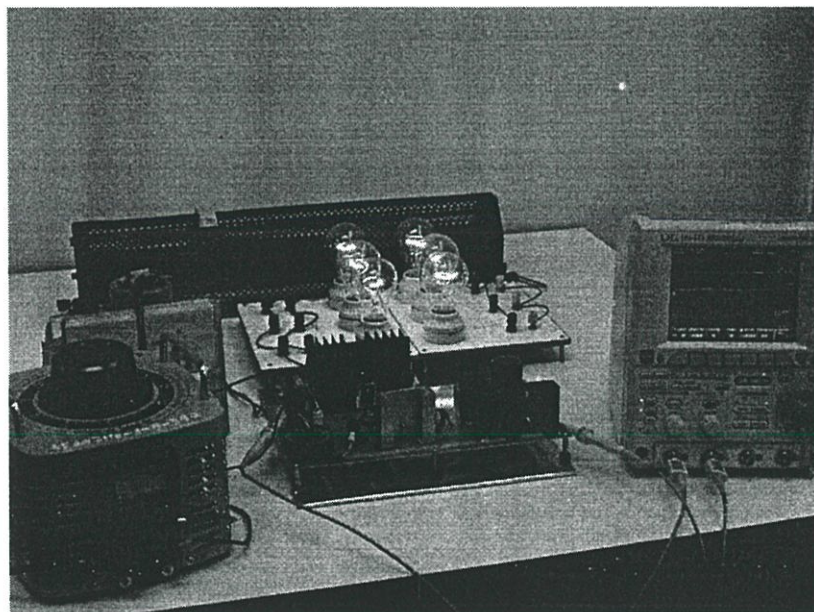
### 5.2.1 การทดลองเพื่อวัดรูปคลื่นกระแสและแรงดันในโดเมนเวลา

#### 5.2.1.1 การติดตั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองและเครื่องมือวัด

การติดตั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองและเครื่องมือวัดจะเป็นตามรูปที่ 5.6 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองจะประกอบด้วยวงจรคอนเวอร์เตอร์พร้อมอุปกรณ์ประกอบตามที่คำนวณได้ในบทที่ 4 ที่มีการ

ปรับให้เหมาะสมกับค่าของอุปกรณ์ที่สามารถหาซื้อได้จริงตามท้องตลาด กล่าวคือ ในการทดลอง สำหรับวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์จะมีเงื่อนไขและค่าอุปกรณ์ดังนี้  $V_s = 100$  โวลต์  $L_1 = 5$  mH  $C_1 = 560$   $\mu$ F และในวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์จะมีเงื่อนไขและค่าอุปกรณ์เพิ่มเติม คือ  $L_2 = L_3 = 1$   $\mu$ H  $C_2 = 10$  nF และในวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ที่ติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณ ระบบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจะใช้อุปกรณ์กรองสัญญาณแบบ PI ของบริษัท Corcom โดยใช้หลอดไฟ ขนาด 100 วัตต์ 6 หลอดต่อขนานกันจากนั้นต่ออนุกรมกับความต้านทานปรับค่าได้เป็นโหลดของวงจร สำหรับเครื่องมือวัดจะใช้ออสซิลโลสโคป current probe และมัลติมิเตอร์

ในการทดลอง เนื่องจากต้องการให้กำลังไฟฟ้าขาเข้าคงที่ ( $V_s$  และ  $i_{in}$  คงที่) ดังนั้น ในขั้นแรกจะต้องปรับ Variac ให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงขาเข้าคงที่ ที่ค่า 100 โวลต์ จากนั้นก็ปรับโหลดตัวต้านทานปรับค่าได้ ให้ค่ากระแส  $i_{in}$  ได้เท่ากับ 5 แอมแปร์ ทั้งนี้หากต้องการให้ กำลังไฟฟ้าขาออก เท่ากัน จะสามารถทำได้โดยกำหนดให้ค่าโหลดตัวต้านทาน  $V_o$  และ  $i_{out}$  วงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์คงที่ แล้วทำการปรับ Variac ให้  $V_o$  ของวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ให้มีค่าเท่ากับวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ โดยใช้โหลดตัวต้านทานปรับค่าได้ ค่าเดียวกัน



รูปที่ 5.6 การติดตั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองและเครื่องมือวัดเพื่อวัดรูปคลื่นกระแสและแรงดันของอุปกรณ์ในโดเมนเวลา

### 5.2.1.2 ขั้นตอนในการทดลอง

ในการทดลองจะมีขั้นตอนในการทดลองอยู่ 3 ส่วนหลักตามประเภทของคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดลอง รายละเอียดของขั้นตอน สรุปได้ดังนี้

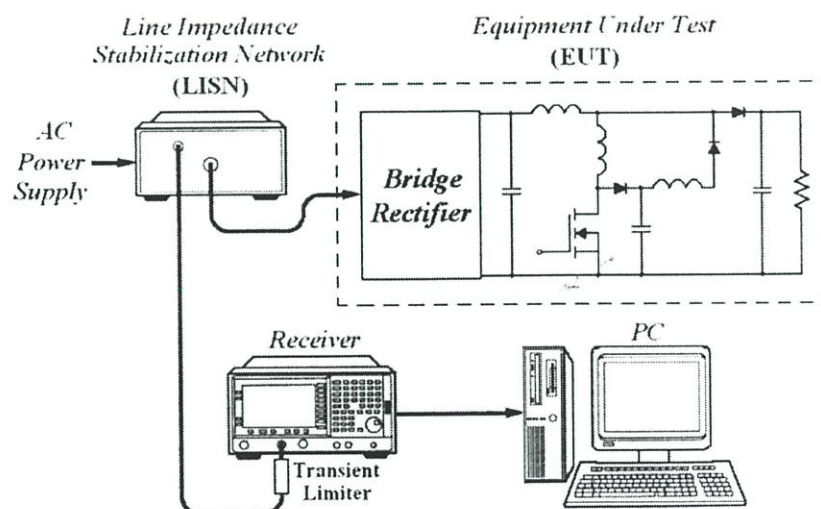
- (ก) การวัดรูปคลื่นกระแสและแรงดันของอุปกรณ์ในโดเมนเวลาของวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์

1. วัดรูปคลื่นแรงดันขาเข้า ขาออก และ ที่ตักคร่อมสวิตช์
  2. วัดรูปคลื่นกระแสขาเข้า ขาออก และที่ไหลผ่านสวิตช์
- (ข) การวัดรูปคลื่นกระแสและแรงดันของอุปกรณ์ในโดเมนเวลาของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์
1. วัดรูปคลื่นแรงดันขาเข้า ขาออก และ ที่ตักคร่อมสวิตช์
  2. วัดรูปคลื่นกระแสขาเข้า ขาออก และที่ไหลผ่านสวิตช์
- (ค) การวัดรูปคลื่นกระแสและแรงดันของอุปกรณ์ในโดเมนเวลาของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน
1. วัดรูปคลื่นแรงดันขาเข้า ขาออก และ ที่ตักคร่อมสวิตช์
  2. วัดรูปคลื่นกระแสขาเข้า ขาออก และที่ไหลผ่านสวิตช์

หมายเหตุ: การทำงานของบูสต์คอนเวอร์เตอร์กำหนดการทำงานเป็นแบบวงจรเปิด (Open circuit) ไม่มีการใช้วงจรควบคุม (Feedback control)

## 5.2.2 การทดลองเพื่อวัดสัญญาณรบกวนทางตัวนำของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในโดเมนความถี่

### 5.2.2.1 การติดตั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองและเครื่องมือวัด



รูปที่ 5.7 การติดตั้งอุปกรณ์เพื่อวัดสัญญาณรบกวนทางตัวนำ

การติดตั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองและเครื่องมือวัดจะเป็นตามรูปที่ 5.7 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองจะประกอบด้วยวงจรคอนเวอร์เตอร์พร้อมอุปกรณ์ประกอบ โดยใช้หลอดไฟขนาด 100 วัตต์ 6 หลอด กับความต้านทานปรับค่าได้เป็นโหลดของวงจร ซึ่งเหมือนกับการทดลองในหัวข้อที่ 5.2.1 แต่สำหรับการทดลองหัวข้อนี้จะทำการเปลี่ยนเครื่องมือวัดใหม่เป็นเครื่อง LISN โดยลักษณะการต่อเครื่องมือวัดก็เป็นตามที่กล่าวไปแล้วในข้างต้นคือ นำมาต่อกันระหว่างแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับกับด้าน

แรงดันขาเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์และส่งสัญญาณที่วัดได้ไปที่เครื่อง Spectrum analyzer ซึ่งเป็นเครื่องรับสัญญาณ ซึ่งค่าดังกล่าวจะอยู่ในโดเมนความถี่ และนำไปประมวลผลในเครื่องคอมพิวเตอร์ต่อไป

ตารางที่ 5.1 สรุปอุปกรณ์เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง

อุปกรณ์	บริษัทผู้ผลิต	คุณลักษณะสมบัติ
LISN	EMCO	รุ่น 3180/2 50Ω, 50/250 μH, 9 kHz - 30 MHz
EMI receiver	Agilent EMC Analyzer	รุ่น E74011A, 9 kHz – 1.5 GHz
EMI filter	Corcom	แบบ PI $R = 1.5 \text{ M}\Omega$ $L_1 = L_2 = 440 \mu\text{H}$ $C_x = 1 \mu\text{F}$ $C_y = 2.8 \text{ nF}$

### 5.2.2.2 ขั้นตอนในการทดลอง

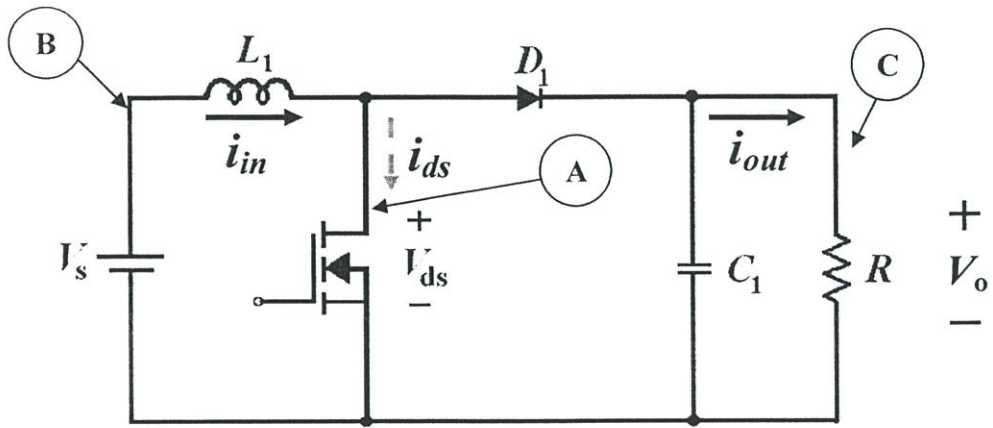
ในการทดลองจะมีขั้นตอนในการทดลองอยู่ 3 ส่วนหลัก ตามประเภทของคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดลอง รายละเอียดของขั้นตอนการสรุปได้ดังนี้

- (ก) การวัดสัญญาณรบกวนทางตัวนำในโดเมนความถี่ของวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์
- (ข) การวัดสัญญาณรบกวนทางตัวนำในโดเมนความถี่ของวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์
- (ค) การวัดสัญญาณรบกวนทางตัวนำในโดเมนความถี่ของวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน

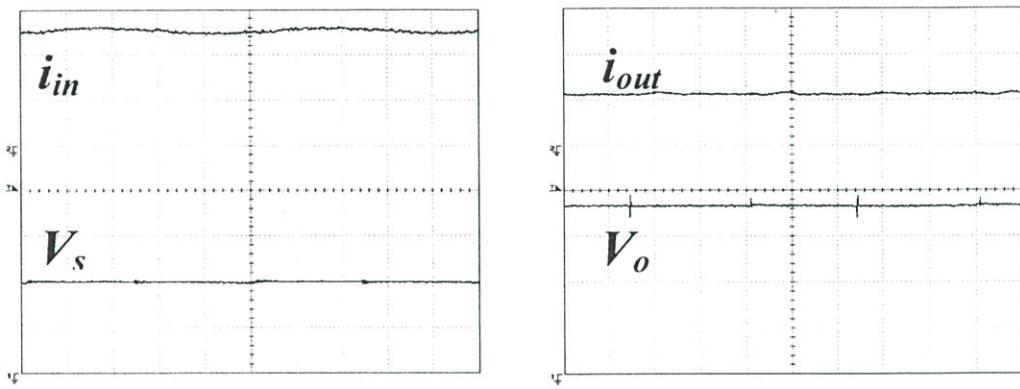
## 5.3 ผลที่ได้จากการจำลอง และการทดลองในโดเมนเวลา

### 5.3.1 การวัดรูปคลื่นกระแสและแรงดันของอุปกรณ์ในโดเมนเวลาของวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์

ตามที่กำหนดให้ค่าของอุปกรณ์ คือ  $V_s = 100$  โวลต์  $L_1 = 5 \text{ mH}$   $C_1 = 560 \mu\text{F}$  และใช้โหลดไฟขนาด 100 วัตต์ 6 หลอด กับความต้านทานปรับค่าได้เป็นโหลดของวงจร ทำงานที่ duty cycle เท่ากับ 0.5 ตามที่แสดงในรูปที่ 5.8 รูปคลื่นกระแสและแรงดันที่วัดได้จากด้านแรงดันขาเข้า ที่ตำแหน่ง B และขาออก ที่ตำแหน่ง C ของวงจร จะเป็นดังรูปที่ 5.9 (ก) และ 5.9 (ข) ตามลำดับ และสำหรับภาพขยายเพื่อให้เห็นค่ารีปเปิ้ลของกระแสที่วัดได้จากด้านแรงดันขาเข้าและขาออก จะเป็นดังรูปที่ 5.10 (ก) ซึ่งมีค่าประมาณ 0.1 แอมแปร์ และ 5.10 (ข) ซึ่งมีค่าประมาณ 0.05 แอมแปร์ ตามลำดับ ส่วนภาพขยายเพื่อให้เห็นค่ารีปเปิ้ลของแรงดันที่วัดได้จากด้านแรงดันขาเข้าและขาออก จะเป็นดังรูปที่ 5.11 (ก) ซึ่งมีค่าประมาณ 0.3 โวลต์ และ 5.11 (ข) ซึ่งมีค่าประมาณ 0.15 โวลต์ ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าแรงดันที่วัดได้ที่ด้านแรงดันขาออก จะเพิ่มขึ้นเป็น 186.6 โวลต์ และกระแสที่วัดได้มีค่าเท่ากับ 2.3 แอมแปร์ และค่ารีปเปิ้ลทางด้านขาออกจะน้อยกว่าด้านขาเข้า



รูปที่ 5.8 วงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์กับตำแหน่งการวัดในการจำลองและการทดลอง



$V_s, V_o : 50 \text{ V/div}$   $i_{in}, i_{out} : 2 \text{ A/div}$ , และ  $t : 2 \mu\text{s/div}$

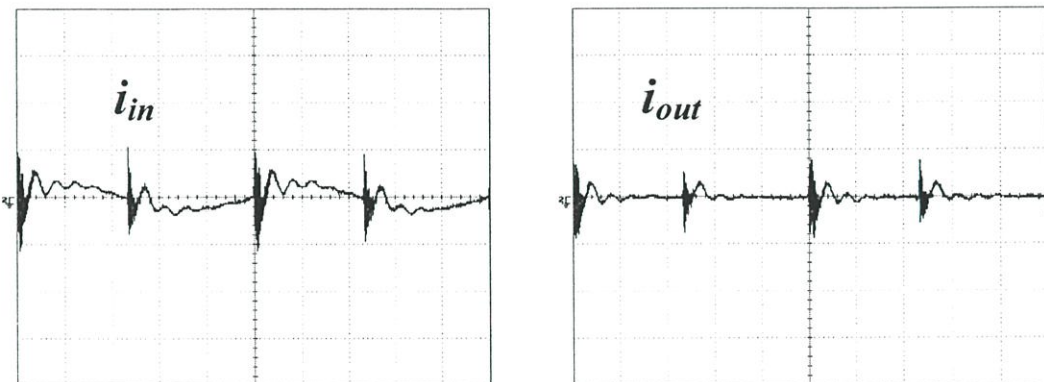
(ก)

(ข)

รูปที่ 5.9 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ที่วัดได้จากด้านแรงดันขาเข้าและขาออกของวงจร

(ก) ด้านแรงดันขาเข้า

(ข) ด้านขาออกของวงจร



$i_{in}, i_{out} : 0.05 \text{ A/div}$ , และ  $t : 2 \mu\text{s/div}$

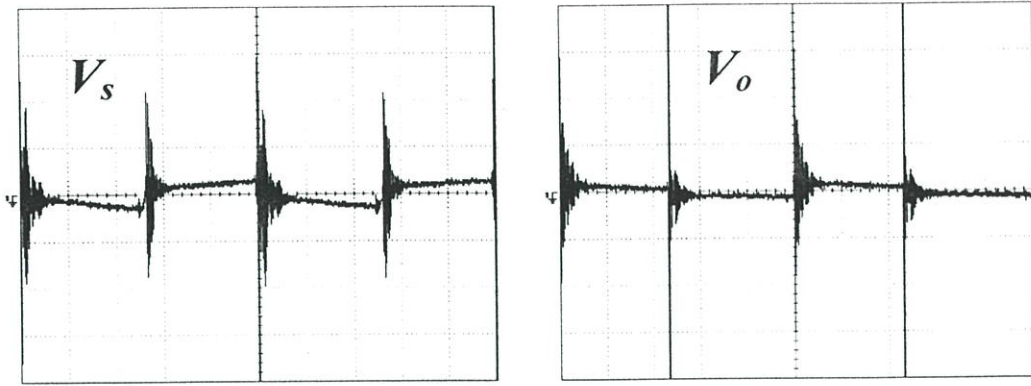
(ก)

(ข)

รูปที่ 5.10 รูปคลื่นกระแสที่วัดได้จากด้านแรงดันขาเข้าและขาออกของวงจรที่ขยายค่ารีปเปิล

(ก) ด้านแรงดันขาเข้า

(ข) ด้านขาออกของวงจร



$V_s, V_o : 0.1 \text{ V/div}$ , และ  $t : 2 \text{ } \mu\text{s/div}$

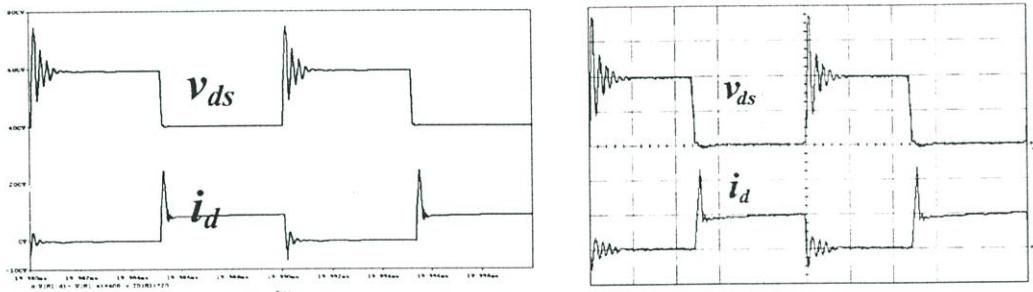
(ก)

(ข)

รูปที่ 5.11 รูปคลื่นแรงดันที่วัดได้จากด้านแรงดันขาเข้าและขาออกของวงจรที่ขยายคู่อุปกรณ์

(ก) ด้านแรงดันขาเข้า

(ข) ด้านขาออกของวงจร



$V_{ds} : 100 \text{ V/div}$ ,  $i_d : 5 \text{ A/div}$ , และ  $t : 2 \text{ } \mu\text{s/div}$

(ก)

(ข)

รูปที่ 5.12 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่มอสเฟตกำลังของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

