

การวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำที่เกิดจากการ
ทำงานของ พีดีบีเบิลยูเอ็ม อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ค้างชนิด

THE ANALYSIS OF CONDUCTED ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE
EMISSION ON VARIOUS THREE PHASE PWM INVERTERS

คมกริช คระนนันท์
KOMKRIT KARANUN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2546
ISBN 974-324-202-3

การวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำที่เกิดจากการ
ทำงานของ พีดีบีเบิลยูเอ็ม อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ต่างชนิด

THE ANALYSIS OF CONDUCTED ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE
EMISSION ON VARIOUS THREE PHASE PWM INVERTERS



คมกริช กระจะนันท์

KOMKRIT KARANUN

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 45890
วัน, เดือน, ปี..... 19 ก.พ. 2546



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-202-3

**THE ANALYSIS OF CONDUCTED ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE
EMISSION ON VARIOUS THREE PHASE PWM INVERTERS**

KOMKRIT KARANUN

**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**

2003

ISBN 974-324-202-3

COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำที่เกิดจากการทำงานของ พีคัปเบิลยูเอ็ม อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ต่างชนิด
นักศึกษา	นายคมกริช กระจะนันท์
รหัสประจำตัว	43061028
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2546
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ. ร.อ. ดร.วิระเชษฐ จันเงิน

บทคัดย่อ

ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอ การวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำทางด้านอินพุตของวงจร ที่เกิดจากการทำงานของพีคัปเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน โดยการเปลี่ยนแปลงสัญญาณควบคุมการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ในแต่ละรูปแบบ โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอ 4 รูปแบบดังนี้คือ การควบคุมพีคัปเบิลยูเอ็มแบบรูปคลื่นชายนี่ การควบคุมพีคัปเบิลยูเอ็มแบบเทร็ดฮาร์โมนิกอินเจ็คชั่น การควบคุมพีคัปเบิลยูเอ็มแบบไม่ต่อเนื่อง 60 องศา และการควบคุมพีคัปเบิลยูเอ็มแบบไม่ต่อเนื่อง 120 องศา โดยจะทำการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนในตัวนำ ในรูปแบบโหมคร่วม

Thesis Title	The Analysis of Conducted Electromagnetic Interference Emission on Various Three Phase PWM Inverters.
Student	Mr. Komkrit Karanun
Student ID.	43061028
Degree	Master of Engineering (Electrical Engineering)
Programme	Electrical Engineering
Year	2003
Thesis Advisor	Asst. Prof. Dr. Werachet Khan-ngern

ABSTRACT

In the thesis, the analysis of characteristics of conducted electromagnetic interference (EMI) emissions of three phase voltage source PWM inverters is presented. The conducted EMI emission levels of PWM inverters on various patterns: a sinusoidal pulsewidth modulation (SPWM), a third harmonic injection pulsewidth modulation (THIPWM), a discontinuous 60° pulsewidth modulation (DPWM 60°) and a discontinuous 120° pulsewidth modulation (DPWM 120°) techniques are focused. The experimental results of EMI noises from the inverters are analyzed in the common mode condition.

กิตติกรรมประกาศ

ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ ผศ. ร.อ. ดร. วีระเชษฐ์ ชันเงิน อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ เป็นอย่างสูง ที่ได้ให้คำปรึกษาชี้แนวทางและแนะนำต่าง ๆ ตลอดจนที่คอยเอาใจใส่ดูแลให้ความช่วยเหลือสนับสนุน จนกระทั่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้

ขอกราบขอบพระคุณ Prof. Dr. Shuichi Nitta ผู้เชี่ยวชาญพิเศษของ JICA เป็นอย่างสูง ที่ได้ให้คำแนะนำและชี้แนวทางในการทำวิจัยตลอดจนความเอาใจใส่ดูแล ในการทำวิจัยมาโดยตลอด

ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อสมาน กระจะนันท์ (ผู้ล่วงลับ) และคุณแม่ น้ำหอม แก้วทอง เป็นอย่างสูง ที่คอยดูแลอบรมสั่งสอน และคอยให้การสนับสนุนต่าง ๆ มาโดยตลอด

ขอกราบขอบพระคุณ ไพสัณฑ์ แก้วทอง ที่ได้ให้การสนับสนุนและที่พักอาศัยขณะที่กำลังศึกษาอยู่มาโดยตลอด และขอกราบขอบพระคุณญาติ พี่ และน้องทุกๆท่านที่คอยให้ความช่วยเหลือ มาโดยตลอด

ขอกราบขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่านในสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังที่ได้ให้ความรู้ให้คำแนะนำ

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ พี่ ๆ น้อง ๆ ทุกคนที่คอยให้ความช่วยเหลือเป็นอย่างดีในการทำวิจัย

ขอขอบคุณสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (ReCCIT) และสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ได้ให้การสนับสนุนเครื่องมือและค่าใช้จ่ายในการทำงานวิจัยและในการไปนำเสนอบทความวิชาการ

ขอขอบคุณสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (ReCCIT) และ Japan International Cooperation Agency (JICA) ที่ให้โอกาสในการไปฝึกอบรม ณ ประเทศญี่ปุ่น

คุณค่า, ประโยชน์และกุศลอันพึงได้จากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้แก่ผู้มีอุปการะคุณทุกท่าน

กมลกริช กระจะนันท์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์.....	2
1.3 ทฤษฎี และแนวคิดในการศึกษา.....	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.5 เป้าหมายงานวิจัย.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานในการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ.....	5
2.1 บทนำ.....	5
2.2 ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EMC).....	5
2.3 สัญญาณรบกวน.....	6
2.3.1 แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน.....	7
2.3.2 ทางเดินของสัญญาณรบกวน.....	8
2.3.3 สิ่งที่ได้รับผลกระทบและผลของสัญญาณรบกวน.....	8
2.4 การเกิดสัญญาณรบกวนในตัวนำ.....	9
2.4.1 การเกิดสัญญาณรบกวนในตัวนำในโหมดแตกต่าง.....	10
2.4.2 การเกิดสัญญาณรบกวนในตัวนำในโหมดร่วม.....	10
2.5 องค์ประกอบแฝงของอุปกรณ์.....	11
2.6 มาตรฐานและการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ.....	13
2.6.1 เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม.....	14
2.6.2 โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (LISN).....	15
2.6.3 ระนาบพื้น.....	16

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.6.4 การจัดวางอุปกรณ์ (มอก. 1956-2542)	17
2.7 สรุป.....	18
บทที่ 3 ทฤษฎีพื้นฐานในการวิเคราะห์และสร้างสัญญาณควบคุมแบบพีดับเบิลยูเอ็ม	19
3.1 บทนำ.....	19
3.2 อินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส.....	19
3.3 การสร้างสัญญาณควบคุมสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มแบบต่างๆ.....	21
3.3.1 เทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมแบบรูปคลื่นซายน์ (SPWM)	22
3.3.2 เทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมแบบเทร็ดฮาร์โมนิกส์อินเจกชัน (THIPWM).....	24
3.3.3 เทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มแบบไม่ต่อเนื่อง 60 องศา (DPWM60°).....	26
3.3.4 เทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มแบบไม่ต่อเนื่อง 120° (DPWM120°).....	27
3.4 วิธีการวิเคราะห์ประสิทธิภาพและคุณสมบัติของรูปคลื่นสัญญาณ	29
3.5 สรุป	31
บทที่ 4 การออกแบบและการสร้างวงจรควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มและวงจรอินเวอร์เตอร์.....	32
4.1 บทนำ.....	32
4.2 วิธีการสร้างสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มแบบต่าง ๆ	32
4.3 การออกแบบและหลักการทำงานของวงจรควบคุม.....	37
4.3.1 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็ม	37
4.3.2 หลักการทำงานของวงจรควบคุมการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม	38
4.4 การออกแบบวงจรเคดไทม์.....	39
4.5 การออกแบบวงจรควบคุมเกด.....	41
4.6 การออกแบบวงจรกำลัง.....	42
4.7 สรุป.....	44

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 การจำลองการทำงานและผลการทดลอง.....	45
5.1 บทนำ.....	45
5.2 การสร้างแบบจำลองการทำงาน	45
5.2.1 การสร้างสัญญาณควบคุมด้วย SIMULINK.....	45
5.2.2 การสร้างวงจรกำลังและวงจร LISN ด้วย Power System Blockset.....	47
5.3 ผลการจำลองการทำงาน.....	50
5.3.1 สัญญาณเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์.....	50
5.3.2 สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ	60
5.4 ผลการทดลองจากระบบจริง	64
5.4.1 การวัดผลเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์.....	64
5.4.2 ผลการวัดสัญญาณรบกวน.....	71
5.5 สรุป	76
บทที่ 6 การวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนในพีคบัลเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์สามเฟส	78
6.1 บทนำ.....	78
6.2 พื้นฐานการวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนในตัวนำ.....	80
6.2.1 วงจรอนุกรม.....	81
6.2.2 วงจรขนาน	83
6.2.3 การแกว่งของสัญญาณ.....	84
6.3 การเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำของวงจรไฟฟ้า.....	87
6.3.1 การเกิดสัญญาณรบกวนในกรณีไม่ต่อ LISN	87
6.3.2 การเกิดสัญญาณรบกวนในกรณีต่อ LISN เพื่อวัดสัญญาณรบกวน.....	90
6.3.3 ความสัมพันธ์และการเชื่อมโยงของวงจรลวดระดับแรงดันไปสู่ อินเวอร์เตอร์กับวงจรอนุกรม RLC.....	92
6.4 การวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนในอินเวอร์เตอร์สามเฟส.....	93
6.4.1 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนในกรณีเทคนิคในการควบคุมแตกต่างกัน	112
6.4.2 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนในกรณีความถี่สวิตซ์ที่แตกต่างกัน.....	112
6.4.3 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนในกรณีที่ใช้อุปกรณ์อินเด็คซ์แตกต่างกัน	113
6.4.4 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนในกรณีระดับแรงดันเชื่อมดีซีโยงแตกต่างกัน...114	
6.5 สรุป.....	114

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	117
7.1 สรุปผลการวิจัย	117
7.2 ข้อเสนอแนะ	118
7.2.1 การวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ	118
7.2.2 ผลของการต่อแผงระบายความร้อนลงกราวนด์	118
7.2.3 ผลของ LISN ต่อการเกิดสัญญาณรบกวน	120
7.2.4 ผลของเครื่องมือวัดต่อการเกิดสัญญาณรบกวน	121
7.3 สรุป	123
เอกสารอ้างอิง	124
ภาคผนวก ก	126
ภาคผนวก ข	131
ภาคผนวก ค	158
ประวัติผู้เขียน	178

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 เงื่อนไขในการวัดและทดสอบการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ.....	4
2.1 การวัดของเครื่องวัดตามมาตรฐาน CISPR	14
3.1 โหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส.....	20
5.1 ผลการจำลองการทำงานที่ความถี่ 750 Hz	58
5.2 ผลการทดลองจากระบบจริงที่ความถี่ 750 Hz	69
6.1 โหมดการทำงานของพีคเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์กลุ่มที่ 1	96
6.2 โหมดการทำงานของพีคเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์กลุ่มที่ 2.....	96
6.3 โหมดการทำงานของพีคเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์กลุ่มที่ 3.....	97
6.4 โหมดการทำงานของพีคเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์กลุ่มที่ 4.....	97
6.5 โหมดการทำงานของพีคเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์กลุ่มที่ 5.....	97
6.6 โหมดการทำงานของพีคเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์กลุ่มที่ 6.....	98
6.7 ผลของแอมพลิจูดของพัลส์ต่อแอมพลิจูดของสเปคตรัม.....	116
6.8 ผลของความกว้างของพัลส์ต่อแอมพลิจูดของสเปคตรัม.....	116
6.9 ผลของช่วงเวลาขึ้นของพัลส์ต่อแอมพลิจูดของสเปคตรัม	116

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....6
2.2	ความสัมพันธ์ของนิยามของความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า6
2.3	สัญญาณรรบกวนที่สร้างโดยธรรมชาติ และมนุษย์.....7
2.4	การส่งผ่านสัญญาณรรบกวนผ่านตัวเก็บประจุ.....9
2.5	การส่งผ่านสัญญาณรรบกวนผ่านตัวเหนี่ยวนำ.....9
2.6	เส้นทางเดินของสัญญาณรรบกวนในโหมดแตกต่าง.....10
2.7	เส้นทางเดินของสัญญาณรรบกวนในโหมดรวม.....11
2.8	องค์ประกอบแฝงของตัวต้านทานไฟฟ้า12
2.9	องค์ประกอบแฝงของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า12
2.10	ค่าแอดมิตแตนซ์ต่อความถี่ของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า.....12
2.11	องค์ประกอบแฝงของตัวเก็บประจุไฟฟ้า13
2.12	ค่าอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของตัวเก็บประจุไฟฟ้า.....13
2.13	ขีดจำกัดของสัญญาณรรบกวนในตัวนำตามมาตรฐาน CISPR.....15
2.14	กราฟของอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของ AMN/LISN ตามมาตรฐาน CISPR16
2.15	วงจรของ AMN/LISN ตามมาตรฐาน CISPR.....16
2.16	โครงสร้างทดสอบอุปกรณ์วางบนโต๊ะ (การวัดสัญญาณรรบกวนที่นำตามสาย).....17
3.1	อินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส.....19
3.2	โหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส.....20
3.3	วงจรสมมูลของโหมดในการทำงานของ อินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส.....21
3.4	ลักษณะตัวอย่างเทคนิคการมอดูเลตแบบรูปคลื่นซายน์ ที่มีค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ = 0.8, ความถี่ของสัญญาณอ้างอิง = 50 Hz และความถี่ของสัญญาณแคเรียร์ = 750 Hz.....24
3.5	สเปกตร้าของสัญญาณควบคุมพีคดับเบิลยูเอ็มแบบรูปคลื่นซายน์ในรูปที่ 3.424
3.6	ลักษณะตัวอย่างเทคนิคการมอดูเลตแบบเดิร์คฮาร์โมนิกอินเจ็คชั่น ที่มีค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ = 0.8, ความถี่ของสัญญาณอ้างอิง=50 Hz และความถี่ของสัญญาณแคเรียร์=750 Hz.....25
3.7	สเปกตร้าของสัญญาณควบคุมพีคดับเบิลยูเอ็มแบบเดิร์คฮาร์โมนิกอินเจ็คชั่นในรูปที่ 3.626

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.8	ลักษณะตัวอย่างเทคนิคการมอดูเลตแบบไม่ต่อเนื่อง 60° ที่มีค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ = 0.8, ความถี่ของสัญญาณอ้างอิง = 50 Hz และความถี่ของสัญญาณแคเรียร์ = 750 Hz27
3.9	สเปกตร้าของสัญญาณควบคุมพีคดับเบิลยูเอ็มแบบมอดูเลตแบบไม่ต่อเนื่อง 60° ในรูปที่ 3.827
3.10	ลักษณะตัวอย่างเทคนิคการมอดูเลตแบบไม่ต่อเนื่อง 120° ที่มีค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ = 0.8, ความถี่ของสัญญาณอ้างอิง = 50 Hz และความถี่ของสัญญาณแคเรียร์ = 750 Hz28
3.11	สเปกตร้าของสัญญาณควบคุมพีคดับเบิลยูเอ็มแบบมอดูเลตแบบไม่ต่อเนื่อง 120° ในรูปที่ 3.1029
4.1	ขั้นตอนการออกแบบระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์32
4.2	เทคนิคการมอดูเลตแบบรูปคลื่นซายน์33
4.3	เทคนิคการมอดูเลตแบบเดิร์คฮาร์โมนิกอินเด็กชัน34
4.4	เทคนิคการมอดูเลตแบบไม่ต่อเนื่อง 60 องศา35
4.5	เทคนิคการมอดูเลตแบบไม่ต่อเนื่อง 120 องศา36
4.6	วงจรควบคุมการสร้างสัญญาณควบคุมพีคดับเบิลยูเอ็ม37
4.7	แผนผังการทำงานของการสร้างสัญญาณควบคุม38
4.8	วิธีการสร้างวงจรเดคไทม์40
4.9	การหน่วงเวลาด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ40
4.10	วงจรสร้างเดคไทม์40
4.11	วงจรการควบคุมด้านบนในกิ่งของอินเวอร์เตอร์41
4.12	วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส42
4.13	วงจรควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส43
4.14	ชุดอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสที่ได้จัดสร้างขึ้นเพื่อวัดและทดสอบการเกิดสัญญาณรบกวน44
5.1	การสร้างสัญญาณอ้างอิง46
5.2	บล็อกการสร้างสัญญาณควบคุมพีคดับเบิลยูเอ็ม47
5.3	บล็อกวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสสำหรับจำลองการทำงาน48
5.4	วงจรรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (LISN)48

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.5	วงจรรระบบรวมของพีคดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส
	การจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้านำตามตัวนำ.....49
5.6	ขั้นตอนในการได้มาของข้อมูลของสัญญาณเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์
	50
5.7	สัญญาณเอาต์พุตของพีคดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบ SPWM
	โดยที่ความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ 750 Hz และมอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8.....51
5.8	สัญญาณสัญญาณเอาต์พุตของพีคดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบ THIPWM
	โดยที่ความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ 750 Hz และมอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8
	52
5.9	สัญญาณเอาต์พุตของพีคดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบ DPWM60°
	โดยที่ความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ 750 Hz และมอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8.....53
5.10	สัญญาณเอาต์พุตของพีคดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบ DPWM120°
	โดยที่ความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ 750 Hz และมอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8.....54
5.11	รูปคลื่นสัญญาณกระแสและสเปคตรา ของ SPWM ที่มอดูเลชันอินเด็กซ์แตกต่างกัน
	และความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ 750 Hz
	55-56
5.12	รูปคลื่นสัญญาณกระแสเมื่อความถี่สวิตซิ่งสูงขึ้น ของ SPWM
	มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8
	56-57
5.13	กราฟแสดงความสัมพันธ์คุณภาพของผลการจำลองสัญญาณแรงดันระหว่างเฟส
	จากตารางที่ 5.1
	59
5.14	กราฟแสดงความสัมพันธ์คุณภาพของผลการจำลองสัญญาณกระแสเฟส
	จากตารางที่ 5.1
	59
5.15	ขั้นตอนในการได้มาของผลลัพธ์ของสัญญาณรบกวนจากการจำลองการทำงาน.....
	60
5.16	ผลการจำลองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำในกรณีเทคนิคในการควบคุม
	แตกต่างกัน ความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ 5 kHz มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8
	แรงดันดีซี 250 V
	61
5.17	สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำในกรณีความถี่สวิตซิ่งแตกต่างกันของ
	SPWM มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8 แรงดันดีซี 250 V
	61-62
5.18	สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำในกรณีความถี่สวิตซิ่งแตกต่างกันของ
	SPWM มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8 แรงดันดีซี 250 V
	62-63

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.19	รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตและสเปกตร้าของ SPWM โดยใช้ความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ 750 Hz มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8 แรงดันคิซี 250 V.....64-65
5.20	รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตและสเปกตร้าของ THIPWM โดยใช้ความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ 750 Hz มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8 แรงดันคิซี 250 V65
5.21	รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตและสเปกตร้าของ DPWM60 โดยใช้ความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ 750 Hz มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8 แรงดันคิซี 250 V66
5.22	รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตและสเปกตร้าของ DPWM120 โดยใช้ความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ 750 Hz มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8 แรงดันคิซี 250 V.66-67
5.23	รูปคลื่นสัญญาณแรงดันระหว่างเฟสและกระแสเฟส กรณีมอดูเลชันอินเด็กซ์ที่แตกต่างกัน โดยใช้ความถี่สวิตซิ่ง 750 Hz แรงดันคิซี 250 V67-68
5.24	กราฟแสดงความสัมพันธ์คุณภาพของผลการวัดสัญญาณแรงดันระหว่างเฟส จากตารางที่ 5.270
5.25	กราฟแสดงความสัมพันธ์คุณภาพของผลการวัดสัญญาณกระแสเฟส จากตารางที่ 5.270
5.26	บล็อกไดอะแกรมสำหรับการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ71
5.27	สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำที่เกิดจากแต่ละเทคนิคการควบคุม ในโหมดตรวจจับขดคลื่น โดยมีความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ 5 kHz มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8.....72-73
5.28	สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำที่เกิดจากแต่ละเทคนิคการควบคุม ในโหมดตรวจจับขดคลื่นเฉลี่ย โดยมีความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ 5 kHz มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.873
5.29	สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในโหมดตรวจวัดขดคลื่นในกรณีใช้ มอดูเลชันอินเด็กซ์แตกต่างกันในโหมดตรวจจับขดคลื่น โดยใช้เทคนิค SPWM, ความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ 5 kHz74-75
5.30	สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในกรณีใช้มอดูเลชันอินเด็กซ์แตกต่างกันในโหมด ตรวจจับขดคลื่นเฉลี่ย โดยใช้เทคนิค SPWM, ความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ 5 kHz75

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.31	สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำในกรณีใช้เปลี่ยนแปลงความถี่สวิตชิง ในโหมดตรวจจับขดคลื่นเฉลี่ย โดยใช้เทคนิค SPWM มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8.....76
5.32	สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำกรณีแรงดันเชื่อมโยงคี่ต่างกัน ในโหมดตรวจจับขดคลื่นเฉลี่ย โดยใช้เทคนิค SPWM มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8 ความถี่สวิตชิง 5 kHz76
6.1	วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส และองค์ประกอบแฝง79
6.2	การแกว่งของสัญญาณที่แหล่งจ่ายกระแสสลับ80
6.3	วงจรอนุกรม RLC.....81
6.4	สัญญาณกระแสของวงจรอนุกรมที่ได้จากสมการที่ (6.10).....82
6.5	วงจรขนาด RLC.....83
6.6	สัญญาณกระแสของวงจรขนาดที่ได้จากการจำลองวงจรในรูปที่ 6.584
6.7	คุณลักษณะของอิมพีแดนซ์ต่อความถี่.....85
6.8	ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณการแกว่งกับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น.....86
6.9	วงจรพื้นฐานของวงจรลดระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck-Converter)88
6.10	วงจรลดระดับแรงดันในกรณีไม่มี LISN.....88
6.11	อิมพีแดนซ์ของวงจร ณ จุดต่างๆ ในวงจรในกรณีไม่ต่อ LISN88-89
6.12	การแกว่งของสัญญาณที่แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ (ด้านบน) และกระแสตรง (ด้านล่าง).....89
6.13	วงจรลดระดับแรงดัน โดยมี LISN เพื่อวัดสัญญาณรบกวน.....90
6.14	อิมพีแดนซ์ของวงจร ณ จุดต่างๆ ในวงจรในกรณีต่อ LISN เพื่อวัดสัญญาณรบกวน.....90-91
6.15	การแกว่งของสัญญาณจาก LISN และแหล่งจ่ายกระแสตรง.....91
6.16	วงจรในการจำลองของวงจรลดระดับแรงดันกับการเกิดวงจรอนุกรม RLC.....92
6.17	วงจรอินเวอร์เตอร์กับการเกิดวงจรอนุกรม RLC.....93
6.18	การแกว่งของสัญญาณที่ ตำแหน่งเวลาเดียวกัน.....94
6.19	ที่มาของกลุ่มการทำงานของพีดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส95
6.20	กลุ่มการทำงานของพีดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์.....95-96
6.21	อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสกับตัวเก็บประจุแฝง.....98

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.22	การเกิดสัญญาณรบกวนในขณะเริ่มนำกระแสกรณีที่ 1101
6.23	การเกิดสัญญาณรบกวนในขณะเริ่มนำกระแสกรณีที่ 2102
6.24	การเกิดสัญญาณรบกวนในขณะเริ่มนำกระแสกรณีที่ 3.....103
6.25	การเกิดสัญญาณรบกวนในขณะเริ่มนำกระแสกรณีที่ 4104
6.26	การเกิดสัญญาณรบกวนในขณะเริ่มนำกระแสกรณีที่ 5105
6.27	การเกิดสัญญาณรบกวนในขณะเริ่มหยุดนำกระแสกรณีที่ 2107
6.28	การเกิดสัญญาณรบกวนในขณะเริ่มหยุดนำกระแสกรณีที่ 3108
6.29	การเกิดสัญญาณรบกวนในขณะเริ่มหยุดนำกระแสกรณีที่ 4109
6.30	การเกิดสัญญาณรบกวนในขณะเริ่มหยุดนำกระแสกรณีที่ 5110
6.31	การเกิดสัญญาณรบกวนในขณะเริ่มหยุดนำกระแสกรณีที่ 6111
6.32	การมอดูเลตที่ความถี่ของสัญญาณแคเรียร์แตกต่างกัน 113
6.33	การมอดูเลตที่มอดูเลชันอินเด็กซ์แตกต่างกัน114
6.34	รูปคลื่นของฟังก์ชันคาบ.....115
7.1	ทางเดินของสัญญาณรบกวนเมื่อใช้ LISN ในการวัด.....118
7.2	การจำลองผลของการต่อและไม่ต่อแผงระบายความร้อนลงกราวนด์.....119
7.3	ผลของการต่อและไม่ต่อแผงระบายความร้อนลงกราวนด์ต่อการเกิด สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ120
7.4	รูปคลื่นแรงดันคั่นตกรวมสวิตช์กรณีต่อและไม่ต่อแผงระบายความร้อนลงกราวนด์.....120
7.5	สเปกตรัมของสัญญาณอินพุตการจำลองในกรณีที่ต่อLISN121
7.6	สเปกตรัมของสัญญาณอินพุตการจำลองในกรณีที่ไม่ได้ต่อLISN121
7.7	ผลการวัดสัญญาณรบกวนในกรณีที่ต่อเครื่องมือวัด (ออสซิลโลสโคป) ลงไปในระบบ ...122
7.8	ผลการวัดสัญญาณรบกวนในกรณีที่ไม่ได้ต่อเครื่องมือวัด (ออสซิลโลสโคป) ลงไปในระบบ.....122

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและปัญหา

ปัจจุบันอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังได้ถูกนำมาใช้อย่างกว้างขวาง ซึ่งเป็นส่วนสำคัญของอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าหลากหลายชนิด หรือเครื่องจักรกลขนาดต่าง ๆ ที่ควบคุมด้วยไฟฟ้า โดยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ก็เป็นอีกสาเหตุหลักอย่างหนึ่งเป็นตัวก่อให้เกิดปัญหาหาสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference: EMI) ออกมาสู่ระบบไฟฟ้าเช่นเดียวกัน โดยจะส่งผลกระทบต่อระบบใกล้เคียงหรือตัวของมันเอง และการรบกวนที่เกิดขึ้นสามารถเกิดขึ้นได้ทั้งในอากาศและในตัวนำ [1]

พีดับเบิลยูเอ็ม (Pulsewidth Modulation: PWM) อินเวอร์เตอร์เป็นอุปกรณ์ทางไฟฟ้าอีกชนิดที่ถูกนำมาใช้งานกันอย่างแพร่หลาย อาทิเช่น ชุดควบคุมการทำงานของมอเตอร์กระแสลับ แหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง (Uninterruptible Power Supply: UPS) อุปกรณ์แปลงไฟฟ้าจากกระแสตรงเป็นกระแสสลับไม่ว่าจะเป็น แหล่งจ่ายจากระบบพลังงานแสงอาทิตย์ (Solar Cell) หรือ เซลล์เชื้อเพลิง (Fuel Cell) ฯลฯ โดยที่ผ่านมารวมการวิจัยและพัฒนาเกี่ยวกับ พีดับเบิลยูเอ็ม อินเวอร์เตอร์ ออกมามากมายหลายลักษณะ ไม่ว่าจะเป็นด้านประสิทธิภาพและคุณสมบัติของวงจรอินเวอร์เตอร์นั้นๆ โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ พีดับเบิลยูเอ็ม อินเวอร์เตอร์สามเฟสชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน ได้ถูกนำมาพิจารณา สำหรับการควบคุมการทำงานของพีดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์สามเฟส มีหลายรูปแบบที่ใช้ในการควบคุมตามแต่วัตถุประสงค์ของผู้ออกแบบ ในระหว่างที่อินเวอร์เตอร์ทำงานตัวอินเวอร์เตอร์เองก็จะสร้างสัญญาณรบกวนออกมาในระบบ ซึ่งจะเกิดการแพร่กระจายทั้งในสายตัวนำ (Conducted EMI) และทางอากาศ (Radiated EMI)

การพัฒนาารูปแบบสัญญาณควบคุมการทำงานของ พีดับเบิลยูเอ็มมีอยู่ด้วยกันหลายรูปแบบ และมีการทำการวิจัยกันอย่างแพร่หลาย อาทิเช่น รูปแบบการควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มแบบรูปคลื่นไซน์ (Sinusoidal PWM: SPWM) รูปแบบการควบคุมแบบ เดิร์ดฮาร์โมนิก อินเจ็คชั่น พีดับเบิลยูเอ็ม (Third Harmonic Injection PWM: THIPWM) รูปแบบการควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มแบบไม่ต่อเนื่อง 60 องศา (Discontinuous PWM 60°: DPWM60°) รูปแบบการควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มแบบไม่ต่อเนื่อง 120 องศา (Discontinuous PWM 120°: DPWM120°) รูปแบบการควบคุมแบบสเปซเวกเตอร์ พีดับเบิลยูเอ็ม (Space Vector PWM: SVPWM) และแบบ เจนเนอไรด์ ดิสคอนตินิวอัส พีดับเบิลยูเอ็ม (Generalized Discontinuous PWM: GDPWM) [10] เป็นต้น ในแต่ละรูปแบบจะมีข้อดี-ข้อเสียและคุณสมบัติแตกต่างกันไป ในการนำไปใช้งานจะไม่มีรูปแบบใดที่จะเหมาะสมที่สุดในทุกย่านการใช้งาน ที่ผ่านมาจากรูปแบบการควบคุมข้างต้นได้มีการศึกษาวิเคราะห์และวิจัยถึง

คุณสมบัติและประสิทธิภาพ ต่าง ๆ ของแต่ละรูปแบบการควบคุมแล้ว โดยยังไม่ได้มีการวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนของรูปแบบควบคุมในแต่ละรูปแบบข้างต้น ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะเป็นการนำเสนอ การวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ (Conducted EMI) ที่เกิดจากการทำงานของรูปแบบการควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มในแต่ละรูปแบบ โดยจะเป็นการเปรียบเทียบและทำการวิเคราะห์ว่าสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากการทำงานของ พีดับเบิลยูเอ็ม อินเวอร์เตอร์ที่เกิดจากการทำงานของสัญญาณควบคุมในแต่ละรูปแบบ ว่าแตกต่างกันอย่างไร ซึ่งจะมีประโยชน์ในการนำไปใช้งานได้อย่างเหมาะสมกับย่านการทำงานต่อไป

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอการวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ ที่เกิดจากการทำงานของ พีดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์ในแต่ละรูปแบบการควบคุมที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น ซึ่งในการศึกษาจะทำการศึกษาทั้งในทางปฏิบัติ และการจำลองการเกิดสัญญาณรบกวน (Simulation) โดยการศึกษาการเกิดสัญญาณรบกวนในตัวนำจะทำการศึกษาผลที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่างๆ ของการควบคุมแบบ พีดับเบิลยูเอ็ม ดังนี้ ค่า Modulation Index (0.3 0.6 0.8 1.0 และ 1.2 ตามลำดับ) และ ค่าความถี่ในการทำงานของอินเวอร์เตอร์ (0.75 kHz 2.5 kHz 5 kHz 10 kHz และ 20 kHz ตามลำดับ) โดยจะศึกษาในกรณี สมดุลโหลด ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นวิเคราะห์และการอธิบายลักษณะและสาเหตุการเกิดสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้าในตัวนำ ในแต่ละกรณีที่ได้กล่าวไปแล้วข้างต้น

1.3 ทฤษฎี และแนวคิดในการศึกษา

หลักการ และแนวคิดในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดลองจะทำการสร้างต้นแบบขึ้นมาเพื่อทดลองและทดสอบ โดยจะประกอบไปด้วยชุดควบคุมการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มแบบต่างๆ วงจรสร้าง เดดไทม์ (Deadtime) และวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ในการสร้างสัญญาณควบคุม พีดับเบิลยูเอ็ม ในแต่ละรูปแบบ จะใช้โปรแกรม MATLAB ในการสร้างสัญญาณควบคุม ทำให้ได้รูปแบบของสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม ออกมาในรูปแบบเลขฐานสิบหก หลังจากนั้นจะนำเลขฐานสิบหกที่ได้มาทำเขียนภาษาแอสเซมบลีของไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อสร้างสัญญาณควบคุมต่อไป โดยภาษาแอสเซมบลีที่ใช้จะเป็นภาษาแอสเซมบลีของ ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้ ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ P89C51RD2 โดยรูปแบบการการควบคุมของสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม จะถูกเก็บเป็นตาราง (Lookup Table) ในไมโครคอนโทรลเลอร์ แล้วอ่านออกไปใช้งานต่อไป โดยในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์จะเป็นแบบวงเปิด (Open Loop) เนื่องจากในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเน้นการทดสอบและวิเคราะห์

สัญญาณรบกวนในตัวนำที่เกิดจากการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสต่างชนิด (ต่างชนิดในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้หมายถึง การควบคุมด้วยรูปแบบการควบคุมที่แตกต่างกัน) ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องทำการควบคุมแบบวงปิด ซึ่งในวิทยานิพนธ์จะเป็นวิเคราะห์และอธิบายที่มาและสาเหตุของการเกิดสัญญาณรบกวนในตัวนำที่เกิดจากการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส โดยใช้วงจรพื้นฐานของ RLC ในการอธิบาย

1.4 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์มีวัตถุประสงค์เพื่อการวิเคราะห์ และอธิบายการเกิดสัญญาณรบกวนในสายตัวนำที่เกิดจากการทำงานของ พัดดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ดังนั้นในวิทยานิพนธ์จะสามารถอธิบายการเกิดสัญญาณรบกวนในเงื่อนไขต่าง ๆ ดังต่อไปนี้ได้ คือ การเกิดสัญญาณรบกวนในกรณีที่สัญญาณการควบคุมต่างกัน ความถี่ในการทำงานต่างกัน มอดูเลชันอินเด็กซ์ที่ต่างกัน และระดับแรงดันเชื่อมโยงคิซีที่ต่างกัน ในกรณีสมมูลโหลด

1.5 เป้าหมายของงานวิจัย

เป้าหมายของงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือการวัดและวิเคราะห์สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ เพื่อให้เป็นไปตามเป้าหมายและวัตถุประสงค์จึงได้กำหนดเป้าหมายและเงื่อนไขในการทำวิจัยดังต่อไปนี้