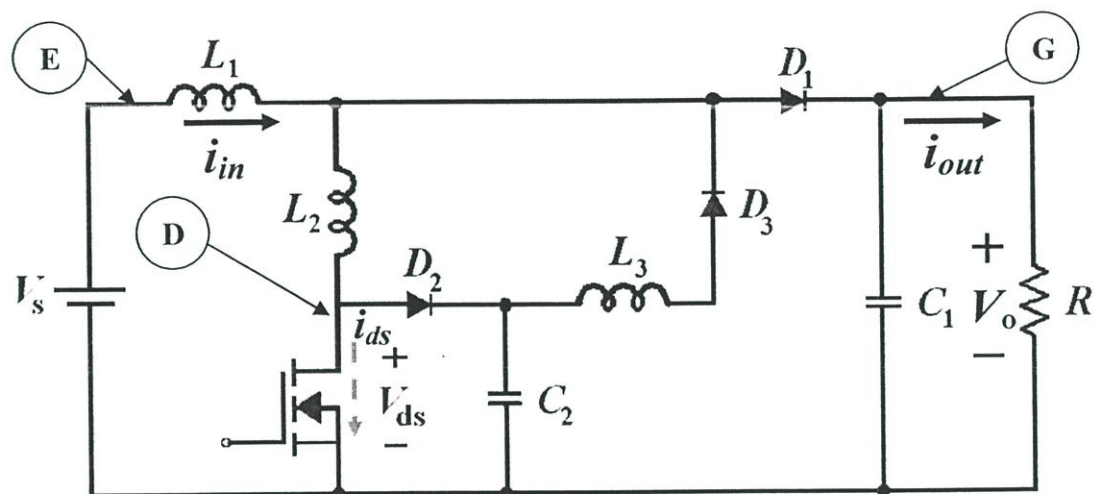
(ก) ผลที่ได้จากการจำลอง

(ข) ผลที่ได้จากการทดลอง

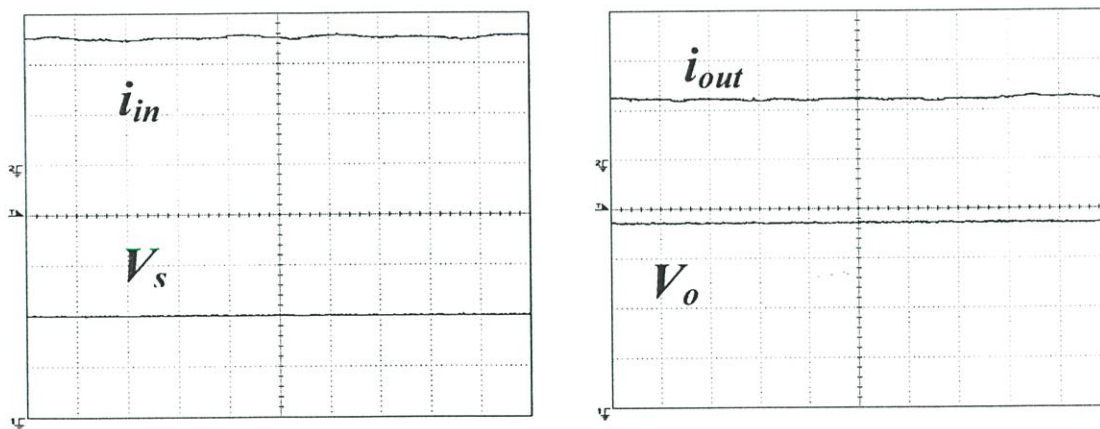
สำหรับรูปคลื่นกระแส และแรงดันที่วัดที่ตำแหน่ง A คือทำการวัดที่มอสเฟตนั้นผลที่ได้จากการจำลองและการทดลองในโดเมนเวลา จะเป็นดังรูปที่ 5.12 (ก) และ 5.12 (ข) ในขณะที่สวิตช์เริ่มนำกระแส แรงดันที่ตกคร่อมตัวสวิตช์จะเริ่มลดลงมาแต่ยังไม่เป็นศูนย์ก็จะเริ่มมีกระแสไหลผ่านสวิตช์แล้ว ในทำนองเดียวกันเมื่อสวิตช์กำลังจะหยุดนำกระแส กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์จะยังไม่ทันลงมาเป็นศูนย์แต่จะเริ่มมีแรงดันตกคร่อมตัวสวิตช์แล้ว ช่วงที่เกิดการคาบเกี่ยวของกระแสและแรงดันในขณะที่สวิตช์เริ่มนำกระแสและกำลังเริ่มจะหยุดนำกระแส จะทำให้เกิดการสูญเสียในขณะสวิตช์ ซึ่งหากช่วงเวลานี้นี้มีมากจะมีผลทำให้เกิดการสูญเสียมากเช่นกัน ทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรมีค่าต่ำ ในขณะเดียวกันการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดในขณะสวิตช์นำกระแสและหยุดนำกระแส จะมีส่วนต่อการเปลี่ยนแปลงของรูปคลื่นในช่วงสภาวะชั่วขณะ ทำให้เกิดการกระชากของค่าแรงดันและกระแส ซึ่งเป็นการปล่อยสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าออกมารบกวนการทำงานด้วยเช่นกัน ซึ่งการ

กระชากดังกล่าว นอกจากจะมีผลเสียด้านสัญญาณรบกวนแล้วยังต้องใช้เวลาในการแกว่งเข้าสู่เสถียรภาพอีกด้วย

### 5.3.2 การวัดรูปคลื่นกระแสและแรงดันของอุปกรณ์ในโดเมนเวลาของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์



รูปที่ 5.13 ลักษณะและตำแหน่งที่วัดของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์



$V_s, V_o : 50 \text{ V/div}$   $i_{in}, i_{out} : 2 \text{ A/div}$ , และ  $t : 2 \mu\text{s/div}$

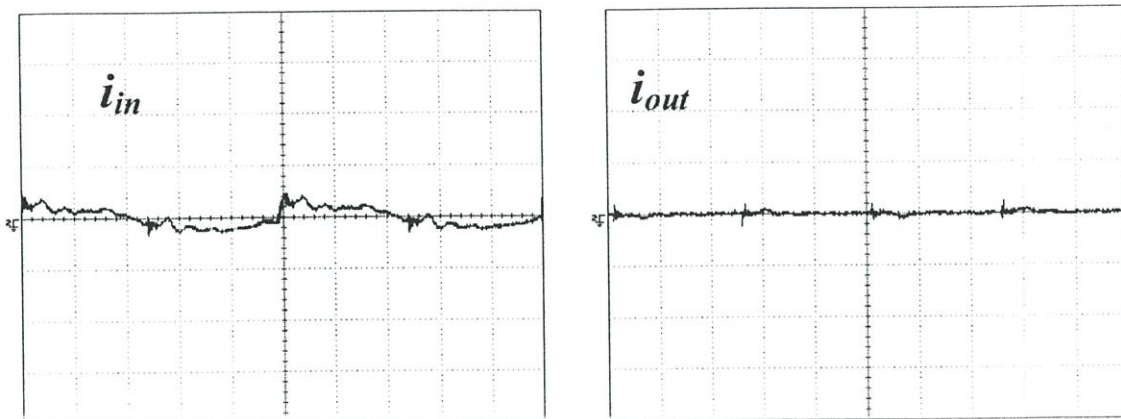
(ก)

(ข)

รูปที่ 5.14 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ที่วัดได้จากด้านแรงดันขาเข้าและขาออกของวงจร

(ก) ด้านแรงดันขาเข้า

(ข) ด้านขาออกของวงจร



$i_{in}, i_{out} : 0.05 \text{ A/div}$ , และ  $t : 2 \mu\text{s/div}$

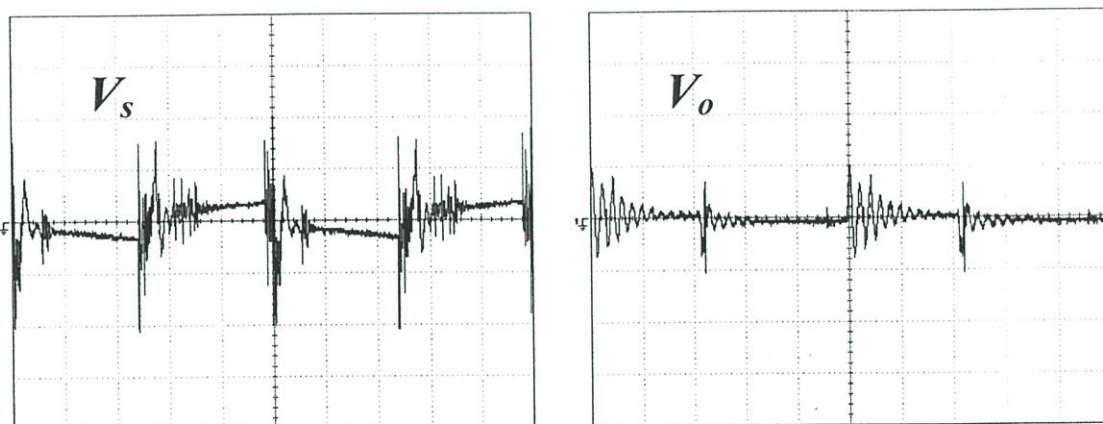
(ก)

(ข)

รูปที่ 5.15 รูปคลื่นกระแสที่วัดได้จากด้านแรงดันขาเข้าและขาออกของวงจรที่ขยายคู่อริปเปิ้ล

(ก) ด้านแรงดันขาเข้า

(ข) ด้านขาออกของวงจร



$V_s, V_o : 0.1 \text{ V/div}$ , และ  $t : 2 \mu\text{s/div}$

(ก)

(ข)

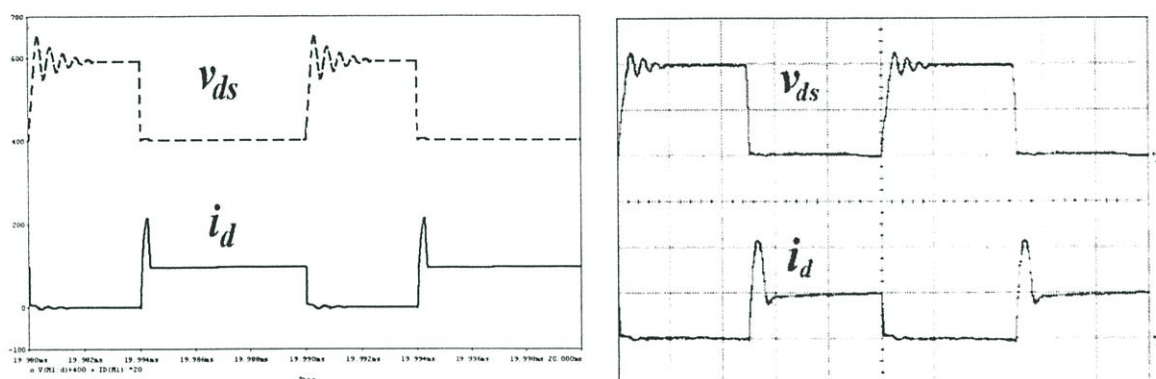
รูปที่ 5.16 รูปคลื่นแรงดันที่วัดได้จากด้านแรงดันขาเข้าและขาออกของวงจรที่ขยายคู่อริปเปิ้ล

(ก) ด้านแรงดันขาเข้า

(ข) ด้านขาออกของวงจร

ตามที่กำหนดค่าของอุปกรณ์ คือ  $V_s = 100$  โวลต์,  $L_1 = 5 \text{ mH}$   $C_1 = 560 \mu\text{F}$   $L_2 = L_3 = 1 \mu\text{H}$   $C_2 = 10 \text{ nF}$  และใช้หลอดไฟขนาด 100 วัตต์ 6 หลอด กับความต้านทานปรับค่าได้เป็นโหลดของวงจร ค่า duty cycle เท่ากับ 0.5 ตามที่แสดงในรูปที่ 5.13 รูปคลื่นกระแสและแรงดันที่วัดได้จากด้านแรงดันขาเข้าที่ตำแหน่ง E และขาออก ที่ตำแหน่ง G ของวงจร จะเป็นดังรูปที่ 5.14 (ก) และ 5.14 (ข) ตามลำดับ และสำหรับภาพขยายเพื่อให้เห็นค่าริปเปิ้ลของกระแสที่วัดได้จากด้านแรงดันขาเข้าและขาออก จะเป็นดังรูปที่ 5.15 (ก) ซึ่งมีค่าประมาณ 0.05 แอมแปร์ และ 5.15 (ข) ซึ่งมีค่าประมาณ 0.01 แอมแปร์ตามลำดับ ส่วนภาพขยายเพื่อให้เห็นค่า ริปเปิ้ลของแรงดันที่วัดได้จากด้านแรงดันขาเข้าและขาออก จะเป็นดังรูปที่ 5.16 (ก) ซึ่งมีค่าประมาณ 0.3 โวลต์ และ 5.16 (ข) ซึ่งมีค่าประมาณ 0.18

โวลต์ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าค่าแรงดันที่วัดได้ที่ด้านแรงดันขาออกจะเพิ่มขึ้นเป็น 185.2 โวลต์ และกระแสที่วัดได้มีค่าเท่ากับ 2.4 แอมแปร์ และสำหรับรูปคลื่นกระแส และแรงดันที่วัดที่ตำแหน่ง D คือ วัตต์มอสเฟต ผลที่ได้จากการจำลองและการทดลองในโดเมนเวลา จะเป็นดังรูปที่ 5.17 (ก) และ 5.17 (ข) ในขณะที่สวิตช์เริ่มนำกระแส แรงดันที่ตกคร่อมตัวสวิตช์จะลดลงมาเป็นศูนย์ก่อนจะเริ่มมีกระแสไหลผ่านสวิตช์ ในทำนองเดียวกันเมื่อสวิตช์กำลังจะหยุดนำกระแส กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์จะลดลงมาเป็นศูนย์แล้วจึงมีแรงดันตกคร่อมตัวสวิตช์จึงไม่มีการสูญเสียเนื่องจากการเปลี่ยนสถานะ นอกจากนี้การกระชาก และรีปเปิ้ลของรูปคลื่นกระแสและแรงดันก็ลดลงกว่ารูปคลื่นที่วัดได้จากวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์อีกด้วย



$V_{ds}$  : 100 V/div,  $i_d$  : 5 A/div, และ  $t$  : 2  $\mu$ s/div

(ก)

(ข)

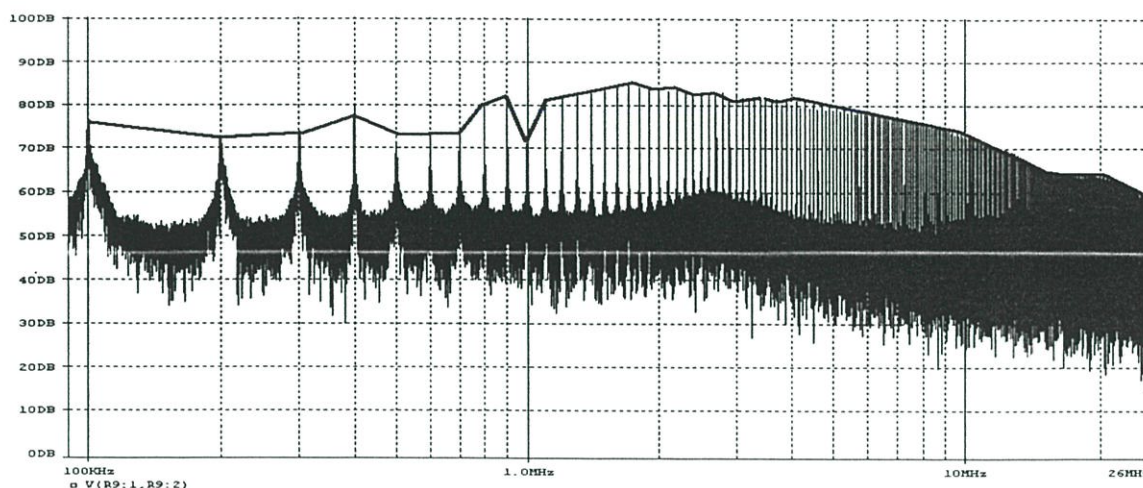
รูปที่ 5.17 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่มอสเฟตกำลังของวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์ (ก) ผลที่ได้จากการจำลอง (ข) ผลที่ได้จากการทดลอง

## 5.4 ผลที่ได้จากการจำลอง และการทดลองในโดเมนความถี่

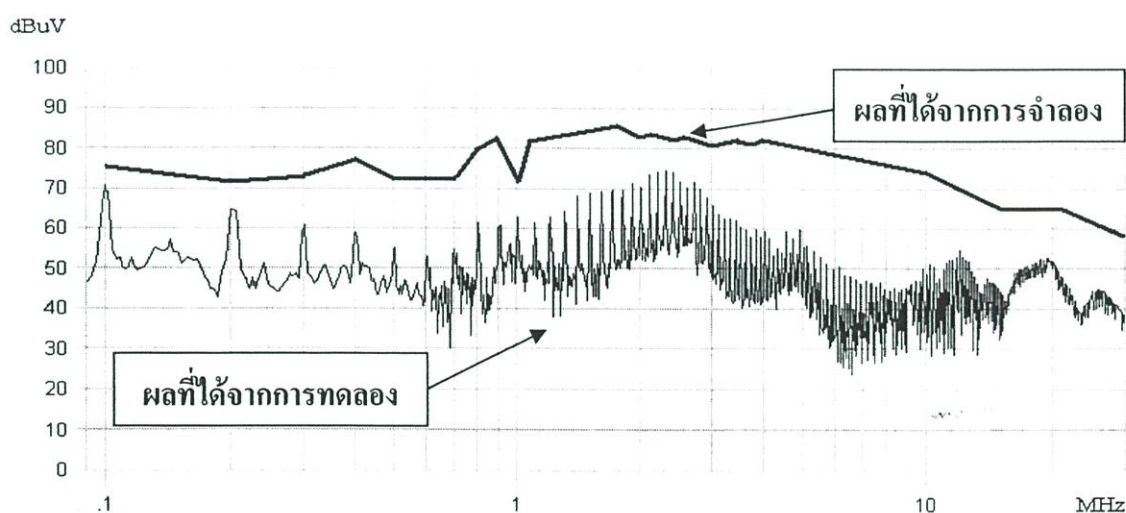
### 5.4.1 ผลที่ได้จากการวัดสัญญาณรบกวนทางตัวนำจากวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์

สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำที่วัดได้จาก วงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ทั้งจากการจำลองและการทดลอง จะแสดงในรูปที่ 5.18 และ 5.19 ตามลำดับ เมื่อพิจารณาผลที่ได้จากการจำลองในรูปที่ 5.18 พบว่า ค่าแอมพลิจูดสัญญาณรบกวนสูงสุดในแต่ละย่านความถี่จะมีค่ามากในย่านความถี่สวิตช์ ซึ่งคือประมาณ 100 kHz และในย่านความถี่ประมาณ 2.5 MHz จากนั้นจึงค่อยๆลดลงเมื่อความถี่มีค่าสูงขึ้น และเมื่อพิจารณาผลที่ได้จากการทดลองในรูปที่ 5.19 พบว่า ค่าแอมพลิจูดสัญญาณรบกวนสูงสุดในแต่ละย่านความถี่จะมีค่าสูงมากในย่านความถี่เดียวกับผลที่ได้จากการจำลอง แต่จะแตกต่างกันตรงที่ระดับค่าของสัญญาณรบกวนที่วัดได้ที่ความถี่ตรงกันจากการจำลองและการทดลอง จะไม่เหมือนกันเนื่องจากผลที่ได้จากการจำลองจะมีค่าสัญญาณรบกวนสูงสุดสูงกว่าผลที่ได้จากการทดลอง อย่างไรก็ตามหากพิจารณาค่าสัญญาณรบกวนเฉพาะในบริเวณที่ค่าสัญญาณรบกวนหนาแน่น โดยละทิ้งค่า

สัญญาณรบกวนสูงสุดในบางช่วงออกไปเนื่องจากไม่ได้พิจารณาผลของสายเส้นวงจร ก็พบว่า ค่าสัญญาณรบกวนที่ได้จากการจำลองจะมีค่าใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการจำลอง



รูปที่ 5.18 สัญญาณรบกวนทางสายตัวนำของวงจรซูเปอร์คอนดักเตอร์ที่ได้จากการจำลอง

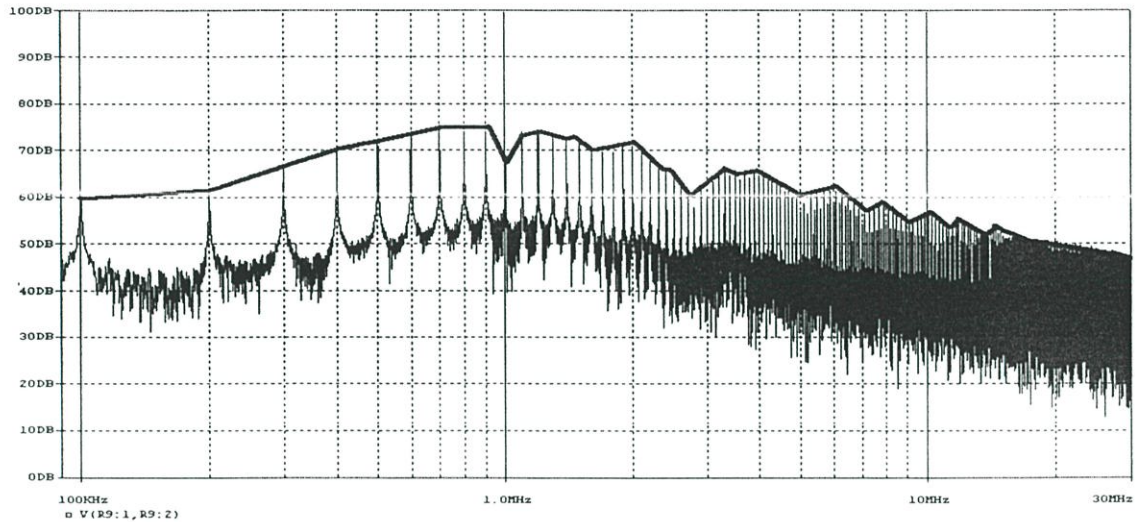


รูปที่ 5.19 สัญญาณรบกวนทางสายตัวนำของวงจรซูเปอร์คอนดักเตอร์ที่ได้จากการทดลอง  
เปรียบเทียบกับผลการจำลอง

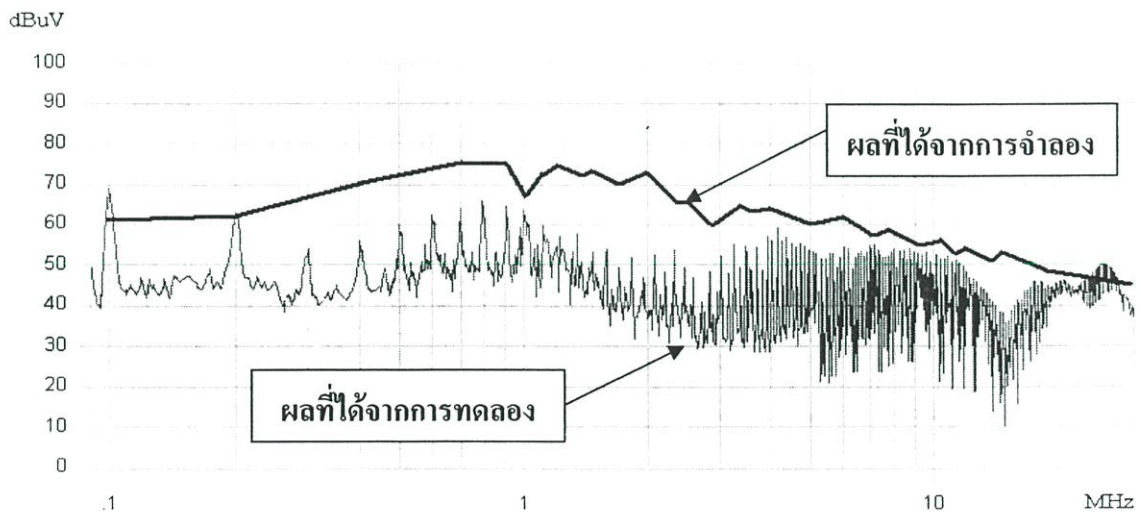
#### 5.4.2 ผลที่ได้จากการวัดสัญญาณรบกวนทางตัวนำจากวงจรซูเปอร์คอนดักเตอร์แบบซอฟต์แวร์สวิตซ์

สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำที่วัดได้จาก วงจรซูเปอร์คอนดักเตอร์แบบซอฟต์แวร์สวิตซ์ทั้งจากการจำลองและการทดลอง จะแสดงในรูปที่ 5.20 และ 5.21 ตามลำดับ เมื่อพิจารณาผลที่ได้จากการจำลองในรูปที่ 5.20 และจากการทดลอง ในรูปที่ 5.21 พบว่า ค่าแวนโน้มสัญญาณรบกวนสูงสุดในแต่ละย่านความถี่จะสอดคล้องกัน ในย่านความถี่สวิตซ์ซิ่ง คือประมาณ 100 kHz และในย่านความถี่ ประมาณ 2.5 MHz ค่าแวนโน้มสัญญาณรบกวนสูงสุดจะมีค่าลดลงเมื่อเทียบกับผลที่วัดได้จาก

วงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์ แต่สำหรับในย่านความถี่ประมาณ 800 kHz ค่าแวนไน้มสัญญาณรบกวนสูงสุดที่วัดได้จากวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ จะมีค่าสูงสุดและเพิ่มขึ้นเมื่อเทียบกับวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์ จากนั้นจึงค่อยๆลดลงเมื่อความถี่มีค่าสูงขึ้น



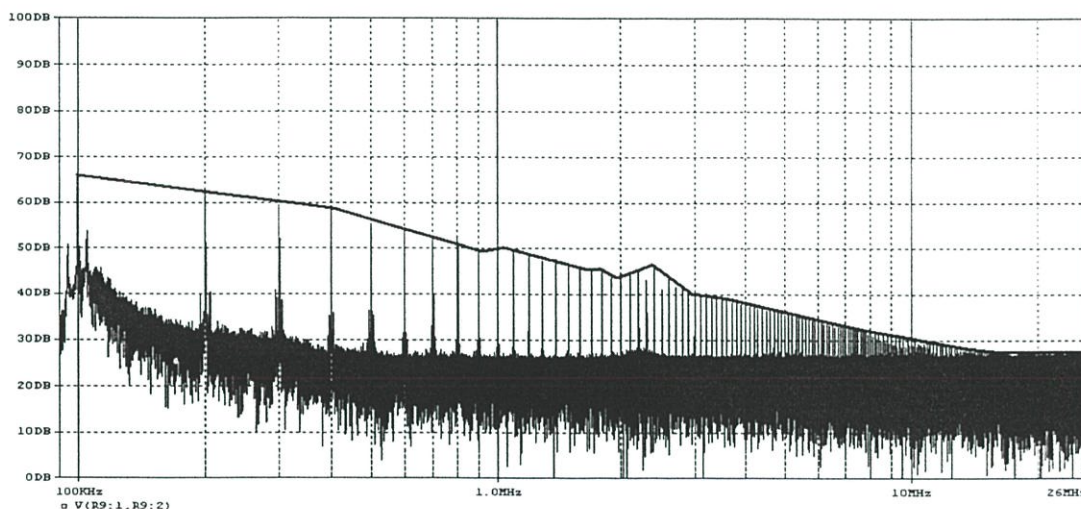
รูปที่ 5.20 สัญญาณรบกวนทางตัวนำของวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ที่ได้จากการจำลอง



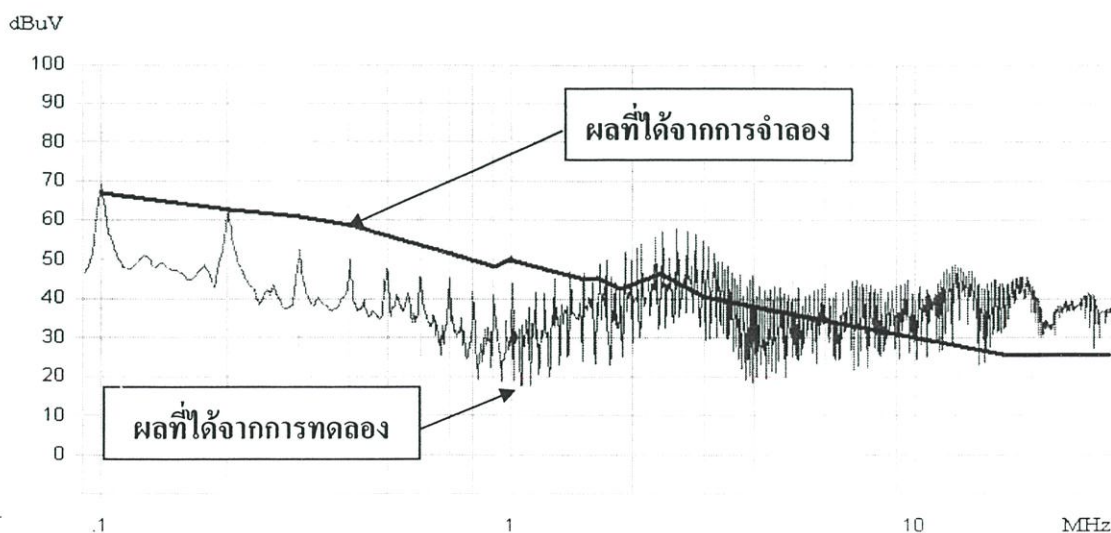
รูปที่ 5.21 สัญญาณรบกวนทางตัวนำของวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ที่ได้จากการทดลองเปรียบเทียบกับผลการจำลอง

**5.4.3 ผลที่ได้จากการวัดสัญญาณรบกวนทางตัวนำจากวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน**

สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ ที่วัดได้จากวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนทั้งจากการจำลองและการทดลองจะแสดงในรูปที่ 5.22 และ 5.23 ตามลำดับ เมื่อพิจารณาผลที่ได้จากการจำลองในรูปที่ 5.22 และ จากการทดลองในรูปที่ 5.23 พบว่าค่าแอมป์ โนม์ของสัญญาณรบกวนสูงสุดในแต่ละย่านความถี่จะสอดคล้องกัน กล่าวคือ แอมป์ โนม์สัญญาณรบกวนสูง สุดจะลดลงตลอดย่านความถี่รวมถึงย่านความถี่สวิตชิ่ง คือประมาณ 100 kHz และในย่านความถี่ประมาณ 2.5 MHz ตามคุณสมบัติการกรองสัญญาณรบกวนของอุปกรณ์ที่ติดตั้งเพิ่มเข้ามา



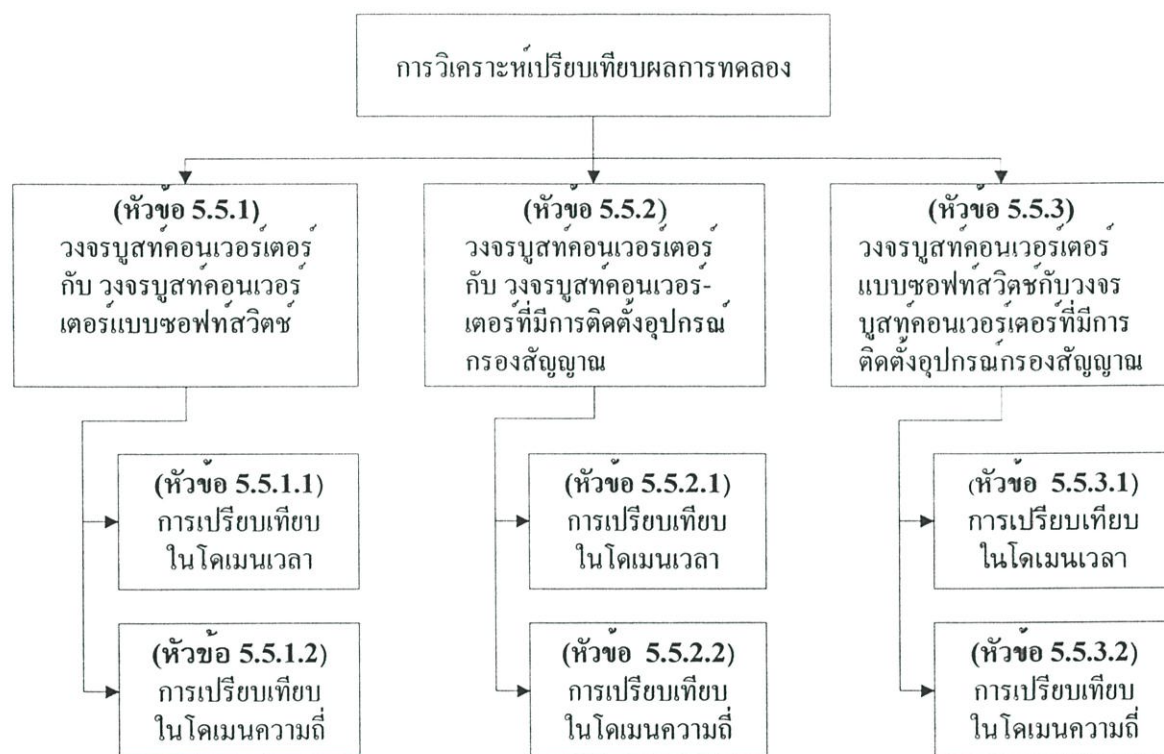
**รูปที่ 5.22** สัญญาณรบกวนทางสายตัวนำที่วัดได้ของวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนที่ได้จากการจำลอง



**รูปที่ 5.23** สัญญาณรบกวนทางสายตัวนำที่วัดได้ของวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนที่ได้จากการทดลองเปรียบเทียบกับผลการจำลอง

## 5.5 การวิเคราะห์เปรียบเทียบผลการทดลอง

ในหัวข้อนี้จะเป็นการสรุปและวิเคราะห์ผลการทดลองที่ได้ทั้งหมดในเชิงเปรียบเทียบระหว่างคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบทั้งใน โดเมนเวลาและความถี่ การวิเคราะห์จะเป็นในลักษณะการพิจารณาแนวโน้มของสัญญาณในแต่ละช่วงความถี่ที่แตกต่างกัน และอาศัยการวิเคราะห์สาเหตุและที่มาของการเกิดสัญญาณมาช่วยอธิบายปรากฏการณ์ที่ได้จากการทดลอง การอธิบายจะมีการเชื่อมโยงความสัมพันธ์ระหว่างผลการทดลองที่ได้ในโดเมนความถี่กับโดเมนเวลา โดยมีลำดับขั้นตอนในการวิเคราะห์ตามที่แสดงในรูปที่ 5.24



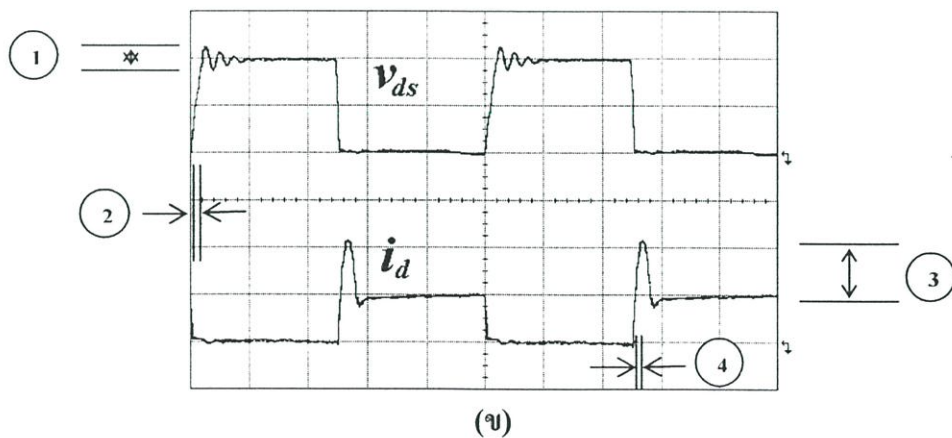
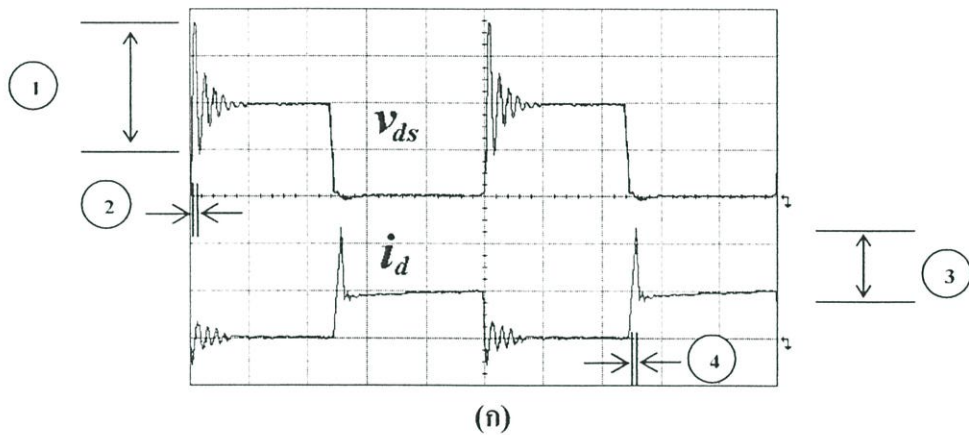
รูปที่ 5.24 รายละเอียดลำดับขั้นตอนการนำเสนอการวิเคราะห์ และเปรียบเทียบผลการทดลอง

### 5.5.1 วงจรบัสคอนเวอร์เตอร์กับวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์แวร์สวิตช์

#### 5.5.1.1 เปรียบเทียบผลการทดลองในโดเมนเวลา

เมื่อพิจารณาเปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดลองระหว่าง วงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ กับวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์แวร์สวิตช์ ในรูปที่ 5.25 จะเห็นความแตกต่างของค่าสูงสุดของรูปคลื่น (peak value) อันเนื่องจากการกระชากของรูปคลื่นแรงดัน และความถี่ในการแกว่งของสัญญาณรูปไซน์ที่ยกระดับขึ้นจากแรงดันกระแสดตรง (ringing) ที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาขณะเปลี่ยนสถานะ ของการทำงานของสวิตช์ได้อย่างชัดเจน ตามที่แสดงการเปรียบเทียบในตำแหน่งหมายเลขที่ 1 (ช่วงสวิตช์หยุดนำกระแส) ขนาดของแรงดันรูปไซน์ที่แกว่งจะลดลงจาก 240 โวลต์ ซึ่งเป็นของวงจรบัสแบบทั่วไป

เป็น 40 โวลต์ ซึ่งของวงจรมอเตอร์แบบซอฟต์สวิตช์ ตามที่แสดงตำแหน่งหมายเลข 2. นอกจากนี้ความชันของรูปคลื่นที่ของสวิตช์ก็ยังมีค่าลดลงด้วย ซึ่งเป็นการลดค่า  $dv/dt$  นั้นเอง และในทำนองเดียวกันความแตกต่างของค่าสูงสุดของรูปคลื่นอื่นเนื่องจากการกระชากของรูปคลื่นกระแสและ ความถี่ในการแกว่งที่เกิดในช่วงเวลาเปลี่ยนสถานะในการทำงานของสวิตช์ ตามที่แสดงการเปรียบเทียบในตำแหน่งหมายเลขที่ 3 (ช่วงสวิตช์นำกระแส) และ 4 โดยในวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์ซอฟต์สวิตช์จะมีช่วงเวลาที่ช้าขึ้นมากกว่าและเข้าสู่เสถียรภาพเร็วกว่าวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากการเพิ่มอุปกรณ์ค่าน้อยๆเข้าไปในวงจรเพื่อไปหน่วงเวลาในขณะที่เปลี่ยนสถานะของสวิตช์ และเปลี่ยนความถี่ในการแกว่งของสัญญาณ ซึ่งจะมีผลทำให้รูปคลื่นกระแสและแรงดันของสวิตช์เกิดในช่วงเวลาที่สอดคล้องกัน ไม่มีความสูญเสียอันเนื่องมา จากการคาบเกี่ยวของรูปคลื่นของสวิตช์ ลดการกระชากของรูปคลื่นขณะเปลี่ยนสถานะ



$v_{ds} : 100 \text{ V/div}$ ,  $i_d : 5 \text{ A/div}$  และ  $t : 2 \mu\text{s/div}$

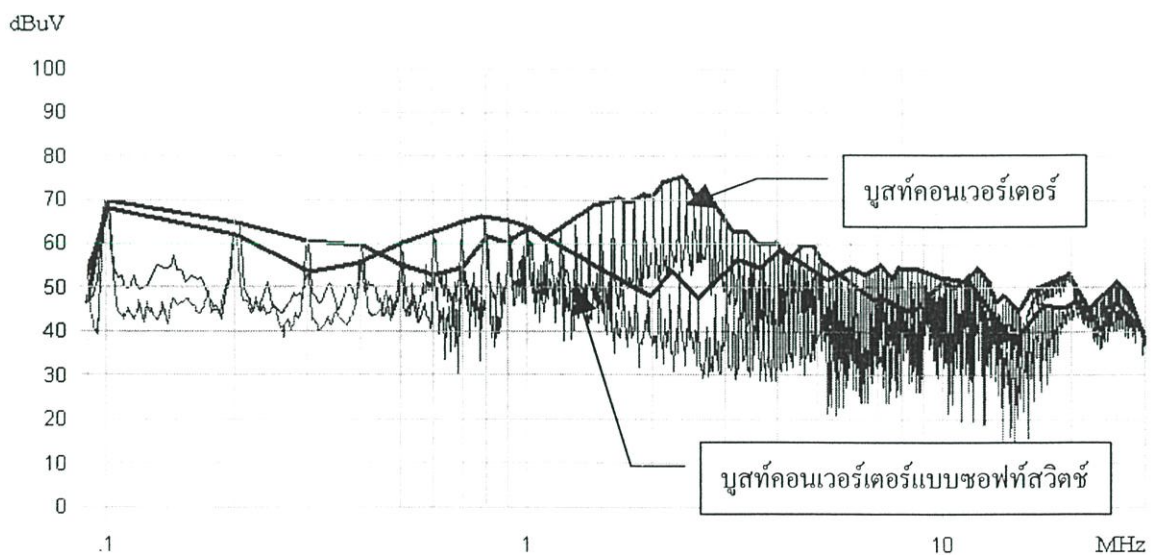
รูปที่ 5.25 การเปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดันและกระแส

(ก) วงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์ (มาจากรูปที่ 5.12 (ข))

(ข) วงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์ (มาจากรูปที่ 5.17 (ข))

### 5.5.1.2 เปรียบเทียบผลการทดลองในโดเมนความถี่

การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำที่ได้จากการทดลอง ระหว่าง วงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์กับวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ ได้ถูกแสดงในรูปที่ 5.26 ค่าสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำที่วัดได้จากวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ โดยส่วนใหญ่จะมีค่าน้อยกว่าค่าสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำที่ได้จาก วงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ โดยจะมีค่าน้อยกว่ามากอย่างเห็นได้ชัดเจนในย่านความถี่ระหว่าง 1 MHz - 4 MHz เมื่อนำผลที่ได้นี้มาวิเคราะห์ร่วมกับรูปคลื่นของกระแสและแรงดันใน โดเมนเวลา ก็จะเห็นได้ว่าความถี่ย่านดังกล่าว เป็นความถี่ของรูปคลื่นไซน์ที่ขยับระดับขึ้นจากแรงดันกระแสตรง ซึ่งเกิดเนื่องจากการแกว่งของสัญญาณ ขณะที่เปลี่ยนสถานะของสวิตช์ ซึ่งสอดคล้องกันว่า เมื่อวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ถูกปรับปรุงเป็นวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ ความถี่ของการแกว่งของรูปคลื่นไซน์ที่ขยับระดับขึ้นจากแรงดันกระแสตรงก็มีค่าลดลงและเข้าสู่เสถียรภาพเร็วขึ้นตามแนวโน้มที่พบใน โดเมนความถี่นี้ จึงอาจจะกล่าวได้ว่า วงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์จะช่วยลดสัญญาณรบกวนในย่านความถี่ที่ได้รับผลจากการเปลี่ยนสถานะของอุปกรณ์สวิตช์ อย่างไรก็ตามในย่านความถี่บางย่านความถี่ คือ ย่าน 450 kHz - 1 MHz และย่าน 5 MHz - 10 MHz นั้นสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำที่วัดได้จากวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ จะมีค่ามากกว่าค่าสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำที่ได้จากวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์

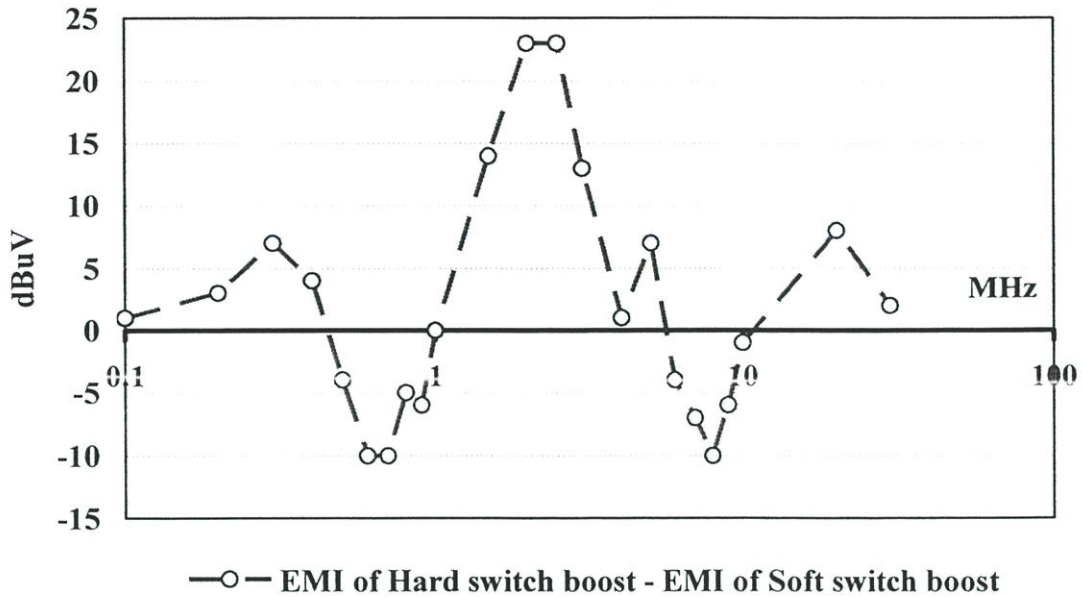


รูปที่ 5.26 การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนทางตัวนำที่ได้จากการทดลองระหว่างวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์กับวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์