- 1) ระบบอินเวอร์เตอร์ เป็นอินเวอร์เตอร์สามเฟสชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน ขนาด 500 W โดยโหลดที่ได้เป็นชนิด R-L โหลด ต่อแบบสตาร์ โดยระบบอินเวอร์เตอร์เป็นแบบฮาร์ดสวิทช์
 - 2) เทคนิคในการควบคุมประกอบด้วย 4 เทคนิคการควบคุมคือ SPWM, THIPWM, DPWM60° และ DPWM120°
 - 3) ความถี่สวิตซ์ซึ่งประกอบด้วย 5 ความถี่คือ 750 Hz, 2.5 kHz, 5 kHz, 10 kHz และ 20 kHz
 - 4) มอดูเลชันอินเด็กซ์เป็นดังนี้คือ 0.3, 0.6, 0.8, 1.0 และ 1.2
 - 5) ระดับของแรงดันเชื่อมโยงคิซีเท่ากับ 250 V และ 200 V, 150 V, 100 V และ 50 V
- สำหรับในกรณีทดสอบและวัดสัญญาณรบกวนเนื่องจากผลของระดับแรงดันเชื่อมโยงคิซี

สำหรับการวัดและทดสอบสัญญาณรบกวนการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำจะเป็นไปตามตารางที่ 1.1

ตารางที่ 1.1 เงื่อนไขในการวัดและทดสอบการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ

เทคนิคการควบคุม	มอดูเลชันอินเด็กซ์ (m_a)	ความถี่สวิตชิ่ง (f_s)	ระดับแรงดันดีซี
SPWM	0.3	750 Hz	200 V
THIPWM	0.6	2.5 kHz	150 V
DPWM60°	0.8	5.0 kHz	100 V
DPWM120°	1.0	10.0 kHz	50 V
	1.2*	20.0 kHz **	

หมายเหตุ *, ** เฉพาะเทคนิคการควบคุมแบบ SPWM เท่านั้น

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานในการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ในตัวนำ

2.1 บทนำ

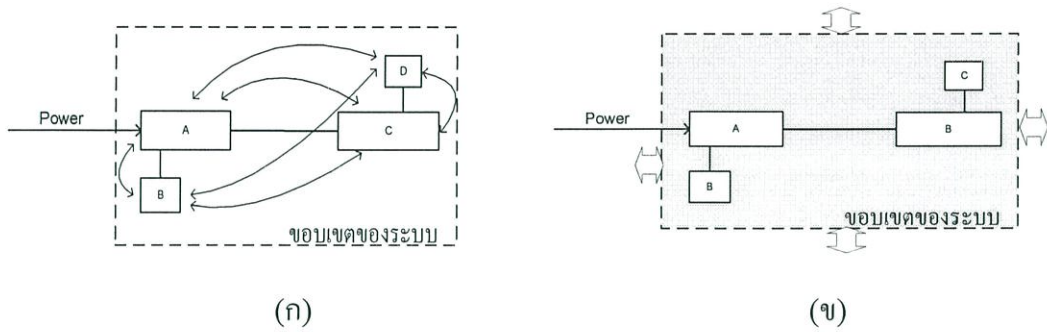
ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงนิยามของ ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Compatibility: EMC) และอธิบายถึงหลักการพื้นฐานของการเกิดสัญญาณรบกวนในตัวนำ และกล่าวถึงมาตรฐานในการวัดสัญญาณรบกวนโดยสังเขป โดยจะทำการอธิบายสาเหตุและที่มาของปัญหาของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น และการอธิบายการเกิดสัญญาณรบกวน และในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นการอธิบายหลักการเกิดสัญญาณรบกวนในตัวนำในสองโหมด คือ โหมดร่วม (Common-mode: CM) และ โหมดแตกต่าง (Difference-mode: DM)

2.2 ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EMC)

การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference: EMI) เป็นส่วนหนึ่งของศาสตร์ที่ว่าด้วยเรื่อง ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า เป็นหัวข้อที่ว่าด้วยเรื่องเกิดการรบกวนกัน (Interference) หรือความทนทานต่อสัญญาณรบกวน (Immunity) หรือความสามารถในการรับสัญญาณรบกวน (Susceptibility) ของระบบหรืออุปกรณ์ใด ๆ โดยนิยามของ EMC คือ “ความสามารถของอุปกรณ์ เครื่องมือ หรือระบบ ที่สามารถทำงานอยู่ได้ในสภาวะแวดล้อมการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า และต้องไม่เป็นตัวสร้างมลภาวะออกสู่สภาพแวดล้อมนั้น” [1] สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นนั้นมีทั้งมาจากตัวระบบเดียวกันเอง และจากระบบภายนอก ดังนั้น EMC จึงได้แบ่งออกเป็น 2 ประเภทด้วยกันคือ ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าภายในระบบเดียวกัน (Intra-system EMC) และ ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้ากับระบบภายนอก (Inter-system EMC) ซึ่งนิยามของทั้งสองประเภทเป็นดังนี้ [2]

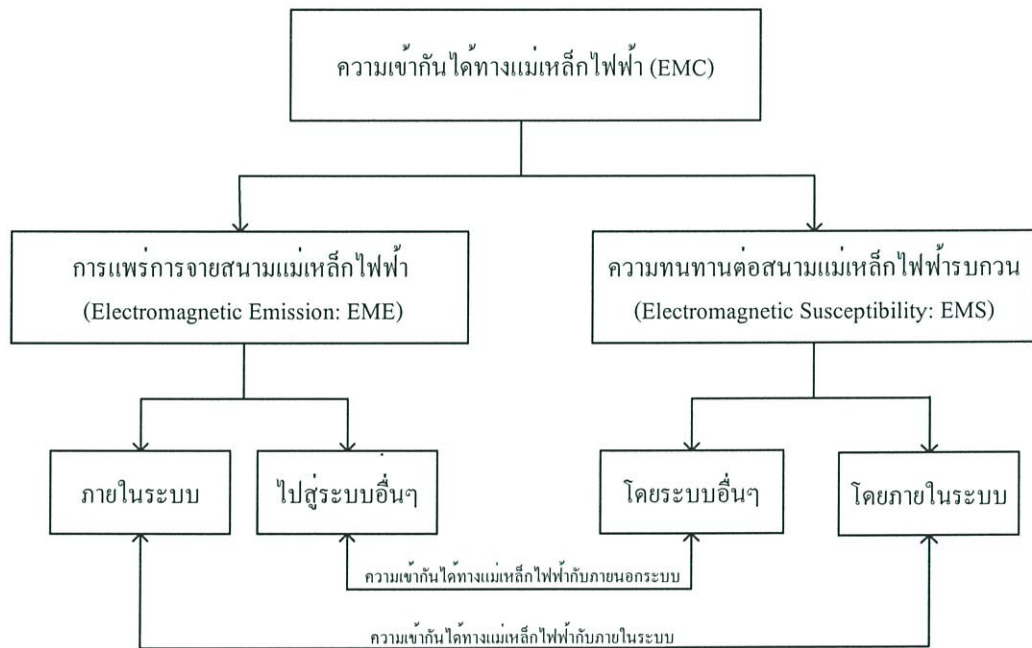
1) ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าภายในระบบ คือความสามารถของส่วนประกอบภายในระบบที่สามารถทำงานได้ในสภาวะแวดล้อมการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ที่สร้างขึ้นโดยอุปกรณ์ภายในระบบเดียวกัน และไม่สร้างสัญญาณรบกวนในระดับที่อุปกรณ์อื่น ๆ ในระบบเดียวกันทนไม่ได้ ดังแสดงในรูปที่ 1 (ก)

2) ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้ากับระบบภายนอก คือความสามารถในการทำงานของระบบทั้งระบบที่สามารถทำงานได้ในสภาวะแวดล้อมการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ที่สร้างโดยระบบภายนอก และไม่สร้างสัญญาณรบกวนในระดับที่ระบบอื่นภายนอกไม่สามารถทำงานได้ดังแสดงในรูปที่ 2.1 (ข)



รูปที่ 2.1 ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า (ก) ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าภายในระบบ (ข) ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้ากับภายนอกระบบ

จะสามารถสรุปความสัมพันธ์ของนิยามต่าง ๆ ของความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า ดังแสดงดังรูปที่ 2.2 [3]

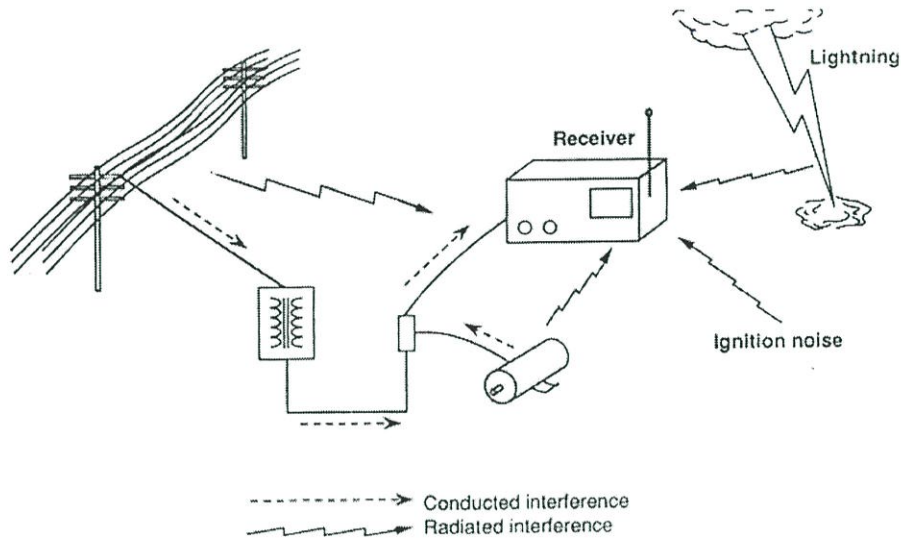


รูปที่ 2.2 ความสัมพันธ์ของนิยามของ ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า

2.3 สัญญาณรบกวน

สัญญาณรบกวน (Noise) คือสัญญาณที่ไม่พึงประสงค์ที่เกิดขึ้นในระหว่างที่อุปกรณ์หรือระบบใด ๆ ทำงานอยู่ หรือปนเข้ามา กับสัญญาณที่พึงประสงค์ บ่อยครั้งสัญญาณรบกวนนี้เป็นสาเหตุที่ทำให้การทำงานของอุปกรณ์หรือระบบเกิดการผิดพลาด ถ้าระดับสัญญาณรบกวนอยู่ในระดับที่มากเกินไปกว่าอุปกรณ์หรือระบบจะรับได้ โดยสัญญาณรบกวนมีหลายประเภท หลายชนิด ไม่ว่าจะเป็นสัญญาณเสียง สัญญาณไฟฟ้า และอื่น ๆ สัญญาณรบกวนนี้เกิดได้จากที่สร้างโดยธรรมชาติ และที่มนุษย์สร้างขึ้นดังแสดงในรูปที่ 2.3 และสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าก็เป็นสัญญาณ

รบกวนอีกประเภทหนึ่งที่เกิดจากการทำงานของอุปกรณ์หรือระบบไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งได้นำมาวิเคราะห์และอธิบายในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าได้แบ่งออกเป็น 2 ชนิดคือ สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายทางอากาศ (Radiated) และสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายทางตัวนำ (Conducted)



รูปที่ 2.3 สัญญาณรบกวนที่สร้างโดยธรรมชาติ และมนุษย์

2.3.1 แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน

แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถที่จะแบ่งออกเป็น 2 แหล่ง คือที่เกิดจากธรรมชาติ และจากมนุษย์ ซึ่งสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าส่วนมากมาจากการกระทำของมนุษย์ [4] โดยจะเกิดจากอุปกรณ์ไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ที่มนุษย์สร้างขึ้น

สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากธรรมชาตินั้นส่วนใหญ่จะเป็นการแพร่กระจายทางอากาศ ที่เกิดจากปรากฏการณ์ธรรมชาติ เช่น

- สัญญาณรบกวนในชั้นบรรยากาศ (Atmospheric noise) เกิดจากการคายประจุไฟฟ้าระหว่างเกิดฝนตกฟ้าคะนอง หรือฟ้าผ่า
- สัญญาณรบกวนคอสมิก (Cosmic noise) จากดวงอาทิตย์ ดวงจันทร์ กลุ่มดาวขนาดใหญ่ หรือแกแลกซี โดยจะก่อให้เกิดสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กแพร่กระจาย ออกมา ยังโลก
- ไฟฟ้าสถิต (Electrostatic discharge: ESD)

สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากการกระทำของมนุษย์นั้น จะมีทั้งการแพร่กระจายทางอากาศและทางตัวนำ โดยเป็นผลเนื่องมาจากการที่มนุษย์ได้สร้างสิ่งอำนวยความสะดวกในการดำรงชีวิตของมนุษย์ เช่นอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ และเมื่ออุปกรณ์เหล่านี้ทำงานก็จะสร้างสัญญาณรบกวนออกมาสู่ระบบเดียวกันและระบบอื่นๆ โดยรอบ ทั้งทางอากาศและสายตัว

นำ การรบกวนที่เกิดขึ้นจะมีผลต่ออุปกรณ์ภายในระบบเดียวกันเองและระบบภายนอกด้วย ตัวอย่าง การเกิดสัญญาณรบกวนหลักที่มนุษย์สร้างขึ้น คือ

- เครื่องเชื่อม
- เครื่องให้ความร้อนโดยใช้ความถี่ RF
- เครื่องมืออุตสาหกรรม เครื่องมือวิทยาศาสตร์ และเครื่องมือทางการแพทย์
- สายส่งกำลังงานไฟฟ้าแรงดันสูง
- หลอดฟลูออเรสเซนต์
- การสั่นคัปของเครื่องยนต์
- เตอบไมโครเวฟ
- ระบบการสื่อสาร
- มอเตอร์ไฟฟ้า และอื่นๆ

2.3.2 ทางเดินของสัญญาณรบกวน

ทางเดินของสัญญาณรบกวนนั้นเป็นตัวกลางที่สำคัญสำหรับการนำพาสัญญาณรบกวนออกไปสู่สภาพแวดล้อม ซึ่งมีหลายทางเดินทั้งโดยธรรมชาติและที่มนุษย์สร้างขึ้น ตัวอย่างเช่น

- พื้นดิน
- กลุ่มเมฆ
- สิ่งก่อสร้าง และยานพาหนะ
- ตัวถังของอุปกรณ์
- การเดินสายสัญญาณบน PCB หรือสายตัวนำในวงจรหรือระบบ
- ส่วนประกอบอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ เป็นต้น

2.3.3 สิ่งที่ได้รับผลกระทบและผลของสัญญาณรบกวน

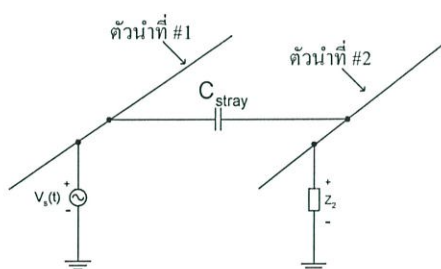
สำหรับสิ่งที่ได้รับผลกระทบ (Victim) คืออุปกรณ์หรือระบบใดๆที่ไม่สามารถทนต่อสัญญาณรบกวนได้ ซึ่งผลของสัญญาณรบกวนส่งผลให้อุปกรณ์เครื่องมือหรือระบบทำงานไม่เป็นดังเป้าหมายหรือไม่ทำงานเลย หรืออาจเกิดความเสียหายขึ้นได้ ตัวอย่างของสิ่งที่ได้รับผลกระทบ เช่น

- ตัวขยายสัญญาณ
- ตัวรับสัญญาณ
- คอมพิวเตอร์
- เครื่องมือวัดทางอุตสาหกรรม และเครื่องมือทางการแพทย์
- มนุษย์และสัตว์ เป็นต้น

2.4 การเกิดสัญญาณรบกวนในตัวนำ

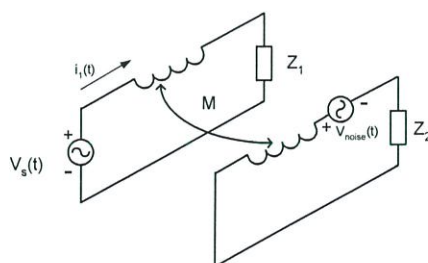
การเกิดสัญญาณรบกวนในตัวนำคือสัญญาณที่ไม่พึงประสงค์ที่ส่งออกมาทางสายตัวนำ ซึ่งเกิดจากการทำงานของอุปกรณ์ไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ การเกิดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำได้แบ่งออกเป็น 2 ชนิดด้วยกันคือ การเกิดสัญญาณรบกวนในโหมดร่วม และโหมดแตกต่าง โดยจะอธิบายในหัวข้อถัดไป และการเกิดสัญญาณรบกวนในตัวนำจะเกิดขึ้นได้ก็ต่อเมื่อมีการส่งผ่านพลังงานของการเกิดสัญญาณรบกวนไปสู่ตัวที่ได้รับความกระทบ การส่งผ่าน (Coupling) และการกระจาย (Propagation) การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำจะแบ่งออกเป็น 2 ชนิดด้วยกันคือ การส่งผ่านด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitive coupling) และ การส่งผ่านด้วยการเหนี่ยวนำ (Inductive coupling) [5]

- การส่งผ่านด้วยตัวเก็บประจุ เป็นการส่งผ่านพลังงานของสัญญาณรบกวน โดยกระแสจะไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝง (Stray capacitance) ไปยังตัวนำอีกตัวหนึ่งที่อยู่ติดกันซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.4 และถ้ากระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุลงกราวด์จะเป็นการสร้างสัญญาณรบกวนชนิดโหมดร่วม



รูปที่ 2.4 การส่งผ่านสัญญาณรบกวนผ่านตัวเก็บประจุ

- การส่งผ่านด้วยการเหนี่ยวนำด้วยตัวเหนี่ยวนำเสมือน เป็นการส่งผ่านพลังงานของสัญญาณรบกวนโดยวิธีทางแม่เหล็ก โดยในสายตัวนำจะมีค่าการเหนี่ยวนำเสมือน (Mutual inductance: M) อยู่ เมื่อมีกระแสไหลผ่านก็จะเกิดสนามแม่เหล็กขึ้น และสนามแม่เหล็กนี้ก็ไปเหนี่ยวนำกับค่าการเหนี่ยวนำของอีกตัวนำหนึ่งที่อยู่ใกล้เคียงกันดังแสดงในรูปที่ 2.5

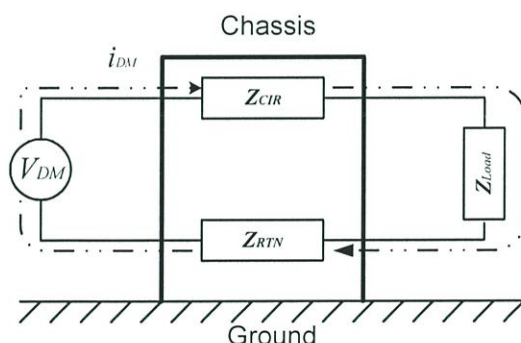


รูปที่ 2.5 การส่งผ่านสัญญาณรบกวนผ่านตัวเหนี่ยวนำ

2.4.1 การเกิดสัญญาณรบกวนในตัวนำในโหมดแตกต่าง

สัญญาณรบกวนในโหมดแตกต่างเกิดสัญญาณที่ได้จากการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ เช่น สัญญาณนาฬิกา หรือ รูปคลื่นสัญญาณของแรงดันในวงจรใดๆ โดยสัญญาณในโหมดแตกต่างนี้ทางเดินของกระแสหรือแรงดันจะไหลจากแหล่งจ่ายผ่านอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของวงจร (Z_{CIR}) เพื่อไปยังโหลด และจะไหลผ่านกลับมายังแหล่งจ่ายโดยผ่านอิมพีแดนซ์ของสายป้อนกลับ ดังแสดงในรูปที่ 2.6 ซึ่งก็คือทางเดินหลักของสัญญาณในวงจรนั้น เช่นนั้นทางเดินของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการทำงานของวงจรก็คือทางเดินเดียวกัน ดังนั้นเราสามารถกล่าวโดยสรุปได้ว่าการเกิดสัญญาณรบกวนในตัวนำในโหมดแตกต่างจะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณระหว่าง 2 ตัวนำในการส่งสัญญาณ คือ ตัวนำสัญญาณไปยังโหลด (Signal line) และตัวนำสัญญาณกลับ (Return line)

การทำงานของวงจรในย่านความถี่สูง ณ ย่านความถี่สูงนี้ คุณสมบัติของอุปกรณ์หรือตัวนำในวงจรอาจเปลี่ยนไป เช่น ทางเดินสัญญาณจะเกิดค่าการเหนี่ยวนำแฝงเกิดขึ้น เกิดเป็นตัวเหนี่ยวนำแฝงเกิดขึ้น (Parasitic inductor) ซึ่งตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้เองสามารถที่จะเหนี่ยวนำกับสนามแม่เหล็กที่เกิดจากการทำงานของอุปกรณ์ภายในระบบเดียวกันหรือระบบอื่นทำให้เกิดสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นได้ ซึ่งการป้องกันก็จะทำได้โดย การลดรูปของวงจรลง [6]



รูปที่ 2.6 เส้นทางเดินของสัญญาณรบกวนในโหมดแตกต่าง

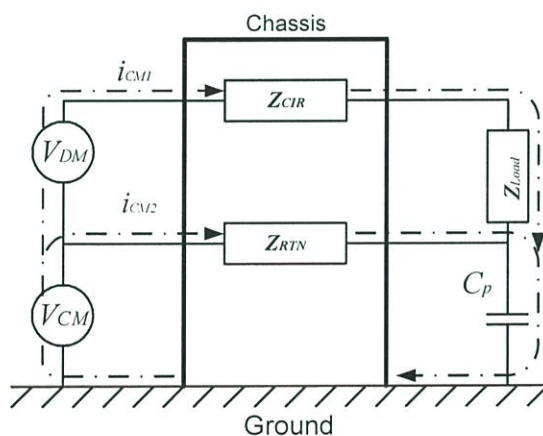
2.4.2 การเกิดสัญญาณรบกวนในตัวนำในโหมดร่วม

สำหรับการในโหมดร่วมนั้น จะพิจารณาการไหลของสัญญาณระหว่างกลุ่มของตัวนำกับกราวด์หรือกลุ่มตัวนำอื่น เป็นตัวอ้างอิง [5] สำหรับการเกิดสัญญาณรบกวนในโหมดร่วมนั้นเราจะมีตัวแปรสำคัญที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนในโหมดร่วมคือ ตัวเก็บประจุแฝง (Parasitic capacitor) โดยตัวเก็บประจุแฝงนี้จะเป็นเส้นทางเดินของสัญญาณไปยังกราวด์ซึ่งเป็นตัวอ้างอิงในโหมดร่วมของทั้งสายสัญญาณ (line) และสายป้อนกลับ (neutral) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.7 ดังนั้นถ้าปราศจากตัวเก็บประจุแฝงนี้แล้วก็จะไม่เกิดสัญญาณรบกวนในกรณีโหมดร่วม จากรูปที่ 2.7 จะเห็นว่าสัญญาณแรงดันของสัญญาณรบกวนของสายสัญญาณ ($V_{noiseCIR}$) จะไม่เท่ากับสัญญาณแรงดันของสัญญาณ

รบกวนของสายป้อนกลับ ($V_{noiseRTN}$) ทั้งนี้เนื่องจากว่าเส้นทางไหลของสัญญาณรบกวนในแต่ละสายมีอิมพีแดนซ์ไม่เท่ากัน เพราะว่าการไหลของสัญญาณในสายสัญญาณจะผ่านอิมพีแดนซ์ของของวงจรแล้วผ่านไปยังอิมพีแดนซ์ของโหลด ในขณะที่การไหลของสัญญาณในสายป้อนกลับจะผ่านอิมพีแดนซ์ของสายป้อนกลับเพียงอันเดียว ด้วยเหตุนี้จึงทำให้สัญญาณการเกิดการรบกวนในโหมดร่วมไม่เท่ากัน โดยจะแสดงดังสมการที่ (2.1) และ (2.2) และเมื่อกระแสโหมดร่วมไม่เท่ากันก็จะทำให้ระบบเกิดความไม่สมดุลขึ้น และกระแสโหมดร่วมในกรณีก็จะสามารถเปลี่ยนไปเป็นสัญญาณรบกวนในโหมดแตกต่างได้ (Differential noise) [6]

$$V_{noise\ CIR} = I_{cm1} \cdot (Z_{CIR} + Z_{Load} + X_{C_p}) \quad (2.1)$$

$$V_{noise\ RTN} = I_{cm2} \cdot (Z_{RTN} + X_{C_p}) \quad (2.2)$$

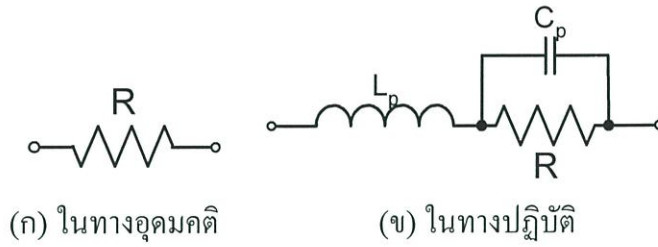


รูปที่ 2.7 เส้นทางเดินของสัญญาณรบกวนในโหมดร่วม

2.5 องค์ประกอบแฝงของอุปกรณ์

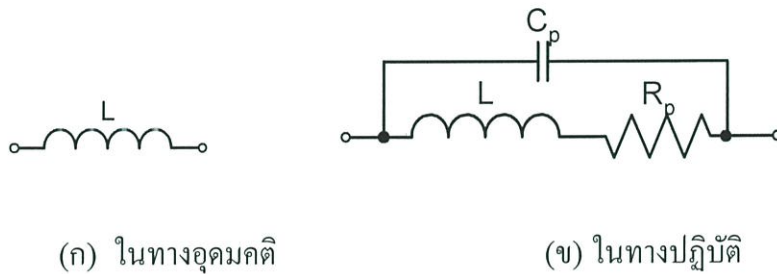
เมื่อพิจารณาการทำงานของวงจรไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ ที่ส่วนประกอบของตัวต้านทานไฟฟ้า ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า และตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่ความถี่สูง พฤติกรรมของอุปกรณ์เหล่านี้จะไม่สามารถรักษาคุณสมบัติของมันไว้ได้ เมื่อมีการทำงานที่ความถี่สูงจะเกิดองค์ประกอบแฝงขึ้นในตัวอุปกรณ์นั้นๆ ได้

- ตัวต้านทานไฟฟ้า เมื่อทำงานที่ความถี่สูงจะเกิดมีค่าความเหนี่ยวนำ และค่าความจุไฟฟ้าแฝงเกิดขึ้น ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.8 ทั้งนี้เนื่องจากขาและขั้วของตัวต้านทานไฟฟ้า ถ้าขาของตัวต้านทานไฟฟ้ายาวมากก็จะยิ่งทำให้เกิดค่าความเหนี่ยวนำมาก

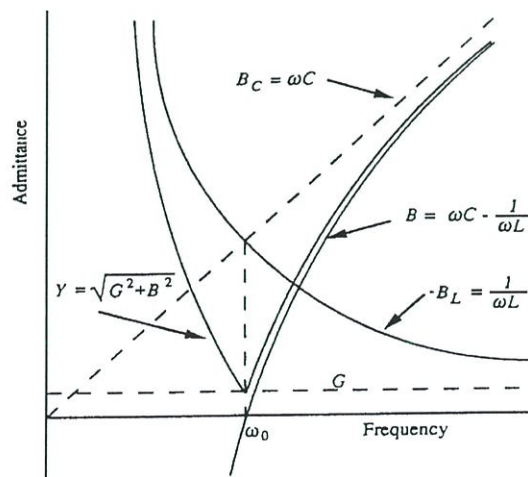


รูปที่ 2.8 องค์ประกอบแฝงของตัวนำไฟฟ้า

- ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า ในทางปฏิบัติในการทำงานของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าเมื่อทำงานที่ความถี่สูงจะปรากฏพฤติกรรมขององค์ประกอบแฝงเกิดขึ้น ทั้งนี้เนื่องจากระหว่างขดของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า จะเสมือนเป็นแผ่นโลหะประกบกันอยู่ซึ่งจะทำให้เกิดค่าความจุไฟฟ้าเกิดขึ้นระหว่างขดของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า และในตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้านี้จะมีค่าความต้านทานไฟฟ้าเกิดขึ้นเช่นกัน โดยแบบจำลองของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าในทางอุดมคติและในทางปฏิบัติแสดงดังรูปที่ 2.9 และเมื่อความถี่ในการทำงานสูงขึ้นคุณสมบัติต่างๆของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าและองค์ประกอบแฝงจะเปลี่ยนไป ดังแสดงในรูปที่ 2.10 เป็นการแสดงในรูปของแอดมิตแตนซ์ (Y) ที่เปลี่ยนไปตามค่าความถี่ที่เปลี่ยนไป



รูปที่ 2.9 องค์ประกอบแฝงของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า

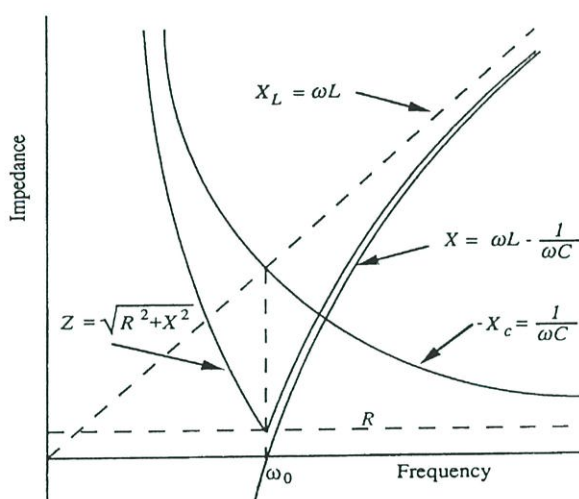


รูปที่ 2.10 ค่าแอดมิตแตนซ์ต่อความถี่ของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า

- ตัวเก็บประจุไฟฟ้า เช่นเดียวกับกับตัวต้านทานไฟฟ้า ขาของตัวเก็บประจุไฟฟ้าสามารถที่จะมีค่าความต้านทานไฟฟ้าและค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้าเกิดขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.11 และเมื่อความถี่ในการทำงานเพิ่มขึ้นค่าของความต้านทานไฟฟ้าแฝงและค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้าแฝงก็จะเปลี่ยนไป โดยจะแสดงให้เห็นรูปแบบของค่าอิมพีแดนซ์ที่เปลี่ยนไปดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.11 องค์ประกอบแฝงของตัวเก็บประจุไฟฟ้า



รูปที่ 2.12 ค่าอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของตัวเก็บประจุไฟฟ้า

2.6 มาตรฐานและการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ

ในการวัดและทดสอบที่เกี่ยวกับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าไม่ว่าจะเป็นการรบกวนที่นำตามสายและแพร่ทางอากาศ เพื่อความปลอดภัยต่อสัญญาณรบกวนหรือให้สามารถอยู่ร่วมกันได้โดยไม่รบกวนซึ่งกันและกัน เพื่อให้การวัดและทดสอบเป็นในทางเดียวกันจึงได้มีการกำหนดมาตรฐานสำหรับกับวัดและทดสอบ อุปกรณ์เครื่องมือที่นำมาใช้ โดยจะมีอยู่หลายมาตรฐาน มีทั้งมาตรฐานนานาชาติ มาตรฐานของภูมิภาคหรือมาตรฐานของประเทศนั้นๆ สำหรับการวิธีการวัดและทดสอบสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ จำเป็นต้องมีอุปกรณ์และเครื่องมือในการวัด วิธีการวัดและติดตั้ง โดยมาตรฐานนานาชาติ Comite International Special des Perturbations Radioelectrique (CISPR) ได้กำหนดไว้ดังต่อไปนี้

สำหรับความต้องการเครื่องมือในการวัดสัญญาณรบกวนในย่านความถี่วิทยุ ได้กำหนดไว้ในมาตรฐาน CISPR16-1 ซึ่งตรงกับมาตรฐาน มอก. 1441-2540 ได้กำหนดคุณลักษณะของเครื่องมือวัดไว้ [7]

- แลบบความกว้าง (Bandwidth) และย่านความถี่
- คุณลักษณะการตรวจจับสัญญาณ
- ความแน่นอนของสัญญาณอินพุตรูปคลื่นชานซ์
- อินพุตอิมพีแดนซ์ และ VSWR

สำหรับการวัดสัญญาณรบกวนในย่านความถี่วิทยุ ได้แบ่งย่านความถี่ออกเป็น 4 แลบบความถี่คือ คือแลบบ A และ B (9 kHz – 30 MHz) เป็นการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ แลบบ C และ D (30 MHz – 1000 MHz) เป็นการวัดสัญญาณรบกวนที่แพร่ทางอากาศ โดยในการวัดได้กำหนดแลบบความถี่ในการวัดในแต่ละย่านและความแน่นอนของสัญญาณอินพุตรูปคลื่นชานซ์ และอินพุตอิมพีแดนซ์ได้แสดงในตารางที่ 2.1 สำหรับการตรวจจับสัญญาณในมาตรฐาน CISPR16-1 ได้แบ่งชนิดของการตรวจจับดังนี้คือ การตรวจจับยอดคลื่น (peak) การตรวจจับยอดคลื่นเสมือน (quasi-peak) การตรวจจับยอดคลื่นเฉลี่ย (average) [7] และเครื่องมือที่จำเป็นสำหรับการวัดสัญญาณรบกวนในย่านความถี่วิทยุตามมาตรฐาน CISPR16-1 ดังนี้

ตารางที่ 2.1 การวัดของเครื่องวัดตามมาตรฐาน CISPR

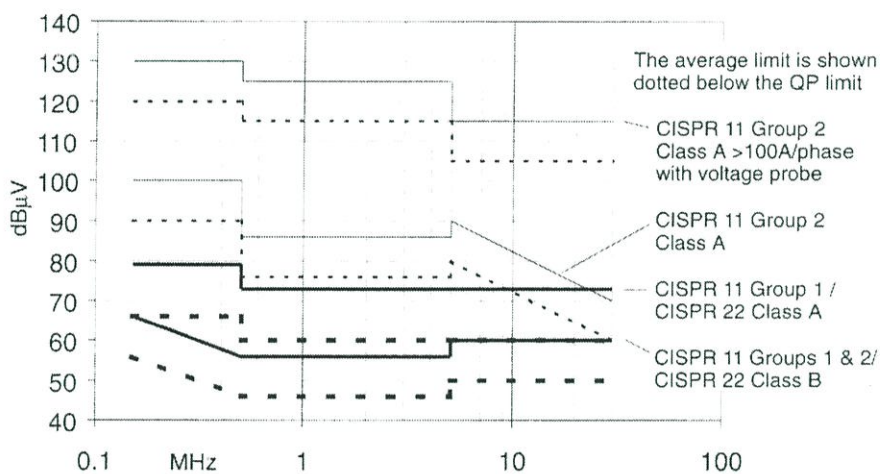
	แลบบ A	แลบบ B	แลบบ C	แลบบ D
ย่านความถี่ในการวัด	9 kHz – 150 kHz	150 kHz – 30 MHz	30 MHz – 300 MHz	300 MHz – 1000 MHz
แลบบความถี่ 6 dB	220 Hz	9 kHz	120 kHz	
ความแน่นอนของสัญญาณอินพุตรูปคลื่นชานซ์	$\pm 2dB$			
อินพุตอิมพีแดนซ์ และ VSWR	50Ω, 2:1 โดยไม่มีการลดทอน, > 1.2:1 โดย > 10dB			