ตารางที่ 5.2 ค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนและผลต่างของวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์และวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์

ความถี่ (MHz)	ค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวน				ผลต่างของสัญญาณรบกวน
	หน่วย dB $\mu$ V		หน่วย $\mu$ V		หน่วย dB $\mu$ V
	วงจรมุสท์	วงจรมุสท์แบบซอฟท์สวิตช์	วงจรมุสท์	วงจรมุสท์แบบซอฟท์สวิตช์	วงจรมุสท์-วงจรมุสท์แบบซอฟท์สวิตช์
	(A)	(B)	(C)=10 <sup>^(A/20)</sup>	(D)=10 <sup>^(B/20)</sup>	(E)=20*log ((C)/(D))
0.1	70	69	3162	2818	1
0.2	65	62	1778	1259	3
0.3	60	53	1000	447	7
0.4	60	56	1000	631	4
0.5	56	60	631	1000	-4
0.6	53	63	447	1413	-10
0.7	56	66	631	1995	-10
0.8	62	67	1259	2239	-5
0.9	60	66	1000	1995	-6
1	64	64	1585	1585	0
1.5	69	55	2818	562	14
2	71	48	3548	251	<b>23</b>
2.5	73	50	4467	316	<b>23</b>
3	66	53	1995	447	13
4	60	59	1000	891	1
5	60	53	1000	447	7
6	51	55	355	562	-4
7	48	55	251	562	-7
8	45	55	178	562	-10
9	48	54	251	501	-6
10	51	52	355	398	-1
20	54	46	501	200	8
30	40	38	100	79	1

สำหรับค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า และค่าผลต่างของสัญญาณระหว่างคอนเวอร์เตอร์ จะแสดงในตารางที่ 5.2 และรูปที่ 5.27 ซึ่งเป็นค่าผลต่างที่คิดจาก EMI ของวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์ – EMI ของวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ ดังนั้นค่าที่เป็นบวกจะหมายถึงค่า EMI ที่ลดลงเนื่องจากการใช้เทคนิคซอฟท์สวิตช์เข้ามาช่วย ซึ่งจะเห็นได้ว่า ย่านความถี่ 1.5 MHz - 3 MHz เป็นย่านที่วงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์จะช่วยลดสัญญาณรบกวนได้มากที่สุด เช่นที่ ความถี่ประมาณ  $f = 2.5$  MHz ขนาดของสัญญาณรบกวนจะลดลงจาก 73 dB $\mu$ V เป็น 50 dB $\mu$ V กล่าวคือ ลดลง 23 dB $\mu$ V



รูปที่ 5.27 ผลต่างของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบทั่วไปกับวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์

## 5.5.2 วงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์กับวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน

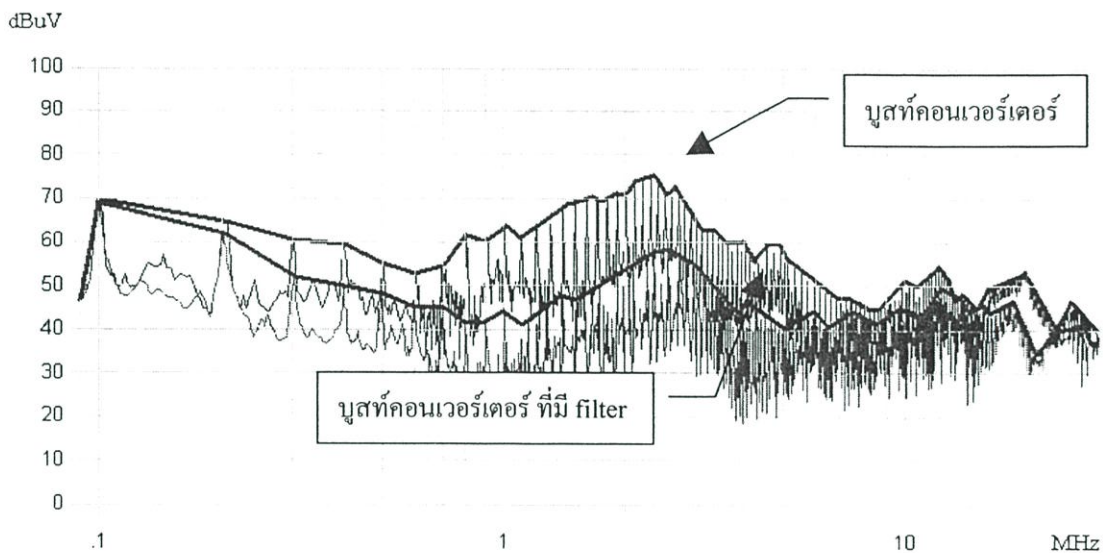
### 5.5.2.1 เปรียบเทียบผลการทดลองในโดเมนเวลา

ผลที่ได้ในโดเมนเวลาระหว่างวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์กับวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนจะได้ผลที่เหมือนกัน เนื่องมาจากการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนไม่ได้มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ เพียงนำมาติดตั้งในด้านหน้าของวงจรคั่นระหว่างวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์กับด้านแรงดันกระแสสลับขาเข้าเท่านั้น ดังนั้นรูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่วัดได้ที่สวิตช์จึงเหมือนกัน คือ มีการสูญเสียเกิดในขณะสวิตช์เนื่องจากช่วงที่เกิดการคาบเกี่ยวของกระแสและแรงดันในขณะช่วงที่สวิตช์เริ่มนำกระแส และช่วงที่สวิตช์เริ่มจะหยุดนำกระแส ซึ่งจะทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรมีค่าต่ำ ในขณะเดียวกันการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดในขณะสวิตช์นำกระแสและหยุดนำกระแส จะทำให้เกิดการกระชากของรูปคลื่นมีผลต่อการปล่อยสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าออกมารบกวนการทำงานด้วยเช่นกัน

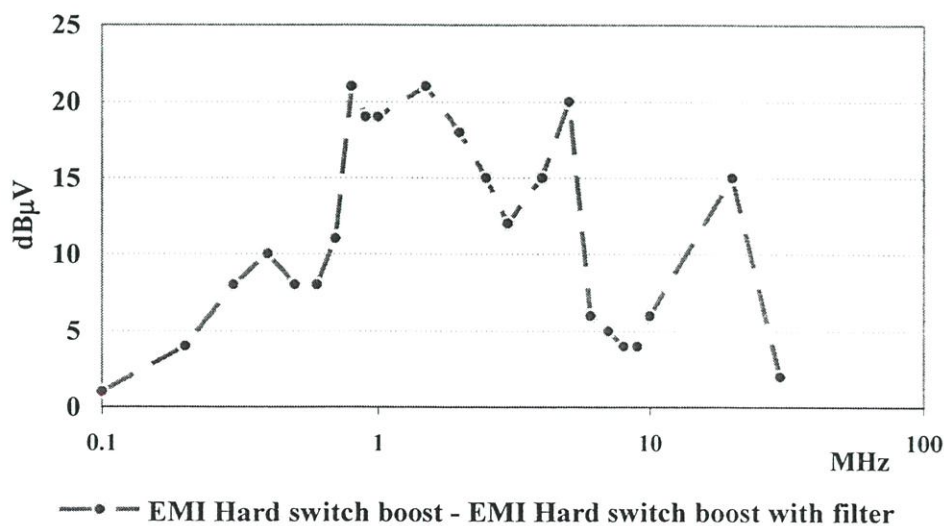
### 5.5.2.2 เปรียบเทียบผลการทดลองในโดเมนความถี่

การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำที่ได้จากการทดลอง ระหว่างวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์กับวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน ได้ถูกแสดงในรูปที่ 5.28 ค่าสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำที่วัดได้จาก วงจรบัสท์คอนเวอร์-

เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน จะมีค่าน้อยกว่าค่าสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำที่ได้จากวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์เกือบทั้งหมด เนื่องจากในขั้นตอนการออกแบบได้พิจารณาที่จะเลือกใช้อุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน ที่ช่วยในการกรองสัญญาณรบกวนในย่านความถี่ดังกล่าวแล้ว สำหรับค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าและค่าผลต่างของสัญญาณระหว่างคอนเวอร์เตอร์ จะแสดงในตารางที่ 5.3 และรูปที่ 5.29 ซึ่งจะเห็นได้ว่า ย่านความถี่ 800 kHz - 5 MHz จะเป็นย่านที่วงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน จะช่วยลดสัญญาณรบกวนได้มากที่สุด คือประมาณ 21 dB $\mu$ V



รูปที่ 5.28 การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนทางตัวนำที่ได้จากการทดลองระหว่างวงจรบูสท์กับวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน



รูปที่ 5.29 ผลต่างของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบทั่วไปกับวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบใส่วงจรกรอง

ตารางที่ 5.3 ค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนและผลต่างของวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์และวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน

ความถี่ (MHz)	ค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวน				ผลต่างของสัญญาณรบกวน
	หน่วย dB $\mu$ V		หน่วย $\mu$ V		หน่วย dB $\mu$ V
	วงจรมุสท์	วงจรมุสท์ที่ติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน	วงจรมุสท์	วงจรมุสท์ที่ติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน	วงจรมุสท์ - วงจรมุสท์ที่ติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน
(A)	(B)	(C)=10 <sup>^(A/20)</sup>	(D) =10 <sup>^(B/20)</sup>	(E)=20*log ((C)/(D))	
0.1	70	69	3162	2818	1
0.2	65	61	1778	1122	4
0.3	60	52	1000	398	8
0.4	60	50	1000	316	10
0.5	56	48	631	251	8
0.6	53	45	447	178	8
0.7	56	45	631	178	11
0.8	62	41	1259	112	<b>21</b>
0.9	60	41	1000	112	19
1	64	45	1585	178	19
1.5	69	48	2818	251	<b>21</b>
2	71	53	3548	447	18
2.5	73	58	4467	794	15
3	66	54	1995	501	12
4	60	45	1000	178	15
5	60	40	1000	100	20
6	51	45	355	178	6
7	48	43	251	141	5
8	45	41	178	112	4
9	48	44	251	158	4
10	51	45	355	178	6
20	54	39	501	89	15
30	40	38	100	79	1

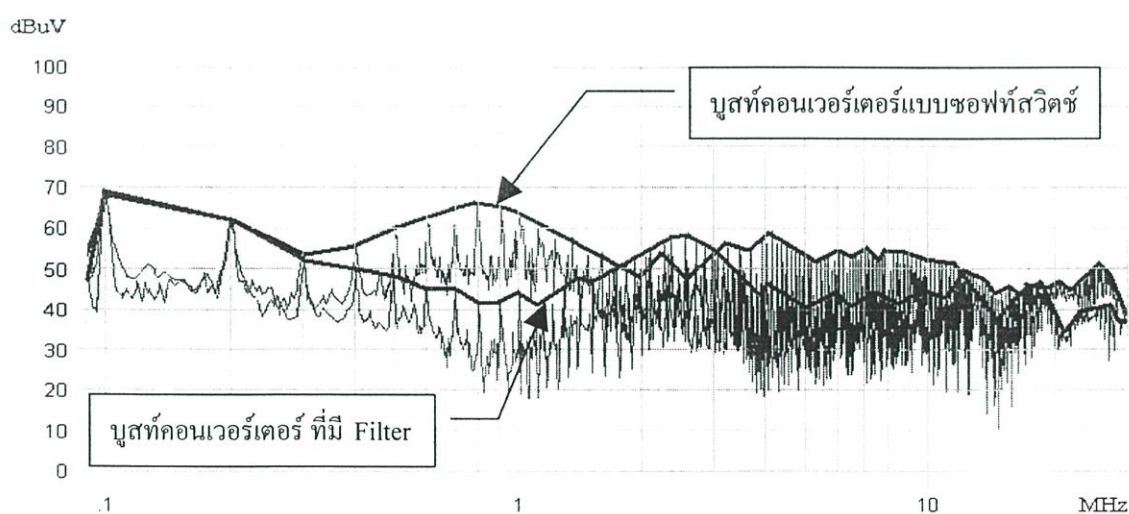
### 5.5.3 วงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์แวร์ที่สวิตช์กับวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน

#### 5.5.3.1 เปรียบเทียบผลการทดลองในโดเมนเวลา

เนื่องจากรูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่ได้จากวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์ และวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน มีค่าเหมือนกันดังนั้น การวิเคราะห์ในหัวข้อนี้ จึงเหมือน หัวข้อที่ 5.5.1.1

### 5.5.3.2 เปรียบเทียบผลการทดลองในโดเมนความถี่

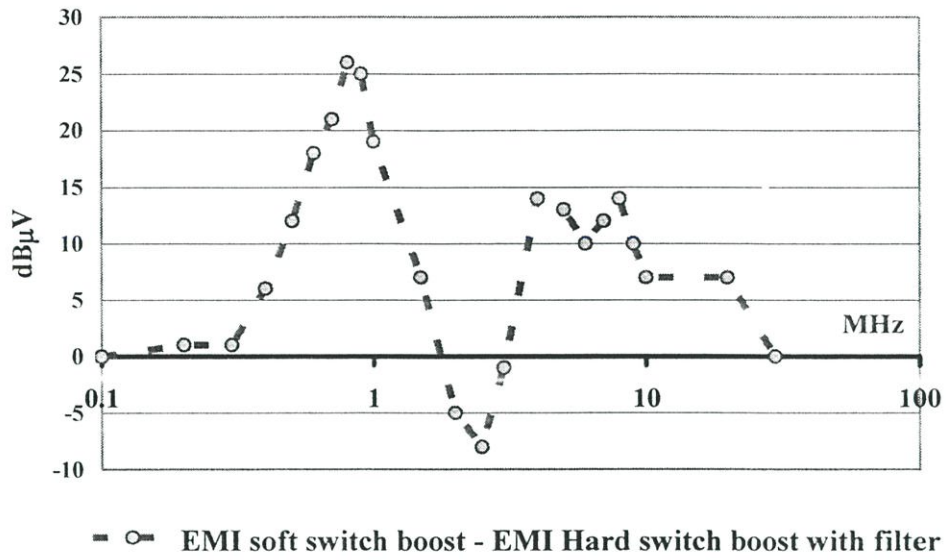
การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำที่ได้จากการทดลอง ระหว่าง วงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ กับวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน ได้ถูกแสดงในรูปที่ 5.30 สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่วัดได้จากวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์โดยส่วนใหญ่จะมีค่ามากกว่าสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ที่วัดได้จากวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน เมื่อนำมาวิเคราะห์หาเหตุ และผล จะพบว่าวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์เป็นวงจรที่ถูกออกแบบเพื่อให้ลดสัญญาณรบกวนในช่วงที่เป็นความถี่ในการแกว่งของรูปคลื่น ไซน์ที่ขั้วระดับขึ้นจากแรงดันกระแสตรงเท่านั้น ไม่ได้ออกแบบมาเพื่อลดความถี่ในย่านความถี่อื่น อย่างไรก็ตามแนวโน้มของสัญญาณที่วัดได้จากวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนก็ยังมีบางย่านความถี่ ที่ให้ค่าสัญญาณรบกวนเท่ากัน หรือสูงกว่าวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ คือในย่านความถี่ 100 kHz - 300 kHz คือประมาณ 26 dB $\mu$ V ที่ 6.8 MHz และ ย่าน 4 MHz - 9 MHz คือประมาณ 14 dB $\mu$ V ที่ 4 และ 8 MHz ตามลำดับ สำหรับค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าและค่าผลต่างของสัญญาณระหว่างคอนเวอร์เตอร์ จะแสดงในตารางที่ 5.4 และรูปที่ 5.31 ซึ่งจะเห็นได้ว่า ย่านความถี่ 2 MHz - 2.5 MHz คือประมาณสูงสุด 8 dB $\mu$ V ที่ 2.5 MHz เป็นย่านที่วงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ จะช่วยลดสัญญาณรบกวนได้มากกว่าวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณ รบกวนนอกย่านความถี่ดังกล่าววงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนจะช่วยลดสัญญาณรบกวนได้มากกว่าวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์



รูปที่ 5.30 การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนทางตัวนำที่ได้จากการทดลองระหว่างวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ กับวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนในโดเมนความถี่

ตารางที่ 5.4 ค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนและผลต่างของวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบชอพท์สวิตช์ และวงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน

ความถี่ (MHz)	ค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวน				ผลต่างของสัญญาณรบกวน
	หน่วย dB $\mu$ V		หน่วย $\mu$ V		หน่วย dB $\mu$ V
	วงจรมุสท์แบบ ชอพท์สวิตช์	วงจรมุสท์ที่ติดตั้ง อุปกรณ์กรอง สัญญาณรบกวน	วงจรมุสท์แบบ ชอพท์สวิตช์	วงจรมุสท์ที่ติดตั้ง อุปกรณ์กรอง สัญญาณรบกวน	วงจรมุสท์แบบ ชอพท์สวิตช์ - วงจรมุสท์ที่ติดตั้ง อุปกรณ์กรอง สัญญาณรบกวน
	(A)	(B)	(C)=10 <sup>((B)/20)</sup>	(D) =10 <sup>((B)/20)</sup>	(E)=20*log ((C)/(D))
0.1	69	69	3162	2818	0
0.2	62	61	1778	1259	1
0.3	53	52	1000	447	1
0.4	56	50	1000	631	6
0.5	60	48	631	1000	12
0.6	63	45	447	1413	18
0.7	66	45	631	1995	21
0.8	67	41	1259	2239	<b>26</b>
0.9	66	41	1000	1995	25
1	64	45	1585	1585	19
1.5	55	48	2818	562	7
2	48	53	3548	251	-5
2.5	50	58	4467	316	-8
3	53	54	1995	447	-1
4	59	45	1000	891	<b>14</b>
5	53	40	1000	447	13
6	55	45	355	562	10
7	55	43	251	562	12
8	55	41	178	562	<b>14</b>
9	54	44	251	501	10
10	52	45	355	398	7
20	46	39	501	200	7
30	38	38	100	79	0



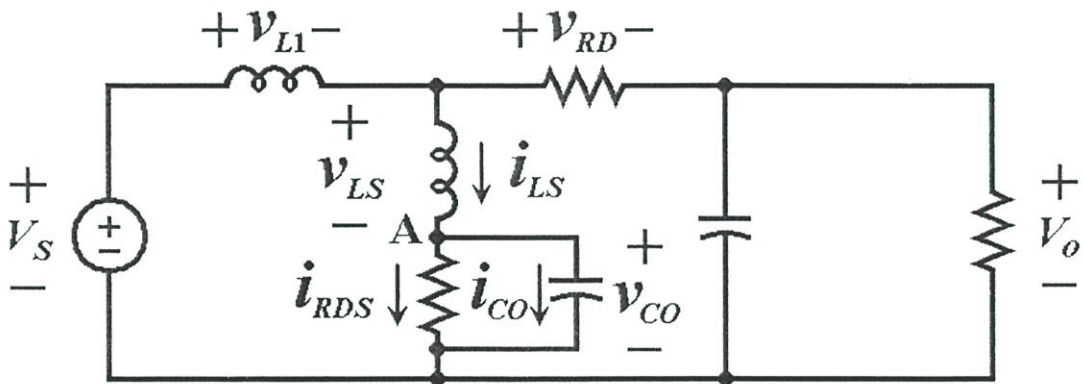
รูปที่ 5.31 ผลต่างของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ กับวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบไฮวอร์จกรอง

## บทที่ 6

# การวิเคราะห์ผลที่ได้การวิจัย

### 6.1 วิเคราะห์ผลการทดลองเปรียบเทียบกับทฤษฎี

จากผลที่ได้จากการทดลองในบทที่ 5 จะเห็นได้ว่าผลตอบสนองในสภาวะชั่วขณะขณะที่สวิทช์เปลี่ยนสถานะนั้น จะมีความสัมพันธ์กันระหว่างโดเมนเวลาและความถี่ กล่าวคือ จะสามารถปรับขนาดของสัญญาณรบกวนที่พิจารณาในโดเมนความถี่ ให้ลดลงได้โดยการปรับเพิ่มเวลาขอบขาขึ้นเพื่อลดการกระชากของรูปคลื่นกระแสและแรงดันในโดเมนเวลา (เนื่องจากในงานวิจัยนี้ได้กำหนดให้ค่าควิตซ์ไชเกิลมีค่าคงที่ ดังนั้นจึงไม่นำมาพิจารณาด้วย) ซึ่งสอดคล้องกับทฤษฎีที่เคยกล่าวไปแล้วในบทที่ 3 เรื่อง การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดในจากวงจรสวิทช์ อย่างไรก็ตามเพื่อให้สามารถเข้าใจความสัมพันธ์ที่เกิดขึ้นยิ่งขึ้น จะทำการวิเคราะห์การทำงานของสวิทช์ในวงจรบุสต์คอนเวอร์เตอร์โดยอาศัยทฤษฎีการวิเคราะห์ห้วงจรพื้นฐาน