2.6.1 เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม

เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum Analyzer) หรือเครื่องรับสัญญาณรบกวน (EMI Receiver) เป็นเครื่องมือที่ใช้ในการวิเคราะห์สัญญาณที่ได้จากโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (Line Impedance Stabilization Network: LISN) สำหรับการวัดสัญญาณรบกวนในตัวนำ หรือจากสายอากาศต่าง ๆ สำหรับสัญญาณรบกวนที่แพร่ทางอากาศ โดยที่เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมต้องมีความสามารถในการวัดในย่านความถี่ตามตารางที่ 2.1 และมีความสามารถในการตรวจจับลักษณะของสัญญาณที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น

2.6.2 โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (LISN)

สำหรับการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำที่เกิดขึ้นในขณะที่อุปกรณ์ไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ทำงานที่ปล่อยออกมาสู่ระบบไฟฟ้าหลัก LISN หรืออีกประเภทหนึ่งที่ทำหน้าที่คล้ายกันคือ Artificial Main Network (AMN) เป็นเครื่องมือชนิดหนึ่งที่ใช้ในการแยกสัญญาณรบกวนออกเพื่อทำการวิเคราะห์ด้วยเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม เพื่อตรวจสอบว่าอุปกรณ์หรือเครื่องมืออื่นๆ อยู่ในระดับตามที่มาตรฐานกำหนดไว้หรือไม่ ซึ่งตามมาตรฐาน CISPR22 (EN55022) ได้กำหนดขีดจำกัดของสัญญาณรบกวน (Limit Line) ไว้ ดังแสดงในรูปที่ 2.13 ซึ่งได้แสดงขีดจำกัดของสัญญาณรบกวนตามมาตรฐานต่างๆ ไว้

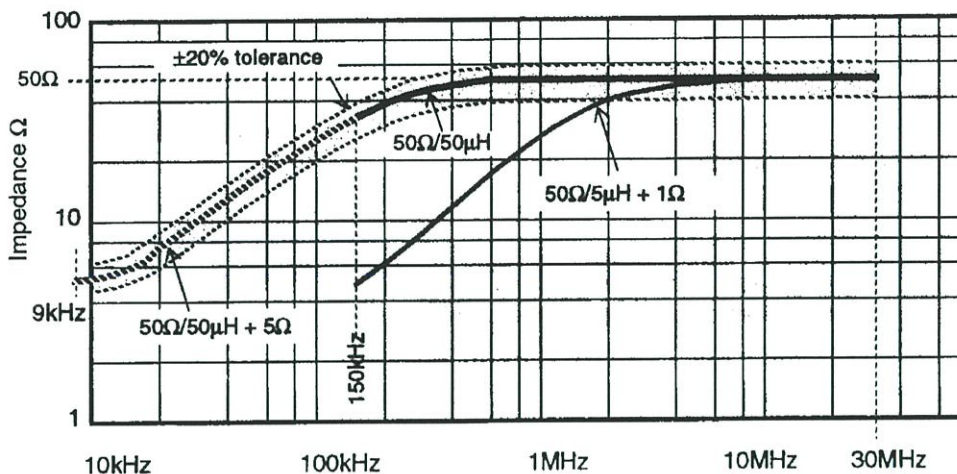


รูปที่ 2.13 ขีดจำกัดของสัญญาณรบกวนในตัวนำตามมาตรฐาน CISPR

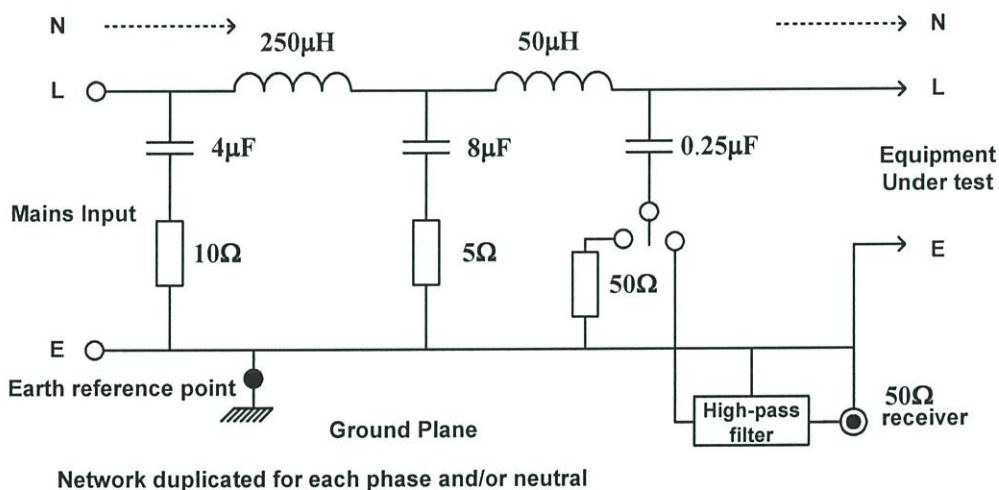
ความต้องการของ AMN/LISN ได้กำหนดไว้ในมาตรฐาน CISPR 16-1 หรือเป็นที่ทราบกันดีในนาม $50\Omega/50\mu\text{H} + 5\Omega$ AMN/LISN [7] โดยมีหน้าหลักดังต่อไปนี้ [8]

- สามารถรักษาอิมพีแดนซ์ระหว่างสายแต่สายของแหล่งจ่ายกับจุดกราวด์อ้างอิงให้คงที่ ที่ 50Ω โดยมีตัวเหนี่ยวนำ $50\mu\text{H}$ ขนาดอยู่ด้วย สำหรับความถี่ตั้งแต่ 150 kHz ถึง 30 MHz ดังแสดงในรูปที่ 2.14 โดยที่ $50\Omega/50\mu\text{H} + 5\Omega$ สำหรับ LISN โดยทั่วไป และ $50\Omega/50\mu\text{H} + 1\Omega$ สำหรับ LISN ที่ใช้ทดสอบในสถานะกระแสสูงถึง 500 A .
- สามารถแยกสัญญาณรบกวนที่ปล่อยออกมาจากเครื่องมือหรืออุปกรณ์ที่อยู่ภายใต้การทดสอบ (Equipment Under Test: EUT) เพื่อนำเข้าสู่เครื่องมือวิเคราะห์
- สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนที่มากับแหล่งจ่ายไฟฟ้าหลักออกไปได้ไม่ให้เข้าไปสู่ระบบที่กำลังวัดอยู่ได้

สำหรับวงจรภายในของ AMN/LISN ตามมาตรฐานจะแสดงดังรูปที่ 2.15 และเพื่อความปลอดภัยในการทดสอบจำเป็นต้องมีการต่อจุดอ้างอิงของ AMN/LISN ลงดิน [9]



รูปที่ 2.14 กราฟของอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของ AMN/LISN ตามมาตรฐาน CISPR



รูปที่ 2.15 วงจรของ AMN/LISN ตามมาตรฐาน CISPR

2.6.3 ระนาบพื้น

สำหรับระนาบพื้น (Ground Plane) สำหรับการวัดสัญญาณรบกวนนั้นตามมาตรฐาน มอก. 1956-2542 ได้กำหนดไว้ดังนี้คือ

วาง EUT ซึ่งประสงค์ให้ใช้งานบน โต๊ะ 0.4 เมตร ห่างจากระนาบอ้างอิง โลหะในแนวตั้งที่มีขนาดอย่างน้อย 2 เมตร × 2 เมตร และต้องรักษาระยะอย่างน้อย 0.8 เมตร จากผิวพื้นผิวโลหะอื่นใด ๆ หรือระนาบพื้นอื่นที่ไม่ได้เป็นส่วนของ EUT ถ้าทำการวัดในห้องป้องกันการรบกวน ระยะ 0.4 เมตรอาจอ้างอิงกับผนังข้างหนึ่งของเปลือกหุ้ม ถ้าทำการวัดในบริเวณทดสอบพื้นที่เปิดหรือในห้องป้องกันการรบกวน ระยะ 0.4 เมตร อาจอ้างอิงกับระนาบพื้นโลหะในแนวระดับ

อุปกรณ์ทดสอบตั้งพื้นต้องวางบนระนาบพื้นโลหะในแนวระดับ

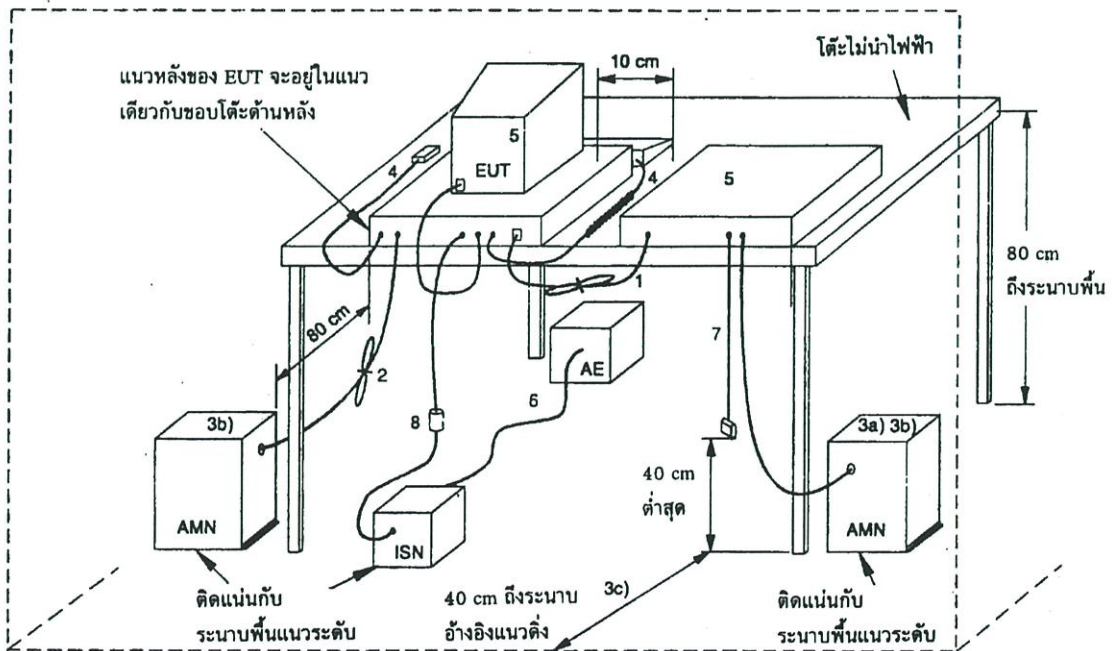
จุดสัมผัสต้องสอดคล้องกับการใช้งานตามปกติ แต่ต้องไม่สัมผัสทางโลหะกับระนาบพื้น อาจแทนพื้นโลหะด้วยระนาบพื้นอ้างอิง ระนาบพื้นอ้างอิงต้องยื่นพื้นเส้นขอบของ EUT อย่างน้อย 0.5 เมตร และต้องมีขนาดอย่างน้อย 2 เมตร × 2 เมตร

จุดดินอ้างอิงของ AMN/LISN ต้องต่อเข้ากับระนาบพื้นอ้างอิงด้วยตัวนำที่สั้นที่สุดเท่าที่จะทำได้

2.6.4 การจัดวางอุปกรณ์ (มอก. 1956-2542)

อุปกรณ์ที่ออกแบบสำหรับการทำงานทั้งวงบนโต๊ะและวางบนพื้น เมื่อใช้โครงแบบนี้ต้องทดสอบเฉพาะในโครงแบบวงบนโต๊ะเท่านั้น นอกจากว่าการติดตั้งใช้งานตามปกติเป็นการวางบนพื้นก็ให้ทดสอบวางบนพื้น อุปกรณ์ที่ออกแบบสำหรับติดตั้งต้องทดสอบในลักษณะเหมือนแบบวางบนโต๊ะ การหันเหิศทางของอุปกรณ์ต้องสอดคล้องกับการใช้งานตามปกติ

สำหรับการต่อช่องทางแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้ากับ AMN ผ่านทางสายอ่อนแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า และต่อช่องทางโทรคมนาคมด้วยสายเคเบิลสัญญาณเข้ากับ LISN และการจัดวางอุปกรณ์ในการทดสอบจะเป็นไปตามขั้นตอนดังต่อไปนี้ ดังแสดงในรูปที่ 2.16



AE = อุปกรณ์ที่เกี่ยวข้อง

EUT = อุปกรณ์ที่ทำการทดสอบ

ISN (LISN) = โครงข่ายสร้างเสถียรภาพอิมพีแดนซ์

รูปที่ 2.16 โครงแบบทดสอบอุปกรณ์วางบนโต๊ะ (การวัดสัญญาณรบกวนที่นำตามสาย)

- 1) ถ้าสายเคเบิลที่ห้อยอยู่ใกล้ระนาบพื้นโลหะแนวระดับในระยะต่ำกว่า 40 เซนติเมตร และไม่สามารถทำให้สั้นลงมีความยาวที่เหมาะสมได้ ส่วนที่เกินต้องม้วนทาบให้เป็นมัดที่ยาว 30 ถึง 40 เซนติเมตร
- 2) สายอ่อนแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าประธานที่ยาวเกินต้องม้วนทาบให้เป็นมัดที่กึ่งกลางสาย หรือทำให้สั้นลงจนมีความยาวเหมาะสม
- 3) ให้ต่อ EUT เข้ากับ AMN เครื่องหนึ่ง AMN และ LISN ทุกเครื่องอาจเลือกติดตั้งกับระนาบอ้างอิงแนวตั้ง หรือผนังโลหะ
 - หน่วยอื่นทั้งหมดของระบบได้รับกำลังไฟฟ้าจาก AMN เครื่องที่ 2 อาจใช้ตัวรับชุดสำหรับสายอ่อนแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าประธานหลายเส้น
 - AMN และ LISN ห่างจาก EUT 80 เซนติเมตร และห่างจากหน่วยอื่นและระนาบโลหะอื่นอย่างน้อย 80 เมตร
 - ต้องจัดตำแหน่งสายอ่อนแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าประธานและสายเคเบิลสัญญาณตลอดความยาวของสายเท่าที่จะทำได้ ที่ระยะ 40 เซนติเมตร ห่างจากระนาบอ้างอิงแนวตั้ง
- 4) สายเคเบิลของอุปกรณ์ที่ทำงานด้วยมือ เช่น แผงแป้นอักขระ เม้าส์ ฯลฯ ต้องวางในลักษณะใช้งานปกติ
- 5) อุปกรณ์รอบข้างต้องวางที่ระยะ 10 เซนติเมตรจากเครื่องอื่นๆ และจากตัวควบคุมยกเว้นจอภาพซึ่งถ้ายอมรับได้ในทางปฏิบัติเกี่ยวกับการติดตั้งก็ให้วางบนตัวควบคุมโดยตรง
- 6) สายเคเบิลสัญญาณเข้า/ออกซึ่งมีไว้สำหรับการต่อภายนอก
- 7) ปลายของสายเคเบิลสัญญาณเข้า/ออกซึ่งไม่ได้ต่อเข้ากับ AE อาจสั้นสุดควรจรลงถ้าต้องการ โดยใช้อิมพีแดนซ์สั้นสุดควรจรที่ถูกต้อง
- 8) ถ้าใช้โพรบกระแส ต้องวางอยู่ที่ระยะ 0.1 เมตรจาก LISN

2.7 สรุป

ในบทนี้เป็นการแนะนำและทำความเข้าใจเกี่ยวกับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า และการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ โดยกล่าวถึงการเกิดการรบกวนในโหมดต่าง ๆ และแนะนำมาตรฐานที่เกี่ยวข้องในการวัดและทดสอบสัญญาณรบกวนโดยสังเขป ที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สำหรับรายละเอียดเพิ่มเติมของมาตรฐานสามารถดูได้จากมาตรฐานที่ได้กล่าวถึง

บทที่ 3

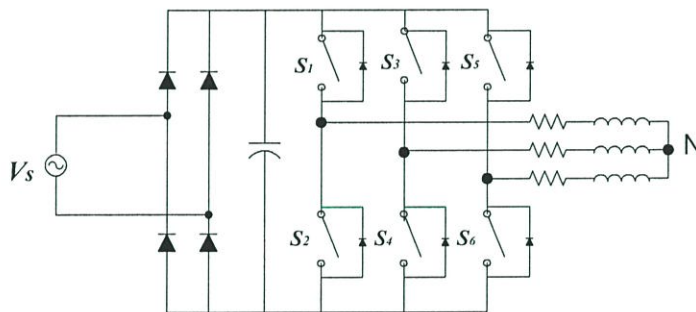
ทฤษฎีพื้นฐานในการวิเคราะห์และสร้างสัญญาณควบคุมแบบ พีดับเบิลยูเอ็ม

3.1 บทนำ

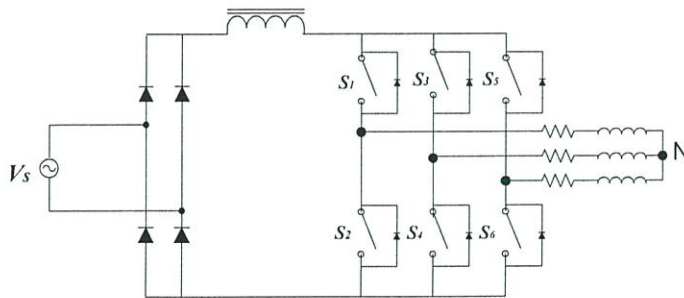
ในบทนี้จะเป็นการอธิบายเกี่ยวกับทฤษฎีพื้นฐานและหลักการทำงานของ อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสเพื่อนำไปสู่การอธิบายการเกิดสัญญาณรบกวนในบทที่ 6 ต่อไป การสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม ในรูปแบบต่างๆ ซึ่งเป็นสัญญาณควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ ที่กำหนดไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ และกล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้นในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของสัญญาณแรงดันและกระแสของอินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส

3.2 อินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส

อินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส เป็นอินเวอร์เตอร์ที่ถูกใช้ในงานที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง หรือเป็นแหล่งสำรองไฟฟ้า หรือการขับเคลื่อนมอเตอร์ หรือเป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าของโหลด 3 เฟส โดยอินเวอร์เตอร์ได้แบ่งออกเป็น 2 ประเภทคือ อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส ดังแสดงในรูปที่ 3.1 (ก) และ (ข) ตามลำดับ



(ก) ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน



(ข) ชนิดแหล่งจ่ายกระแส

รูปที่ 3.1 อินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส

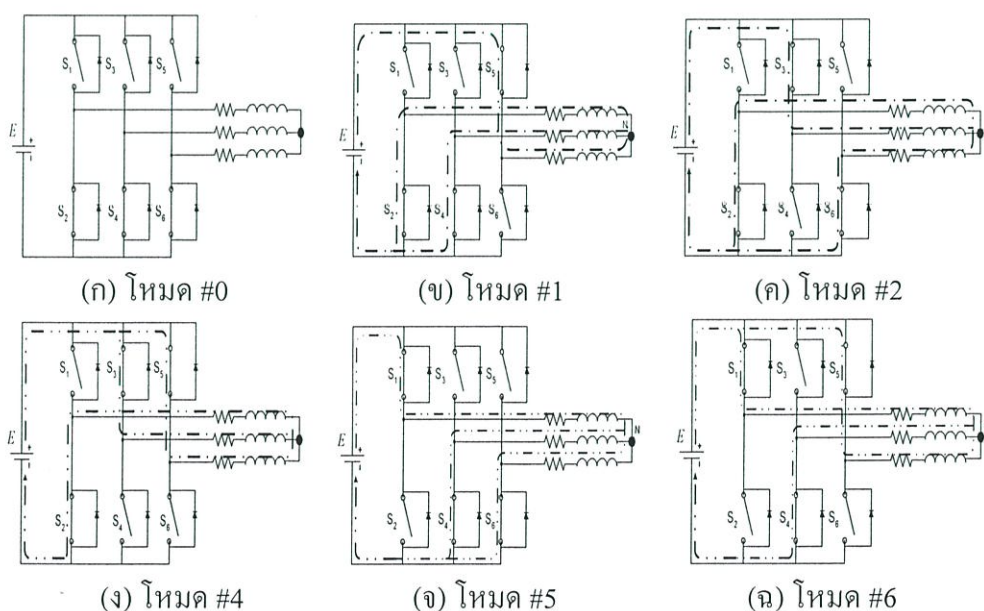
สำหรับมุมเฟสของสัญญาณแรงดันและกระแสด้านขาออกของอินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส ในแต่ละเฟสจะต่างกัน 120° ตามลำดับเฟส สำหรับการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสที่ได้รับความนิยมอย่างแพร่หลายคือ แบบรูปคลื่น 6 ขั้น (six-step inverter) ซึ่งการควบคุมด้วยวิธีนี้จะก่อให้เกิดปัญหาเกี่ยวกับฮาร์มอนิกลำดับต่ำ และพีคดับเบิลยูเอ็มหรือการปรับความกว้างพัลส์ โดยการควบคุมด้วยวิธีนี้ จะสามารถกำจัดปัญหาเกี่ยวกับฮาร์มอนิกลำดับต่ำได้ แต่จะมีฮาร์มอนิกลำดับสูงเกิดขึ้นแทนแต่ก็สามารถสร้างตัวกรองสัญญาณออกไปได้โดยง่าย

สำหรับโหมดในการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส ไม่ว่าจะเป็นแบบรูปคลื่น 6 ขั้น หรือแบบพีคดับเบิลยูเอ็ม จะมีโหมดในการทำงานทั้งหมด 8 โหมดด้วยกัน แต่จะมี 6 โหมดเท่านั้น (โหมด #1- #6) ที่สามารถทำให้เกิดการไหลของสัญญาณกระแสได้ ซึ่งแสดงดังตารางที่ 3.1 และรูปที่ 3.2 ตามลำดับ โดยจะสามารถดูได้จากรูปที่ 3.2 และในรูปที่ 3.3 เป็นวงจรสมมูลของการทำงานในแต่ละโหมดของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะนำไปอธิบายการเกิดสัญญาณรบกวนในต้วหน้าต่อไป

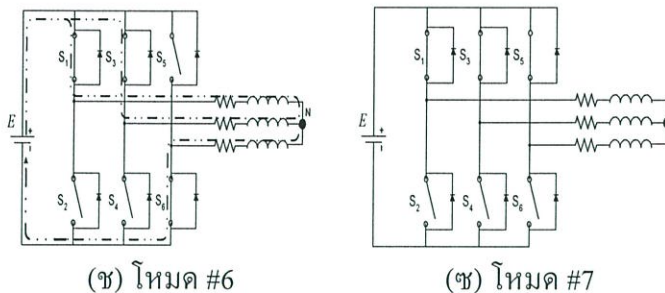
ตารางที่ 3.1 โหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

โหมด	S_1	S_3	S_5	S_2	S_4	S_6
#0	0	0	0	1	1	1
#1	0	0	1	1	1	0
#2	0	1	0	1	0	1
#3	0	1	1	1	0	0
#4	1	0	0	0	1	1
#5	1	0	1	0	1	0
#6	1	1	0	0	0	1
#7	1	1	1	0	0	0

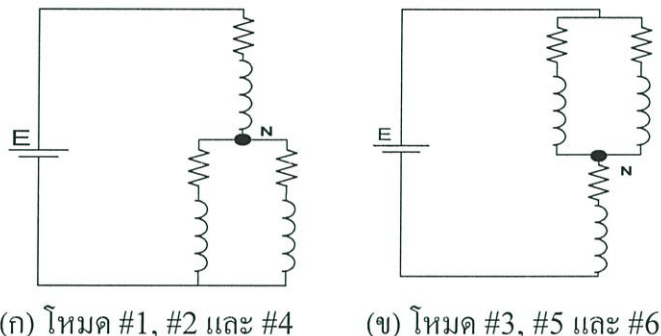
หมายเหตุ: 0 = เปิด, 1 = ปิด



รูปที่ 3.2 โหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส (มีต่อ)



รูปที่ 3.2 (ต่อ) โหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส



รูปที่ 3.3 วงจรสมมูลของโหมดในการทำงานของ อินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส

3.3 การสร้างสัญญาณควบคุมสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มแบบต่างๆ

เทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ พีดับเบิลยูเอ็ม มีด้วยกันหลายรูปแบบการควบคุม โดยในแต่ละรูปแบบจะมีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันไป ขึ้นอยู่กับจุดประสงค์ในการนำไปใช้งาน และเมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณควบคุมแบบรูปคลื่น 6 ขั้นซึ่งเป็นการควบคุมแบบเดิม จะสามารถสรุปข้อดีและข้อเสียได้ดังนี้ [10]

ข้อดีของการควบคุมแบบพีดับเบิลยูเอ็ม

1. สเปกตรัมของฮาร์มอนิกอยู่ห่างจากที่ความถี่มูลฐานมากกว่า เป็นการลดองค์ประกอบของฮาร์มอนิกลำดับต่ำลงไปได้
2. สามารถปรับระดับของแรงดันและกระแสได้อย่างเป็นเชิงเส้น ตามค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์

ข้อเสียของการควบคุมแบบพีดับเบิลยูเอ็ม

1. ลดทอนองค์ประกอบที่ความถี่มูลฐานลงไปจากเดิม
2. ความถี่ในการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ยิ่งขึ้น ซึ่งทำให้ต้องใช้อุปกรณ์กำลังที่ทำงานในย่านความถี่สูง และสิ่งตามมาคือเกิดความสูญเสียเนื่องจากการทำงานเพิ่มขึ้น
3. ให้กำเนิดองค์ประกอบฮาร์มอนิกลำดับสูง ซึ่งก่อให้เกิดปัญหาสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าได้ทั้งตามตัวนำ และแพร่ทางอากาศ

สำหรับในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอเทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มใน 4 รูปแบบที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 1

เทคนิคในการสร้างสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มแบบต่างๆ ที่กำหนดไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยนำรูปคลื่นสัญญาณอ้างอิงในแต่ละเทคนิคที่ความถี่มูลฐานที่ต้องการ มาทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณแคเรียร์ (สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม) ที่มีความถี่เท่ากับความถี่ในการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ที่ต้องการ กล่าวคือถ้าระดับสัญญาณอ้างอิงมากกว่าสัญญาณแคเรียร์ ก็จะทำให้ได้สัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มเพื่อไปสั่งให้อุปกรณ์สวิตซ์ทำงาน (on) และถ้าต่ำกว่าก็จะทำให้ได้สัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มเพื่อไปสั่งให้อุปกรณ์สวิตซ์ไม่ทำงาน (off) และในการสร้างสัญญาณควบคุมแบบพีดับเบิลยูเอ็มจะมีพารามิเตอร์สำคัญคือ ค่าแอมพลิจูดมอดูเลชันอินเด็กซ์ (modulation index: m_a) ซึ่งจะหมายถึง ค่าอัตราส่วนของขนาดของแอมพลิจูดของรูปคลื่นสัญญาณอ้างอิงเทียบกับขนาดของแอมพลิจูดของสัญญาณแคเรียร์ โดยนิยามไว้ดังสมการที่ (3.1) และฟรีแควนซีมอดูเลชันอินเด็กซ์ (frequency modulation index: m_f) ซึ่งก็คือค่าอัตราส่วนระหว่างความถี่ของสัญญาณแคเรียร์ต่อความถี่ของสัญญาณอ้างอิง โดยนิยามไว้ดังสมการที่ (3.2)

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \quad (3.1)$$

โดยที่ $\hat{V}_{control}$ คือ ค่าขนาดของแอมพลิจูดของรูปคลื่นสัญญาณอ้างอิง
 \hat{V}_{tri} คือ ค่าขนาดของแอมพลิจูดของรูปคลื่นสัญญาณแคเรียร์

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{control}} \quad (3.2)$$

โดยที่ f_{tri} คือ ค่าความถี่ของรูปคลื่นสัญญาณแคเรียร์
 $f_{control}$ คือ ค่าความถี่ของรูปคลื่นสัญญาณอ้างอิง

3.3.1 เทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมแบบรูปคลื่นซายน์ (SPWM)

สำหรับการสร้างสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มด้วยวิธีนี้สำหรับอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสนั้นจะใช้สัญญาณอ้างอิง 3 สัญญาณ โดยแต่ละสัญญาณจะต่างเฟสกัน 120 องศา มาเปรียบเทียบกับสัญญาณแคเรียร์เดียวกันซึ่งผลลัพธ์ก็จะได้สัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มออกมาซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.4

ในการออกแบบโดยเลือกค่า m_f ที่เหมาะสมนั้น ได้มีผู้แสดงไว้ใน [10] ซึ่งสรุปได้ดังนี้

1. ในกรณีที่ออกแบบค่า m_f ($m_f \leq 21$) ค่าๆ ต้องเลือกค่า m_f เป็นเลขคี่เพื่อไม่ให้เกิดฮาร์มอนิกลำดับคู่ขึ้น
2. กรณีค่า m_f ($m_f > 21$) สูงผลของการเลือกใช้ซิงโครนัสพีดับเบิลยูเอ็มจะมีน้อย จึงอาจใช้การสวิตช์แบบอะซิงโครนัสพีดับเบิลยูเอ็มได้

ในการพิจารณาสัญญาณเอาต์พุตแรงดันที่เกิดจากรูปคลื่นนี้สามารถพิจารณาได้ 2 ย่านคือ ย่านที่เป็นแบบเชิงเส้น ($m_a \leq 1$) เป็นย่านที่แรงดันเอาต์พุตแปรผันตรงแบบเชิงเส้นกับค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์โดยค่าแรงดันระหว่างเฟสเอาต์พุตมีค่าประมาณค่าดังสมการต่อไปนี้ [11]

$$V_{LL,rms} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_{dc} \quad (3.3)$$

เมื่อ ค่า V_{dc} เป็นค่าระดับแรงดันดีซีลิงค์

จากสมการที่ (3.3) สามารถเขียนได้เป็นค่าประมาณได้ดังสมการต่อไปนี้

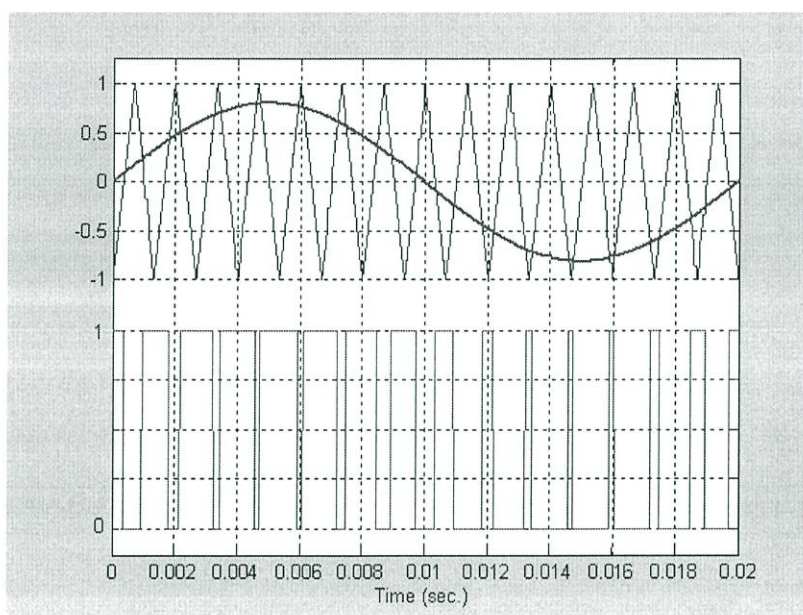
$$V_{LL,rms} \approx 0.612 m_a V_{dc} \quad (3.4)$$

ย่านโอเวอร์มอดูเลชัน ($m_a > 1$) เป็นย่านที่แรงดันเอาต์พุตไม่แปรผันตรงแบบเชิงเส้นกับค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ ซึ่งโดยมากมักไม่มีการนำย่านนี้ไปใช้งาน

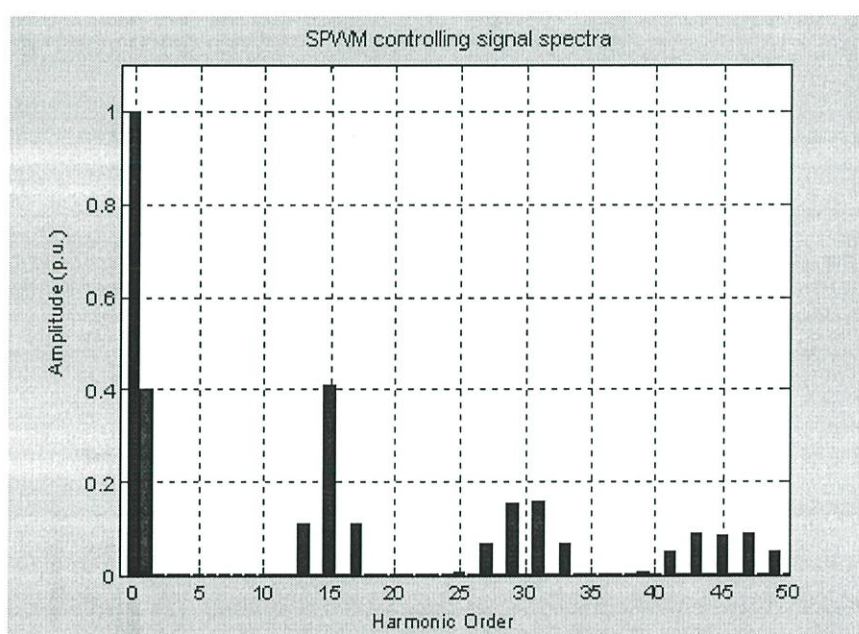
สำหรับการเทคนิคการมอดูเลตแบบรูปคลื่นซายน์แบบ 3 เฟส สมการของสัญญาณอ้างอิงในแต่ละเฟสจะเป็นไปดังสมการที่ (3.5) ซึ่งในรูปที่ 3.4 เป็นตัวตัวอย่างการมอดูเลตในหนึ่งเฟส และรูปที่ 3.5 จะแสดงสเปคตร้าของสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็ม ซึ่งจะเห็นว่าผลของฮาร์มอนิกจะเริ่มที่ ความถี่ของสัญญาณแคเรียร์

$$\begin{aligned} v_{control,a} &= m_a \sin(\omega t) \\ v_{control,b} &= m_a \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{control,c} &= m_a \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.5)$$

เมื่อ $0 \leq \omega t \leq 2\pi$



รูปที่ 3.4 ลักษณะตัวอย่างเทคนิคการมอดูเลตแบบรูปคลื่นซายน์ ที่มีค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ = 0.8, ความถี่ของสัญญาณอ้างอิง = 50 Hz และความถี่ของสัญญาณแคเรียร์ = 750 Hz



รูปที่ 3.5 สเปกตร้าของสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มแบบรูปคลื่นซายน์ในรูปที่ 3.4

3.3.2 เทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมแบบเทร็ดฮาร์โมนิกส์อินเจกชัน (THIPWM)