โดยที่

- $L_1$  คือ ตัวเหนี่ยวนำ ไรต์
- $L_S$  คือ ค่าเหนี่ยวนำไฟฟ้าแฝงเนื่องจากความยาวของสาย
- $C_1$  คือ ตัวเก็บประจุ
- $C_O$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าแฝงต่อแบบขนาน
- $R_D$  คือ ค่าความต้านทานของไดโอด
- $R_{DS}$  คือ ค่าความต้านทานขาเดรนของสวิทช์

รูปที่ 6.1 วงจรบุสต์คอนเวอร์เตอร์ที่แทนที่สวิทช์ด้วยโมเดลตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ

ในการวิเคราะห์นี้ จะกำหนดให้วงจรมุสท์คอนเวอร์เตอร์มีรูปแบบของสวิตช์ที่ถูกแทนที่ด้วยโมเดลของตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ ตามที่แสดงในรูปที่ 6.1 และมีเงื่อนไขของการทำงานภายใต้สมมติฐานดังนี้

1. ค่า  $L_1 \gg L_S$  และ  $C_1 \gg C_0$
2. ช่วงสวิตช์นำกระแส ค่า  $R_D \gg R_{ds}$
3. ช่วงสวิตช์หยุดนำกระแส ค่า  $R_D \gg R_{ds}$

จาก Kirchoff's voltage law จะได้ว่า

$$V_S = v_{L1} + v_{LS} + v_{CO} \quad (6.1)$$

$$V_S = v_{L1} + L_S \frac{di_{LS}}{dt} + v_{CO} \quad (6.2)$$

ดังนั้น

$$v_{CO} = V_S - v_{L1} - L_S \frac{di_{LS}}{dt} \quad (6.3)$$

จาก Kirchoff's current law ที่จุด A จะได้ว่า

$$i_{LS} = i_{RDS} + i_{CO} \quad (6.4)$$

เมื่อ

$$i_{RDS} = \frac{v_{CO}}{R_{DS}}, \quad i_{CO} = C_0 \frac{dv_{CO}}{dt} \quad (6.5)$$

แทนค่าสมการที่ (6.4) ด้วยสมการที่ (6.5) จะได้ว่า

$$i_{LS} = \frac{v_{CO}}{R_{DS}} + C_0 \frac{dv_{CO}}{dt} \quad (6.6)$$

กรณีที่ 1: แทนสมการที่ (6.3) ด้วยสมการที่ (6.6) จะได้

$$C_0 \frac{d^2 v_{CO}}{dt^2} + \frac{1}{R_{DS}} \frac{dv_{CO}}{dt} = \frac{-v_{CO}}{L_S} + \frac{V_S - v_{L1}}{L_S} \quad (6.7)$$

$$\frac{d^2 v_{CO}}{dt^2} + \frac{1}{R_{DS} C_0} \frac{dv_{CO}}{dt} + \frac{1}{L_S C_0} v_{CO} = \frac{V_S - v_{L1}}{L_S C_0} \quad (6.8)$$

หา Natural response ของ  $v_{CO}(t)$  โดยกำหนดให้  $f(t) = 0$  (homogeneous equation)

$$S^2 + \frac{1}{R_{DS}C_O}S + \frac{1}{L_S C_O} = 0 \quad (6.9)$$

$$S_1, S_2 = \frac{-1}{2R_{DS}C_O} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2R_{DS}C_O}\right)^2 - \frac{1}{L_S C_O}} \quad (6.10)$$

หา Force response ของ  $V_{COF}$  โดยแทนค่า  $v_{COF} = k$  ในสมการที่ (6.8) เนื่องจากค่า  $f(t)$  เป็นค่าคงที่

$$\frac{d^2k}{dt^2} + \frac{1}{R_{DS}C_O} \frac{dk}{dt} + \frac{1}{L_S C_O} k = \frac{V_S - v_{L1}}{L_S C_O} \quad (6.11)$$

$$\frac{1}{L_S C_O} k = \frac{V_S - v_{L1}}{L_S C_O} \quad (6.12)$$

ดังนั้นค่าคำตอบของ Force response คือ

$$k = V_S - v_{L1} \quad (6.13)$$

กรณีที่ 2: แทนสมการที่ (6.6) ด้วยสมการที่ (6.3) จะได้

$$i_{LS} = \frac{V_S}{R_{DS}} - \frac{v_{L1}}{R_{DS}} - \frac{L_S}{R_{DS}} \frac{di_{LS}}{dt} - C_O L_S \frac{d^2 i_{LS}}{dt^2} \quad (6.14)$$

$$\frac{i_{LS}}{C_O L_S} = -\frac{d^2 i_{LS}}{dt^2} - \frac{1}{C_O R_{DS}} \frac{di_{LS}}{dt} + \frac{V_S - v_{L1}}{C_O R_{DS} L_S} \quad (6.15)$$

$$\frac{d^2 i_{LS}}{dt^2} + \frac{1}{C_O R_{DS}} \frac{di_{LS}}{dt} + \frac{1}{C_O L_S} i_{LS} = \frac{V_S - v_{L1}}{C_O R_{DS} L_S} \quad (6.16)$$

หา Natural response ของ  $i_{LS}(t)$  โดยกำหนดให้  $f(t) = 0$

$$S^2 + \frac{1}{C_O R_{DS}} S + \frac{1}{C_O L_S} = 0 \quad (6.17)$$

$$S_1, S_2 = \frac{-1}{2R_{DS}C_O} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2R_{DS}C_O}\right)^2 - \frac{1}{L_S C_O}} \quad (6.18)$$

หา Force response ของ  $i_{LSF}$  โดยแทนค่า  $i_{LSF} = k$  ในสมการที่ (6.16) เนื่องจากค่า  $f(t)$  เป็นค่าคงที่

$$\frac{d^2k}{dt^2} + \frac{1}{R_{DS}C_O} \frac{dk}{dt} + \frac{1}{L_S C_O} k = \frac{V_S - v_{L1}}{R_{DS} L_S C_O} \quad (6.19)$$

$$\frac{1}{L_S C_O} k = \frac{V_S - v_{L1}}{R_{DS} L_S C_O} \quad (6.20)$$

ดังนั้นค่าคำตอบของ Force response คือ

$$k = \frac{V_S - v_{L1}}{R_{DS}} \quad (6.21)$$

โหมดที่ 1: ช่วงที่สวิตช์นำกระแส

สมมติให้  $R_D \gg R_{DS}$  ดังนั้นจะเป็นกรณี Overdamped natural response

เนื่องจาก Complete response คือ  $i_{LS}(t) = i_N + i_F$  ดังนั้น

$$i_{LS}(t) = e^{\alpha t} (Ae^{\beta t} + Be^{-\beta t}) + \frac{V_S - v_{L1}}{R_{DS}} \quad (6.22)$$

$$\text{เมื่อ } \alpha = \frac{-1}{2R_{DS}C_O}, \beta = \sqrt{\left(\frac{1}{2R_{DS}C_O}\right)^2 - \frac{1}{L_S C_O}}$$

ดังนั้น แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์เมื่อสวิตช์นำกระแสจะเป็นดังสมการที่ (6.23)

$$v_{CO}(t) = i_{LS}(t) \times R_{DS} \quad (6.23)$$

โหมดที่ 2: ช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแส

สมมติให้  $R_D \ll R_{DS}$ , ดังนั้นจะเป็นกรณี Underdamped natural response

เนื่องจาก Complete response คือ  $v_{CO}(t) = v_N + v_F$  ดังนั้น

$$v_{CO}(t) = e^{\alpha t} (C \cos \beta t + D \sin \beta t) + V_S - v_{L1} \quad (6.24)$$

ดังนั้น กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์เมื่อสวิตช์หยุดนำกระแสจะเป็นดังสมการที่ (6.25)

$$i_{LS}(t) = v_{CO}(t) / R_{DS} \quad (6.25)$$

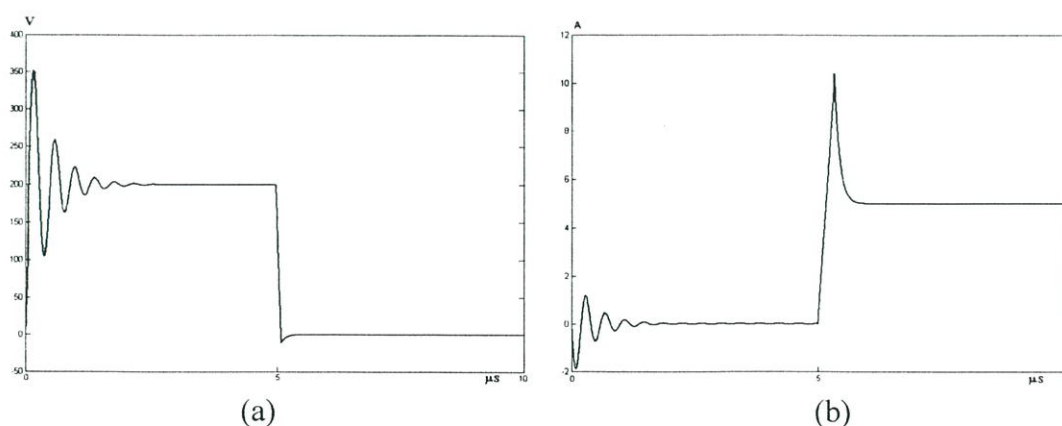
เพื่อพิสูจน์ผลที่ได้จากการวิเคราะห์ข้างต้นดังกล่าวนี้ จะนำสมการคำตอบ (6.22) และ (6.24) ดังกล่าวไปคำนวณโดยใช้โปรแกรม Matlab อย่างไรก็ตามเนื่องจากมีตัวแปรที่ยังไม่ทราบค่า ดังนั้นจึงต้องทำร่วมกับค่าที่ได้จากการทดลอง โดยมีลำดับขั้นตอนของวิธีการเป็นดังนี้

1. นำรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่ได้จากการทดลองที่อยู่ในโดเมนเวลามาแตกสเปกตรัมดู ผลตอบสนองที่ความถี่ค่าต่างๆ ในโดเมนความถี่
2. นำค่าความถี่ที่มีค่าแอมพลิจูดสูงสุดมาแทนในสมการคำตอบ (6.22) และ (6.24)
3. เขียนโปรแกรม Matlab จากสมการคำตอบ (6.22) และ (6.24)

จากนั้นผลที่ได้จากการคำนวณโดยใช้โปรแกรม Matlab จะได้รูปคลื่นกระแสและแรงดัน ตามที่แสดงในรูปที่ 6.2 และ 6.3

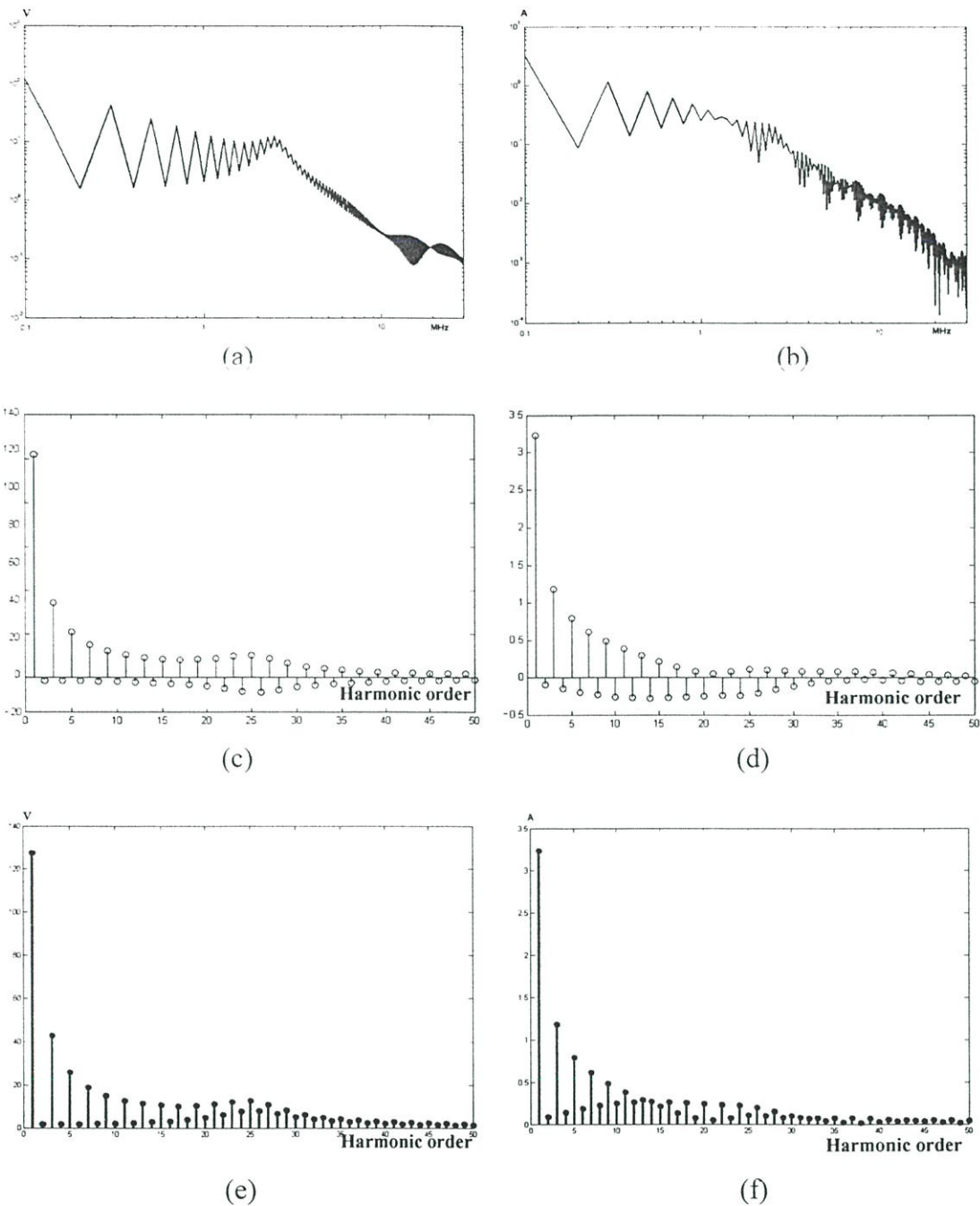
กรณี: วงจรบุสต์ก่อนแฉกเตอร์

ซึ่งผลที่ได้จากการคำนวณโดยใช้โปรแกรม Matlab ตามสมการคำตอบที่ได้จากโมเดลที่สมมุติขึ้นจะสอดคล้องกับรูปคลื่นแรงดันและ กระแสของวงจรบุสต์ก่อนแฉกเตอร์ที่วัดได้จริง จึงแสดงให้เห็นว่าโมเดลที่สร้างขึ้นตามรูปที่ 6.1 เป็นจริง ดังนั้นสมการคำตอบที่ (6.22) และ (6.24) ซึ่งประกอบไปด้วยตัวแปรแสดงความสัมพันธ์ระหว่างตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ ตัวต้านทาน จะสามารถนำไปสู่การอธิบายว่าทำไม การเพิ่มค่าตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ ค่าน้อยๆเข้ามาในวงจร จึงทำให้การทำงานของวงจรเป็นแบบชอพท์สวิตช์ได้ กล่าวคือ ขนาดของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่อยู่ภายในอุปกรณ์สวิตช์จะมีผลต่อขนาดของค่าขนาดพิกัดสูงสุดของการแกว่งของรูปคลื่นกระแส และแรงดันของสวิตช์นั่นเอง การเลือกค่าขนาดของตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุที่เหมาะสมจะทำให้ได้ค่าพิกัดสูงสุดของการแกว่งไม่สูงจนเกินไป ซึ่งนำไปสู่การลดขนาดของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการเปลี่ยนสถานะของอุปกรณ์สวิตช์ในที่สุด จากรูปที่ 6.4 และ 6.5 จะเป็นผลที่ได้จากการคำนวณโดยใช้โปรแกรม Matlab หลังจากปรับค่าตัวแปรตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ ตัวต้านทาน ใหม่ ทำให้การทำงานของวงจรเป็นแบบชอพท์สวิตช์



รูปที่ 6.2 ผลที่ได้จากการคำนวณโดยใช้โปรแกรม Matlab ในโดเมนเวลา

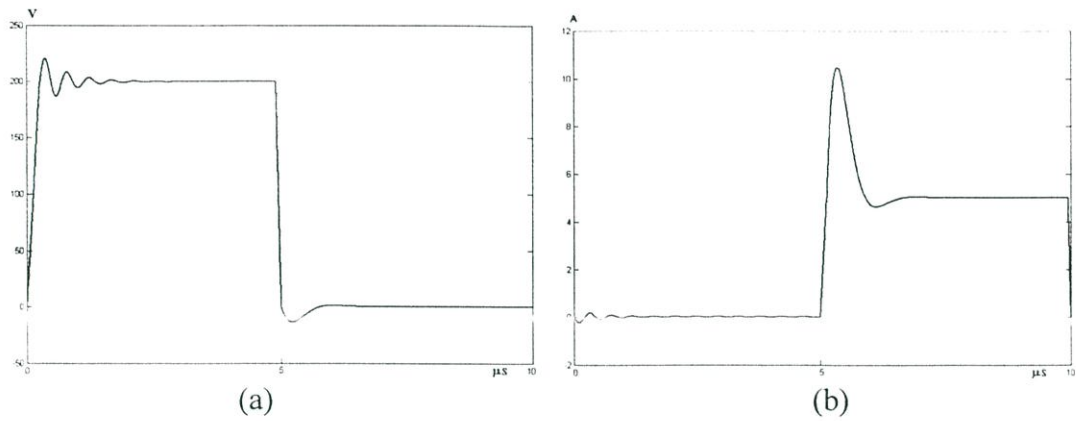
- (a) รูปคลื่นแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์
- (b) รูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์



รูปที่ 6.3 ผลที่ได้จากการคำนวณ โดยใช้โปรแกรม Matlab ในโดเมนความถี่

- (a) สัญญาณรบกวนของแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์
- (b) สัญญาณรบกวนของกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์
- (c) สเปกตรัมของแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ที่แสดงทั้งค่าบวกและลบ
- (d) สเปกตรัมของกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ที่แสดงทั้งค่าบวกและลบ
- (e) สเปกตรัมของแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์
- (f) สเปกตรัมของกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์

กรณี: วงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ แบบซอฟท์สวิตช์

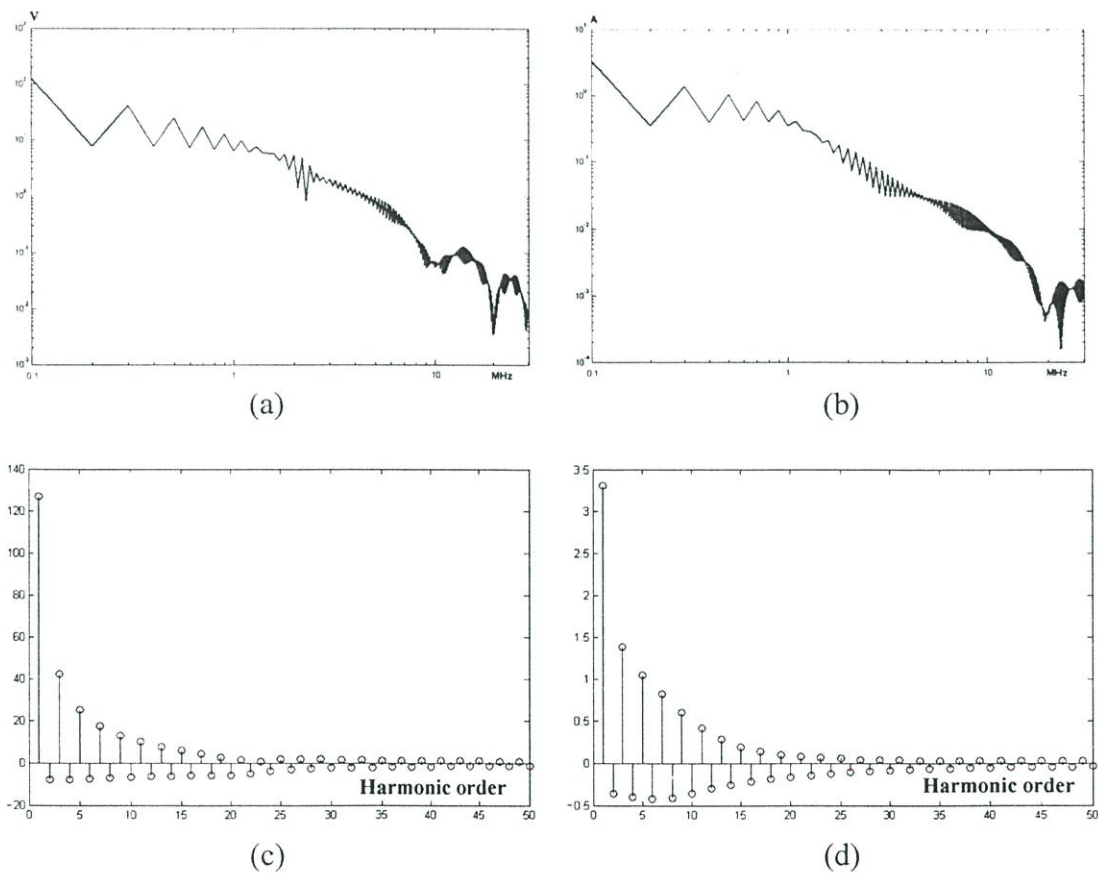


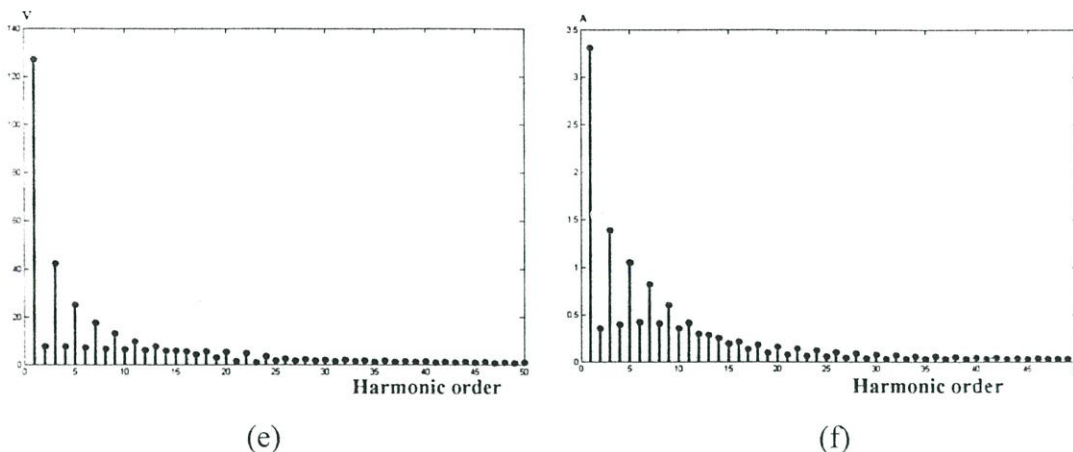
รูปที่ 6.4 ผลที่ได้จากการคำนวณ โดยใช้โปรแกรม Matlab ในโดเมนเวลาหลังปรับค่า

ตัวแปรใหม่

(a) รูปคลื่นแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์

(b) รูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์





รูปที่ 6.5 ผลที่ได้จากการคำนวณโดยใช้โปรแกรม Matlab ในโดเมนความถี่หลังปรับค่าตัวแปรใหม่

- สัญญาณรบกวนของแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์
- สัญญาณรบกวนของกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์
- สเปกตรัมของแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ที่แสดงทั้งค่าบวกและลบ
- สเปกตรัมของกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ที่แสดงทั้งค่าบวกและลบ
- สเปกตรัมของแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์
- สเปกตรัมของกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์

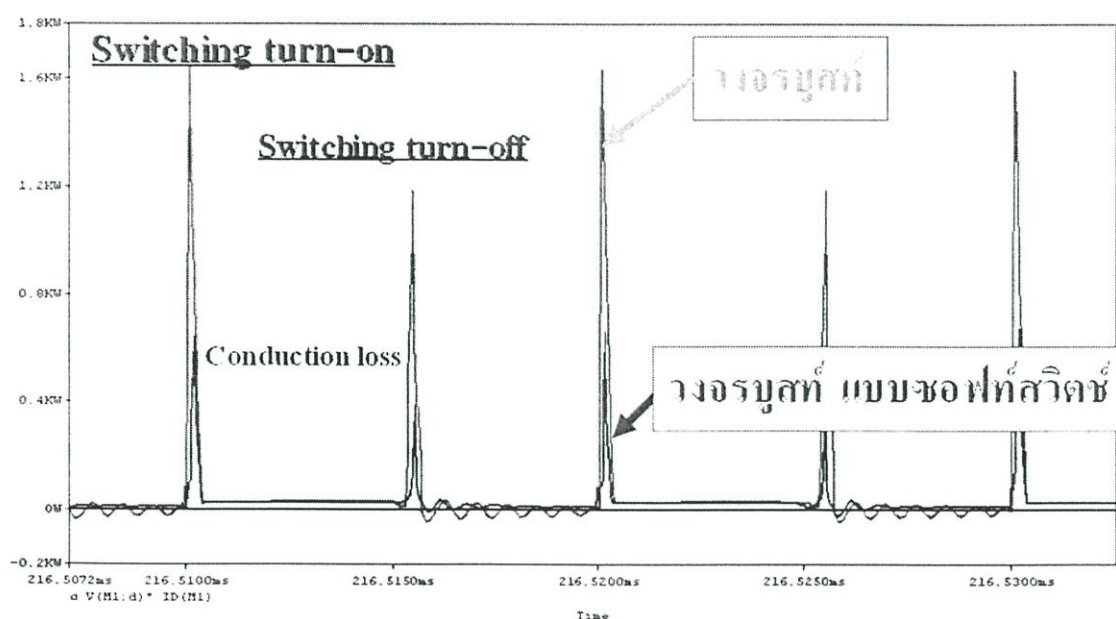
## 6.2 การวิเคราะห์ในเชิงประสิทธิภาพ และสัญญาณรบกวน

ตารางที่ 6.1 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างวงจรคอนเวอร์เตอร์ กรณี กำลังไฟฟ้าขาเข้าคงที่

	วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ที่ใช้งานทั่วไป	วงจรซอฟต์สวิตช์บูสต์คอนเวอร์เตอร์
$V_{in}$ (V)	100	100
$I_{in}$ (A)	5	5
$P_{in}$ (W)	500	500
$V_{out}$ (V)	186.6	185.2
$I_{out}$ (A)	2.3	2.4
$P_{out}$ (W)	429.18	444.48
Efficiency: $\eta$ (%)	85.84	88.90

จากการทดลองที่ได้ สามารถนำมาเปรียบเทียบค่ากระแสและแรงดันและประสิทธิภาพของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบ ได้ตามตารางที่ 6.1 จะเห็นได้ว่า ประสิทธิภาพของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ แบบซอฟต์สวิตช์ จะดีกว่าวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ แบบที่ใช้งานทั่วไป 3.06% ซึ่ง

หมายความว่า แม้จะมีการเพิ่มจำนวนอุปกรณ์เข้ามาช่วยในการทำให้สวิตช์เป็นแบบซอฟท์สวิตช์ ซึ่งจะเป็นการเพิ่มค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการนำกระแส (Conduction loss) ให้วงจร แต่ยังสามารถลดค่าการสูญเสียจากการสวิตช์ได้มาก นั่นคือแม้ว่าการเพิ่มจำนวนอุปกรณ์เข้ามาช่วยจะเป็นการเพิ่มค่าการสูญเสียจากการนำกระแสให้วงจร ซึ่งถือว่ามีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับการลดค่าการสูญเสียจากการสวิตช์ในวงจร ซึ่งการเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียดังกล่าวระหว่างทั้งสองวงจร จะแสดงในรูปที่ 6.6 และตารางที่ 6.2 จะเห็นได้ว่า ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะของวงจรบรูสท์แบบซอฟท์สวิตช์จะมีค่าน้อยกว่า วงจรบรูสท์ มาก อย่างไรก็ตาม ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการนำกระแสก็จะมีค่ามากกว่าเล็กน้อย



รูปที่ 6.6 การเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสีย ระหว่างวงจบบรูสท์ และวงจบบรูสท์แบบซอฟท์สวิตช์

ตารางที่ 6.2 การเปรียบเทียบกำลังไฟระหว่างวงจรคอนเวอร์เตอร์ กรณี กำลังไฟฟ้าขาเข้าคงที่

กำลังไฟฟ้า (W)	วงจบบรูสท์คอนเวอร์เตอร์ ที่ใช้งานทั่วไป	วงจรซอฟท์สวิตช์บรูสท์คอนเวอร์เตอร์
$P_{in}$	500	500
$P_{out}$	429.18	444.48
$P_{loss}$	70.82	55.52
Turn-on $P_{loss}$	18.7	7.2
Turn-off $P_{loss}$	14.3	5.5
Conduction loss	8.6	9.4
Other loss	29.22	33.42

นอกจากนี้ หากต้องการเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างวงจรคอนเวอร์เตอร์ โดยต้องการให้กำลังไฟฟ้าขาออกคงที่นั้นก็สามารถทำได้ โดยผลที่ได้จะแสดงในตารางที่ 6.3 จะเห็นได้ว่าผลที่ได้นี้จะสอดคล้องกับกรณีที่ให้กำลังไฟฟ้าขาเข้าคงที่ กล่าวคือวงจรบูสท์แบบซอฟท์สวิตช์ จะมีประสิทธิภาพดีกว่าวงจรบูสท์แบบทั่วไป อย่างไรก็ตามควรกำหนดให้กำลังไฟฟ้าขาเข้าคงที่จะเหมาะสมกว่าสำหรับการเปรียบเทียบระดับของสัญญาณรบกวน

ตารางที่ 6.3 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างวงจรคอนเวอร์เตอร์ กรณี กำลังไฟฟ้าขาออกคงที่

	วงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ ที่ใช้งานทั่วไป	วงจรซอฟท์สวิตช์บูสท์คอนเวอร์เตอร์
$V_{in}$ (V)	100	101.7
$I_{in}$ (A)	5	4.8
$P_{in}$ (W)	500	488.16
$V_{out}$ (V)	186.6	186.6
$I_{out}$ (A)	2.3	2.3
$P_{out}$ (W)	429.18	429.18
Efficiency: $\eta$ (%)	85.84	87.91

จากการเปรียบเทียบขนาดสัญญาณรบกวนระหว่างคอนเวอร์เตอร์ที่วัดโดยการนำ ตามที่แสดงในตารางที่ 6.4 พบว่า วงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนที่ถูกออกแบบที่จะลดขนาดของสัญญาณรบกวนในย่านความถี่ที่ต้องการ จะสามารถลดขนาดของสัญญาณรบกวนได้ในย่านที่กว้างกว่า วงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ แต่อย่างไรก็ตาม ในย่านความถี่ประมาณ 2 MHz - 3 MHz ซึ่งเป็นช่วงที่เป็นความถี่ในการแกว่งของรูปคลื่นไซน์ที่กระด้างขึ้นจากแรงดันกระแสตรงที่วงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ ได้ถูกออกแบบมาเพื่อลดสัญญาณรบกวนย่านดังกล่าวนี้โดยเฉพาะ ก็จะสามารถลดสัญญาณรบกวนได้ดีกว่า วงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน

การที่วงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน สามารถลดขนาดของสัญญาณรบกวนไฟฟ้าได้ในย่านความถี่กว้างก็ถือว่าเป็นข้อดีหนึ่งของวงจร แต่สิ่งต้องระลึกถึง คือ การลดสัญญาณรบกวนดังกล่าวเป็นเพียงการลดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นหลังจากออกมาภายนอกวงจร เพื่อเชื่อมกับแหล่งจ่ายไฟฟ้าแล้วเท่านั้น ซึ่งสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นภายในวงจรยังคงเกิดขึ้นและรบกวนการทำงานของอุปกรณ์ในวงจรที่อยู่ข้างเคียง อีกทั้งยังแพร่กระจายไปทางอากาศไปรบกวนวงจรภายนอกอีกด้วย ซึ่งสิ่งเหล่านี้ไม่ใช่การแก้ปัญหาที่ต้นเหตุเหมือนกับการออกแบบรูปแบบวงจรใหม่ ดังเช่น วงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ อีกทั้งการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนยังทำ

ให้เกิดการสูญเสียทางการนำต่อระบบรวมในวงจรด้วย ซึ่งในงานวิจัยนี้ไม่ได้แสดงไว้ เนื่องจากต้องการเปรียบเทียบในช่วงที่วงจรเป็นคอนเวอร์เตอร์เท่านั้น

ตารางที่ 6.4 การเปรียบเทียบขนาดสัญญาณรบกวนระหว่างคอนเวอร์เตอร์

ความถี่ (MHz)	ค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวน			ผลต่างของสัญญาณรบกวน (dB $\mu$ V)		
	วงจบบูสต์	วงจบบูสต์แบบ ชอปไฟท์สวิตช์	วงจบบูสต์ที่ติดตั้ง อุปกรณ์กรอง	บูสต์-บูสต์แบบ ชอปไฟท์สวิตช์	บูสต์-บูสต์ที่ติดตั้ง อุปกรณ์กรอง สัญญาณรบกวน	บูสต์แบบชอปไฟท์ สวิตช์-บูสต์ที่ติดตั้ง อุปกรณ์กรอง สัญญาณรบกวน
	(A)	(B)	(C)	(A)-(B)	(A)-(C)	(B)-(C)
0.1	70	69	69	1	1	0
0.2	65	62	61	3	4	1
0.3	60	53	52	7	8	1
0.4	60	56	50	4	10	6
0.5	56	60	48	-4	8	12
0.6	53	63	45	-10	8	18
0.7	56	66	45	-10	11	21
0.8	62	67	41	-5	21	26
0.9	60	66	41	-6	19	25
1	64	64	45	0	19	19
1.5	69	55	48	14	21	7
2	71	48	53	23	18	-5
2.5	73	50	58	23	15	-8
3	66	53	54	13	12	-1
4	60	59	45	1	15	14
5	60	53	40	7	20	13
6	51	55	45	-4	6	10
7	48	55	43	-7	5	12
8	55	41	45	-10	4	14
9	54	44	48	-6	4	10
10	52	45	51	-1	6	7
20	46	39	54	8	15	7
30	38	38	40	2	2	0

## บทที่ 7

# สรุปผลงานวิจัยและข้อเสนอแนะ

### 7.1 สรุปงานวิจัย

ในการวิจัยเพื่อศึกษาลักษณะของการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางการนำ ของวงจรรูปร่างคอนเวอร์เตอร์ และแนวทางในการลดสัญญาณรบกวนด้วยเทคนิคซอฟต์แวร์สวิตช์นั้น โดยใช้การจำลองและการทดลองด้วยวงจรต้นแบบ สามารถสรุปผลโดยแยกเป็นประเด็นได้ดังนี้

1. วงจรรูปร่างคอนเวอร์เตอร์ เป็นวงจรทบทหรือยกระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้สูงขึ้น โดยอาศัยหลักการสวิตช์ซึ่งที่ความถี่สูงแทนการใช้หม้อแปลงแปลงแรงดันที่มีขนาดใหญ่และน้ำหนักมาก รูปแบบวงจรจะไม่ซับซ้อน อุปกรณ์สวิตช์ต่อลงกราวด์โดยตรง ทำให้การออกแบบวงจรควบคุมขาเกตไม่ยุ่งยาก วงจรจึงมีขนาดเล็ก และเบา อย่างไรก็ตาม การที่วงจรมีการทำงานที่อาศัยหลักการสวิตช์ซึ่งที่ความถี่สูง ทำให้เกิดความสูญเสียขึ้นในวงจรเนื่องจากการเปลี่ยนสถานะ กล่าวคือ รูปคลื่นกระแสและแรงดันที่ผ่านสวิตช์จะเกิดการกระชากในช่วงสภาวะชั่วขณะ มีการซ้อนเหลื่อมของรูปคลื่นกระแสและแรงดันทำงานเนื่องจากการทำงานที่ไม่สอดคล้องกัน การสูญเสียดังกล่าวจะมีผลต่อประสิทธิภาพโดยรวมของวงจร และยังสร้างปัญหาสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าไปรบกวนการทำงานของอุปกรณ์ทั้งภายในวงจรเดียวกันเอง และวงจรอื่นที่อยู่ข้างเคียงด้วย

2. เทคนิคซอฟต์แวร์สวิตช์ ถูกนำมาเป็นทางเลือกในการแก้ปัญหาการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ โดยวงจรรูปร่างคอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์แวร์สวิตช์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ มีข้อดีที่วงจรมีจำนวนอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาในวงจรไม่มาก อีกทั้งวงจรไม่มีการเพิ่มอุปกรณ์สวิตช์แบบแอฟทีฟเข้ามาในวงจรอีกอันอาจจะมีผลในการสร้างสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าเพิ่มให้แก่วงจร และโดยหลักการทำงานของวงจรดังกล่าว จึงทำให้วงจรรูปร่างคอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์แวร์สวิตช์สามารถช่วยลดปัญหาสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า และการสูญเสียจากการสวิตช์ได้

3. การติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน เพื่อกรองสัญญาณทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำถึงแม้จะช่วยลดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าได้ในย่านที่กว้างกว่า การใช้เทคนิคซอฟต์แวร์สวิตช์ที่ออกแบบให้ช่วยลดสัญญาณรบกวนเฉพาะความถี่ย่านความถี่ใดๆเท่านั้น แต่ก็เป็นทางเลือกที่ภายนอกวงจร สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจรยังคงเกิดขึ้นและสร้างปัญหาการรบกวนต่อการทำงานของอุปกรณ์ ทั้งภายในวงจรเดียวกันเองและวงจรอื่นที่อยู่ข้างเคียงโดยการแพร่ กระจายทางอากาศนั่นเอง นอกจากนี้ การติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวนเข้าไปในวงจรๆไม่ได้ช่วยลดการสูญเสียจากการสวิตช์ อีกทั้งยังทำให้เกิดความสูญเสียโดยการนำ จึงไม่ช่วยเพิ่มประสิทธิภาพรวมวงจรอีกด้วย

ตารางที่ 7.1 ตารางเปรียบเทียบในเชิงคุณภาพระหว่างคอนเวอร์เตอร์

เงื่อนไขการเปรียบเทียบ	บуст์	บуст์ แบบซอฟท์สวิตช์	บуст์+อุปกรณ์กรอง สัญญาณรบกวน
1. สมรรถนะของวงจร			
- ประสิทธิภาพ:% $\eta$	☆☆	☆☆☆	☆☆ (พิจารณาเฉพาะคอนเวอร์เตอร์)
- ปริมาณ conduction loss รวมทั้งระบบ	☆☆	☆	☆☆
- การลด switching loss	☆	☆☆☆	☆
- น้ำหนักเบา	☆☆☆	☆☆	☆
- ค่าริบเป็ลน้อยสุด	☆☆	☆☆☆	☆☆
2. EMI			
- ความสามารถในการ ลด conducted EMI	☆	☆☆	☆☆☆

หมายเหตุ: เรียงจาก ดีที่สุดไปต่ำสุด คือเรียง จาก ☆☆☆, ☆☆ และ ☆ ตามลำดับ

ในตารางที่ 7.1 จะเป็นการเปรียบเทียบในเชิงคุณภาพระหว่างคอนเวอร์เตอร์ จากผลที่ได้จากการวิจัยในบทที่ 5 และ 6 ซึ่งจะสรุปได้ดังนี้

1. เมื่อต้องการวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีน้ำหนักเบา และมีประสิทธิภาพสูง วงจรบуст์ และบуст์แบบซอฟท์สวิตช์ จะเป็นทางเลือกที่ดีที่สุด

2. เมื่อต้องการวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีน้ำหนักเบา และมีประสิทธิภาพสูง ไม่มีการสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะ และมีขนาดของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าไม่มาก วงจรบуст์แบบซอฟท์สวิตช์จะเป็นทางเลือกที่ดีที่สุด

3. เมื่อต้องการวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีขนาดของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำมีค่าน้อย ในย่านความถี่ช่วงกว้าง โดยประสิทธิภาพรวมอาจไม่สูงมากนัก และยอมให้สัญญาณรบกวนมีการรบกวนการทำงานภายในวงจรของตนเองก่อนที่ถูกลดทอนสัญญาณ โดยอุปกรณ์กรองที่ติดตั้งทางด้านหน้าของวงจร ก็สามารถเลือกใช้ วงจรบуст์แบบที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน

ทั้งนี้ผลที่ได้จากงานวิจัยได้ ได้ถูกสรุปและนำเสนอในงานประชุมทางวิชาการนานาชาติด้วยแล้ว [15,16]

## 7.2 ข้อเสนอแนะและสิ่งที่จะพัฒนาต่อไป

1. การวิจัยดังกล่าวทำภายในเงื่อนไขของการวิจัยในห้องทดลองปฏิบัติการ EMC ของสถาบัน สจล. ซึ่งเป็นระบบเปิด ดังนั้นจึงอาจได้รับผลกระทบจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายมาทางอากาศ ทำให้ระดับของสัญญาณรบกวนที่วัดได้ จึงอาจจะมีการปะปนของสัญญาณรบกวนอื่นตามแฟลคเตอร์ที่กล่าวมา อย่างไรก็ตามการวิจัยจึงอาศัยหลักการในเชิงเปรียบเทียบระหว่างวงจร ซึ่งถือว่าอยู่ในสถานะเงื่อนไขทั้งรูปแบบวงจรและสถานที่ที่ถูกตั้งให้เหมือนกัน

2. จากการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ ระหว่างวงจรบัสที่คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ กับวงจรบัสที่คอนเวอร์เตอร์ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน ทำให้น่าคิดว่า หากทำการวัดเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายทางอากาศด้วย ก็น่าจะช่วยในหาข้อสรุปถึงข้อดีและข้อเสียของทั้ง 2 วงจร ได้เพิ่มขึ้น

3. สำหรับการเปรียบเทียบกับเส้นมาตรฐาน CISPR ในการทดลองต้องควบคุมให้อยู่ภายในห้องที่มีการชิลด์สัญญาณ (Chamber) ที่ได้มาตรฐานจริงๆ เพื่อไม่ให้สัญญาณที่วัดได้มีการปะปนของสัญญาณมาจากแหล่งกำเนิดสัญญาณอื่น

## เอกสารอ้างอิง

- [1] David A. Weston. Electromagnetic compatibility: principles and applications. 2nd ed. New York: Marcel Dekker, Inc., 2001.
- [2] Tim Williams. EMC for product designers. 2<sup>nd</sup> ed. Oxford: Newnes., 2000.
- [3] John R. Barnes. Electronic system design: interference and noise control techniques. New Jersey: Prentice Hall, 1987.
- [4] John C. Fluke, Sr. Controlling conducted emissions by design. New York: Van Nostrand Reinhold. 1991.
- [5] William H. Hayt Jr., John A. Buck. Engineering Electromagnetics. 6<sup>th</sup> ed. Boston: McGraw Hill, 2001.
- [6] Henry W. Ott. Noise reduction techniques in electronic systems. 2<sup>nd</sup> ed. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1988.
- [7] Tim Williams, Keith Armstrong. EMC for systems and installations. Oxford: Newnes., 2000.
- [8] Bernhard Keiser. Principles of electromagnetic compatibility. Massachusetts: Artech House, Inc., 1987.
- [9] M.D. Bagewadi, B.G. Fernandes, and R.V.S. Subrahmanyam “A Novel Soft Switched Boost Converter Using a Single Switch” Power Electronics and Motion Control Conference PIEMC 2000, vol. 1, 2000, pp. 412-416.
- [10] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins. Power electronics: converters, applications, and design. 2<sup>nd</sup> ed. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [11] Muhammad H. Rashid. Power electronics: circuits, devices, and applications. 2<sup>nd</sup> ed. New Jersey: Prentice Hall, 1993.
- [12] International Electrotechnique Commission. CISPR 11, **Industrial**, scientific and medical (ISM) radio-frequency equipment - Electromagnetic disturbance characteristics - Limits and methods of measurement. 3<sup>rd</sup> ed. Geneva: IEC Central Office. 1997.
- [13] International Electrotechnique Commission. CISPR 22, Information technology equipment - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement. 3<sup>rd</sup> ed. Geneva: IEC Central Office. 1997.
- [14] International Electrotechnique Commission. CISPR 16-1, Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and method - Part 1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus. 2<sup>nd</sup> ed. Geneva: IEC Central Office. 1999.

## เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [15] R. Nabhazsanan, T. Warit, W. Khan-ngern and S.Nitta, "Analysis of conducted EMI emission on a Soft-switched boost converter using a single Switch" International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Beijing, 2002, pp. 545-548.
- [16] R. Suthida, T. Warit, W. Khan-ngern and S.Nitta, "The conducted EMI Emission Caused by the L-C Parameters effect on a Soft-switched Boost Converter" International Conference on Electromagnetic Compatibility, Bangkok, 2002, pp. 70-75.
- [17] V. Prasad Kodali Engineering Electromagnetic Compatibility: principles measurements, and Technologies. New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1996.
- [18] โคทม อาริยา. อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 1. กรุงเทพมหานคร: ซีเอ็ดดูเคชั่น, 2544
- [19] วีระเชษฐ์ ชันเงิน, ร.อ. เอกสารประกอบการสอนวิชา Electromagnetic compatibility กรุงเทพมหานคร: สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2544.
- [20] สภาวิศวกรรมการแห่งประเทศไทยในพระบรมราชูปถัมภ์. ศัพท์เทคนิควิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร กรุงเทพมหานคร: โรงพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2541.
- [21] วริษฐ์ ธรรมศิริโรจน์ "สมรรถนะและการวิเคราะห์การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางค้วนำของ วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตซ์ที่แรงดันศูนย์สำหรับเตาหุงคัมอาหาร โดยการเหนี่ยวนำ" วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2545

ภาคผนวก ก.

คุณลักษณะสมบัติของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

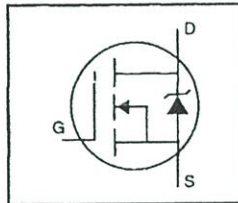
**International**  
**IR Rectifier**

PD-9.512B

# IRFP460

HEXFET® Power MOSFET

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



$$V_{DSS} = 500V$$

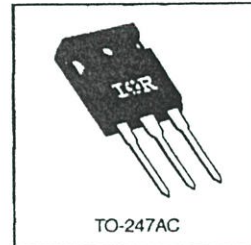
$$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$$

$$I_D = 20A$$

### Description

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

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



DATA  
SHEETS

### Absolute Maximum Ratings


	Parameter	Max.	Units
$I_D$ @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{ V}$	20	A
$I_D$ @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{ V}$	13	
$I_{DM}$	Pulsed Drain Current ①	80	
$P_D$ @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	280	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	$\pm 20$	V
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy ②	960	mJ
$I_{AR}$	Avalanche Current ①	20	A
$E_{AR}$	Repetitive Avalanche Energy ①	28	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	3.5	V/ns
$T_J$	Operating Junction and	-55 to +150	°C
$T_{STG}$	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds		
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1 N·m)	

### Thermal Resistance


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

## IRFP460

Electrical Characteristics @  $T_J = 25^\circ\text{C}$  (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.63	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}$ , $I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	$\Omega$	$V_{GS}=10V, I_D=12A$ ③
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
$g_{fs}$	Forward Transconductance	13	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=12A$ ④
$I_{DSS}$	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	$\mu A$	$V_{DS}=500V, V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=400V, V_{GS}=0V, T_J=125^\circ\text{C}$
$I_{GSS}$	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
$Q_g$	Total Gate Charge	—	—	210	nC	$I_D=20A$
$Q_{gs}$	Gate-to-Source Charge	—	—	29		$V_{DS}=400V$
$Q_{gd}$	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	$V_{DD}=250V$
$t_r$	Rise Time	—	59	—		$I_D=20A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	110	—		$R_G=4.3\Omega$
$t_f$	Fall Time	—	58	—		$R_D=13\Omega$ See Figure 10 ④
$L_D$	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact 
$L_S$	Internal Source Inductance	—	13	—		
$C_{iss}$	Input Capacitance	—	4200	—	pF	$V_{GS}=0V$
$C_{oss}$	Output Capacitance	—	870	—		$V_{DS}=25V$
$C_{rss}$	Reverse Transfer Capacitance	—	350	—		$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5

## Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$I_S$	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
$I_{SM}$	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	80		
$V_{SD}$	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=20A, V_{GS}=0V$ ④
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	—	570	860	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=20A$
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	—	5.7	8.6	$\mu C$	$di/dt=100A/\mu s$ ④
$t_{on}$	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S+L_D$ )				

## Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ②  $V_{DD}=50V$ , starting  $T_J=25^\circ\text{C}$ ,  $L=4.3\text{mH}$ ,  $R_G=25\Omega$ ,  $I_{AS}=20A$  (See Figure 12)
- ③  $I_{SD}\leq 20A$ ,  $di/dt\leq 160A/\mu s$ ,  $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$ ,  $T_J\leq 150^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width  $\leq 300\mu s$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .



IRFP460

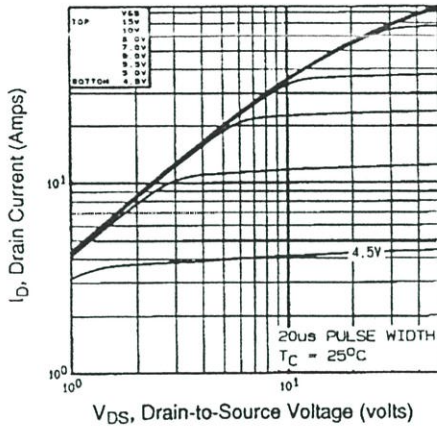


Fig 1. Typical Output Characteristics,  $T_C=25^\circ\text{C}$

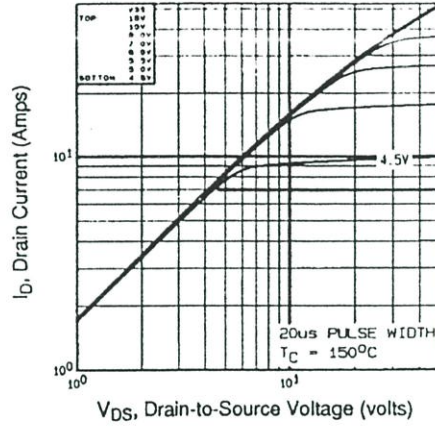


Fig 2. Typical Output Characteristics,  $T_C=150^\circ\text{C}$

DATA SHEETS

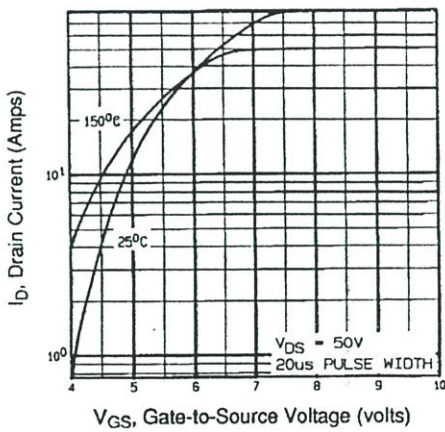


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

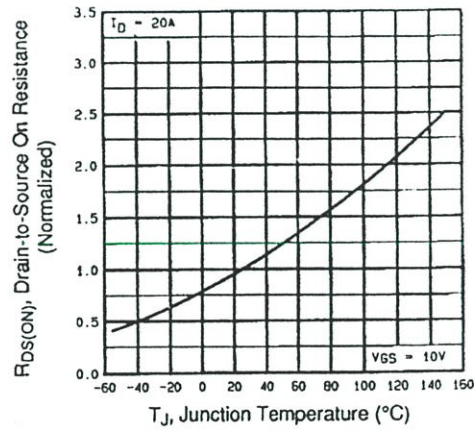


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

IRFP460

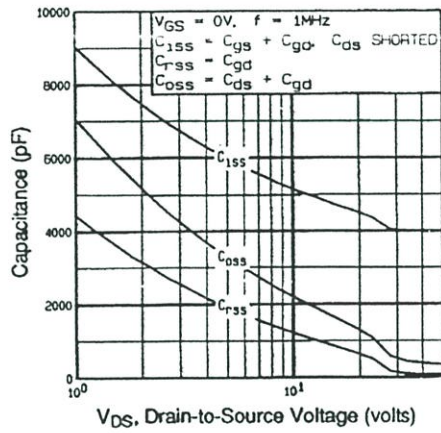


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

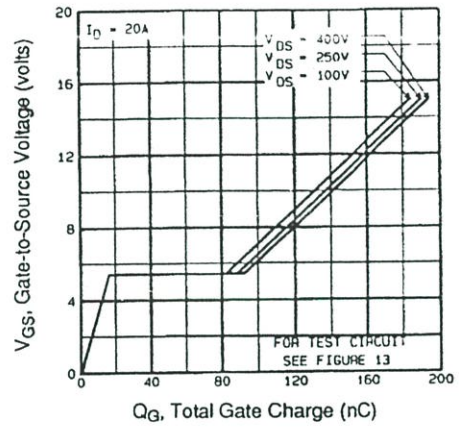


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

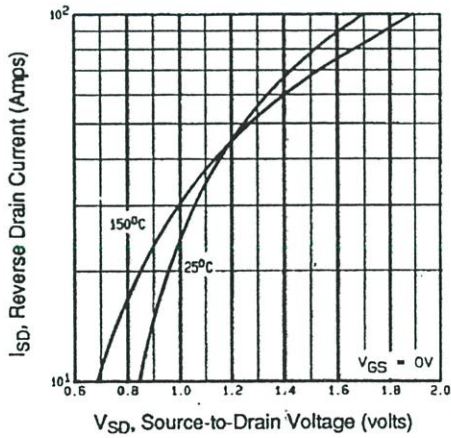


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

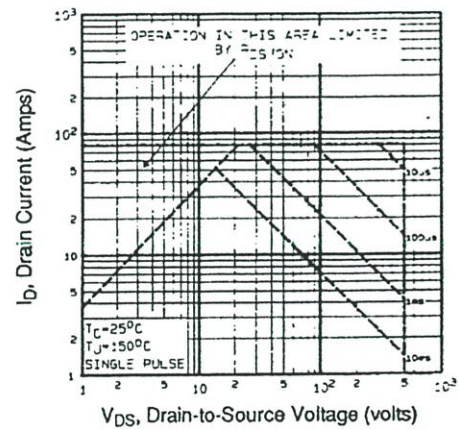


Fig 8. Maximum Safe Operating Area



IRFP460

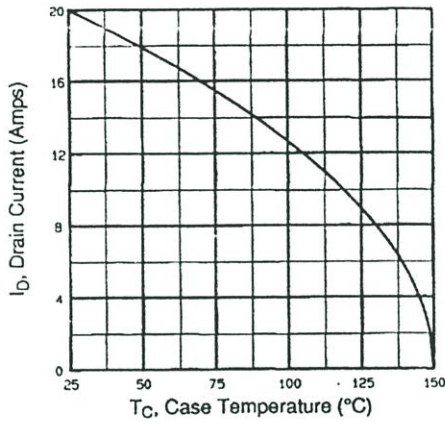


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

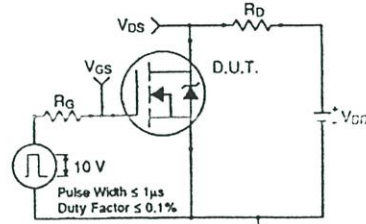


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

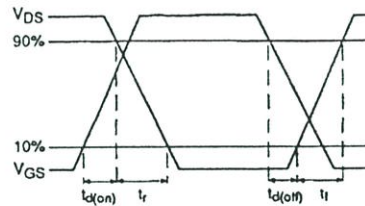


Fig 10b. Switching Time Waveforms

DATA SHEETS

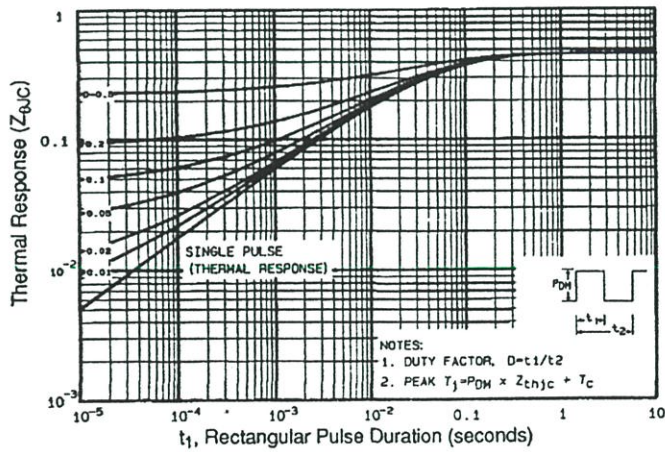


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

# IRFP460

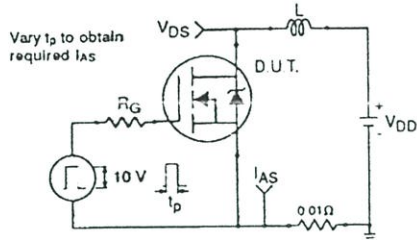


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

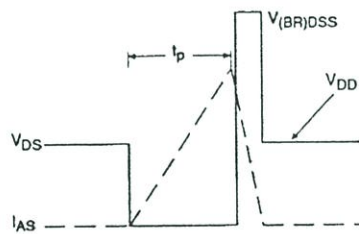


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

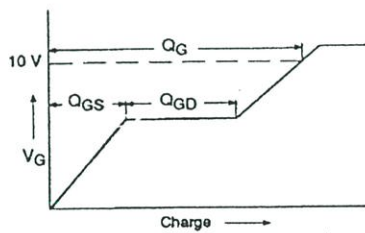


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

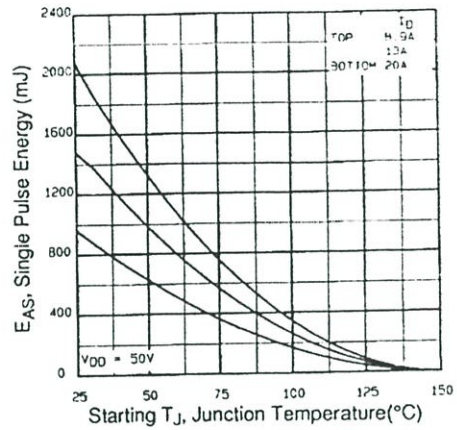


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

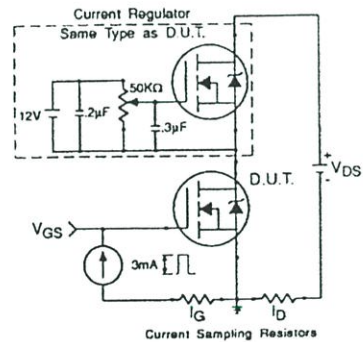


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

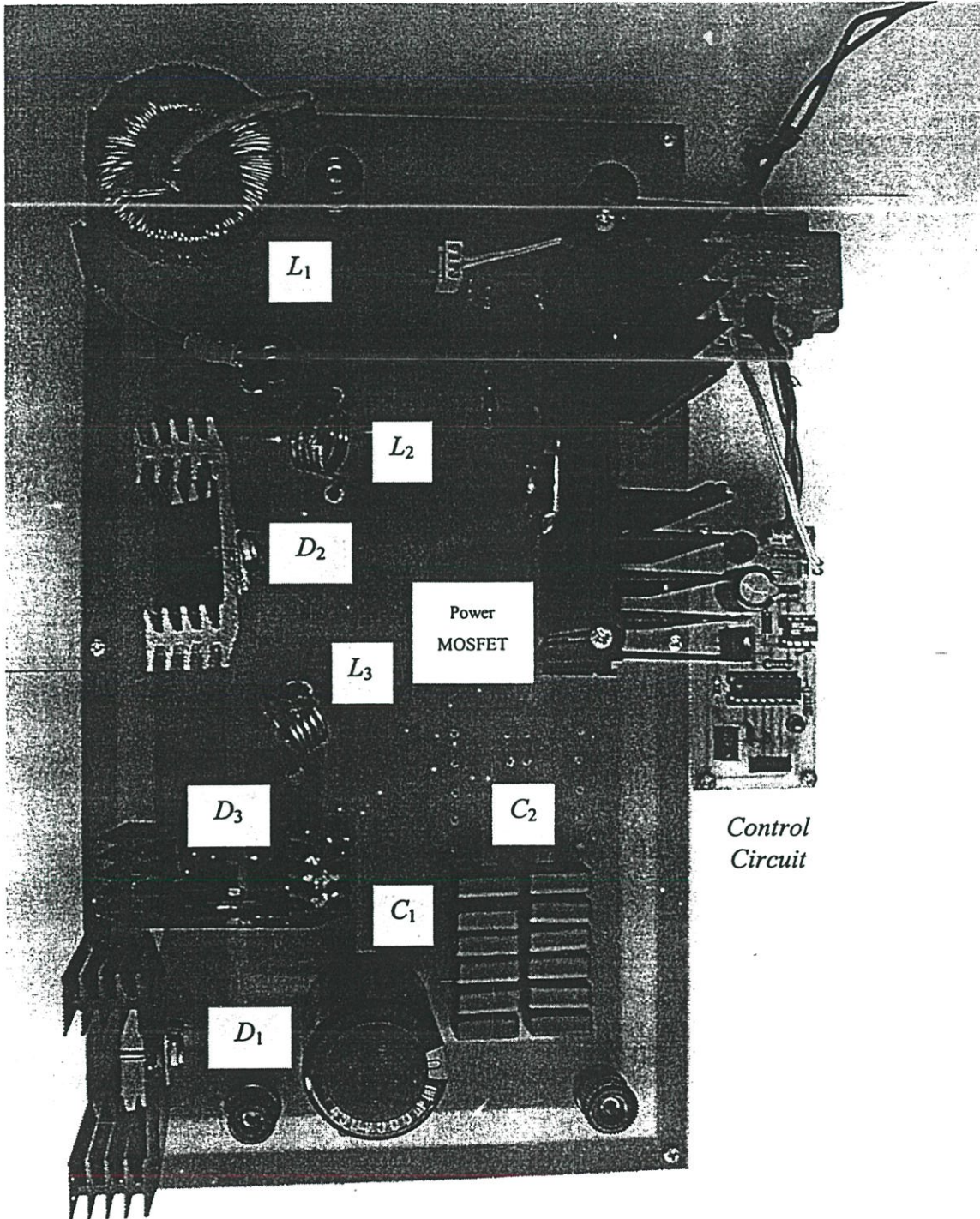
Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

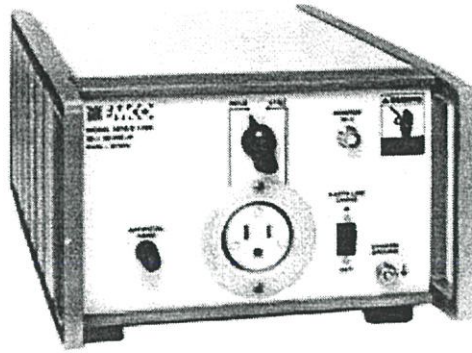


ภาคผนวก ข.