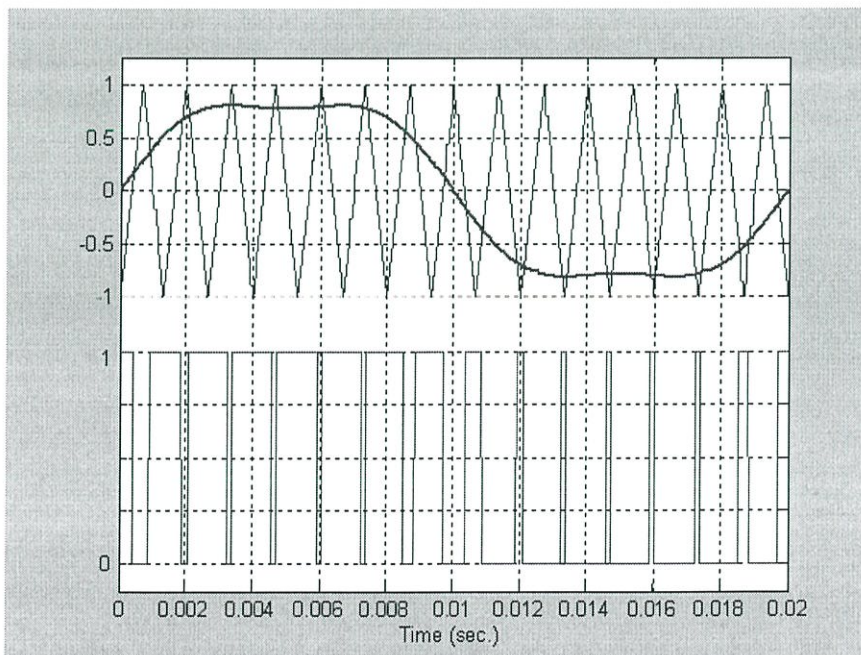
เทคนิคนี้จะใช้หลักการคล้ายกับเทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมแบบรูปคลื่นซายน์ เพียงแต่เปลี่ยนรูปคลื่นสัญญาณอ้างอิงแบบรูปคลื่นซายน์ร่วมกับองค์ประกอบฮาร์โมนิกลำดับที่ 3 แทนแล้วไปเปรียบเทียบกับสัญญาณแคเรียร์ สำหรับสมการรูปคลื่นและค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$v_{control} = \frac{2}{\sqrt{3}} m_a (\sin(\omega t) + a \sin(3\omega t)) \quad (3.6)$$

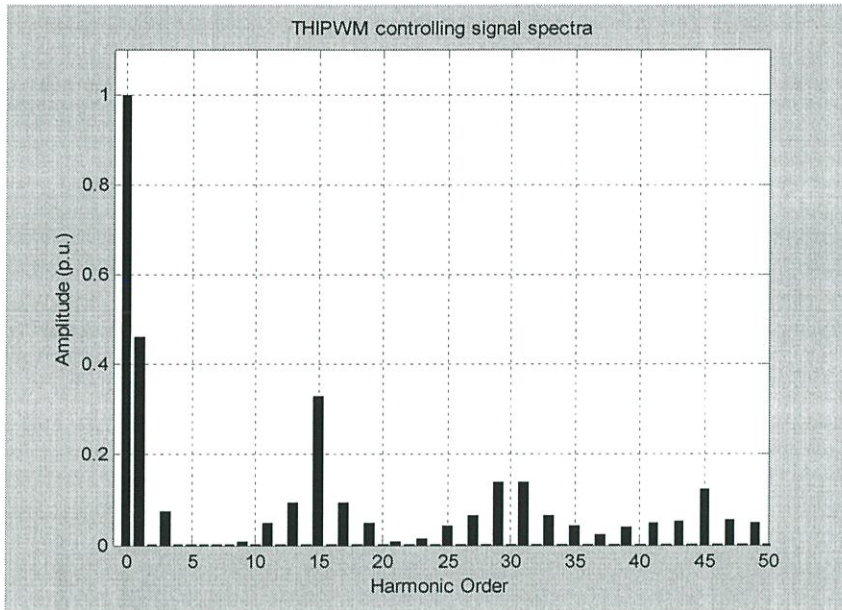
เมื่อ $0 \leq \omega t \leq 2\pi$ โดยที่ a เป็นค่าคงที่

สำหรับเทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมนี้ จะสามารถเพิ่มขนาดขององค์ประกอบของความถี่มูลฐานได้มากกว่าแบบสัญญาณควบคุมแบบชานี่ 15.5 % [12] ที่ค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์เดียวกันดังนั้นจึงสามารถเพิ่มค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ ได้ไปจนถึง 1.15 ซึ่งยังคงทำให้ย่านการใช้งานยังเป็นแบบเชิงเส้นอยู่ จากสมการที่ (3.6) ได้มีผู้แนะนำว่าค่า a ที่เหมาะสมคือ $\frac{1}{6}$ [10] ดังสมการของสัญญาณอ้างอิงในแต่ละเฟสสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.7) และตัวอย่างการมอดูเลตของเทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมแบบเดิร์ดฮาร์โมนิกอินเจ็คชั่น และสเปกตร้าของสัญญาณควบคุมแสดงดังรูปที่ 3.6 และ 3.7 ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นว่าสามารถเพิ่มขนาดของฮาร์โมนิกที่หนึ่งได้อีกประมาณ 15.5 %

$$\begin{aligned} v_{control,a} &= \frac{2}{\sqrt{3}} m_a (\sin(\omega t) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t)) \\ v_{control,b} &= \frac{2}{\sqrt{3}} m_a (\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t)) \\ v_{control,c} &= \frac{2}{\sqrt{3}} m_a (\sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t)) \end{aligned} \quad (3.7)$$



รูปที่ 3.6 ลักษณะตัวอย่างเทคนิคการมอดูเลตแบบเดิร์ดฮาร์โมนิกอินเจ็คชั่น ที่มีค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ = 0.8, ความถี่ของสัญญาณอ้างอิง = 50 Hz และความถี่ของสัญญาณแคเรียร์ = 750 Hz

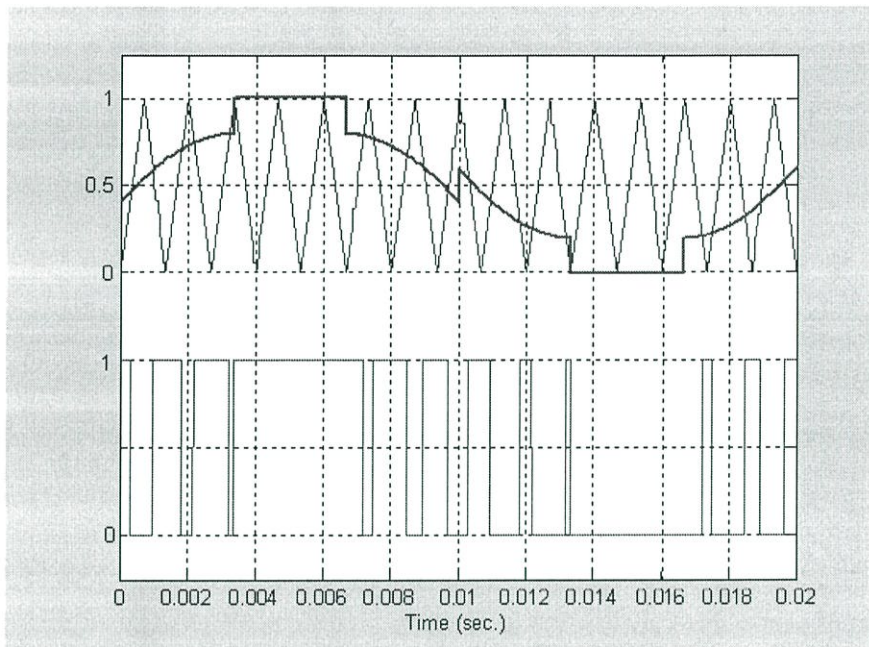


รูปที่ 3.7 สเปกตร้าของสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มแบบเทิร์ดฮาร์โมนิกอินเจ็คชั่นในรูปที่ 3.6

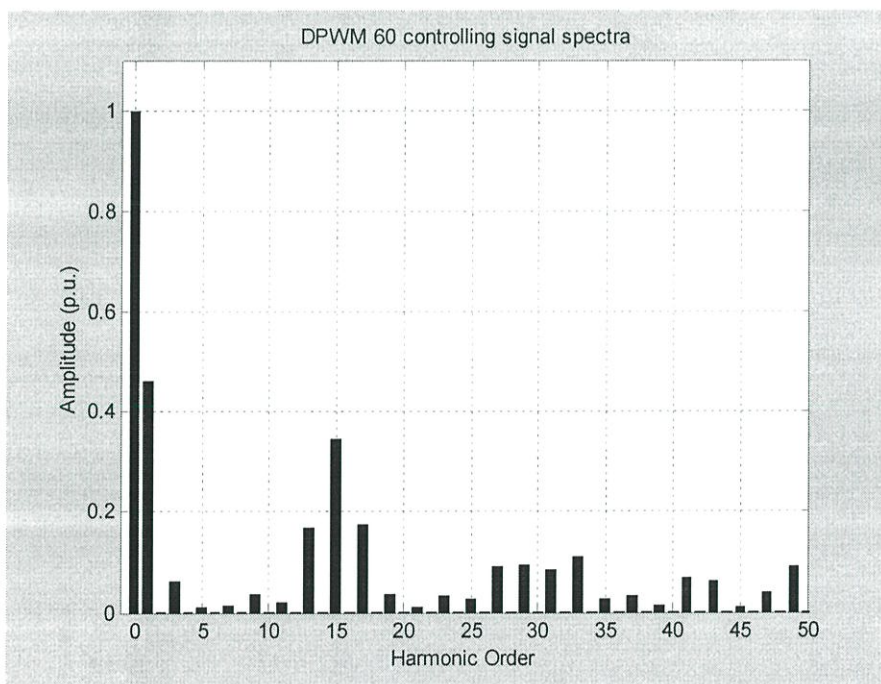
3.3.3 เทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มแบบไม่ต่อเนื่อง 60 องศา (DPWM60°)

เทคนิคการควบคุมการทำงานแบบนี้จะอาศัยลักษณะของสัญญาณอ้างอิงที่ไม่ต่อเนื่อง กล่าวคือจะมีอยู่ 2 ช่วงคือ ช่วงที่สัญญาณอ้างอิงเป็น 1 และ 0 ตามลำดับ ซึ่งจะทำให้ได้สัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มที่ไม่ต่อเนื่อง และให้เมื่อนำสัญญาณดังกล่าวไปใช้ ก็จะทำให้อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งไม่ทำงาน ซึ่งความไม่ต่อเนื่องนี้เป็นลักษณะที่สมมาตรกันกล่าวคือ ในครึ่งคาบการทำงาน (หนึ่งคาบการทำงาน = 0-360°) จะมีช่วงที่ทำไม่มีการทำงานของอุปกรณ์อยู่ 60° ซึ่งข้อดีของเทคนิคนี้ก็คือจะทำให้ลดความสูญเสียเนื่องจากการทำงานของอุปกรณ์ (switching loss) ลงได้ประมาณ 33% [13] และนอกจากนี้ยังมีข้อดีอีก ก็จะเป็นเช่นเดียวกับการควบคุมแบบ THIPWM คือจะสามารถเพิ่มขนาดของที่ความถี่มูลฐานได้อีก 15.5 % ซึ่งสมการของสัญญาณอ้างอิงในหนึ่งเฟสจะแสดงดังสมการที่ (3.8) [13] ซึ่งในเฟสอื่นก็จะเลื่อนเฟสไป 120° และ 240° ตามลำดับ ตัวอย่างเทคนิคการมอดูเลตและสเปกตร้าจะแสดงดังรูปที่ 3.8 และ 3.9 ตามลำดับ

$$v_{control,a} = \begin{cases} m_a \cos(\omega t - \frac{\pi}{3}) & ; 0 < \omega t \leq \frac{\pi}{3} \\ 1 & ; \frac{\pi}{3} < \omega t \leq 2\frac{\pi}{3} \\ m_a \cos(\omega t - 2\frac{\pi}{3}) & ; 2\frac{\pi}{3} < \omega t \leq \pi \\ 1 - m_a \cos(\omega t - 4\frac{\pi}{3}) & ; \pi < \omega t \leq 4\frac{\pi}{3} \\ 0 & ; 4\frac{\pi}{3} < \omega t \leq 5\frac{\pi}{3} \\ 1 - m_a \cos(\omega t - 5\frac{\pi}{3}) & ; 5\frac{\pi}{3} < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.8)$$



รูปที่ 3.8 ลักษณะตัวอย่างเทคนิคการมอดูเลตแบบไม่ต่อเนื่อง 60° ที่มีค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ = 0.8, ความถี่ของสัญญาณอ้างอิง = 50 Hz และความถี่ของสัญญาณแคเรียร์ = 750 Hz



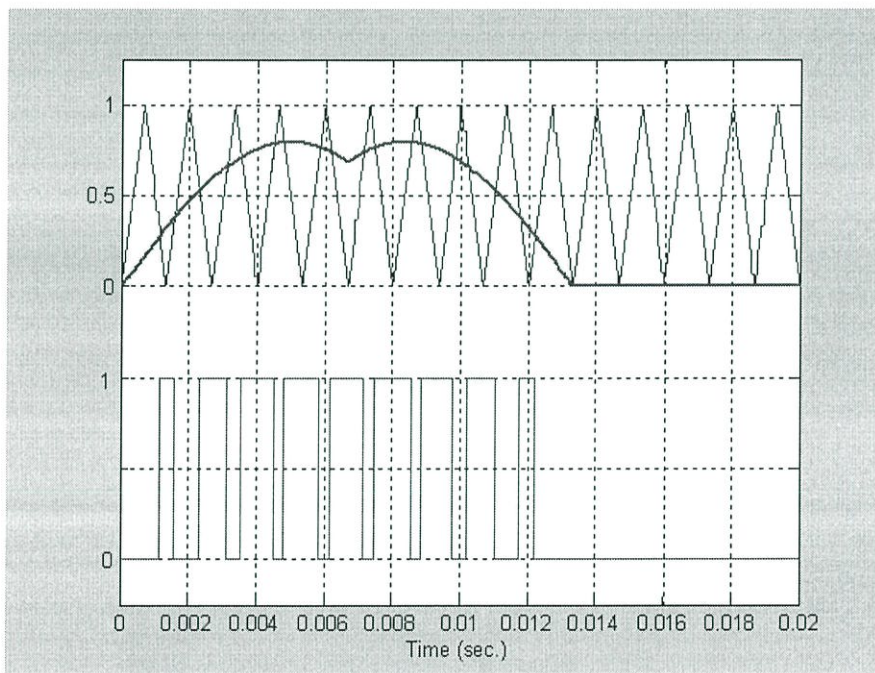
รูปที่ 3.9 สเปกตร้าของสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มแบบมอดูเลตแบบไม่ต่อเนื่อง 60° ในรูปที่ 3.8

3.3.4 เทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มแบบไม่ต่อเนื่อง 120° (DPWM 120°)

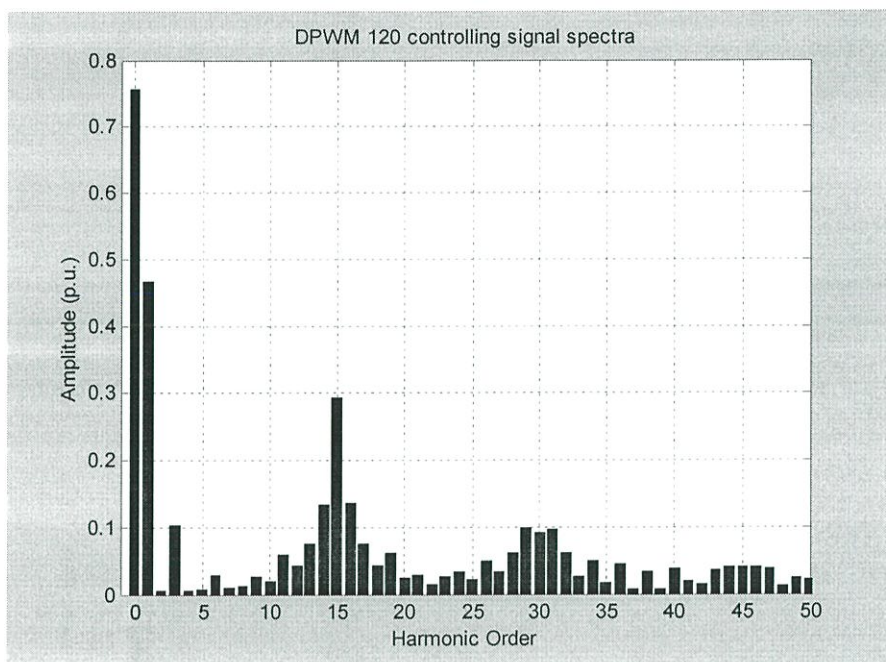
สำหรับเทคนิคการสร้างแบบนี้จะมีลักษณะคล้ายกับแบบไม่ต่อเนื่อง 60° แต่ต่างกันตรงที่ความไม่ต่อเนื่องของสัญญาณจะมีถึง 120° และจะเป็นลักษณะที่ไม่สมมาตรกัน ซึ่งช่วงของ

สัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องจะเป็น 0 ดังนั้นช่วงนี้อุปกรณ์สวิตจึงจะไม่ทำงาน ซึ่งก็จะมีข้อดีเพิ่มขึ้นอีก
หนึ่งข้อจากแบบไม่ต่อเนื่อง 60° ก็จะสามารถลดการสูญเสียในระหว่างการนำไฟฟ้าได้
(conduction loss) และถึงแม้ว่าสัญญาณที่ได้จะเป็นในลักษณะที่ไม่สมมาตร แต่เมื่อนำสัญญาณ
อ้างอิง 2 เฟสต่างกันมาลบกันก็จะได้เป็นสัญญาณรูปคลื่นชานนออกมา ซึ่งสมการของสัญญาณ
อ้างอิงในหนึ่งเฟสจะเป็นดังสมการที่ (3.9) และตัวอย่างการมอดูเลตและสเปคตราของสัญญาณ
ควบคุมพีคดับเบิลยูเอ็มแบบไม่ต่อเนื่อง 120° จะแสดงดังรูปที่ 3.10 และ 3.11 ตามลำดับ

$$v_{control,a} = \begin{cases} m_a \sin(\omega t) & ; 0 < \omega t \leq 2\frac{\pi}{3} \\ m_a \sin(\omega t - \frac{\pi}{3}) & ; 2\frac{\pi}{3} < \omega t \leq 4\frac{\pi}{3} \\ 0 & ; 4\frac{\pi}{3} < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.9)$$



รูปที่ 3.10 ลักษณะตัวอย่างเทคนิคการมอดูเลตแบบไม่ต่อเนื่อง 120° ที่มีค่ามอดูเลชันอินดิเคซ์ = 0.8, ความถี่ของสัญญาณอ้างอิง = 50 Hz และความถี่ของสัญญาณแคเรียร์ = 750 Hz



รูปที่ 3.11 สเปกตร้าของสัญญาณควบคุมพิตช์เบิลยูเอ็มแบบมอดูเลตแบบไม่ต่อเนื่อง 120° ในรูปที่ 3.10

3.4 วิธีการวิเคราะห์ประสิทธิภาพและคุณสมบัติของรูปคลื่นสัญญาณ

การวิเคราะห์รูปคลื่นสัญญาณเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ทั้งแรงดันและกระแส จะอาศัย ทฤษฎีของอนุกรมฟูเรียร์ ซึ่งเป็นอนุกรมที่ใช้วิเคราะห์หรือแทนรูปคลื่นสัญญาณที่ไม่เป็นรูปคลื่น ไซน์ด้วยฟังก์ชันของรูปคลื่นไซน์

ฟังก์ชันคาบ $f(t)$ ใดๆ จะสามารถเขียนอยู่ในรูปของอนุกรมได้ดังสมการที่ (3.10)

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t)] \quad (3.10)$$

เมื่อ

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) dt \quad (3.11)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cos(n\omega_0 t) dt \quad (3.12)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \sin(n\omega_0 t) dt \quad (3.13)$$

ซึ่งค่าของ a_n และ b_n จะเป็นค่าสัมประสิทธิ์ขององค์ประกอบไซน์และโคไซน์ตามลำดับ ซึ่งจากการรวมสมการทางคณิตศาสตร์ สามารถเขียนได้อีกรูปหนึ่งดังสมการที่ (3.14)

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega_0 t + \theta_n) \quad (3.14)$$

เมื่อ

$$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (3.15)$$

$$\theta_n = \tan^{-1} \left(\frac{-b_n}{a_n} \right) \quad (3.16)$$

เมื่อนำสัญญาณที่ไม่เป็นรูปคลื่นไซน์มาวิเคราะห์ด้วยสมการที่ (3.10) - (3.16) โดยจะสามารถนำค่า C_n จากสมการที่ (3.15) มาวิเคราะห์คุณภาพของสัญญาณด้วยนิยามต่างๆ ซึ่งใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยจะแสดงดังต่อไปนี้

ค่า Total Harmonic Distortion (THD) ทั้งของแรงดัน (THD_v) ดังสมการที่ (3.17) และของกระแส (THD_i) ดังสมการที่ (3.18) เป็นดัชนีที่ใช้ในการบ่งชี้คุณภาพของความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตที่แตกต่างจากองค์ประกอบแรงดันหรือกระแสความถี่มูลฐาน ในการหาค่า THD นี้จะต้องอาศัยการวิเคราะห์โดยใช้ทฤษฎีฟูเรียร์ เพื่อหาองค์ประกอบความถี่มูลฐานและฮาร์มอนิกของรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต จึงสามารถนำไปเข้าสู่ตรรกะและหาค่าออกมาได้ เปอร์เซ็นต์ THD หากมีค่ามากแสดงว่ารูปคลื่นสัญญาณมีความผิดเพี้ยนมาก

$$\%THD_v = 100 \times \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \quad (3.17)$$

$$\%THD_i = 100 \times \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (3.18)$$

ค่า อาร์. เอ็ม. เอส. ขององค์ประกอบความถี่มูลฐาน ทั้ง แรงดัน (V_{rms}) และกระแส (I_{rms}) เป็นค่าระดับแรงดันและกระแส อาร์. เอ็ม. เอส. ที่ความถี่มูลฐานซึ่งเป็นความถี่ที่ใช้งานของอุปกรณ์ที่ต่อเข้ากับอินเวอร์เตอร์ องค์ประกอบนี้จะเป็นองค์ประกอบที่สร้างกำลังไฟฟ้าและเป็นองค์ประกอบที่ต้องการใช้งาน

$$V_{rms} = \frac{V_{peak}}{\sqrt{2}} \quad (3.19)$$

$$I_{rms} = \frac{I_{peak}}{\sqrt{2}} \quad (3.20)$$

ค่า อาร์. เอ็ม. เอส. ของแรงดัน (V_{rms}) และกระแส (I_{rms}) เอาต์พุตเป็นค่าระดับแรงดันและกระแสอาร์. เอ็ม. เอส. ของสัญญาณเอาต์พุต ซึ่งเป็นค่ารวมขององค์ประกอบทุกตัว ทั้งความถี่มูลฐานและฮาร์โมนิก

$$V_{rms} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \quad (3.21)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \quad (3.22)$$

สำหรับการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ทั้งการแพร่ทางตัวนำและการแพร่ทางอากาศ ก็จะใช้ทฤษฎีของอนุกรมฟูเรียร์เช่นเดียวกัน ซึ่งค่าที่จะนำมาทำการวิเคราะห์ก็คือค่า C_n แต่ในการแสดงค่าของสัญญาณรบกวนตามมาตรฐานซึ่งได้กำหนดไว้จะแสดงในหน่วยของ $\text{dB}\mu\text{V}$ ดังนั้นจากค่า C_n ที่ได้เราต้องทำการแปลงค่าของ C_n ให้อยู่ในหน่วยของ $\text{dB}\mu\text{V}$ ด้วยสมการที่ (3.23) ซึ่งสมการนี้จะใช้ในการแปลงค่าสัญญาณแรงดัน ที่ได้จากการจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนต่อไป เหตุที่ต้องแปลงค่าสัญญาณแรงดันให้อยู่ในหน่วย $\text{dB}\mu\text{V}$ เนื่องจากต้องการแสดงให้เห็นค่าของสัญญาณรบกวนที่ความถี่สูงซึ่งมีขนาดเล็ก

$$\text{dB}\mu\text{V} = 20\log(C_n) + 120 \quad (3.23)$$

3.5 สรุป

ในบทนี้เป็นการอธิบายทฤษฎีในการสร้างสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็ม ซึ่งใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งวิธีการสร้างจะอธิบายในบทของการออกแบบ

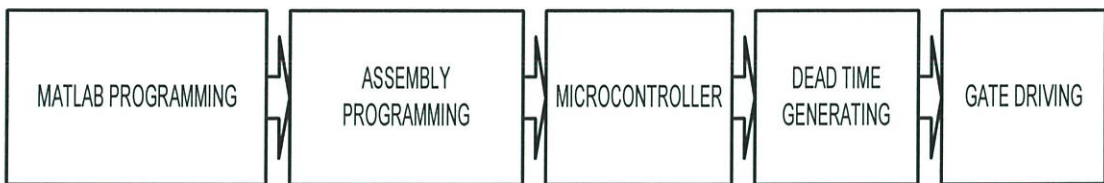
ทฤษฎีในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของและคุณสมบัติของสัญญาณจะถูกนำไปใช้ในการหาค่าประสิทธิภาพของสัญญาณเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ทั้งในการจำลองผลการทำงาน และผลการทดลองต่อไป

บทที่ 4

การออกแบบและการสร้างวงจรควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มและวงจรถูกอินเวอร์เตอร์

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นการสร้างสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็ม แบบต่างๆ ในเงื่อนไขที่ได้กำหนดไว้ในบทที่ 1 ไม่ว่าจะเป็น มอดูเลชันอินดิเค็ช ความถี่สวิดซิง การออกแบบวงจรถูกกำเนิดสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม วงจรสร้างเดดไทม์ (deadtime) วงจรขั้วเกต และวงจรถูกกำลัง เพื่อใช้ในการทดลองในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยขั้นตอนในการออกแบบจะแสดงดังรูปที่ 4.1

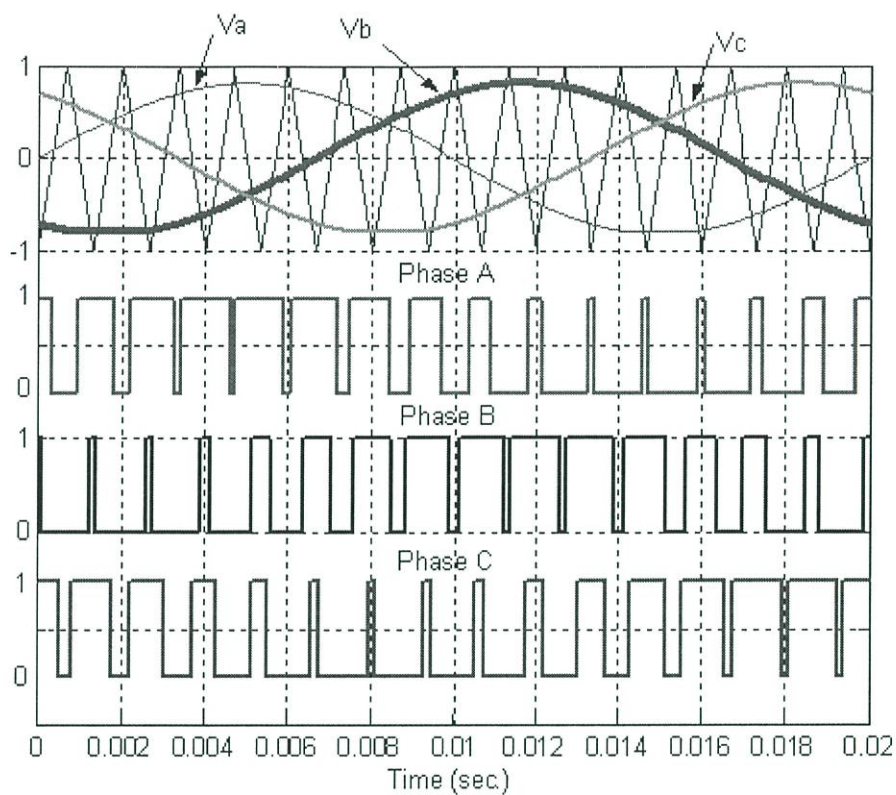


รูปที่ 4.1 ขั้นตอนการออกแบบระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์

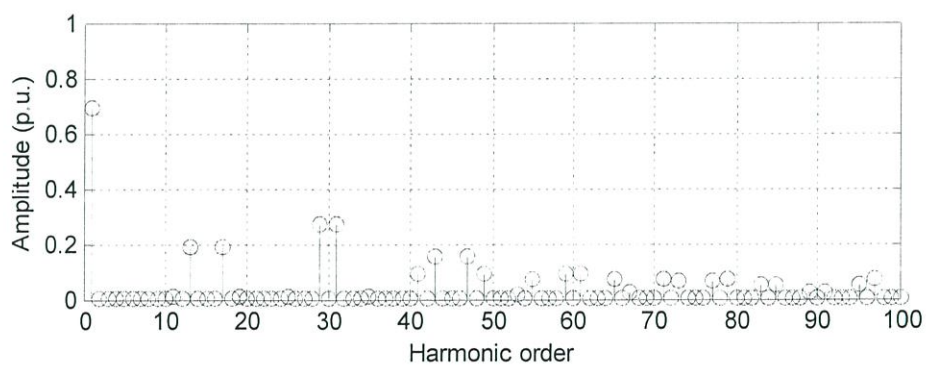
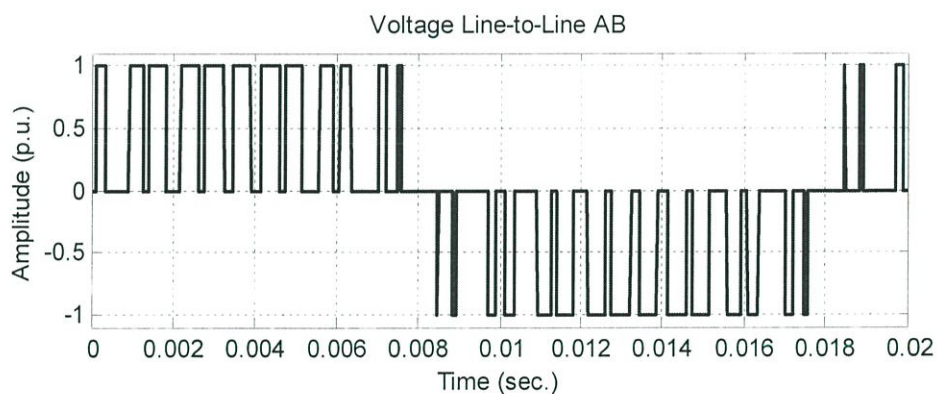
4.2 วิธีการสร้างสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มแบบต่าง ๆ

ในการสร้างสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มจะใช้ทฤษฎีที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3 มาใช้ในการสร้าง โดยจะใช้โปรแกรม MATLAB ในการสร้างสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มในแต่ละรูปแบบ จะได้สัญญาณควบคุมออกมา 3 สัญญาณซึ่งก็คือสัญญาณควบคุมในแต่ละเฟสจะมีค่าในระดับลอจิกคือ 0 กับ 1 และสัญญาณในแต่ละเฟส ณ ตำแหน่งเวลาเดียวกันจะถูกนำมาเปรียบเทียบ เพื่อเก็บในรูปแบบเลขฐาน 16 ซึ่งจะถูกเขียนเป็นไฟล์อักขระ (text file) และหลังจากนั้นแล้วไฟล์อักขระดังกล่าวจะถูกนำไปใช้ โดยรวมไฟล์อักขระดังกล่าวไปในการเขียน โปรแกรมภาษาแอสเซมบลีของไมโครคอนโทรลเลอร์ ตระกูล MCS-51 ซึ่งไฟล์อักขระของสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มแบบต่างๆ ที่ได้จากโปรแกรม MATLAB จะถูกเก็บเป็นตาราง (Lookup Table) ซึ่งจะถูกเรียกใช้ในการสร้างสัญญาณควบคุมโดยคำสั่งของไมโครคอนโทรลเลอร์ และสำหรับโปรแกรมการสร้างไฟล์อักขระของสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มจะแสดงในภาคผนวก ก

สำหรับการสร้างสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็ม เมื่อเราได้สัญญาณควบคุมในแต่ละเฟสมาแล้ว ถ้าเรานำสัญญาณควบคุมในแต่ละเฟสมาลบกัน ผลลัพธ์ก็คือสัญญาณเอาต์พุตของแรงดัน ระหว่างเฟส โดยการสร้างสัญญาณควบคุมในแต่ละเฟสและแต่ละเทคนิคจะแสดงดังรูปที่ 4.2-4.5 โดยในตัวอย่างนี้จะใช้ ความถี่สวิดซิง 750 Hz และมอดูเลชันอินดิเค็ชเท่ากับ 0.8 เหมือนกันทุกเทคนิค เพื่อแสดงให้เห็นรูปคลื่นของพัลส์ของสัญญาณควบคุม



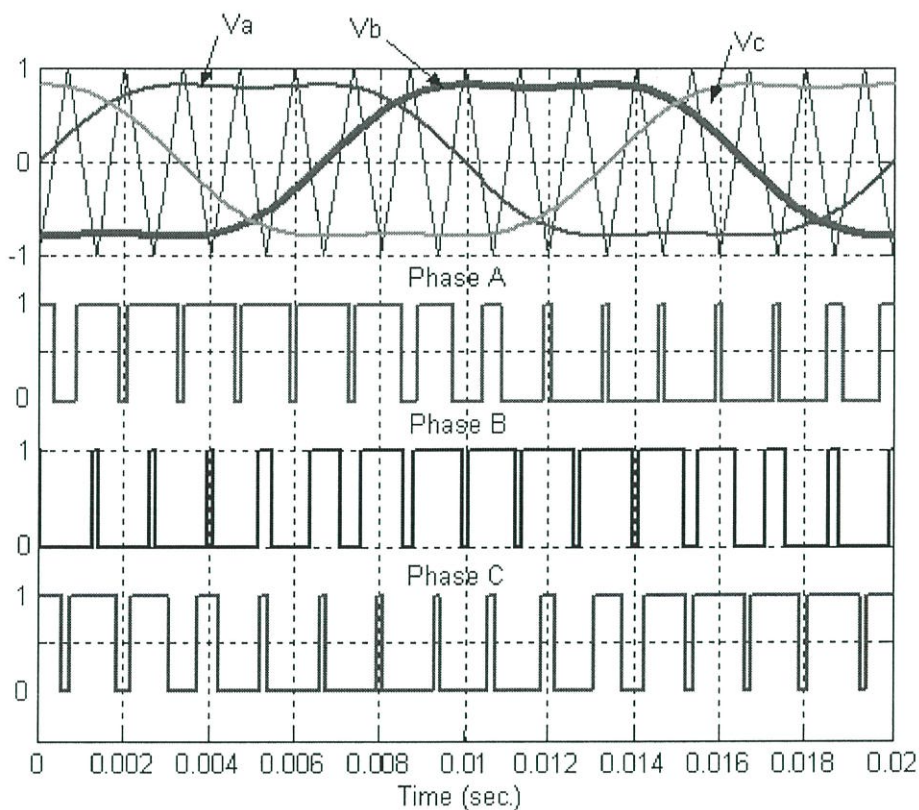
(ก) รูปคลื่นสัญญาณควบคุม



(ข) รูปคลื่นแรงดันเอาท์พุทระหว่างเฟส และสเปกตร้าของแรงดัน

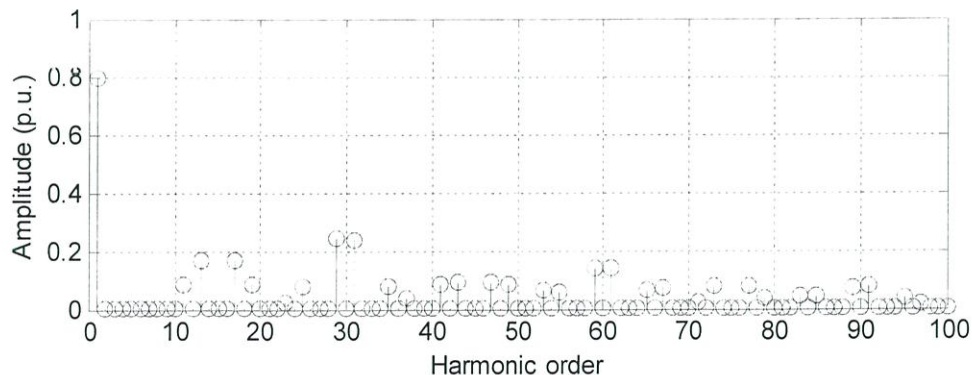
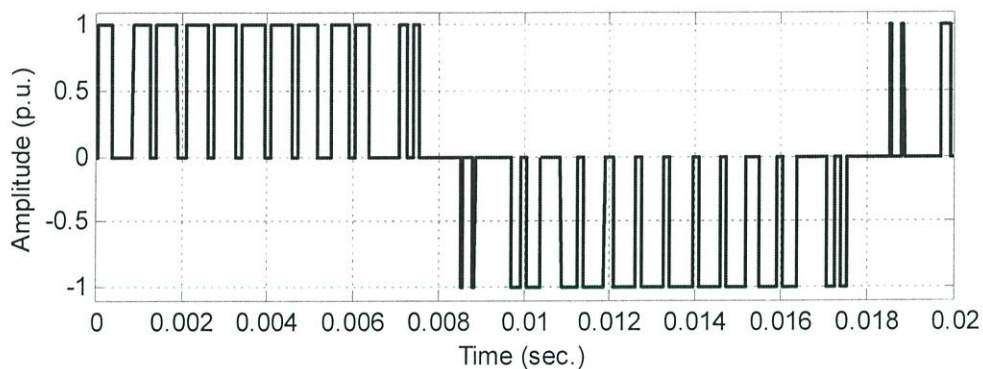
รูปที่ 4.2 เทคนิคการมอดูเลตแบบรูปคลื่นชานัน์