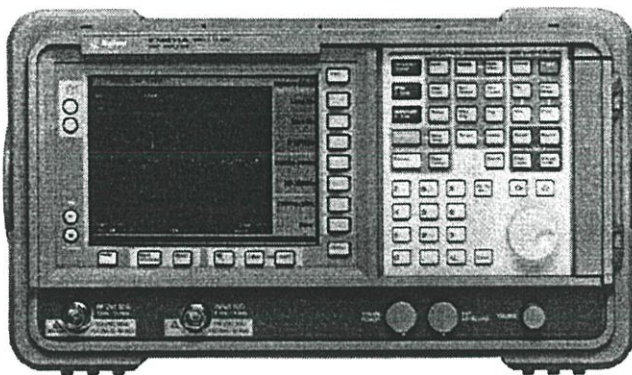
รูปวงจรบรูสคอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์ และเครื่องมือวัด

วงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ที่ใช้ในการทดลอง

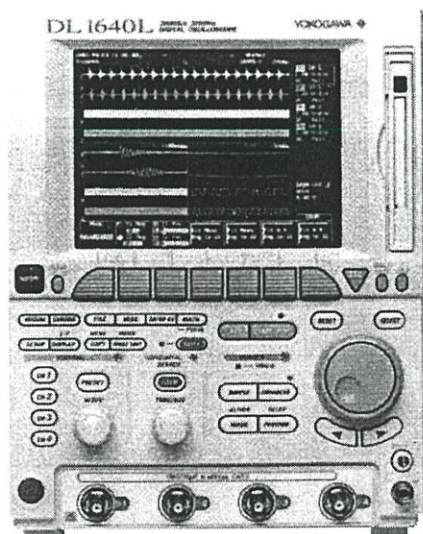




1. LISN: EMCO 3810/2 50  $\Omega$ , 50/250  $\mu$ H, 9 kHz-30 MHz



2. Receiver: Agilent EMC analyzer E74011A, 9 kHz-1.5 GHz



3. Oscilloscope: DL 1640 4 channel 32W 50ms/div

ภาคผนวก ค.  
บทความที่แนะนำให้เสนอในงานประชุมวิชาการ

## บทความวิจัยที่เคยนำเสนอในงานประชุมวิชาการ

- [1] วริษฐ์ ธรรมศิริโรจน์, นกัสนันท์ รวยอริยทรัพย์, อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ, วิจิตร กิณเรศ, วีระเชษฐ์ ชันเงิน. “การออกแบบและวิเคราะห์วงจรถอนอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ สำหรับการประยุกต์ใช้ในเตาหุงต้มอาหารโดยการเหนี่ยวนำเอกสารประกอบการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24 เล่ม 1 พฤศจิกายน 2544 หน้า 470-475
- [2] **R. Nabhazsanan**, T. Warit, W. Khan-ngern and S.Nitta, “Analysis of conducted EMI emission on a Soft-switched boost converter using a single Switch” International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Beijing, 2002, pp. 545-548.
- [3] **R. Suthida**, T. Warit, W. Khan-ngern and S.Nitta, “The conducted EMI Emission Caused by the L-C Parameters effect on a Soft-switched Boost Converter” International Conference on Electromagnetic Compatibility, Bangkok, 2002, pp. 70-75.
- [4] K. Koike, M. Sakasai, T.Shinosuka, Y.Yamanaka, Y.Ichino, Y. Hayashi, **Suthida R.** Evaluation of Full Anechoic Chamber for EMI Measurement in 30-1000 MHz Band IEICE Japan 2002. pp 415.
- [5] M. Sakasai, K. Koike, H. Musuzawa, T. Sugiyama, Y.Makita, T.Shinosuka, Y.Yamanaka, **Suthida R.** The Estimation of the free space antenna factor for EMI Broad band antennas using open area test site at 30-1000 MHz Band IEICE Japan 2002 pp 446.
- [6] T. Warit, **R. Suthida**, W. Khan-ngern. “The Effect of Impedance Mismatch on the Conducted EMI Emission” Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics CCEM’ 2003, Beijing, Nov 2003. pp. 346-349.
- [7] **R. Suthida**, T. Warit, W. Khan-ngern and S.Nitta, “an Analysis of the conducted EMI Emission using the transient response model” International Conference on Electromagnetic Compatibility, Sendai, Japan 2004
- [8] T. Warit, **R. Suthida**, W. Khan-ngern. “The analysis of Impedance Mismatch on the Conducted EMI Emission” International Conference on Electromagnetic Compatibility, Sendai, Japan 2004

## บทความวิจัยที่เคยนำเสนอในงานประชุมวิชาการ (ต่อ)

- [9] T. Warit, **R. Suthida**, W. Khan-ngern. “An analysis of switching circuit using passive model” International Technology Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications, Sendai/Matsushima, Japan 2004

# 2002 3<sup>rd</sup> International Symposium on Electromagnetic Compatibility

May 21-24, 2002 Beijing, China

Edited by  
ZHANG Linchang  
WEN Yinghong



**IEEE**  
*Networking  
the World™*



**IEEE  
PRESS**



**人民邮电出版社**  
**PEOPLES POSTS &  
TELECOMMUNICATIONS  
PUBLISHING HOUSE**

## Analysis of Conducted EMI Emission on a Soft-Switched Boost Converter Using a Single Switch

*R. Nabhazsanan T. Warit W. Khan-ngern S. Nitta\**

Electrical Engineering Department, Faculty of Engineering,  
and Research Center for Communications and Information Technology,  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand  
Phone/Fax: +66 2737 3000 Ext. 3322, E-mail: kkveerac@kmitl.ac.th

\* Graduate School, Production System Engineering,  
Salesian Polytechnic, 2-35-11 Igusa Sugunami, Tokyo, 167-0021, Japan  
E-mail: nitta@cc.tuat.ac.jp

**Abstract** - This paper presents the analysis of a soft-switched boost converter using a single switch and low reactive components without the auxiliary active switches for achieving zero-voltage turn on and zero-current turn off. The paper describes the operating characteristics, and analyzes the overall performances compared with the conventional boost converter. A comparison of conducted electromagnetic interference emission of conventional and proposed circuits is also included. In addition, the experimental results are in good agreement with the theoretical ones.

### I. INTRODUCTION

In 2000, M. D. Bagewadi, B. G. Fernandes, and R. V. S. Subrahmanyam presented a paper of "A Novel Soft Switched Boost Converter Using a Single Switch" [1] which is an interesting concept to provide the zero-voltage switching and zero-current switching boost converter using only a low reactive circuit without the auxiliary switches. However the paper [1] presented only the steady state operation and two examples of simulated results. Therefore, this paper presents the overall performances, and the measured results of the conducted electromagnetic interference emission of the proposed circuit compared with the conventional boost circuit. The circuit is focused on a soft-switching technique to reduce the switching losses and this circuit does not use any auxiliary active switches that can reduce the conduction loss and can control easily. A simple auxiliary circuit is used for achieving the zero-current turn off and zero-voltage turn on of the main switch with minimum number of devices or components and does not use an additional switch or coupled inductors.

### II. HARD-SWITCHED AND SOFT-SWITCHED BOOST CONVERTERS

The conventional boost converter as shown in Fig.1 operates as a hard-switched converter. The proposed circuit as shown in Fig.2 is a type of the soft-switched circuits, which has been presented in [1]. The analysis of operating conditions of soft-switched boost converter in Fig.2 such as turning on time and turning off time has been presented in the reference paper [1]. This paper shows a measuring of conducted EMI emission of the circuits and is compared between the hard-switched and the soft-switched converters. The analysis of self-resonant frequency and system resonant frequency is also presented to prove the conducted EMI emission.

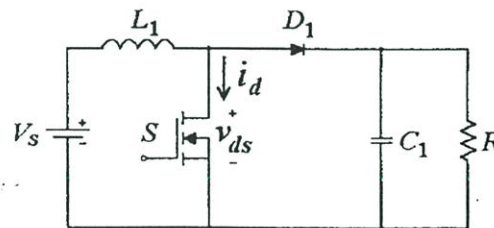


Fig.1 Conventional boost converter (hard-switched)

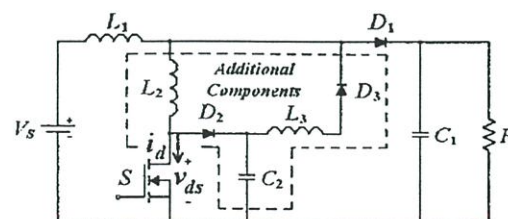


Fig.2 Proposed circuit by Bagewadi [1] (soft-switched)

III. CONDUCTED EMI EMISSION

Conducted EMI emission is the interference that propagates through a metal conductor such as wiring or any metallic structure. The interference sources are coupled onto the power cable to the equipment. The interference may also be coupled either inductively or capacitively from another cable onto the power cable. Conducted emissions have two components: differential mode (DM) is the noise between two lines of power supply, and common mode (CM) existing between each line and common. The common mode for this study is focused on the frequencies between 90 kHz up to 30 MHz, because the operating frequency of the converter is in this range [2-5]. The proposed circuit is implemented at switching frequency at 100 kHz.

IV. SIMULATED RESULTS

The voltage and current of hard-switched operation as shown in Fig.3 can be separately analyzed in Figs.4 and 5. Fig.4 is the turn on voltage and current waveforms of the switch on the hard-switched condition, which shows the overlap of voltage and current at the switching time. In this condition, the turn on switching loss will be large value. Fig. 5 is the turn off voltage and current of hard-switched that shows the turn off switching loss on the switch.

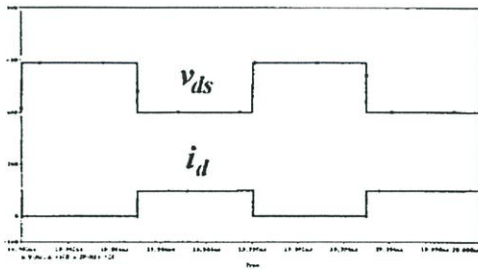


Fig.3 Simulated voltage and current of the switch in hard-switched boost converter

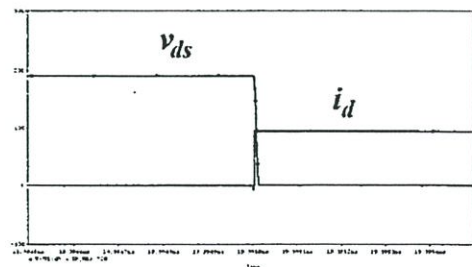


Fig.4 Simulated turn on voltage and current of the switch in hard-switched boost converter (magnification of Fig.3)

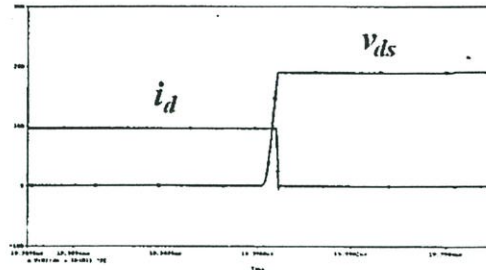


Fig.5 Simulated turn off voltage and current of the switch in hard-switched boost converter (magnification of Fig.3)

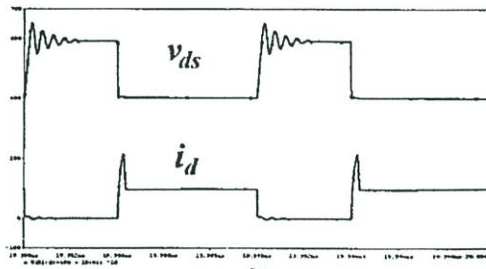


Fig.6 Simulated voltage and current of the switch in soft-switched boost converter

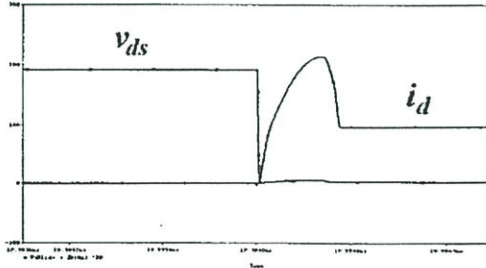


Fig.7 Simulated turn on voltage and current at the switch of soft-switched boost converter (magnification of Fig.6)

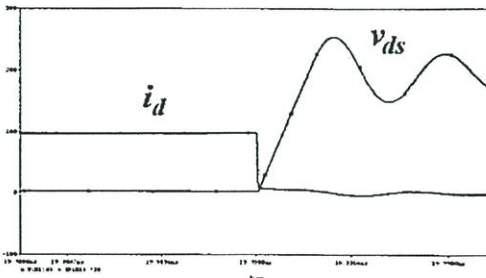


Fig.8 Simulated turn off voltage and current at the switch of soft-switched boost converter (magnification of Fig.6)

In Fig.6, the soft-switched voltage and current operating waveforms are presented. The turn on zero-voltage switching operation as shown in Fig.7 is a method to reduce turn on switching loss of the switch, and Fig.8 shows the zero-current turn off operation, which can reduce the turn off switching loss.

**V. EXPERIMENTAL RESULTS**

For both the hard-switched and soft-switched boost converters,  $V_{in} = 100V$ ,  $V_{out} = 200V$ , switching frequency  $f_s = 100kHz$ , duty-cycle  $D = 0.5$ ,  $L_1 = 5mH$ ,  $C_1 = 47\mu F$ ,  $R = 80\Omega$ . For the soft-switched boost converter  $L_2$  and  $L_3 = 1\mu H$ , and  $C_3 = 10nF$ . Fig.9 shows the experimental voltage and current waveforms of the switch in the hard-switched boost converter. Fig.10 shows the soft-switched voltage and current waveforms, have a smaller transient ringing both of turn on and turn off interval.

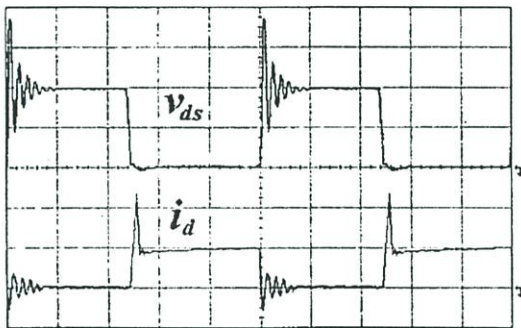


Fig.9 Experimental voltage and current waveforms of the switch in hard-switched boost converter  
 $v_{ds}$ : 100V/div,  $i_d$ : 5A/div, and  $t$ : 2 $\mu s$ /div

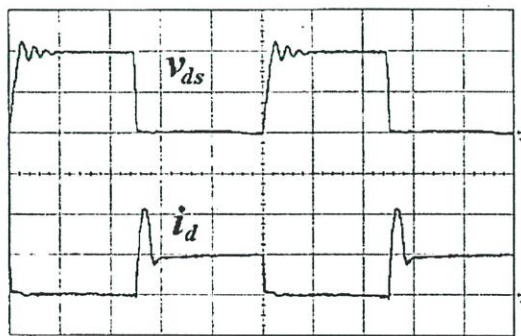


Fig.10 Experimental voltage and current of the switch in soft-switched boost converter  
 $v_{ds}$ : 100V/div,  $i_d$ : 5A/div, and  $t$ : 2 $\mu s$ /div

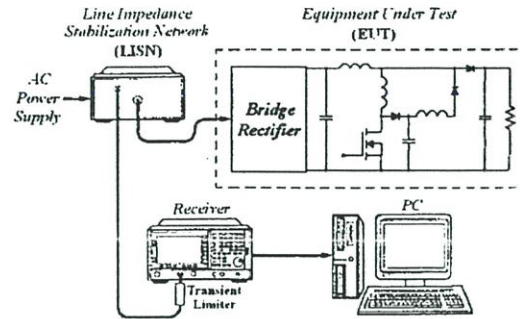


Fig. 11 Experimental circuit  
 LISN: EMCO 3810/2 50 $\Omega$ , 50/250 $\mu H$ , 9kHz-30MHz  
 Receiver: Agilent EMC analyzer E74011A, 9kHz-1.5GHz

Fig. 11 shows the purposed circuit for measuring the conducted EMI emission of both converters. Figs.12 and 14 show the conducted EMI emission from the hard-switched boost converter and the conducted EMI emission from the soft-switched boost converter is shown in Figs.13 and 15. It can be confirmed that the soft-switched boost converter has less conducted EMI emission than the hard-switched converter. From these results, they can confirm that soft-switched boost converter can reduce the conducted EMI emission.

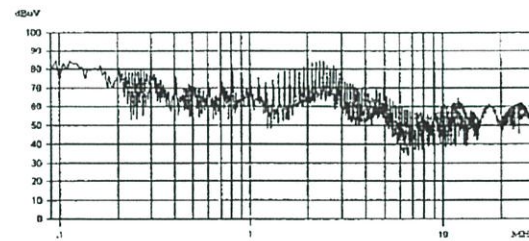


Fig.12 Conducted EMI emission from hard-switched boost converter, measured from 90kHz to 30MHz, set reference to 100dB $\mu V$

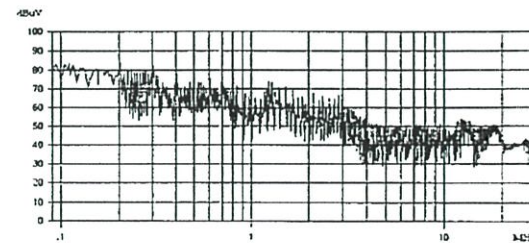


Fig.13 Conducted EMI emission from soft-switched boost converter, measured from 90kHz to 30MHz, set reference to 100dB $\mu V$

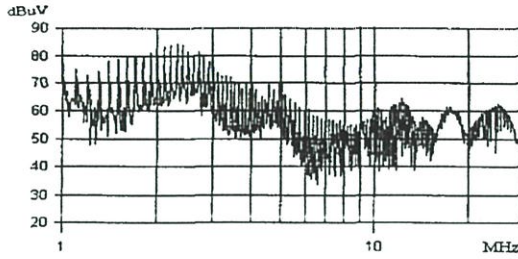


Fig.14 Conducted EMI emission from hard-switched boost converter, measured from 1MHz to 30MHz, set reference to 90dB $\mu$ V

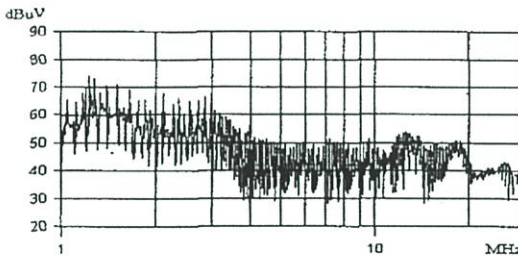


Fig.15 Conducted EMI emission from soft-switched boost converter, measured from 1MHz to 30MHz, set reference to 90dB $\mu$ V

TABLE I PERFORMANCE OF BOTH CONVERTERS

	Hard-Switched Boost Converter	Soft-Switched Boost Converter
$V_{in}$ (V)	100	100
$I_{in}$ (A)	5	5
$P_{in}$ (W)	500	500
$V_{out}$ (V)	186.6	193.2
$I_{out}$ (A)	2.32	2.38
$P_{out}$ (W)	432.91	459.82
Efficiency (%)	86.58	91.96

Table I shows the circuit performance of both converters, the experimental condition of both circuits are 100V, 5A, or 500W input power. The output power of hard-switched boost converter is about 433W and 86.6% efficiency compared with the output power of soft-switched boost converter about 460W and 92% efficiency. These results can prove about the performance of soft-switched is better than hard-switched converter and can reduce the EMI emission from the circuit, which supported by the reference papers [6].

## VI. DISCUSSION

This paper shows the experiments of the similar design and power rating of hard-switched and soft-switched boost converters. From Figs.12-15 can be analyzed as the following: at the frequency range of 1-3MHz the soft-switched converter can reduce the switching transients (such as  $di/dt$  and  $dv/dt$ ) [6] and the effect of self-resonant frequency of the circuit components. From the measured results, the self-resonant frequencies of these circuit components are in the range of 850kHz to 2.9MHz. At the frequency range more than 10MHz, the parasitic effects have been focused. The parasitic effects, such as the capacitive and inductive effects from PCB wiring and component layout, can be reduced while using the soft-switched converter.

## VII. CONCLUSION

The analysis of conducted EMI emission and operating condition of soft-switched boost converter are concerned. The experimental waveforms of the proposed circuit and conventional boost converter are presented and analyzed for the switching loss reduction. The frequency responses of the system and each component are measured and analyzed for conducted EMI emission.

## REFERENCES

- [1] M.D. Bagewadi, B.G. Fernandes, and R.V.S. Subrahmanyam "A Novel Soft Switched Boost Converter Using a Single Switch" *Power Electronics and Motion Control Conference PIEMC 2000*, vol. 1, pp. 412-416, 2000.
- [2] J. Mahdavi, A. Shahintabe, and A. Farhadi, "Analysis of RF Conducted emission due to PWM and resonant DC-DC converters", *Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth*, vol. 2, pp. 813-818, 1996.
- [3] B. Keiser, *Principles of Electromagnetic compatibility*, Massachusetts : Artech House, Inc., 1987.
- [4] H. W. Ott, *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*, New York : John Wiley & Sons, Inc., 1988.
- [5] T. Warit, V. Kinnarees, W. Khan-ngern, S. Nitta, "The Analysis of Conducted EMI Emissions from Class E ZVS Resonant Inverter for Induction Cooking Using Impedance Approach", *International AEGEAN conference on Electrical Machines and Power Electronics ACEMP 2000*, pp. 420-425, 2001.
- [6] H. Chung, S.Y.R. Hui, K.K. Tse, "Reduction of EMI emission from power converter using soft-switching technique", *6<sup>th</sup> Power Electronics and Variable Speed Drives Conference 1996*, pp. 156-161, Sept. 1996.

## ประวัติผู้เขียน



นางสาว สุทธิดา (ชื่องาม หรือ นกัสนันท์) รวยอริยทรัพย์ สำเร็จการศึกษาระดับประถมศึกษาจาก โรงเรียนอนุบาลนครปฐม จังหวัดนครปฐม ระดับมัธยมศึกษาปีที่ 1 ถึง 5 จาก โรงเรียนสตรีวิทยา จังหวัดกรุงเทพมหานคร สอบเทียบมัธยมศึกษาตอนปลายจากศูนย์การศึกษานอกโรงเรียน (กสน.) เข้าศึกษาต่อและสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยธรรมศาสตร์ ระหว่างศึกษาในระดับปริญญาตรี ได้รับทุนสนับสนุนการศึกษาเพื่อใช้เป็นค่าเล่าเรียน จากการไฟฟ้าส่วนภูมิภาค และได้เข้าร่วมกิจกรรมของมหาวิทยาลัยเป็นรองนางนพมาศ ของมหาวิทยาลัย ปี 2540 และได้รับคัดเลือกเป็นหนึ่งในผู้แทนของมหาวิทยาลัยในการถือป้ายนำขบวนนักศึกษา ในพิธีปิดการแข่งขันเอเชียนเกมส์ ครั้งที่ 13 และในระหว่างศึกษาระดับปริญญาโท ได้รับทุนสนับสนุนในการทำวิจัยและดูงานทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ Communications Research Laboratories (CRL), Independent Administrative Institution, Koganei, Tokyo ประเทศญี่ปุ่น ระหว่างเดือน ตุลาคม ถึง ธันวาคม พ.ศ. 2545 จาก Japan International Cooperation Agency (JICA) และได้รับทุนแลกเปลี่ยนนักวิจัยและวิศวกร (ไทย - ญี่ปุ่น) ในระหว่างเดือน กุมภาพันธ์ ถึง มีนาคม พ.ศ. 2546 จาก Asia-Pacific Telecommunity (APT)

ปัจจุบัน เป็นวิศวกร ระดับ 5 สังกัดแผนกโครงการภาค 2 กองโครงการ ฝ่ายวางแผนระบบไฟฟ้า การไฟฟ้าส่วนภูมิภาค ขณะนี้มีผลงานวิจัยทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง และทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Compatibility: EMC) ทั้งในประเทศ และต่างประเทศ ทั้งสิ้น 9 บทความ