หมายเหตุ ค่าแอมพลิจูดที่ per unit (p.u) วัดเทียบกับระดับแรงดันเชื่อม โยงดีซี



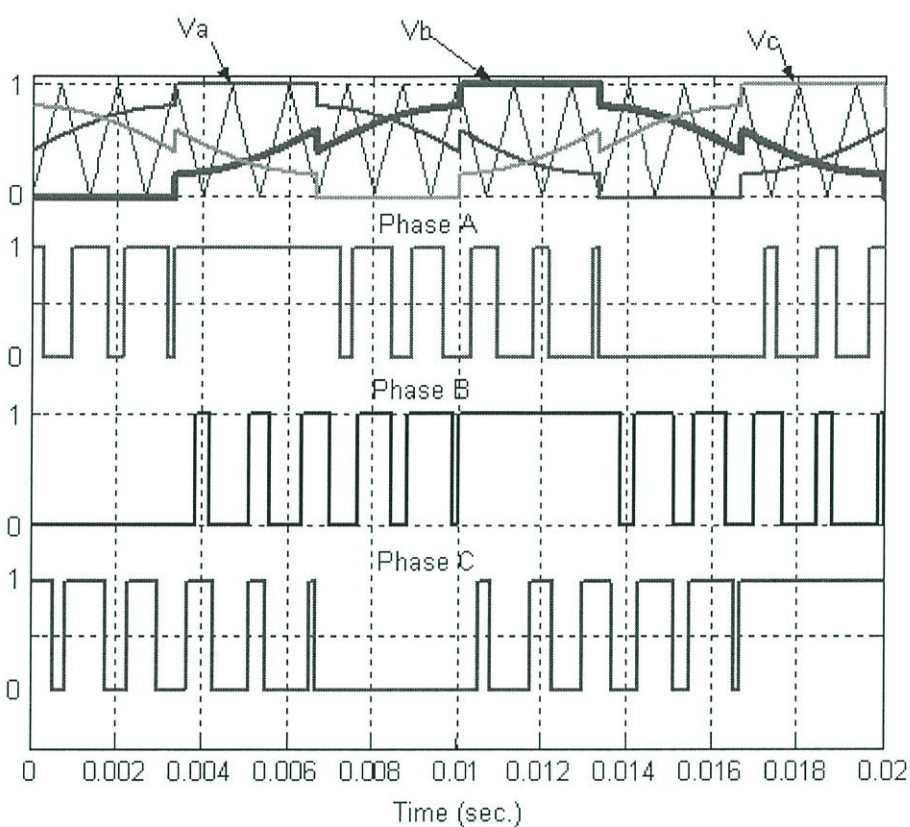
(ก) รูปคลื่นสัญญาณควบคุม

Voltage Line-to-Line AB

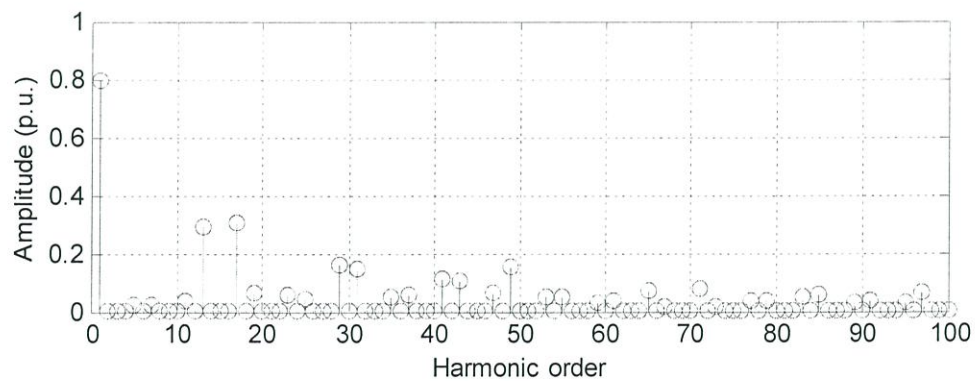
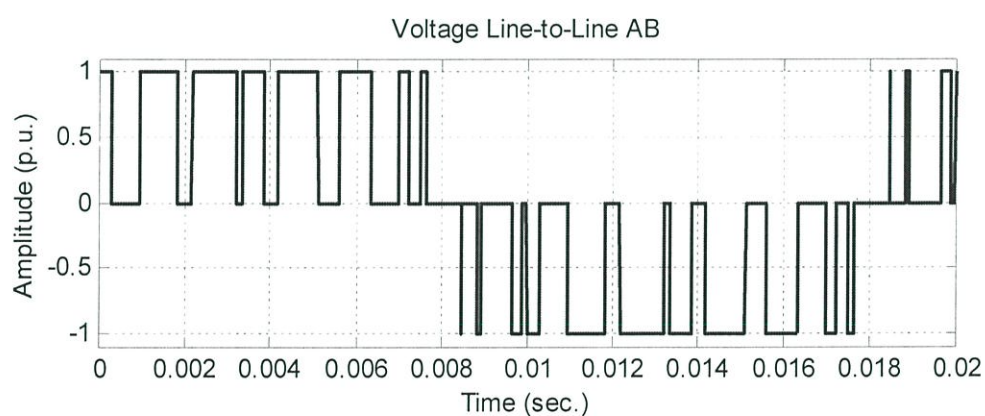


(ข) รูปคลื่นแรงดันเอาท์พุทระหว่างเฟส และสเปกตรากของแรงดัน

รูปที่ 4.3 เทคนิคการมอดูเลตแบบเดิร์คฮาร์โมนิกอินжекชั่น

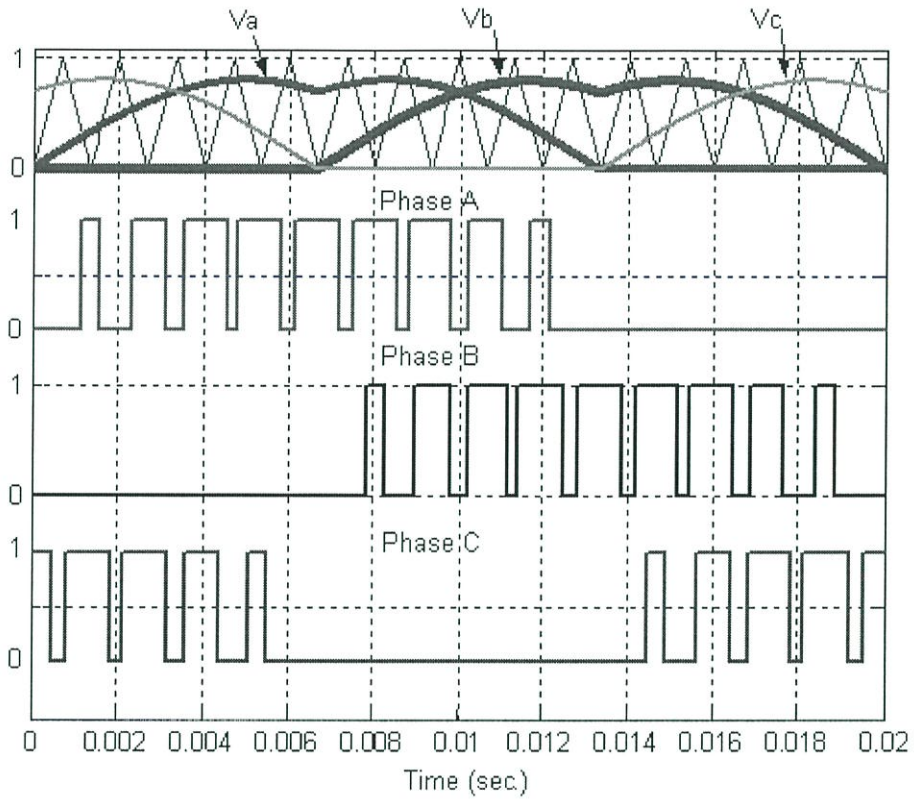


(ก) รูปคลื่นสัญญาณควบคุมของแรงดัน

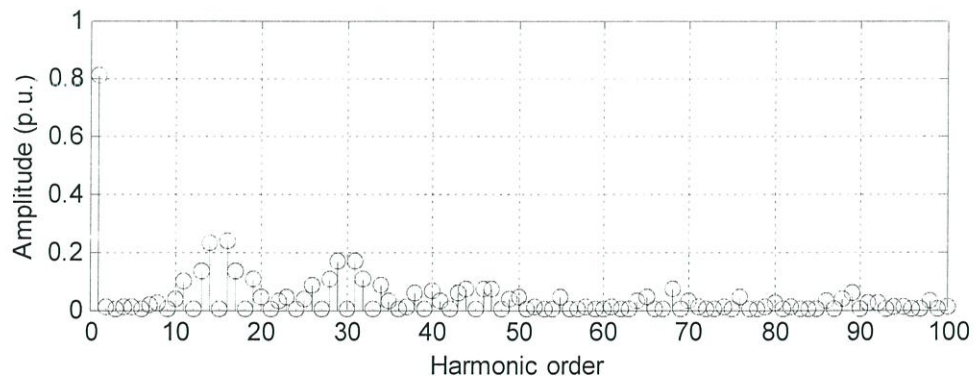
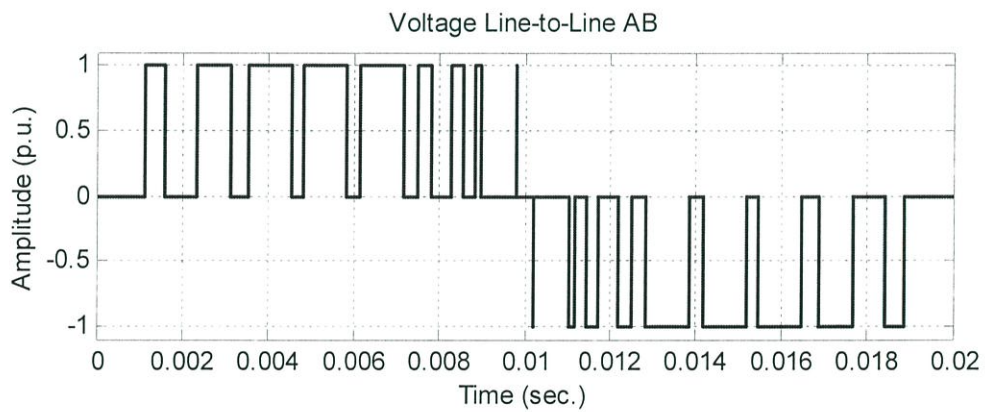


(ข) รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตระหว่างเฟส และสเปกตรากองแรงดัน

รูปที่ 4.4 เทคนิคการมอดูเลตแบบไม่ต่อเนื่อง 60 องศา



(ก) รูปคลื่นสัญญาณควบคุม



(ข) รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตระหว่างเฟส และสเปกตรัมของแรงดัน

รูปที่ 4.5 เทคนิคการมอดูเลตแบบไม่ต่อเนื่อง 120 องศา

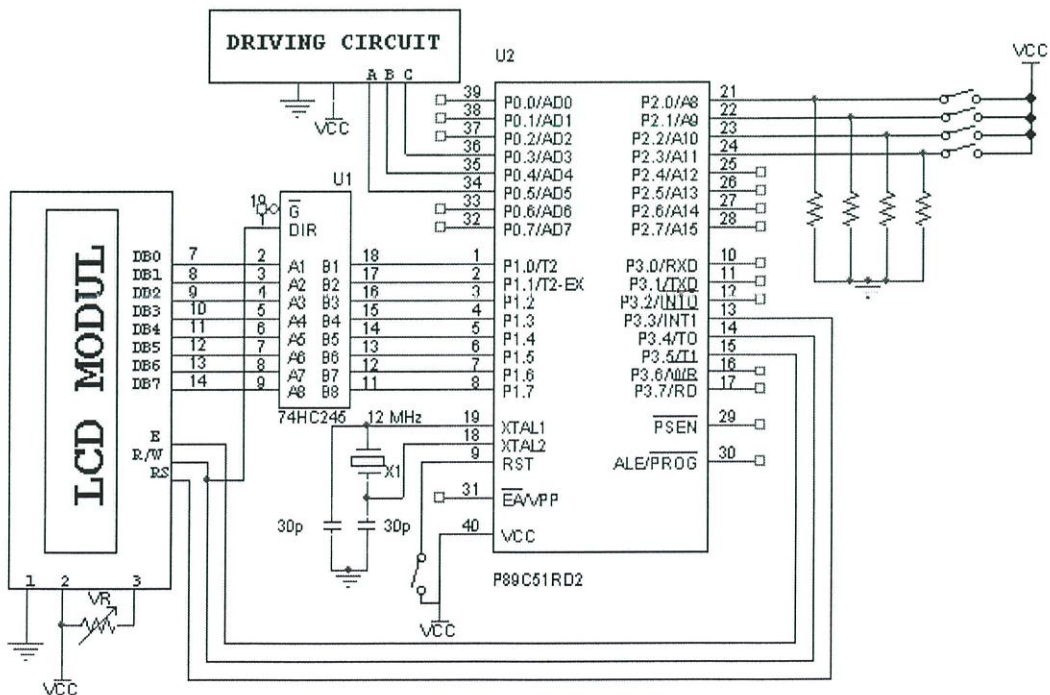
4.3 การออกแบบและหลักการการทำงานของวงจรควบคุม

4.3.1 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็ม

การออกแบบวงจรควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์นั้น เราจะใช้ ไมโครคอนโทรเลอร์ ในการควบคุมการทำงาน โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะใช้ไมโครคอนโทรเลอร์เบอร์ P89C51RD2 ของ PHILIPS ซึ่งเป็นไมโครคอนโทรเลอร์ตระกูล MCS-51 ใช้ในการสร้างสัญญาณควบคุมในแต่ละเทคนิคการควบคุม ซึ่งไมโครคอนโทรเลอร์เบอร์นี้จะมีคุณสมบัติเด่นกว่าเบอร์อื่นในตระกูลเดียวกันดังต่อไปนี้

- มี RAM ภายใน 1 กิโลไบต์
- มี ROM ภายใน (เป็นแบบ Flash memory) 64 กิโลไบต์
- ใช้สัญญาณนาฬิกา 6 พัลส์ต่อ 1 แมกซ์ซีไอเคิล (โดยปกติเบอร์อื่นในตระกูลนี้จะใช้สัญญาณนาฬิกา 12 พัลส์)
- สามารถทำการเขียนตัวโปรแกรมในการทำงานลงในตัวไมโครคอนโทรเลอร์ได้โดยไม่ต้องใช้เครื่องเขียนโปรแกรม

สำหรับรายละเอียดเพิ่มเติมของไมโครคอนโทรเลอร์เบอร์นี้ สามารถดูได้ในภาคผนวก ข และในการออกแบบวงจรควบคุมการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม จะมี LCD ในการแสดงเมนูในการเลือกรูปแบบของสัญญาณควบคุมโดยการกดคีย์ได้กำหนดไว้ โดยสัญญาณควบคุมจะส่งออกจากพอร์ต 0 ของไมโครคอนโทรเลอร์ เพื่อส่งไปยังวงจรขับเคลื่อนต่อไป ในวงจรขับเคลื่อนจะมีวงจรสร้างเดคท์ไทม์รวมอยู่ด้วยซึ่งจะกล่าวในรายละเอียดต่อไป การเชื่อมต่อวงจรควบคุมจะเป็นดังรูปที่ 4.6

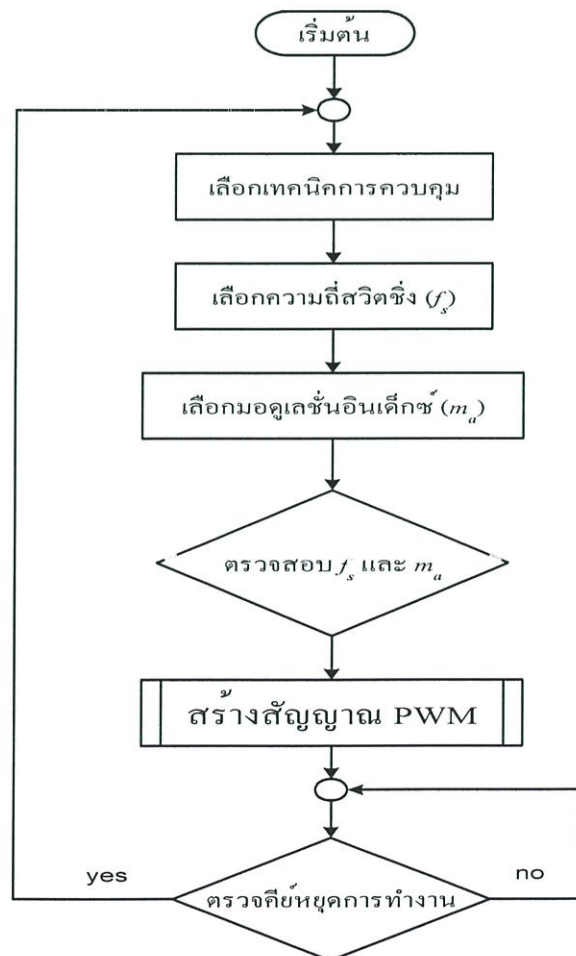


รูปที่ 4.6 วงจรควบคุมการสร้างสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็ม

การออกแบบในการสร้างสัญญาณจะใช้ความถี่มาตรฐาน 50 Hz ดังนั้นคาบเวลาในการทำงานก็คือ 20 ms ซึ่งในช่วงเวลานี้เราจะแบ่งช่วงเวลาในการแซมปลิงทั้งหมด 4000 จุดในการเก็บค่าของสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็ม ดังนั้นที่ความจุหน่วยความจำหลักของไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งมี 64 กิโลไบต์ จะสามารถเก็บรูปแบบของสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มได้ 16 รูปแบบ โดยจะถูกเรียกใช้เมื่อตรวจสอบเงื่อนไขได้ตรงกับที่ได้เลือกผ่านคีย์ที่เราต้องการ

4.3.2 หลักการทำงานของวงจรควบคุมการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม

การทำงานของวงจรสร้างสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็ม จะควบคุมโดยทำตามคำสั่งที่ได้โปรแกรมไว้ กล่าวคือ จะเริ่มด้วยการเลือกเทคนิคในการควบคุมซึ่งประกอบไปด้วย 4 เทคนิคดังนี้คือ SPWM, THIPWM, DPWM60° และ DPWM120° ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ หลังจากนั้นแล้วก็จะทำการเลือกความถี่สวิตชิงหรือมอดูเลชันอินเด็กซ์ (ขึ้นอยู่กับโปรแกรมที่ได้กำหนดไว้) เมื่อทำการเลือกได้ตามเงื่อนไขที่เราต้องการแล้วก็จะทำการตรวจสอบว่าตรงกับรูปแบบใดในตารางของรูปแบบการควบคุม หลังจากนั้นก็จะเรียกส่วนของโปรแกรมน้อยในการสร้างสัญญาณเพื่อสร้างสัญญาณตามที่ได้เลือกไว้ ซึ่งจะเป็นดังแผนผังการทำงานหลักดังต่อไปนี้



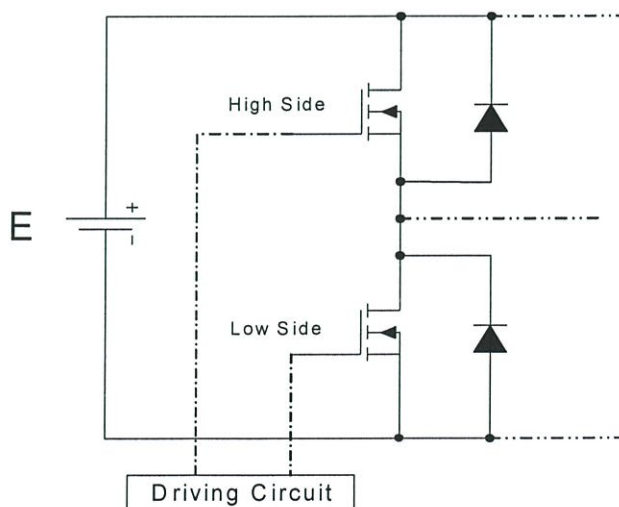
รูปที่ 4.7 แผนผังการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณควบคุม

ในโปรแกรมย่อยสำหรับสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม จากที่แบ่งข้อมูลของสัญญาณควบคุม ออกเป็น 4000 จุดใน 1 คาบการทำงาน (ข้อมูลจะถูกเก็บในระดับบิต คือ 0 และ 1 ในหนึ่งเฟสของ สัญญาณควบคุม) ซึ่งในการอ่านข้อมูลเพื่อส่งออกพอร์ตแต่ละครั้งจะได้ข้อมูลทั้ง 3 เฟสออกมา และ ในการส่งข้อมูลออกพอร์ตในแต่ละครั้งของไมโครคอนโทรลเลอร์จะต้องคงค่านั้นไว้เป็นเวลาเท่ากับ $(20 \text{ ms}/4000) = 5 \mu\text{s}$ ดังนั้นภายในช่วงเวลานี้ไมโครคอนโทรลเลอร์จะต้องทำงานตามคำสั่งในการ อ่านคำสั่งออกพอร์ตให้เสร็จภายในเวลาดังกล่าวเพื่อที่จำได้อ่านข้อมูลถัดไป

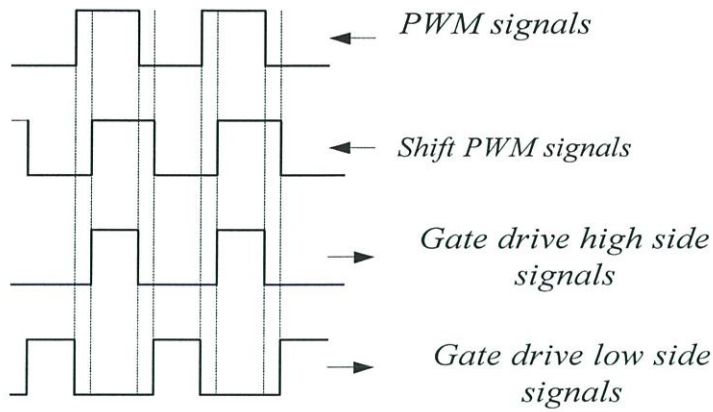
4.4 การออกแบบวงจรเดคไทม์

วงจรสร้างเดคไทม์คือ วงจรมีเพื่อที่จะใช้ในการป้องกันการลัดวงจรภายในกิ่ง(branch) เดียวกันของอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากในทางปฏิบัติคุณสมบัติของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งไม่สามารถจะ เปลี่ยนสถานะอย่างทันทีทันใดได้ ทำให้ต้องมีช่วงเวลาในการเปลี่ยนสถานะที่เรียกว่าเวลาขาขึ้น (rise time) และเวลาขาลง (fall time) โดยก็จะขึ้นอยู่กับชนิดและคุณสมบัติของอุปกรณ์ที่เรานำมา เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ ในการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส จะใช้กิ่งทั้งหมด 3 กิ่ง ซึ่งในแต่ละกิ่งจะ ใช้สัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มในแต่ละเฟสในการควบคุม โดยวิธีการควบคุมก็คือ ใช้สัญญาณพีดับเบิล ยูเอ็มที่เราต้องการควบคุมสวิตซ์ที่อยู่ด้านบน (High side) ของอินเวอร์เตอร์ และใช้สัญญาณที่ ตรงกันข้ามกับ สัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มข้างต้นในการควบคุมสวิตซ์ที่อยู่ด้านล่าง (Low side) ดัง แสดงในรูปที่ 4.8 (ก) ดังนั้นจำเป็นต้องมีการสร้างวงจรเดคไทม์เพื่อป้องกันการลัดวงจร

การสร้างสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มที่มีเดคไทม์จะนำสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มที่สร้าง จากวงจรกำเนิดสัญญาณ จะนำมาเป็นสัญญาณอ้างอิงมาทำการเลื่อนเวลาออกไปเป็นเวลาเท่ากับ เวลาของเดคไทม์ที่ต้องการ และเมื่อได้สัญญาณที่เลื่อนเวลาออกไปแล้ว ก็จะนำสัญญาณที่ได้มาทำ การแอนด์และทำการออร์ กับสัญญาณอ้างอิง ก็จะทำให้ได้สัญญาณขั้วเบดที่มีเดคไทม์เพื่อใช้ในการ ควบคุมสวิตซ์ต่อไป ซึ่งกระบวนการดังกล่าวจะแสดงดังรูปที่ 4.8 (ข)



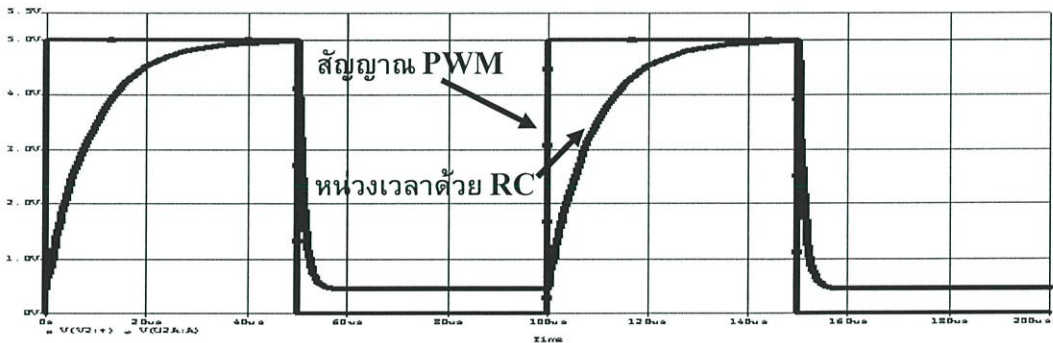
(ก) วงจรอินเวอร์เตอร์ 1 กิ่ง



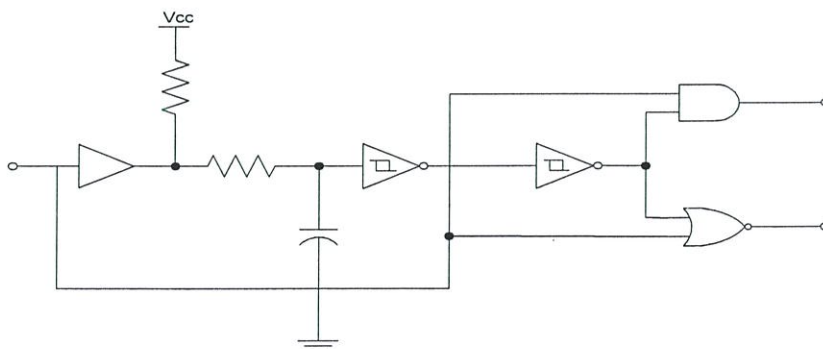
(ข) สัญญาณควบคุมพีคดับเบิลยูเอ็ม

รูปที่ 4.8 วิธีการสร้างวงจรถัดใหม่

ในการเลื่อนเวลาของสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม จะอาศัยคุณสมบัติของไอซีลจิกที่เป็นชมิทริกเกอร์ (Schmitt-trigger) ที่จะทำงานเมื่อระดับแรงดันอินพุตจะถึงระดับที่สามารถทำให้อุปกรณ์ทำงานได้ โดยใช้ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุในการหน่วงเวลาของสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.9 หลังจากนั้นแล้วก็นำสัญญาณดังกล่าวมาผ่าน ไอซีเบอร์ 74HC14 ซึ่งเป็นไอซีนอเทเกตแบบชมิทริกเกอร์ ก็จะทำให้ได้สัญญาณที่เลื่อนเวลาออกไป สำหรับในการแอนด์และออร์จะใช้ไอซีเบอร์ 74HC08 และ 74HC02 ซึ่งเป็นไอซีแอนด์เกตและออร์เกตตามลำดับ วงจรสำหรับการสร้างเกตใหม่จะแสดงดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.9 การหน่วงเวลาด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ



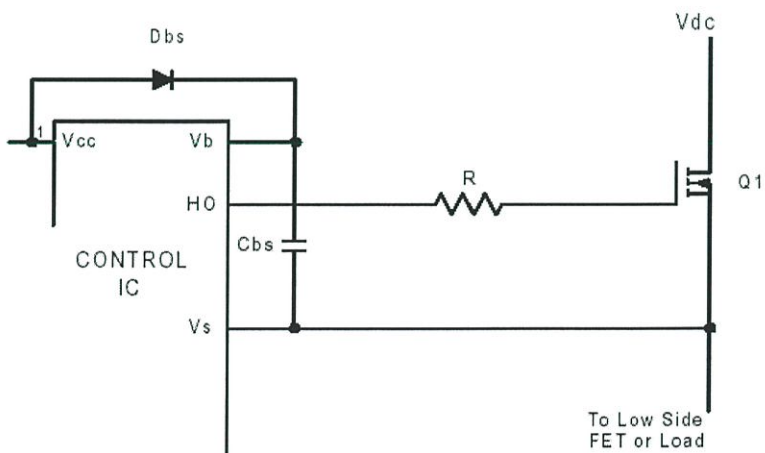
รูปที่ 4.10 วงจรสร้างเกตใหม่

4.5 การออกแบบวงจรควบคุมเกต

สำหรับในการออกแบบวงจรควบคุมการทำงานของเกตของมอสเฟต จะใช้ไอซีเบอร์ IR2110 ในการสร้างสัญญาณไปขับเกตอีกทีหนึ่ง ซึ่งไอซีเบอร์นี้มีความสามารถในการควบคุมการทำงานของเกตทั้งทางด้านบนและด้านล่าง (High and Low Side) ของอินเวอร์เตอร์ ในตัวเดียวกันและสามารถทนแรงดันได้สูงสุด 500 โวลต์ ซึ่งรายละเอียดต่าง ๆ สามารถดูได้จากภาคผนวก ข

จากสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็ม ที่ได้จากวงจรสร้างเค็ดใหม่ จะนำเข้าสู่ไอซี 7406 เพื่อทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์แบบกลับสัญญาณและเพิ่มกระแสเพื่อนำไปขับส่วนของ Opto isolate ซึ่งใช้ไอซี TLP550 ซึ่งมีความเร็วในการทำงานสูง โดยสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก TLP 550 นี้จะมีสัญญาณกลับกับทางด้านอินพุตที่ป้อนให้ดังนั้นเพื่อให้ได้สัญญาณที่ตรงกับสัญญาณที่จะนำไปขับเกต ก่อนเข้าสู่ TLP550 จะต้องทำการกลับสัญญาณด้วยไอซี 7406 ก่อน โดยการส่งผ่านสัญญาณควบคุมผ่าน TLP 550 นี้จะทำให้ได้สัญญาณควบคุมที่มีระดับแรงดันมากขึ้นซึ่งสามารถนำไปเข้าสู่ IR2110 ต่อไป และจะเป็นแยกกราวด์ออกจากวงจรสร้างสัญญาณควบคุม จึงปลอดภัยต่อวงจรควบคุมจากกรณีที่เกิดข้อบกพร่องในวงจรกำลัง โดยวงจรควบคุมการทำงานดังกล่าวจะแสดงดังรูปที่ 4.13

การออกแบบสำหรับการควบคุมเกตด้วย IR2110 ของมอสเฟตด้านบน จำเป็นต้องมีตัวกับประจุเพื่อรักษาระดับแรงดันในขณะที่สวิตช์อยู่ในช่วงเวลาทำงาน (On time) [14] แสดงดังรูปที่ 4.11 ซึ่งตัวเก็บประจุนี้จะเรียกว่าตัวเก็บประจุบูทสเตร็ป (Bootstrap capacitor: C_{bs}) สำหรับการออกแบบตัวเก็บประจุบูทสเตร็ป ค่าของตัวเก็บประจุน้อยที่สุดจะเป็นไปตามสมการที่ (4.1) [14] สำหรับค่าต่างๆ ในสมการที่ (4.1) จะสามารถหาได้จากเอกสารรายละเอียดของอุปกรณ์



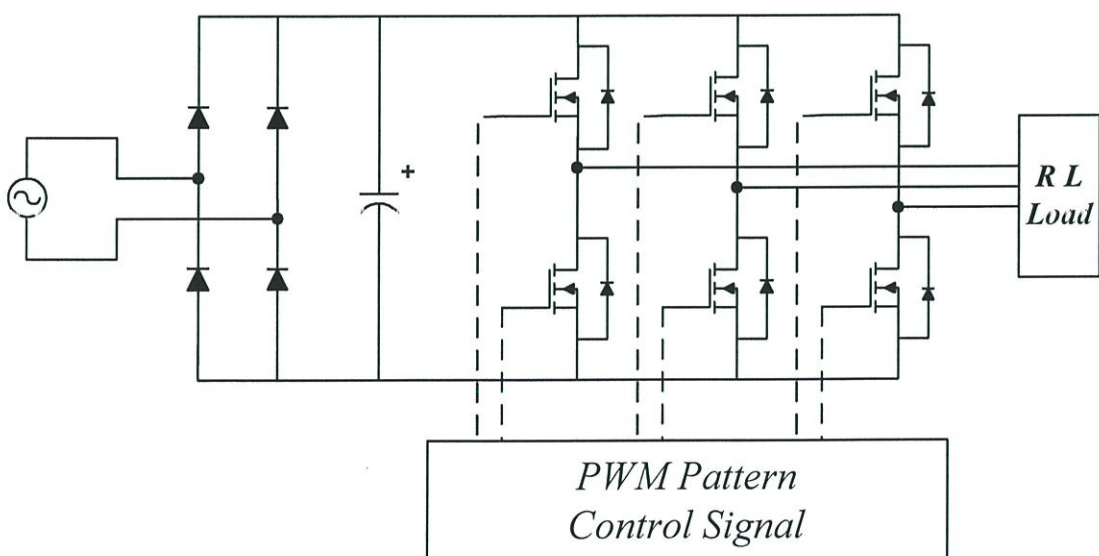
รูปที่ 4.11 วงจรการควบคุมด้านบนในกึ่งของอินเวอร์เตอร์

$$C = 15 \times \frac{2 \left[2Q_g + \frac{I_{qgs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f} \right]}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{min}} \tag{4.1}$$

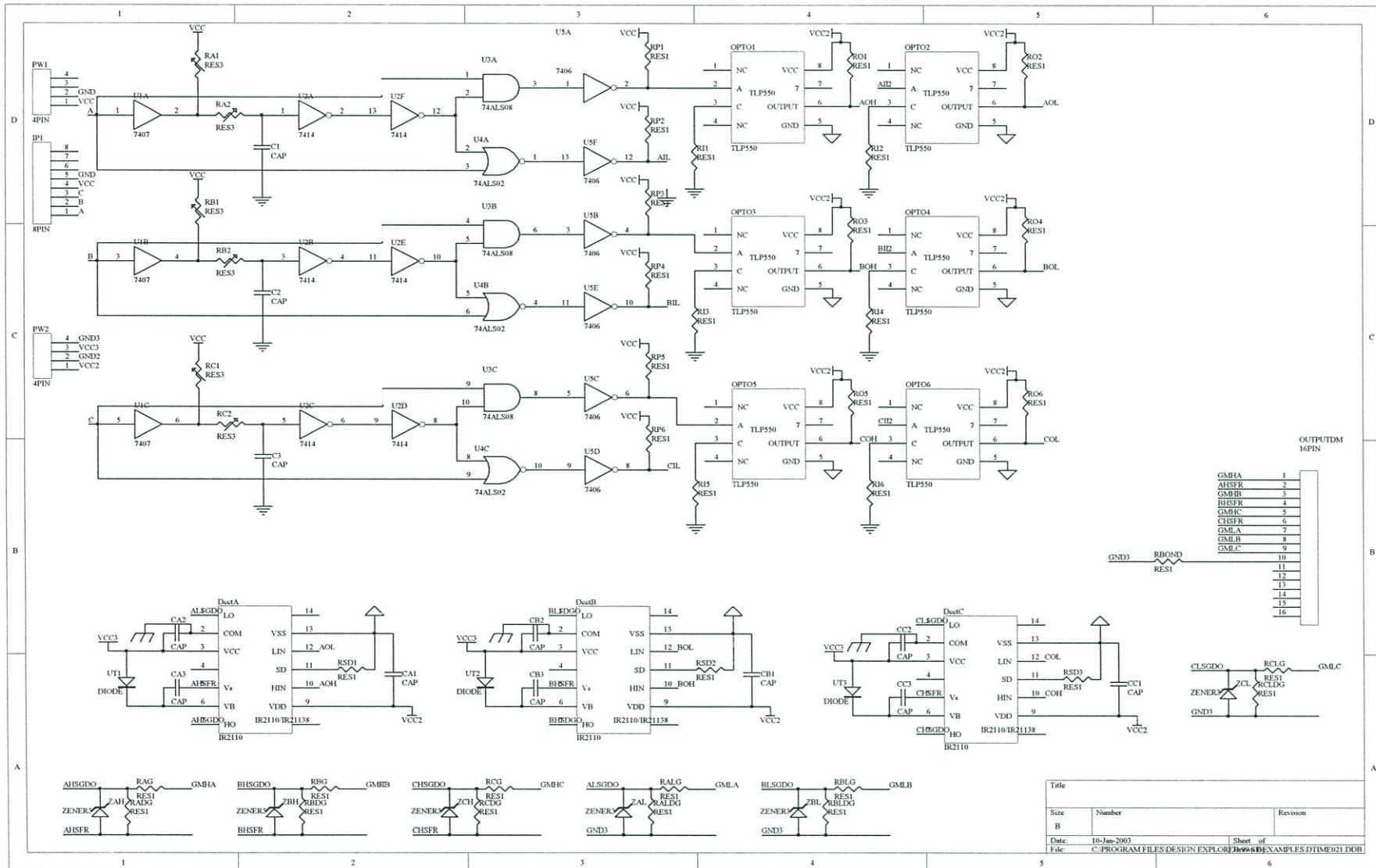
เมื่อ Q_g	คือ เกตชาร์จของมอสเฟตด้านแรงดันสูง
$I_{cbs(Leak)}$	คือกระแสรั่วของตัวเก็บประจุบูทสเตร็บ
V_f	คือแรงดันตกคร่อมไดโอดบูทสเตร็บ
Q_{ls}	คือระดับการเลื่อนความต้องการการชาร์จต่อวงรอบ = 5 nC (ไอซีที่ทนแรงดัน 500V/600V) หรือ 20 nC (ไอซีที่ทนแรงดัน 1200V)
f	คือความถี่ในการทำงาน
V_{LS}	คือแรงดันตกคร่อมมอสเฟตด้านแรงดันต่ำ หรือ โหลด
V_{min}	คือแรงดันต่ำสุดระหว่าง V_B และ V_S

4.6 การออกแบบวงจรกำลัง

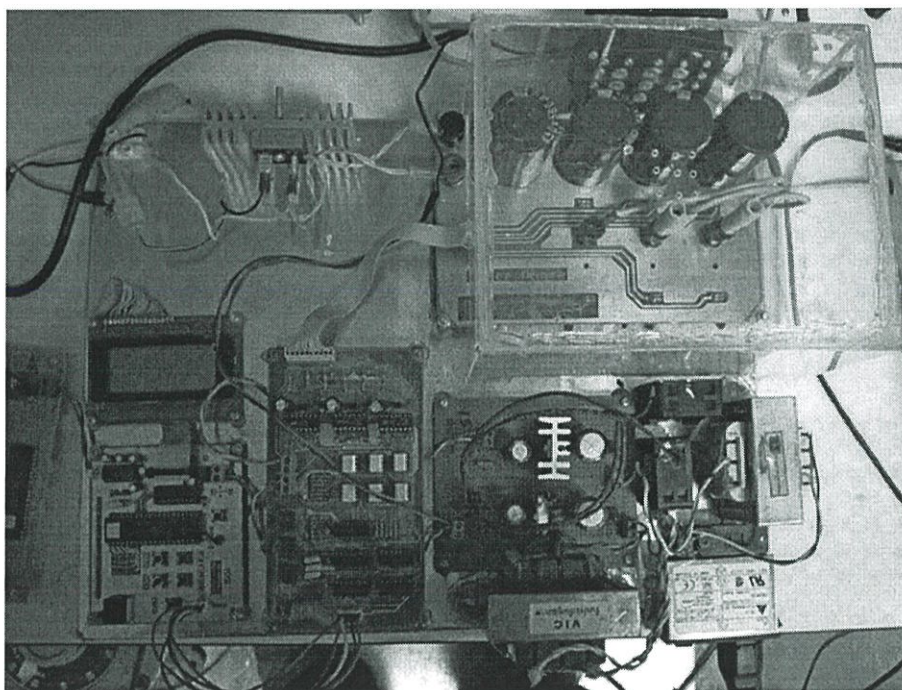
วงจรกำลังในวิทยานิพนธ์นี้ใช้มอสเฟต IRF840 ซึ่งสามารถแรงดันได้ถึง 500 โวลต์ และกระแสได้ 8 แอมป์ เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งในอินเวอร์เตอร์แบบสามเฟสดังแสดงในรูปที่ 4.12 ซึ่งมอสเฟตชนิดนี้จะมีซีเนอร์ไดโอดอยู่ในตัว ซึ่งทำหน้าที่ในการคลิปลสัญญาณแรงดันที่เกินพิกัด และทำหน้าที่เป็น freewheeling diode ให้กับตัวอุปกรณ์ได้ สำหรับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ป้อนให้วงจรอินเวอร์เตอร์จะได้อาจมาจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับมาผ่านตัวเรียงกระแส โดยจะใช้ตัวเก็บประจุไฟฟ้าขนาด 2240 μF 450 โวลต์ โดยได้จากการนำตัวเก็บประจุขนาด 560 μF 450 โวลต์ 4 ตัวมาต่อขนานกันเพื่อเป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับอินเวอร์เตอร์ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้เป็นกรวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจำเป็นต้องตัดอุปกรณ์บางส่วนออกเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์สาเหตุการเกิดสัญญาณรบกวน



รูปที่ 4.12 วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส



รูปที่ 4.13 วงจรควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส



รูปที่ 4.14 ชุดอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสที่ได้จัดสร้างขึ้นเพื่อวัดและทดสอบการเกิดสัญญาณรบกวน

4.7 สรุป

ในบทนี้เป็นการอธิบายถึงการออกแบบและการสร้างชุดอินเวอร์เตอร์เพื่อใช้ในการวัดและทดสอบการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ โดยในการทดลองจะใช้อินเวอร์เตอร์ชุดนี้ในการวัดสัญญาณรบกวนในเงื่อนไขต่างๆ ที่ได้กำหนดไว้ในบทที่ 1 โดยชุดอินเวอร์เตอร์ที่ออกแบบนี้จะง่ายต่อการเปลี่ยนเงื่อนไขต่างๆ ทั้งนี้เนื่องจากได้ใช้ซอฟต์แวร์ในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในเงื่อนไขต่างๆ

บทที่ 5

การจำลองการทำงานและผลการทดลอง

5.1 บทนำ

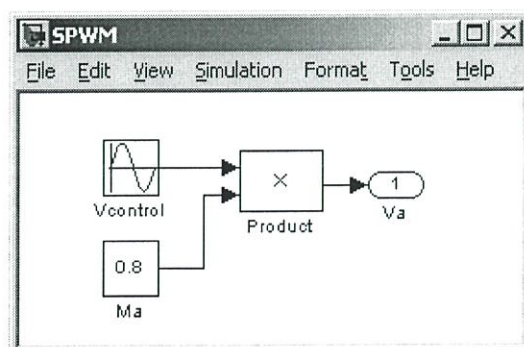
ในบทนี้จะเป็นการจำลองการทำงาน เพื่อวิเคราะห์คุณสมบัติของอินเวอร์เตอร์และการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำเพื่อเปรียบเทียบกับผลการทดลองในระบบจริงในแต่ละเงื่อนไข โดยในการจำลองการทำงานจะใช้โปรแกรม MATLAB ซึ่งสามารถสร้างสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มในแต่ละรูปแบบที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ตามต้องการ และสามารถปรับพารามิเตอร์ต่างๆ ได้โดยง่าย สำหรับในการวัดสัญญาณรบกวนในตัวนำ จะใช้มาตรฐานในการวัดที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 เป็นตัวอ้างอิง สำหรับในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของสัญญาณ จะใช้ฟังก์ชัน FFT (Fast Fourier Transform) ของโปรแกรม MATLAB ในการวิเคราะห์

5.2 การสร้างแบบจำลองการทำงาน

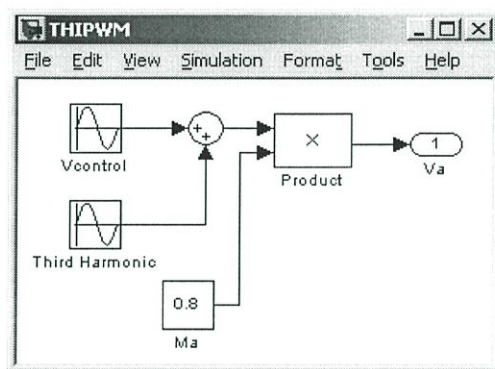
การจำลองการทำงานจะใช้ SIMULINK และการเขียนโปรแกรมเพื่อวิเคราะห์ข้อมูล ของโปรแกรม MATLAB ในส่วนของ SIMULINK นี้จะเป็นการใช้งานร่วมกันระหว่าง Block Diagram ของ SIMULINK และ Power System Blockset เพื่อสร้างสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็ม วงจรกำลัง และวงจรของ LISN

5.2.1 การสร้างสัญญาณควบคุมด้วย SIMULINK

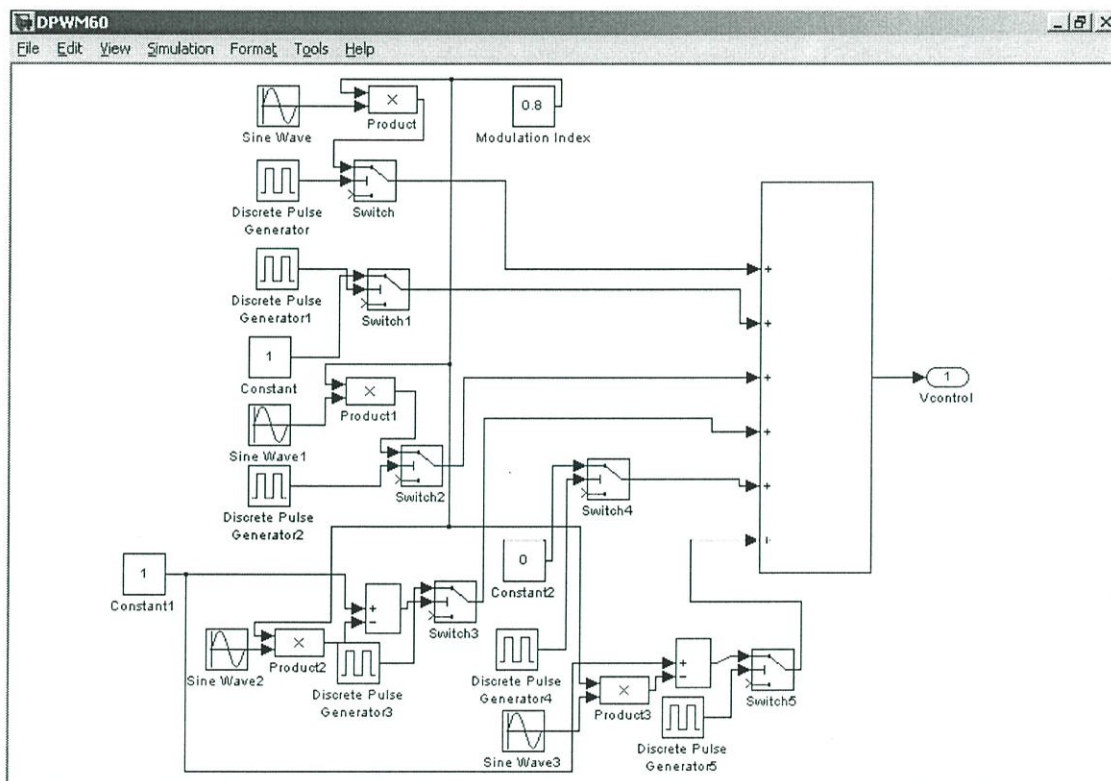
ในการสร้างสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มจะต้องสร้างสัญญาณอ้างอิง และสัญญาณแคเรียร์ โดยที่สัญญาณอ้างอิงได้จากสมการคณิตศาสตร์ของรูปคลื่นสัญญาณในบทที่ 3 เป็นต้นแบบ โดยจะนำบล็อกต่าง ๆ ใน SIMULINK มาทำการสร้างเพื่อให้ได้สัญญาณอ้างอิงทั้ง 4 รูปแบบ ดังแสดงในรูปที่ 5.1 (ก)-(ง) ซึ่งเป็นการสร้างสัญญาณอ้างอิง SPWM, THIPWM, DPWM60° และ DPWM120°



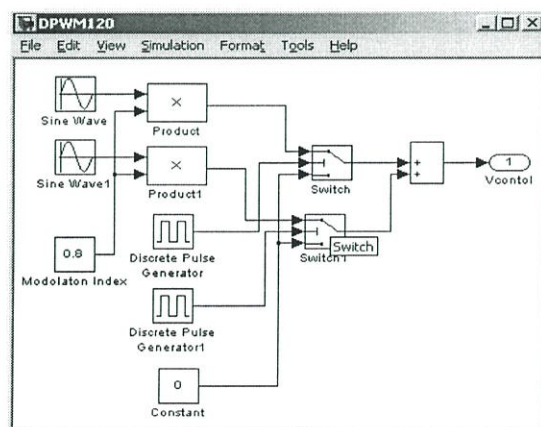
(ก) SPWM



(จ) THIPWM



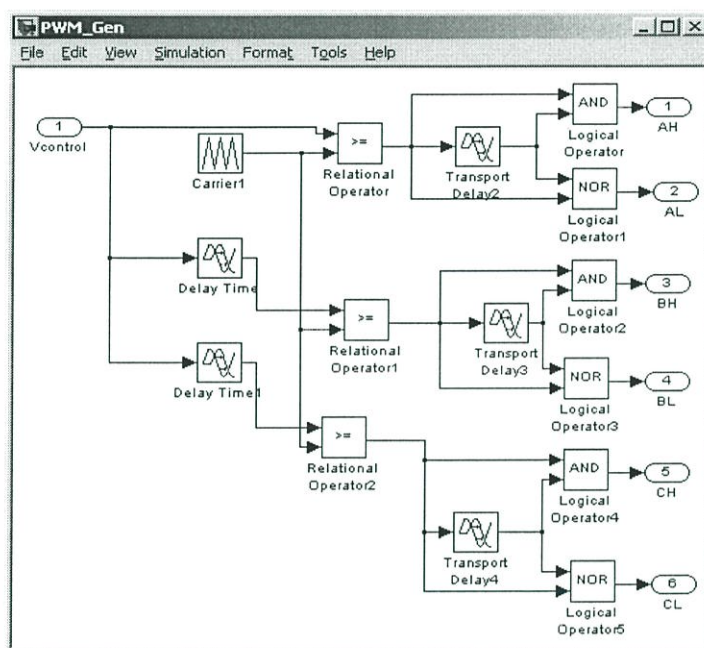
(ค) DPWM60 องศา



(ง) DPWM120 องศา

รูปที่ 5.1 การสร้างสัญญาณอ้างอิง

หลังจากที่ได้สัญญาณอ้างอิงในแต่ละรูปแบบแล้ว จากสัญญาณอ้างอิงดังกล่าวจะนำมาทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณแคเรียร์เพื่อให้ได้สัญญาณควบคุมพีคดับเบิลยูเอ็ม 3 เฟสเพื่อนำไปควบคุมอินเวอร์เตอร์ต่อไป ดังแสดงในรูปที่ 5.2 ซึ่งเป็นบล็อกในการสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มที่มีเค็ดไทม์ จากบล็อกนี้จะนำไปเชื่อมต่อกับบล็อกของวงจรกำลังเพื่อควบคุมขาเกตของมอสเฟตในวงจรกำลัง

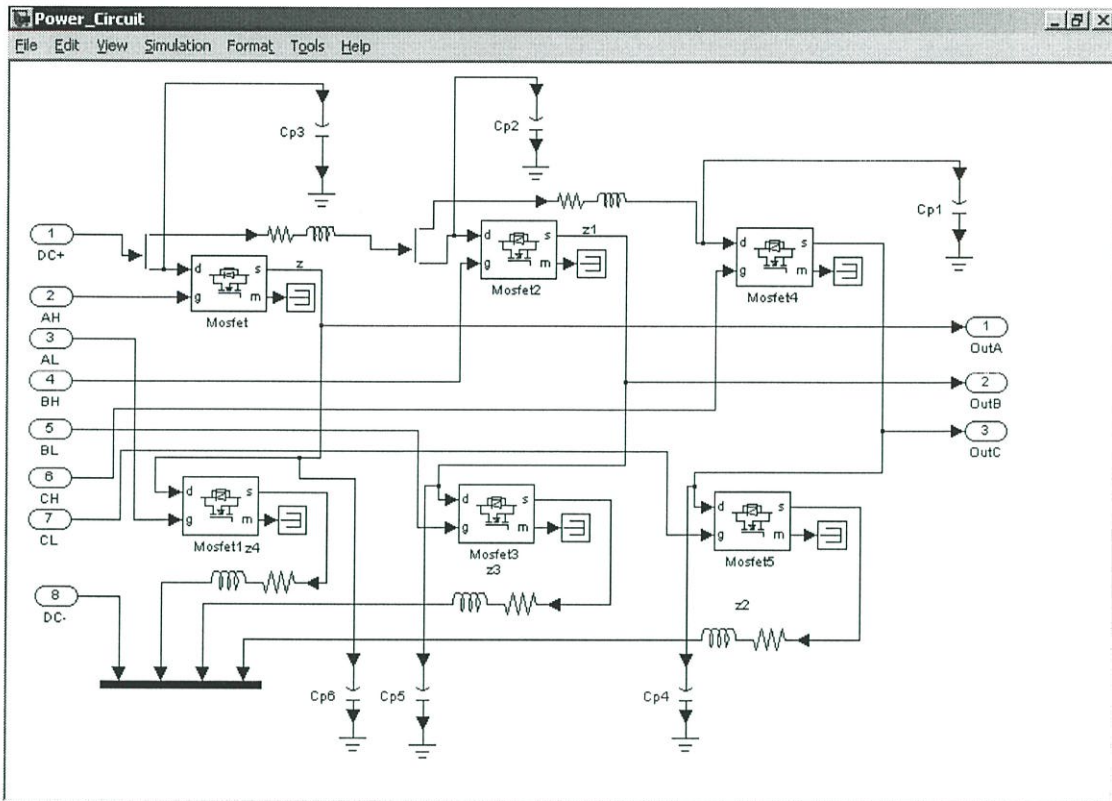


รูปที่ 5.2 บล็อกการสร้างสัญญาณควบคุมพีคดับเบิลยูเอ็ม

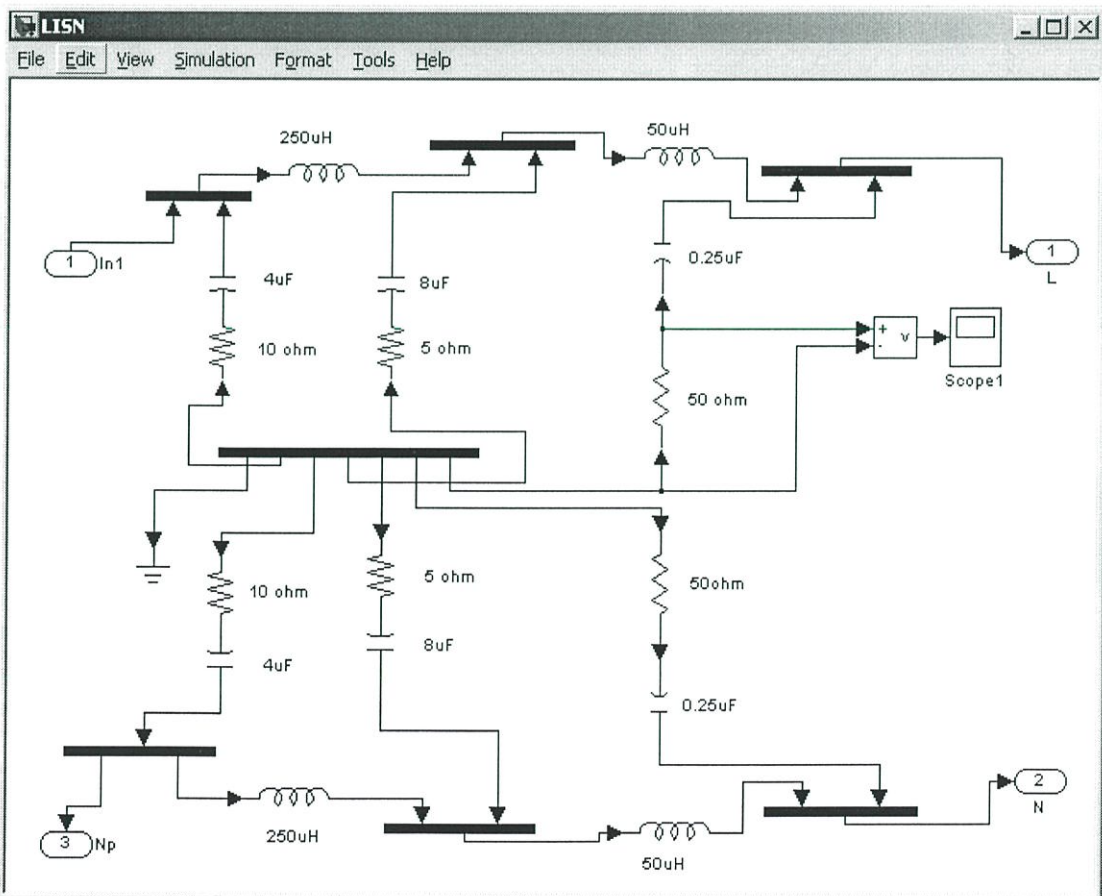
5.2.2 การสร้างวงจรกำลังและวงจร LISN ด้วย Power System Blockset

ในการสร้างวงจรกำลังและวงจร LISN ได้ใช้อุปกรณ์ใน Power System Blockset ของ SIMULINK จะมีอุปกรณ์ไฟฟ้าหลากหลาย ไม่ว่าจะเป็นอุปกรณ์ไฟฟ้าต่างๆ หรือทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง โดยที่อุปกรณ์เหล่านี้จะมีบล็อกพารามิเตอร์สำหรับค่าต่างๆ ของแต่ละตัวโดยจำเป็นต้องทำการกำหนดให้เพื่อให้ตรงหรือใกล้เคียงกับระบบจริงมากที่สุด โดยค่าเหล่านี้จะสามารถดูได้จากเอกสารข้อมูลของอุปกรณ์นั้นๆ ในวงจรกำลังจะใช้บล็อกของมอสเฟตมาประกอบกันเป็นอินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส โดยในการจำลองการทำงานเพื่อศึกษาการเกิดสัญญาณรบกวนในตัวนำจำเป็นต้องใส่องค์ประกอบแฝงของอุปกรณ์ไฟฟ้า ซึ่งโปรแกรมนี้ไม่มีความสามารถในการจำลองผลขององค์ประกอบแฝง จึงจำเป็นต้องใส่ตัวเก็บประจุ ตัวต้านทาน และตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าลงในวงจรกำลังด้วย ดังแสดงในรูปที่ 5.3 และสำหรับวงจร LISN มีหน้าที่ในการกรองสัญญาณรบกวนและรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ จะแสดงดังรูปที่ 5.4

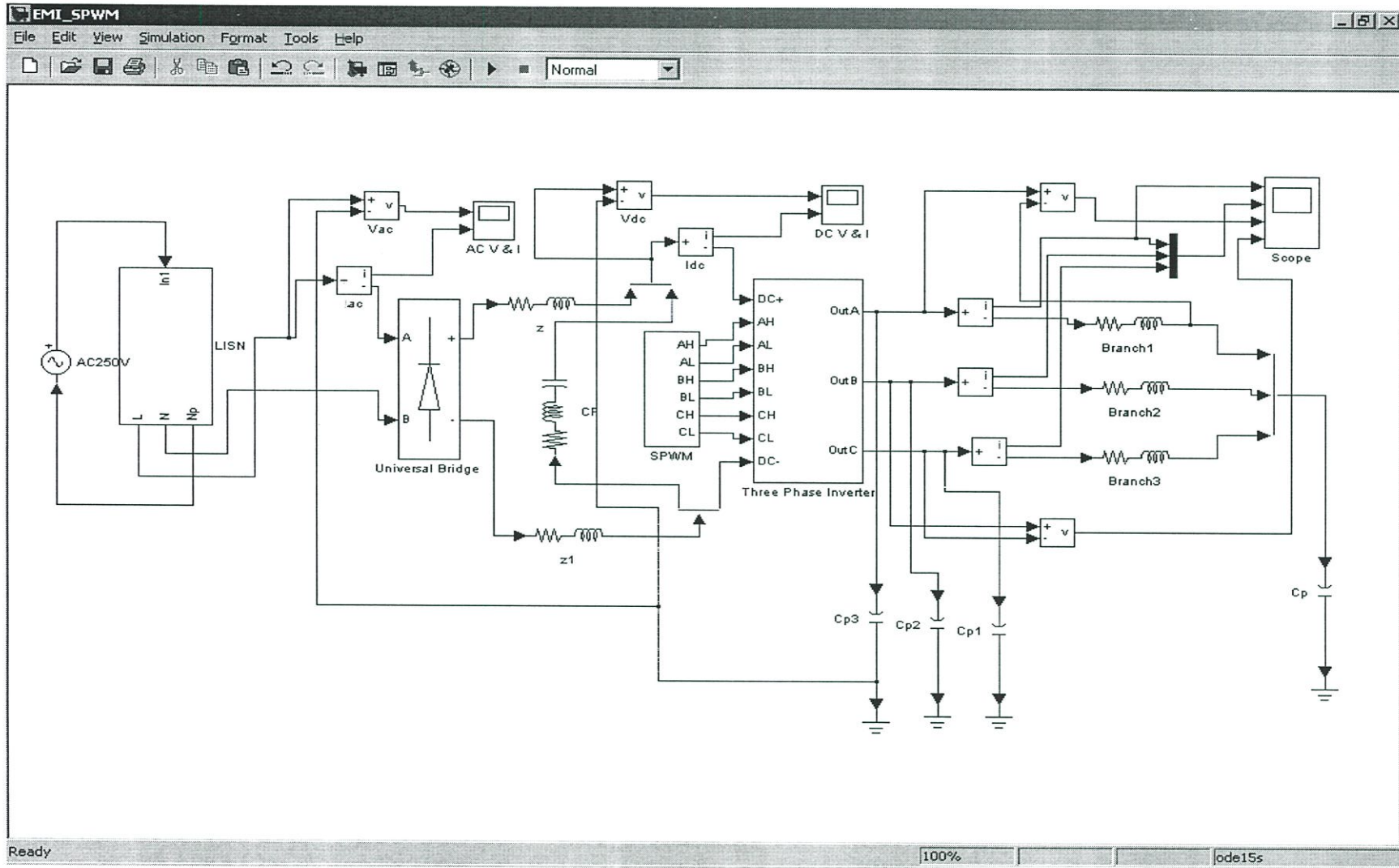
ระบบรวมในการจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำจะแสดงดังรูปที่ 5.5 โดยทำการเปลี่ยนบล็อกของสัญญาณควบคุมโดยที่วงจรหลักจะเหมือนเดิม



รูปที่ 5.3 บล็อกวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสสำหรับจำลองการทำงาน



รูปที่ 5.4 วงจรรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (LISN)



รูปที่ 5.5 วงจรระบบรวมของพีดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส สำหรับการจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้านำตามตัวนำ

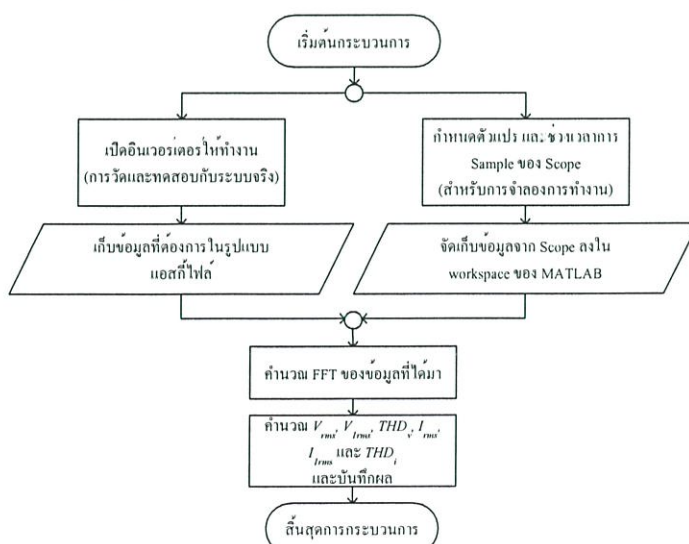
5.3 ผลการจำลองการทำงาน

ผลลัพธ์ที่ได้จากการจำลองการทำงานของพีดีบีเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์จะแบ่งออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนสัญญาณเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ และผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นใน 4 รูปแบบการควบคุมที่ความถี่สวิตซิ่ง (750 Hz, 2.5 kHz, 5 kHz, 10 kHz และ 20 kHz) และมอดูเลชันอินเด็กซ์ (0.3, 0.6, 0.8, 1.0 และ 1.2) ซึ่งได้กำหนดไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ดังตารางที่ 1.1

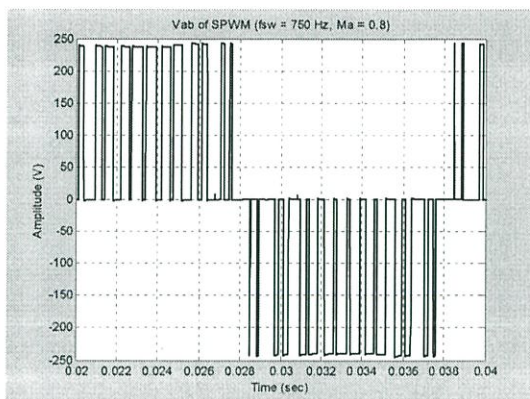
5.3.1 สัญญาณเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์

ผลลัพธ์ที่ได้จากการจำลองการทำงานซึ่งประกอบไปด้วย แรงดันเอาต์พุตระหว่างเฟส แรงดันเฟส และกระแสของอินเวอร์เตอร์จะถูกนำมาแสดงและวิเคราะห์คุณภาพของสัญญาณด้วยนิยามต่างๆ ที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 3.4 ซึ่งประกอบไปด้วย THD_v , THD_i , V_{rms} , I_{rms} , V_{rms} และ I_{rms} และในการจำลองการทำงานจะใช้ แรงดันกระแสตรงเท่ากับ 250 V และโหลดเป็น R เท่ากับ 79 โอห์ม และ L เท่ากับ 20 มิลลิเฮนรี่ โดยตัวอย่างของผลการทดลองของสัญญาณเอาต์พุตของพีดีบีเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์จะแสดงดังรูปที่ 5.7-5.10 โดยที่สัญญาณควบคุมจะมีความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ 750 Hz และมอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8 เปรียบเทียบกับผลลัพธ์ที่ได้จากการทำงานของระบบจริง และจะแสดงรูปคลื่นสัญญาณกระแสและสเปกตร้าของสัญญาณกระแสที่มอดูเลชันอินเด็กซ์แตกต่างกัน และเมื่อความถี่สวิตซิ่งสูงขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 5.11 และ 5.12 ตามลำดับ จะเห็นว่ายิ่งความถี่สวิตซิ่งมากขึ้นรูปคลื่นของสัญญาณกระแสจะมีความใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์มากยิ่งขึ้น และทำให้เกิดฮาร์มอนิกลดทอนที่ความถี่สูงขึ้น ซึ่งจะช่วยให้ง่ายต่อการสร้างตัวกรองสัญญาณ

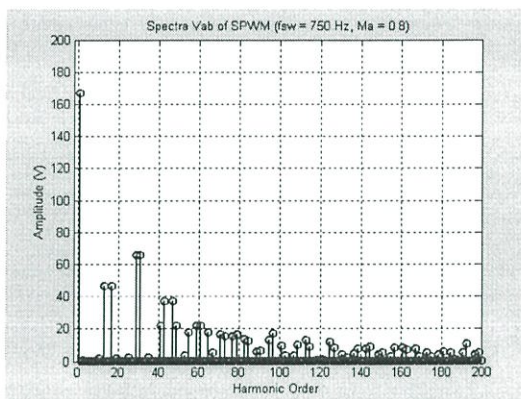
สำหรับผลการทดลองในเงื่อนไขอื่นจะแสดงค่าผลลัพธ์ต่างๆ ดังตารางที่ 5.1 สำหรับการจำลองการทำงาน และตารางที่ 5.2 สำหรับการทดลองจากระบบจริง โดยมีขั้นตอนในการได้มาของข้อมูลในตารางดังกล่าวจะมีขั้นตอนดังรูปที่ 5.6 โดยที่ความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ 750 Hz เพื่อให้สอดคล้องกับรูปผลลัพธ์ที่แสดงในรูปที่ 5.7 - 5.10



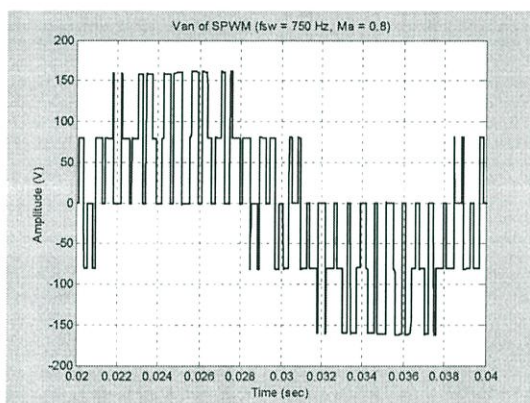
รูปที่ 5.6 ขั้นตอนในการได้มาของข้อมูลของสัญญาณเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์



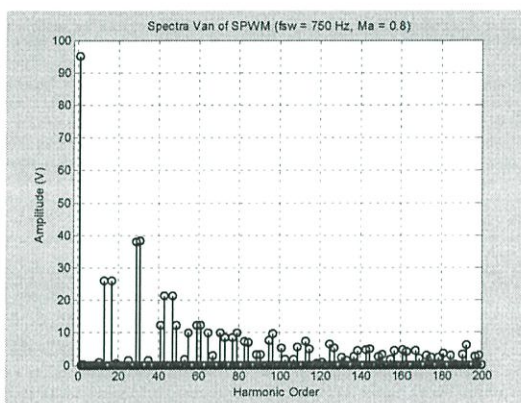
(ก) รูปคลื่นแรงดันระหว่างเฟส



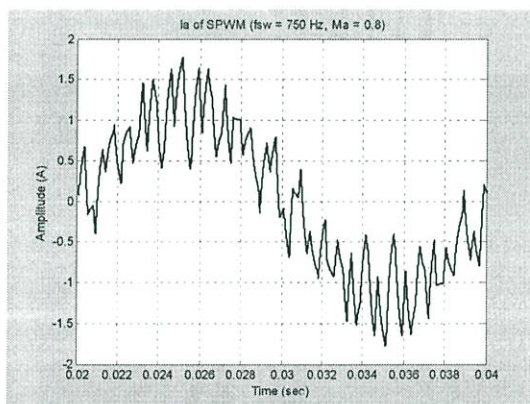
(ข) สเปกตร้าของแรงดัน ระหว่างเฟส



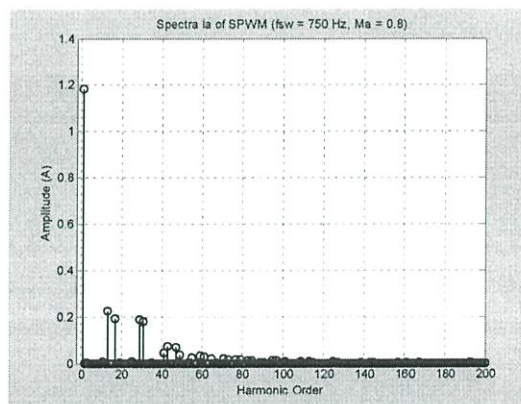
(ค) รูปคลื่นแรงดันเฟส



(ง) สเปกตร้าของแรงดัน เฟส

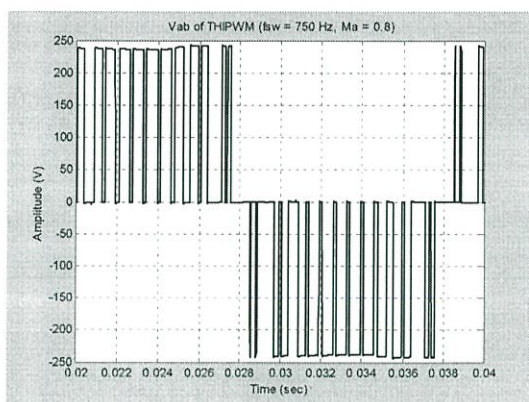


(จ) รูปคลื่น กระแสเฟส

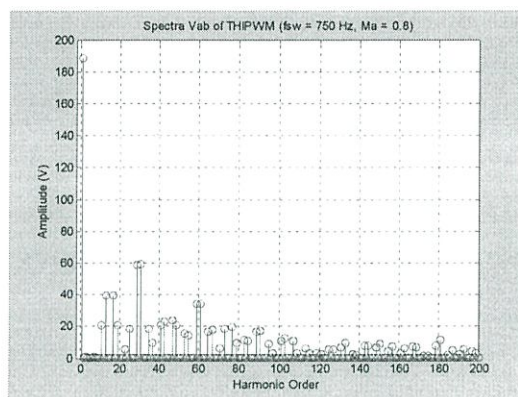


(ฉ) สเปกตร้าของ กระแสเฟส

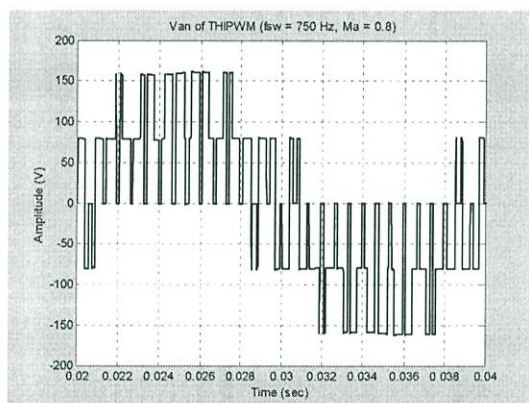
รูปที่ 5.7 สัญญาณเอาต์พุตของฟีดแบ็คเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบ SPWM โดยที่ความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ 750 Hz และมอดูเลชั่นอินดิเคซ์เท่ากับ 0.8



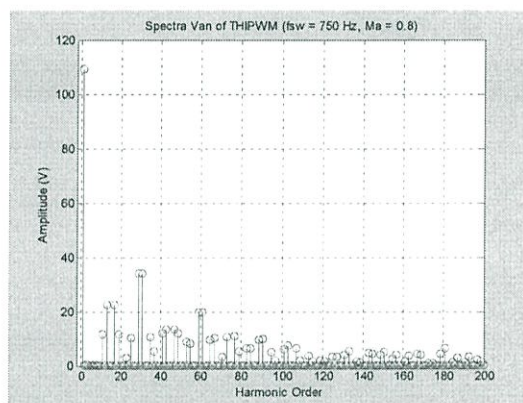
(ก) รูปคลื่นแรงดันระหว่างเฟส



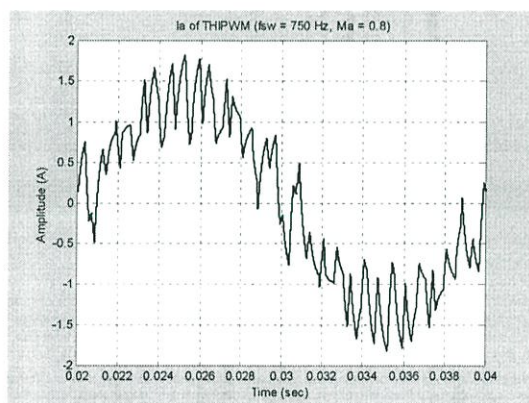
(ข) สเปกตราของแรงดัน ระหว่างเฟส



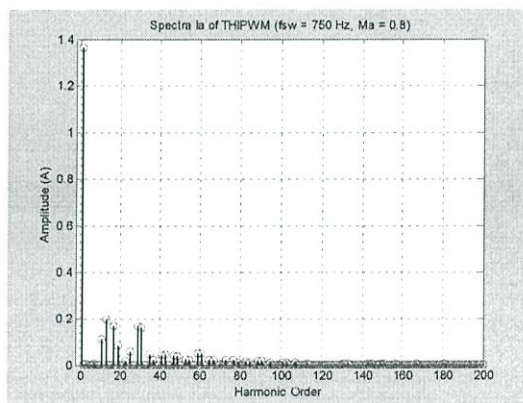
(ค) รูปคลื่น แรงดันเฟส



(ง) สเปกตราของแรงดันเฟส

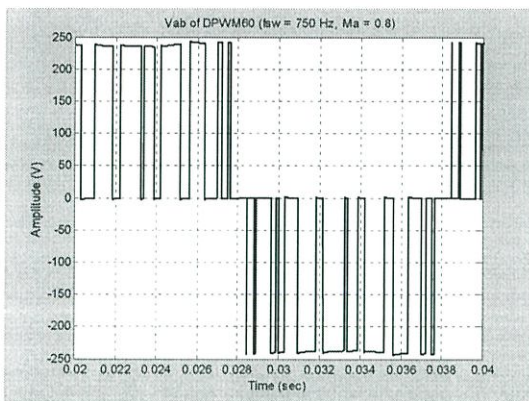


(จ) รูปคลื่นกระแสเฟส

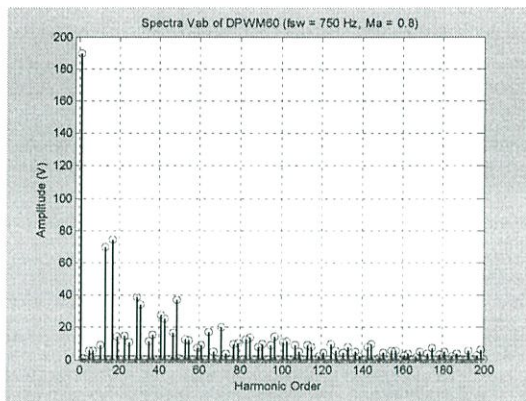


(ฉ) สเปกตราของ กระแสเฟส

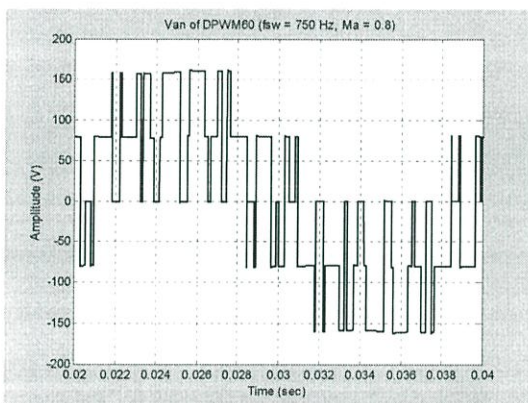
รูปที่ 5.8 สัญญาณเอาต์พุตของฟีดแบ็คเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบ THIPWM โดยที่ความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ 750 Hz และมอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8



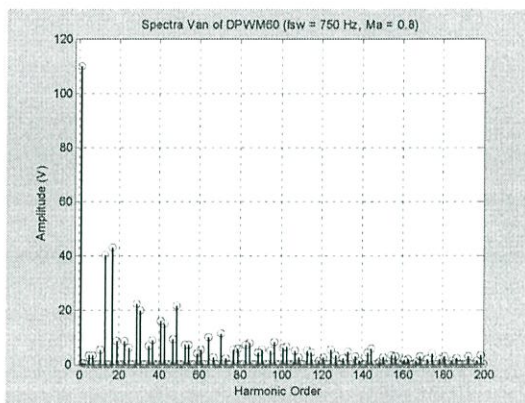
(ก) รูปคลื่นแรงดันระหว่างเฟส



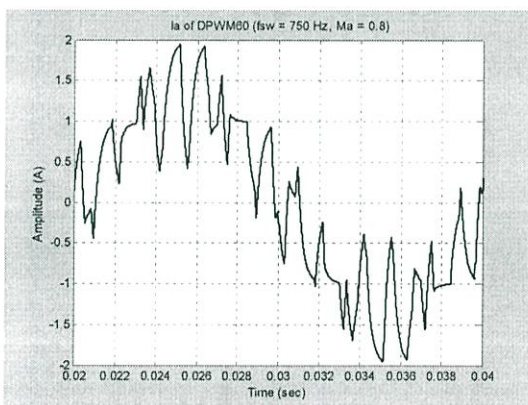
(ข) สเปกตร้าของแรงดันระหว่างเฟส



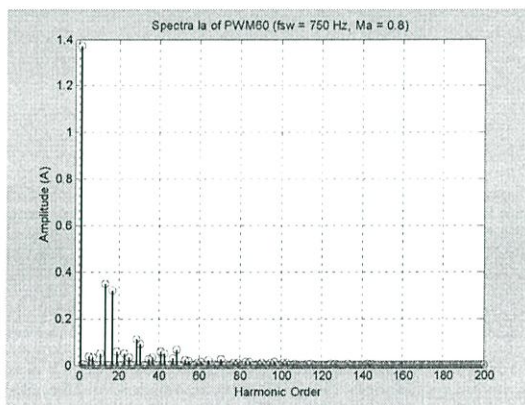
(ค) รูปคลื่นแรงดันเฟส



(ง) สเปกตร้าของแรงดันเฟส

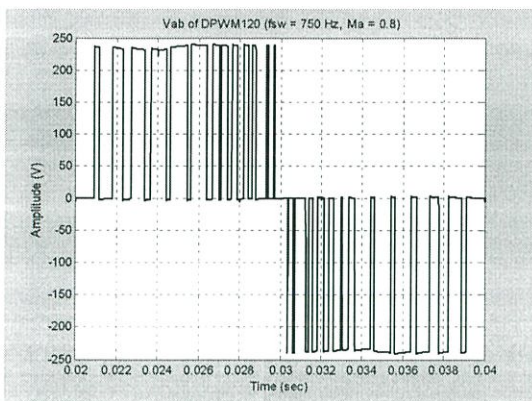


(จ) รูปคลื่นกระแสเฟส

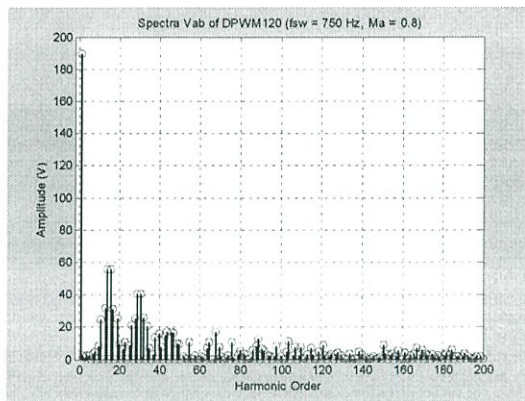


(ฉ) สเปกตร้าของกระแสเฟส

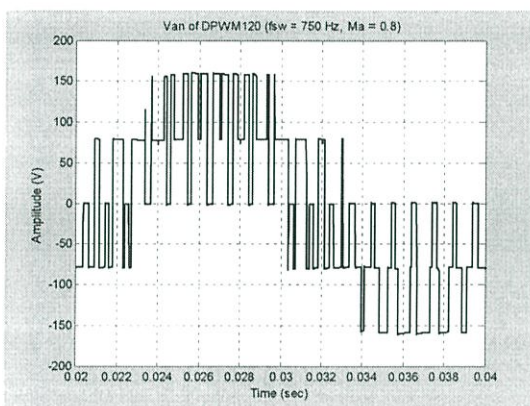
รูปที่ 5.9 สัญญาณเอาต์พุตของฟีดแบ็คเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบ DPWM60° โดยที่ความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ 750 Hz และมอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8



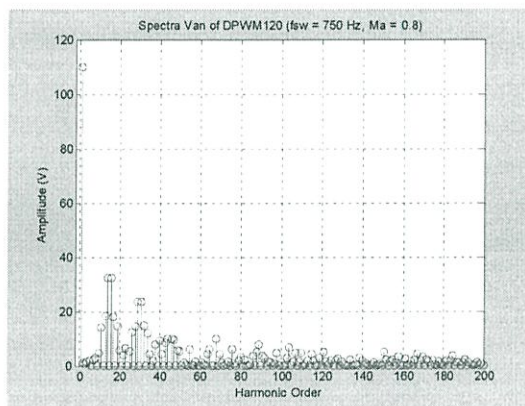
(ก) รูปคลื่นแรงดันระหว่างเฟส



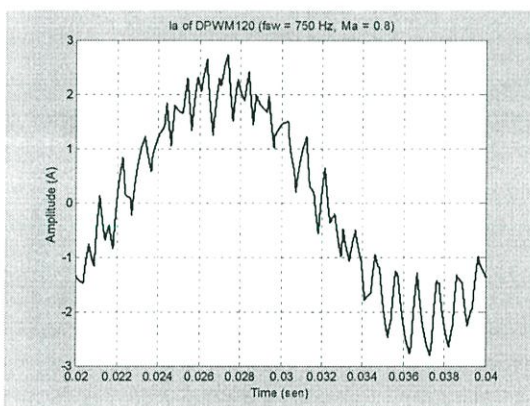
(ข) สเปกตร้าของแรงดันระหว่างเฟส



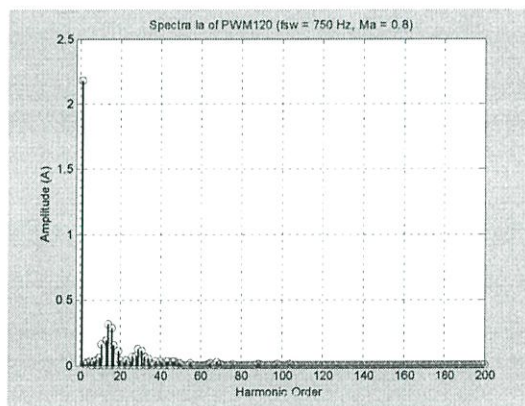
(ค) รูปคลื่นแรงดันเฟส



(ง) สเปกตร้าของแรงดันเฟส

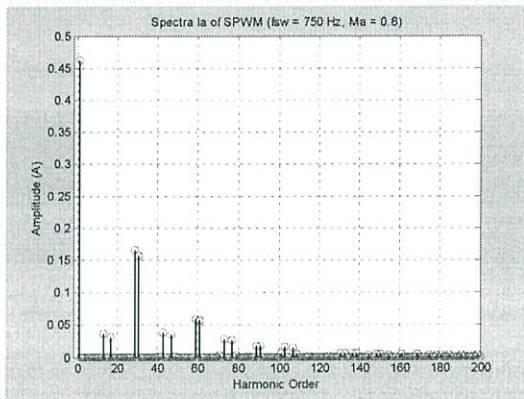
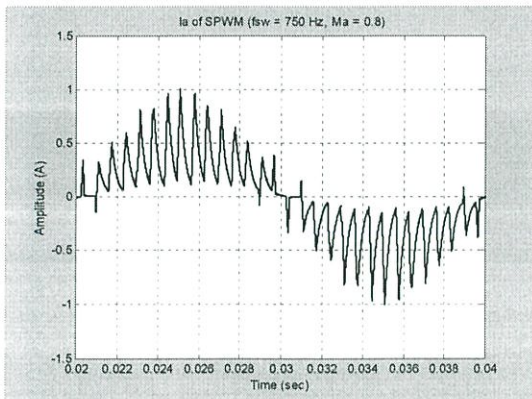


(จ) รูปคลื่นกระแสเฟส

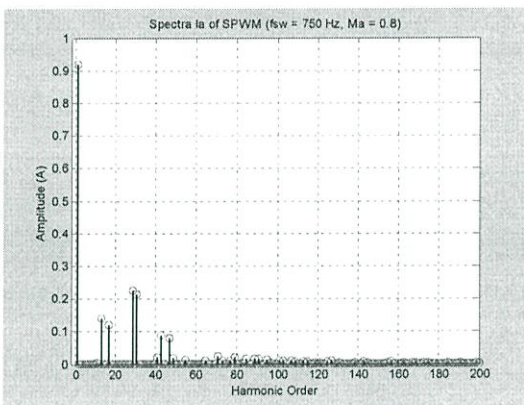
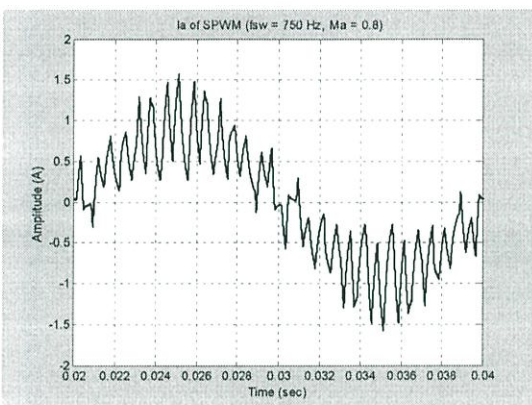


(ฉ) สเปกตร้าของกระแสเฟส

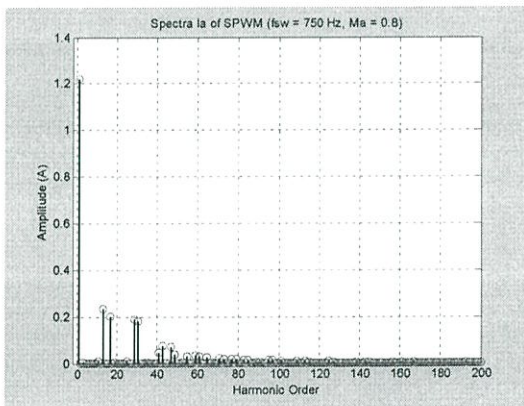
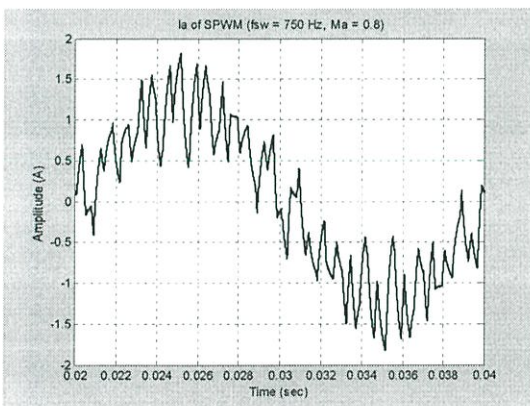
รูปที่ 5.10 สัญญาณเอาต์พุตของพีดีบีลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบ DPWM120° โดยที่ความถี่สวิตซ์เท่ากับ 750 Hz และมอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8



(ก) $m_a = 0.3$

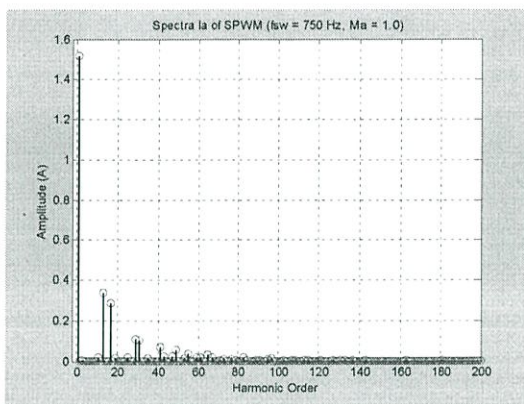
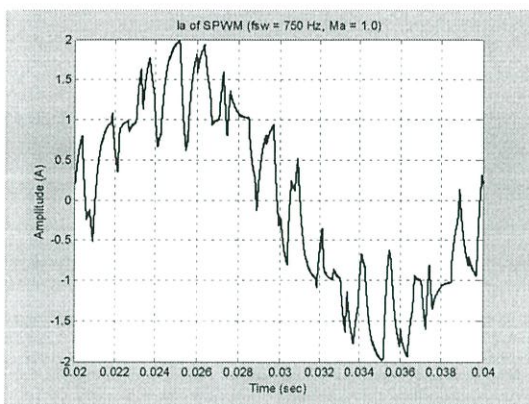


(ข) $m_a = 0.6$

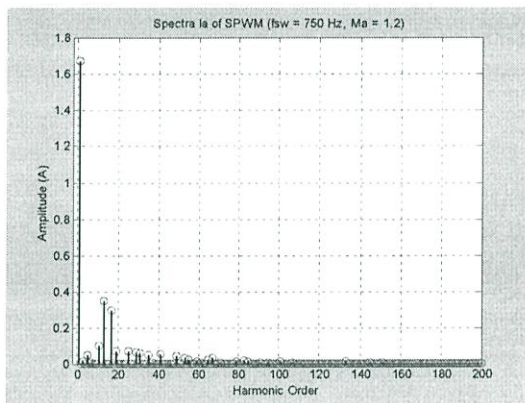
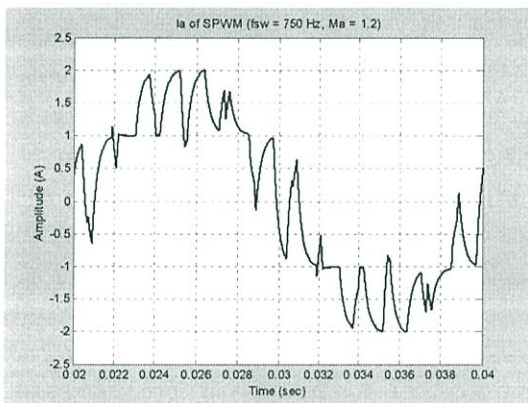


(ค) $m_a = 0.8$

รูปที่ 5.11 รูปคลื่นสัญญาณกระแสและสเปกตรา ของ SPWM ที่มีดูเลชันอินเด็กซ์แตกต่างกัน และความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ 750 Hz (มีต่อ)

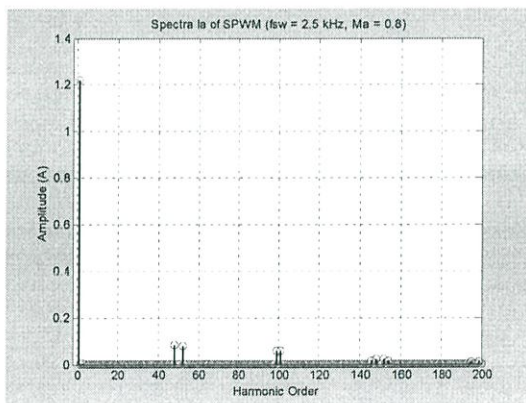
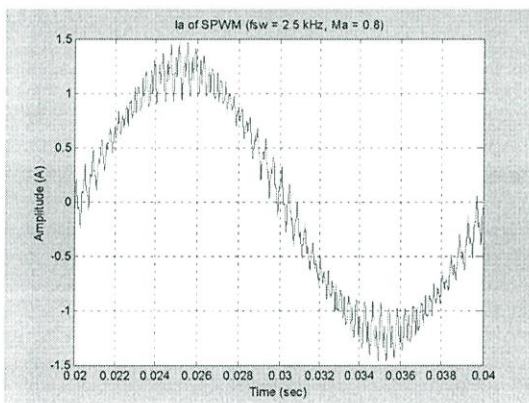


(ง) $m_a = 1.0$



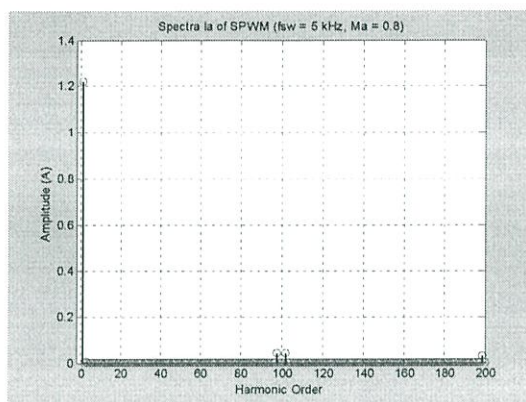
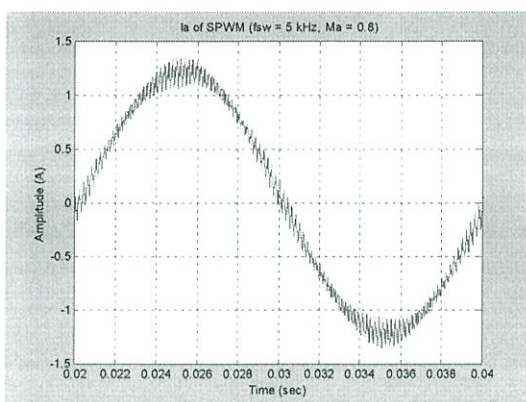
(จ) $m_a = 1.2$

รูปที่ 5.11(ต่อ) รูปคลื่นสัญญาณกระแสและสเปกตรา ของ SPWM ที่มอดูเลชันอินเด็กซ์แตกต่างกัน และความถี่สวิตซ์เท่ากับ 750 Hz

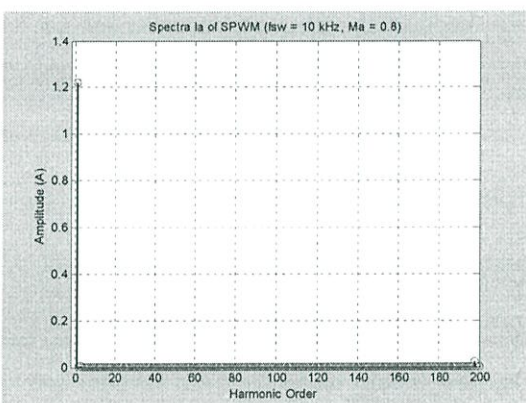
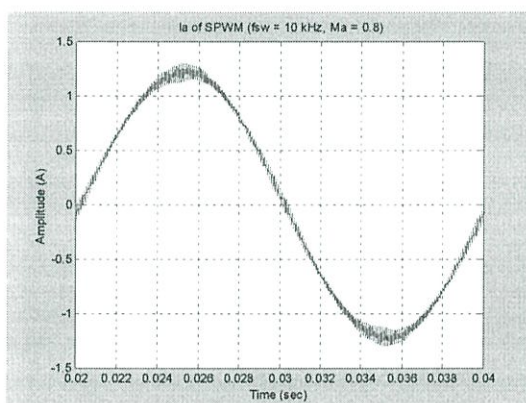


(ก) ความถี่สวิตซ์เท่ากับ 2.5 kHz

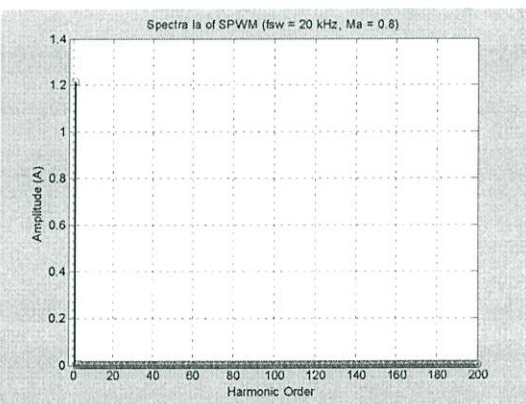
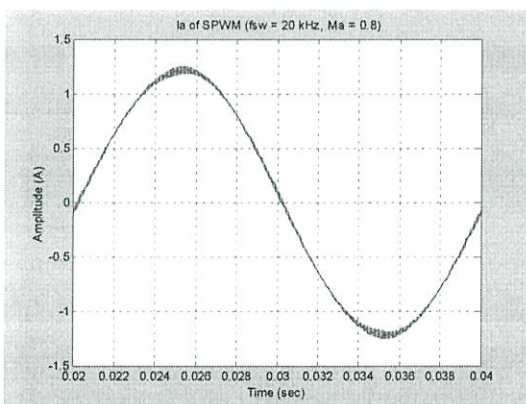
รูปที่ 5.12 รูปคลื่นสัญญาณกระแสเมื่อความถี่สวิตซ์สูงขึ้น ของ SPWM มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8 (มีต่อ)



(ข) ความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ 5 kHz



(ค) ความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ 10 kHz



(ง) ความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ 20 kHz

รูปที่ 5.12 (ต่อ) รูปคลื่นสัญญาณกระแสเมื่อความถี่สวิตซิ่งสูงขึ้น ของ SPWM มอดูเลชันอินดิเคซ์เท่ากับ 0.8

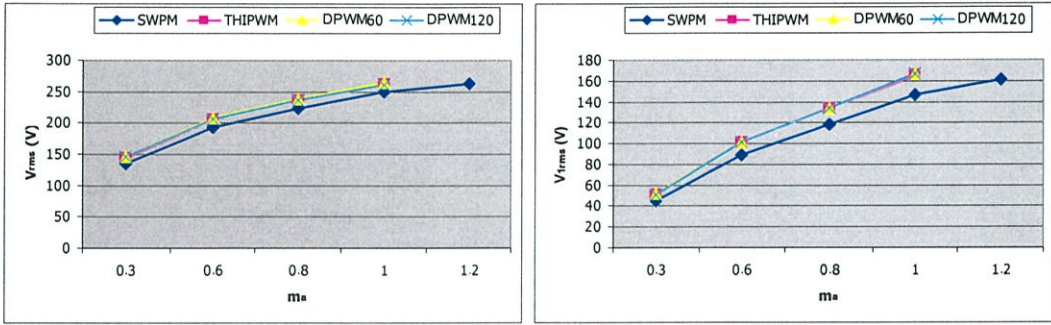
ตารางที่ 5.1 ผลการจำลองการทำงานที่ความถี่ 750 Hz

เทคนิค	m_a	แรงดันระหว่างเฟส			กระแสเฟส		
		V_{rms} (V)	$V_{I_{rms}}$ (V)	THD_v (%)	I_{rms} (A)	$I_{I_{rms}}$ (A)	THD_i (%)
SPWM	0.3	134.61	44.93	186.72	0.5305	0.33270	56.09
	0.6	193.38	89.14	116.32	0.9988	0.6506	42.23
	0.8	223.29	118.18	88.96	1.2900	0.8632	35.42
	1.0	248.92	146.66	66.36	1.5931	1.0700	32.14
	1.2	262.92	161.33	57.28	1.7437	1.1861	30.28
THIPWM	0.3	143.56	50.66	173.64	0.5945	0.3700	53.93
	0.6	205.37	100.72	103.87	1.1123	0.7358	37.78
	0.8	236.37	133.40	75.48	1.4428	0.9776	29.85
	1.0	262.96	165.49	51.23	1.7772	1.2146	26.55
DPWM60°	0.3	145.92	51.25	174.73	0.6834	0.3690	84.55
	0.6	207.64	101.39	104.15	1.1808	0.7317	54.98
	0.8	238.07	134.36	75.49	1.4708	0.9705	38.52
	1.0	264.87	166.46	51.56	1.7659	1.2040	27.48
DPWM120°	0.3	145.70	50.95	175.76	0.9820	0.5847	64.06
	0.6	206.13	101.38	119.32	1.7787	1.1648	40.72
	0.8	236.15	134.30	73.90	2.2667	1.5455	27.48
	1.0	261.16	166.35	48.204	2.7621	1.9172	19.45

หมายเหตุ ลำดับฮาร์โมนิกที่ใช้ในการคำนวณจะใช้ลำดับฮาร์โมนิกตั้งแต่ 1 ถึง 200

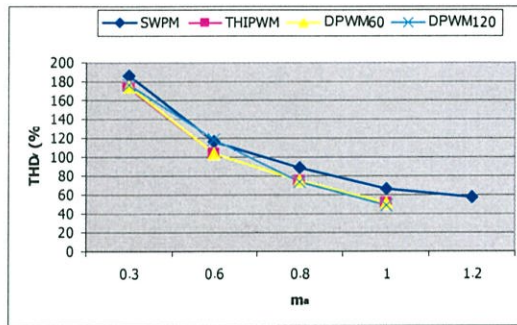
แรงดันเชื่อมโยงคี่เท่ากับ 250 V.

จากข้อมูลในตารางที่ 5.1 ได้นำมาพล็อตเป็นกราฟค่าคุณสมบัติต่างๆ ดังในตารางเปรียบเทียบค่า THD_v , THD_i , $V_{I_{rms}}$, $I_{I_{rms}}$, V_{rms} และ I_{rms} เมื่อค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์เปลี่ยนไปเพื่อให้เห็นภาพที่ชัดเจนขึ้น โดยจะแสดงดังรูปต่อไปนี้



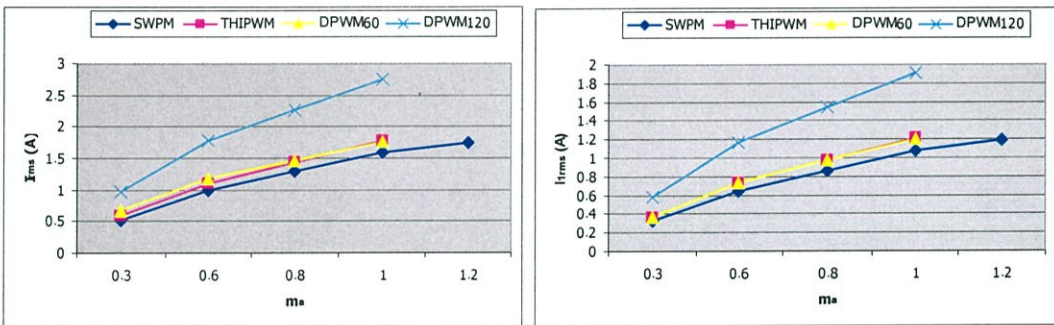
(ก) V_{rms}

(ข) V_{rms}



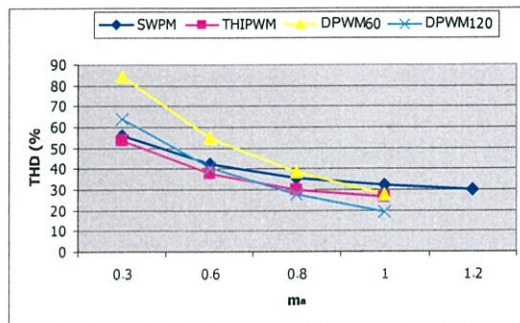
(ค) %THD_v

รูปที่ 5.13 กราฟแสดงความสัมพันธ์คุณภาพของผลการจำลองสัญญาณแรงดันระหว่างเฟส จากตารางที่ 5.1



(ง) I_{rms}

(จ) I_{rms}



(ฉ) %THD_i

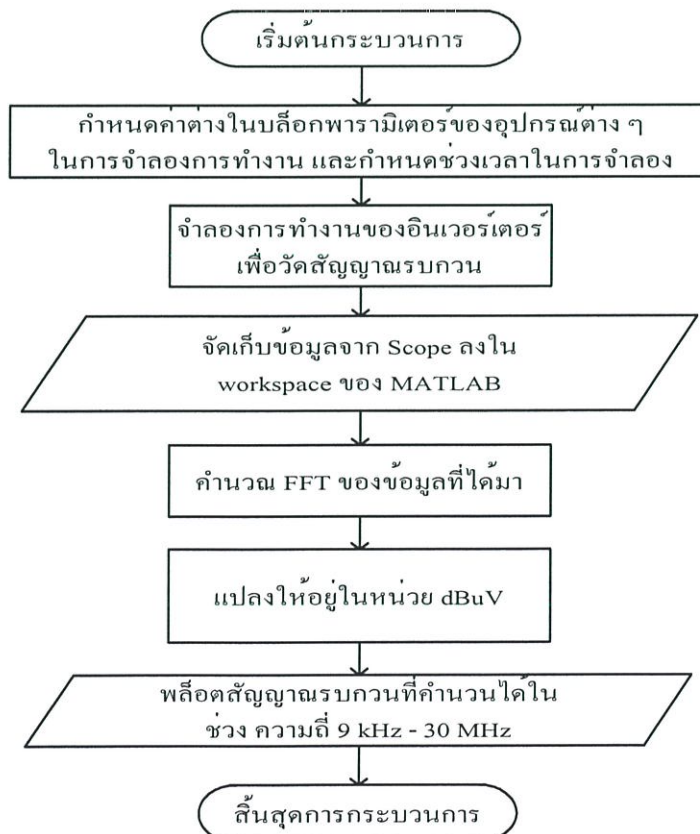
รูปที่ 5.14 กราฟแสดงความสัมพันธ์คุณภาพของผลการจำลองสัญญาณกระแสเฟส จากตารางที่ 5.1

5.3.2 สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ

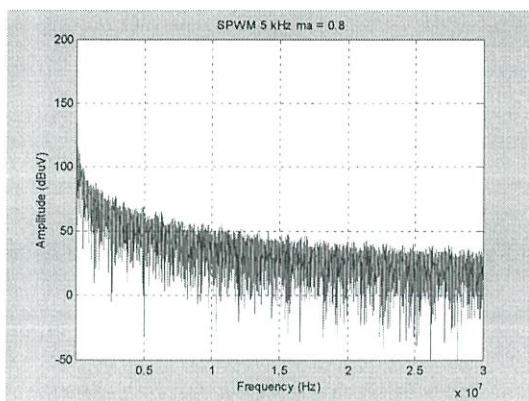
การจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำโดยการจำลองจะเป็นการจำลองในโหมดรวม ซึ่งสัญญาณที่ได้จะได้จากวงจร LISN ดังแสดงในรูปที่ 5.4 ซึ่งทำหน้าที่ในการกรองสัญญาณรบกวนออกมา โดยผลลัพธ์ที่ได้จะแสดงให้เห็นถึงสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการทำงานของอินเวอร์เตอร์ ที่เทคนิคในการควบคุมที่แตกต่างกัน ความถี่สวิตซ์ต่างกัน และมอดูเลชันอินเด็กซ์ต่างกัน โดยได้เลือกกรณีตัวอย่างเพื่อแสดงให้เห็นถึงสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น ดังนี้คือ

- 1.) ในกรณีที่เทคนิคในการควบคุมที่ต่างกัน ซึ่งประกอบไปด้วยเทคนิค SPWM, THIPWM, DPWM60° และ DPWM120° โดยจะเลือกความถี่สวิตซ์ซึ่งเท่ากับ 750 Hz และ 5 kHz มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8 ซึ่งจะแสดงดังรูปที่ 5.16
- 2.) ในกรณีที่ความถี่สวิตซ์ต่างกัน โดยจะเลือกเทคนิคในการควบคุมแบบ SPWM ความถี่สวิตซ์ซึ่งเท่ากับ 750 Hz, 2.5 kHz, 5 kHz, 10 kHz และ 20 kHz ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 5.17
- 3.) ในกรณีมอดูเลชันอินเด็กซ์ต่างกัน จะเลือกเทคนิคในการควบคุมแบบ SPWM มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.3, 0.6, 0.8, 1.0 และ 1.2 ตามลำดับดังแสดงในรูปที่ 5.18

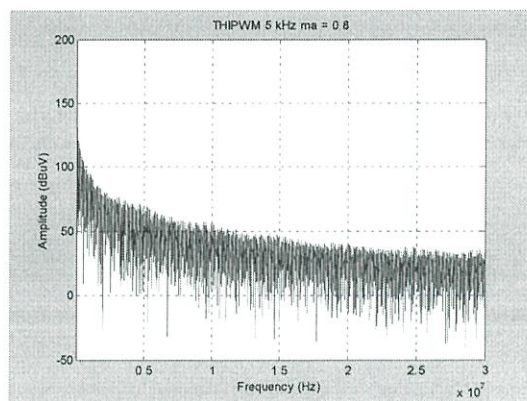
และขั้นตอนในการที่ได้มาของผลลัพธ์ของสัญญาณรบกวนจากการจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์แสดงดังรูปที่ 5.15



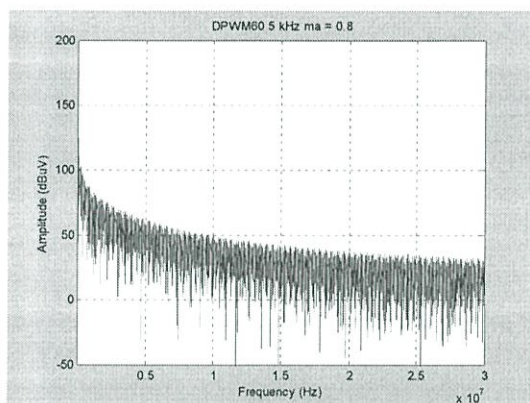
รูปที่ 5.15 ขั้นตอนในการได้มาของผลลัพธ์ของสัญญาณรบกวนจากการจำลองการทำงาน



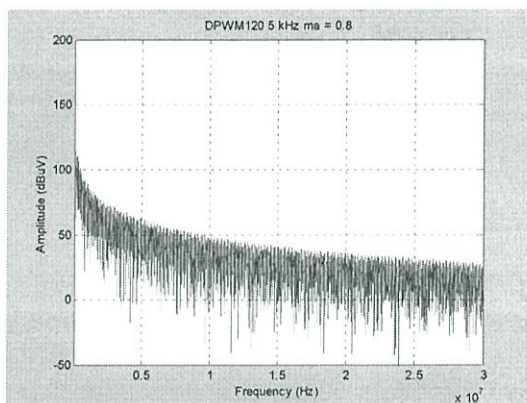
(ก) SPWM



(ข) THIPWM

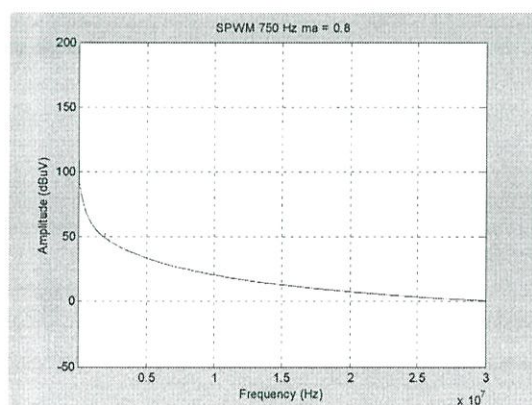
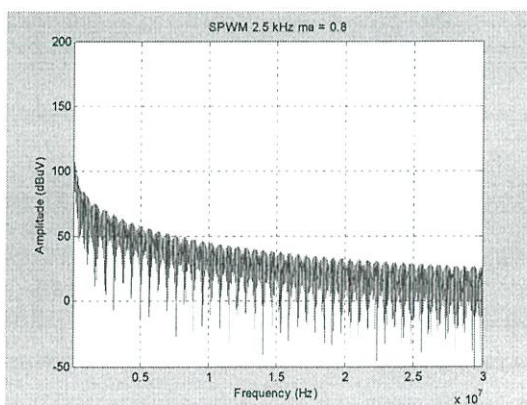


(ค) DPWM60°

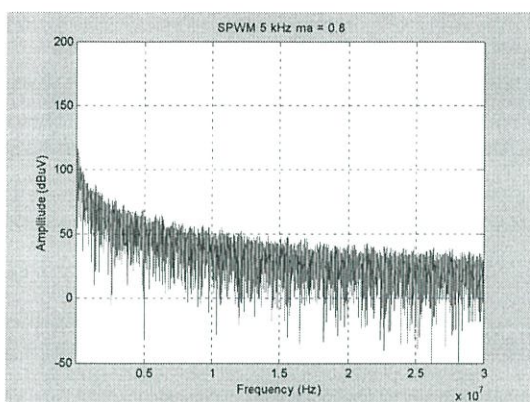
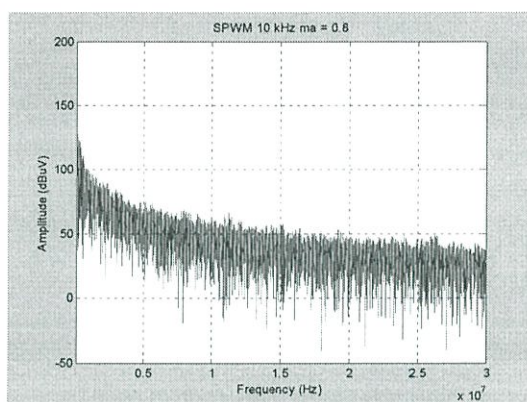
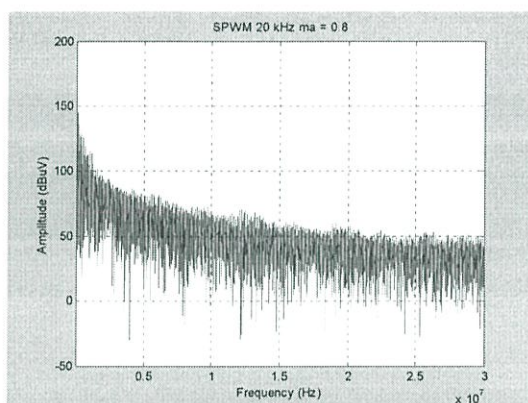


(ง) DPWM120°

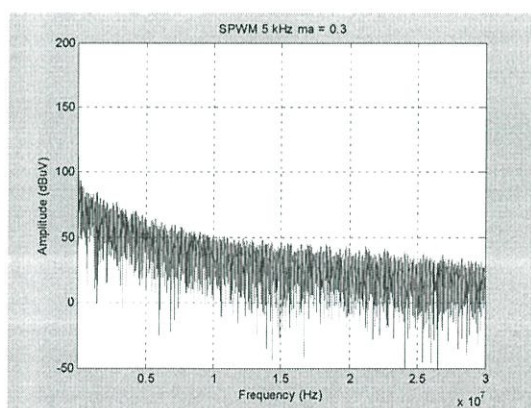
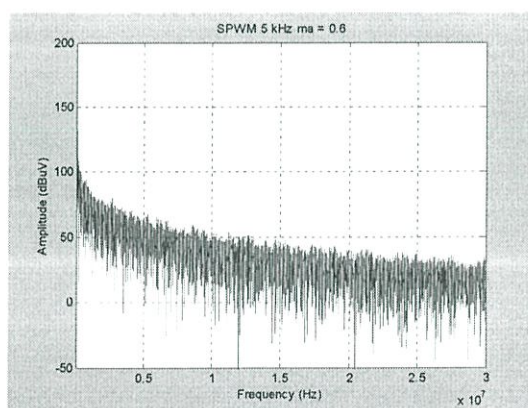
รูปที่ 5.16 ผลการจำลองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำในกรณีเทคนิคในการควบคุมแตกต่างกัน ความถี่สวิตซ์เท่ากับ 5 kHz มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8 แรงดันคิซี 250 V

(ก) $f_s = 0.75$ kHz(ข) $f_s = 2.5$ kHz

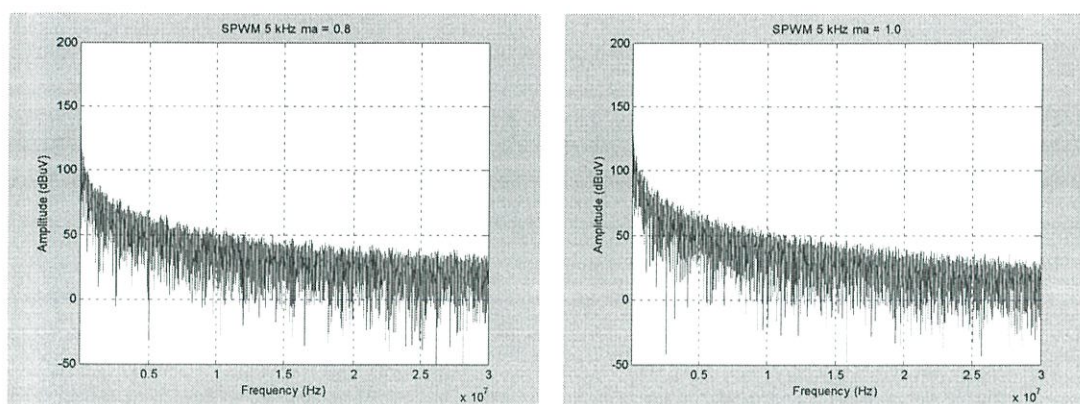
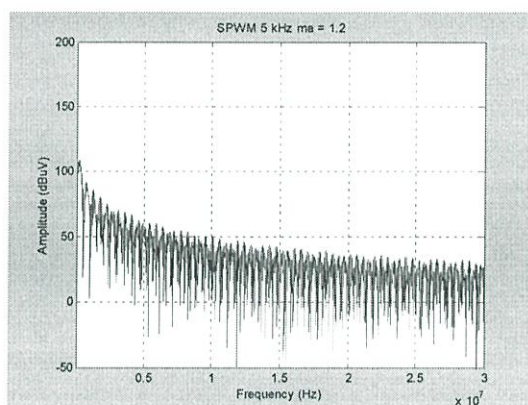
รูปที่ 5.17 สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำในกรณีความถี่สวิตซ์แตกต่างกันของ SPWM มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8 แรงดันคิซี 250 V (มีต่อ)

(ค) $f_s = 5$ kHz(ง) $f_s = 10$ kHz(จ) $f_s = 20$ kHz

รูปที่ 5.17 (ต่อ) สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำในกรณีความถี่สวิตชิงแตกต่างกันของ SPWM มอดูเลชันอินดิเคซ์เท่ากับ 0.8 แรงดันดีซี 250 V

(ก) $m_a = 0.3$ (ข) $m_a = 0.6$

รูปที่ 5.18 สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำในกรณีมอดูเลชันอินดิเคซ์แตกต่างกันของ SPWM ความถี่สวิตชิงเท่ากับ 5 kHz แรงดันดีซี 250 V (มีต่อ)

(ค) $m_a = 0.8$ (ง) $m_a = 1.0$ 

(จ) 1.2

รูปที่ 5.18 (ต่อ) สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำในกรณีมอดูเลชันอินเด็กซ์แตกต่างกันของ SPWM ความถี่สวิตซ์เท่ากับ 5 kHz แรงดันคิซี 250 V

หมายเหตุ ผลการทดลองได้มาจากการจำลองระบบในรูปที่ 5.5 โดยที่อุปกรณ์สวิตซ์ที่ใช้เป็นมอสเฟต โดยจะกำหนดค่าความต้านทานไฟฟ้าและตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าภายในให้ตรงกับอุปกรณ์ที่ใช้จริงในการทดลอง (ดูจาก เอกสารรายละเอียดของอุปกรณ์)

จากผลการจำลองการทำงานจะเห็นว่าระดับสัญญาณรบกวนในกรณีเทคนิคในการควบคุมแตกต่างกันใน 4 รูปแบบ ดังแสดงในรูปที่ 5.16 จะเห็นว่าระดับของสัญญาณรบกวนของ SPWM และ THIPWM จะมีระดับของสัญญาณใกล้เคียงกันมากหรือเท่ากัน และจะมีระดับที่มากกว่าสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการควบคุมด้วยเทคนิค DPWM60 องศา และ DPWM120 องศา ในขณะที่ระดับของสัญญาณรบกวนของ DPWM60 องศา และ DPWM120 องศา จะมีระดับของสัญญาณใกล้เคียงกันมากหรือเท่ากันเช่นกัน และในกรณีที่ใช้ความถี่สวิตซ์เพิ่มมากขึ้นดังแสดงในรูปที่ 5.17 จะเห็นว่ายิ่งความถี่สวิตซ์มากขึ้นระดับของสัญญาณรบกวนก็จะมากยิ่งขึ้นไปด้วย และระดับของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการควบคุมโดยเปลี่ยนแปลงมอดูเลชันอินเด็กซ์ดังแสดงในรูปที่ 5.18

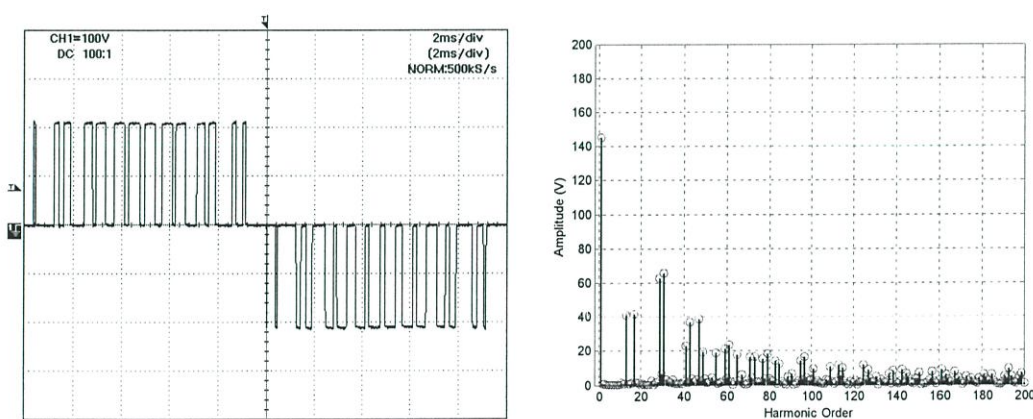
จากผลการจำลองการทำงานจะเห็นว่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ไม่มีผลต่อระดับของสัญญาณรบกวน ซึ่งจากผลการจำลองการทำงานในกรณีต่างๆ จะนำมาเปรียบเทียบกับผลจากการวัดในระบบจริง และทำการอธิบายถึงสาเหตุของการเกิดสัญญาณรบกวนในกรณีต่างๆ ต่อไป

5.4 ผลการทดลองจากระบบจริง

ในการทดลองกับระบบจริงซึ่งเป็นระบบที่สร้างขึ้นมาเพื่อวัดและทดสอบการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ เพื่อง่ายต่อการเปลี่ยนเทคนิคในการควบคุมการทำงาน โดยเป็นไปตามขั้นตอนการออกแบบไว้ในบทที่ 4 การแสดงผลพัลส์ของระบบจริงทั้งในส่วนของเขาท์พุตของอินเวอร์เตอร์และสัญญาณรบกวนที่ปล่อยออกมาสู่ระบบ โดยเงื่อนไขก็จะเป็นเช่นเดียวกันกับการจำลองการทำงาน

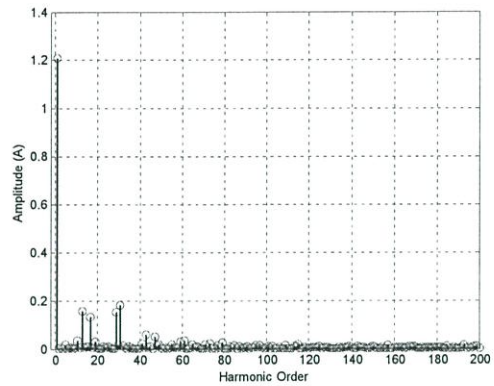
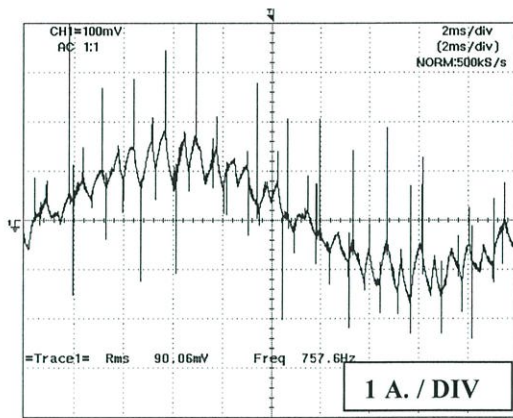
5.4.1 การวัดผลเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์

สำหรับผลของสัญญาณเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์จะเป็นการเปรียบเทียบผลที่ได้กับการจำลองการทำงาน และการได้มาของผลลัพธ์ของสัญญาณเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์ จะเก็บข้อมูลของ สัญญาณแรงดันระหว่างเฟส และสัญญาณกระแส ซึ่งจะเก็บอยู่ในรูปแบบของ แอสกีไฟล์ เพื่อที่จะสามารถนำมาวิเคราะห์คุณภาพของสัญญาณได้ และสัญญาณเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์ในเงื่อนไขต่างๆ จะแสดงดังรูปที่ 5.19 – 5.23 ซึ่งเป็นการยกตัวอย่างของสัญญาณเอาท์พุตของพีดีบีลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์



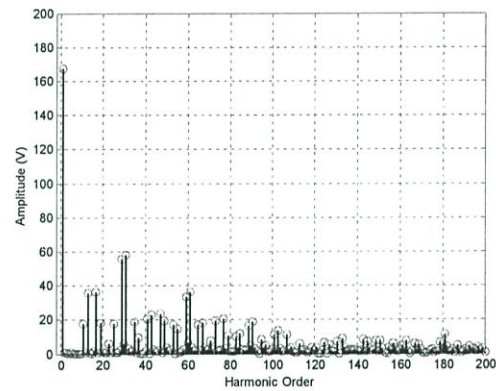
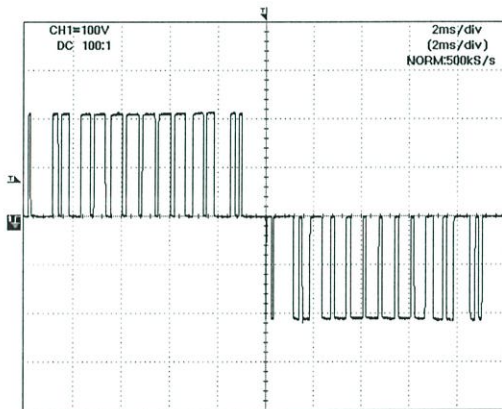
(ก) รูปคลื่นแรงดันระหว่างเฟส

รูปที่ 5.19 รูปคลื่นสัญญาณเอาท์พุตและสเปกตรัมของ SPWM โดยใช้ความถี่สวิตซ์เท่ากับ 750 Hz มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8 แรงดันดีซี 250 V. (มีต่อ)

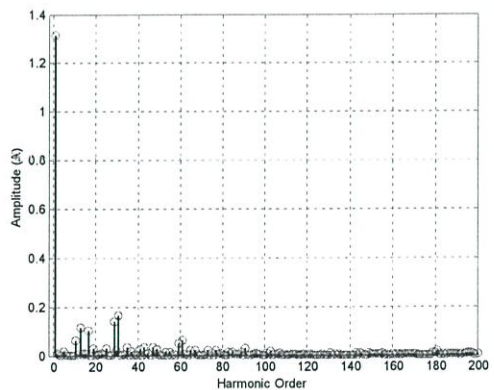
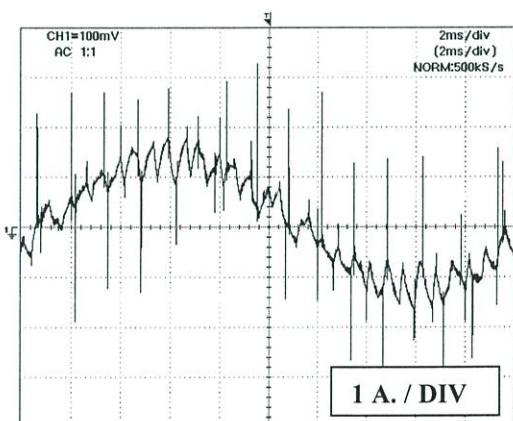


(ข) รูปคลื่นกระแสเฟส

รูปที่ 5.19 (ต่อ) รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตและสเปกตรามของ SPWM โดยใช้ความถี่สวิตซ์เท่ากับ 750 Hz มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8 แรงดันคี่ซี 250 V.

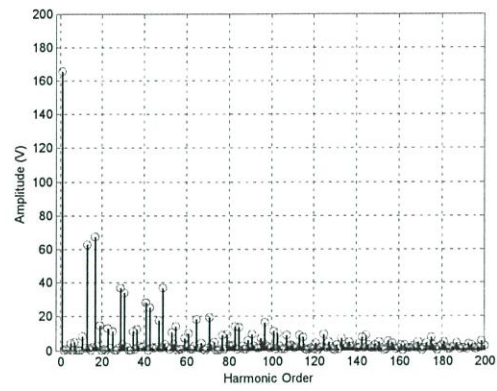
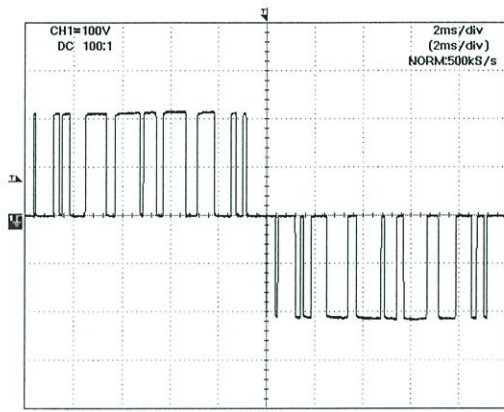


(ก) รูปคลื่นแรงดันระหว่างเฟส

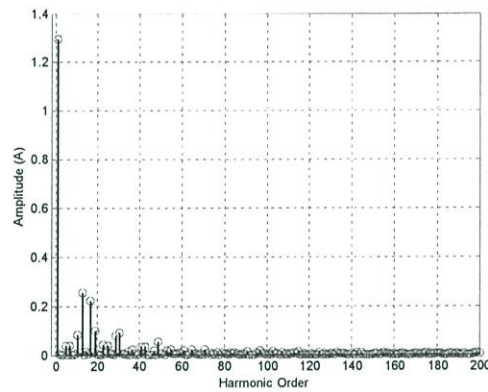
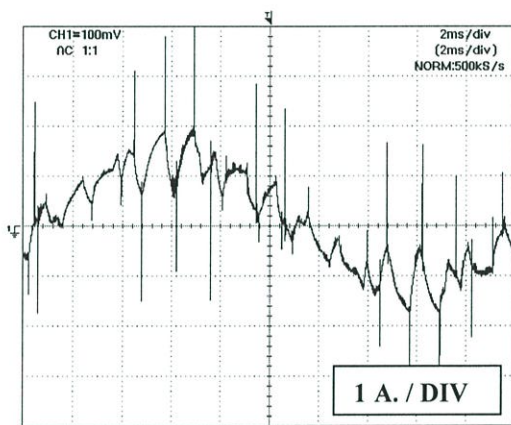


(ข) รูปคลื่นกระแสเฟส

รูปที่ 5.20 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตและสเปกตรามของ THIPWM โดยใช้ความถี่สวิตซ์เท่ากับ 750 Hz มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8 แรงดันคี่ซี 250 V.

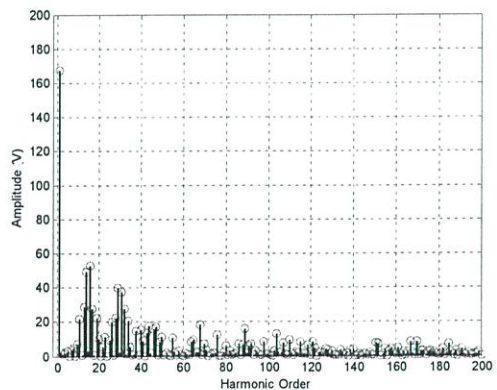
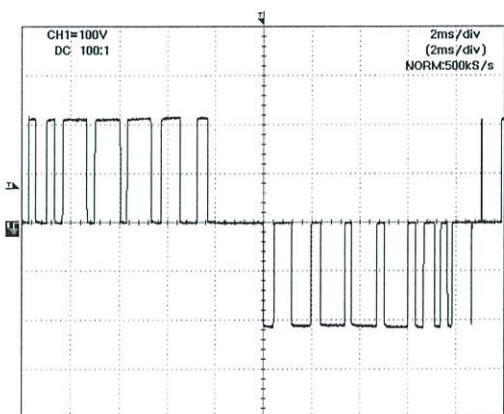


(ก) รูปคลื่นแรงดันระหว่างเฟส



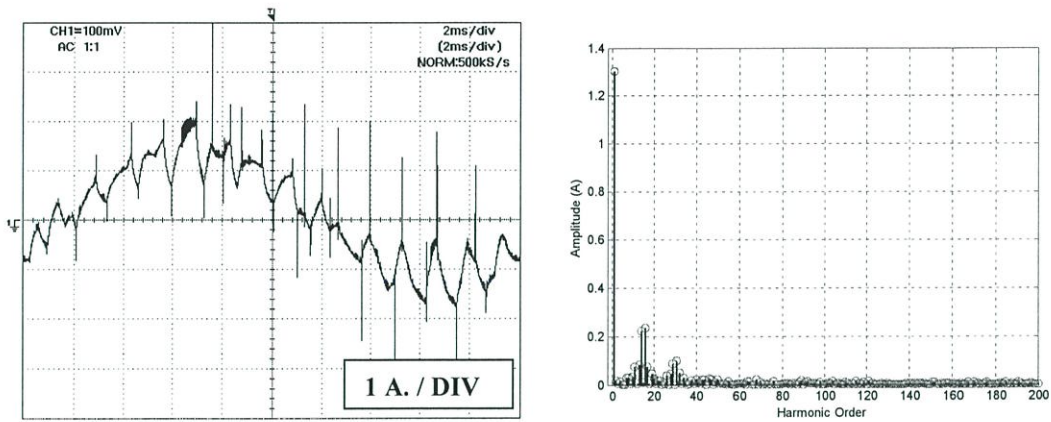
(ข) รูปคลื่นกระแสเฟส

รูปที่ 5.21 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตและสเปกตรามของDPWM60 โดยใช้ความถี่สวิตชิ่งเท่ากับ 750 Hz มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8 แรงดันดีซี 250 V.



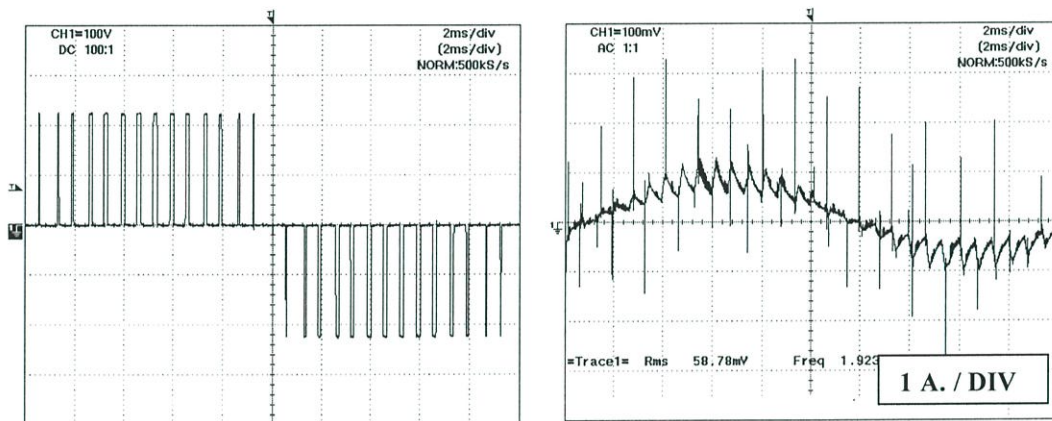
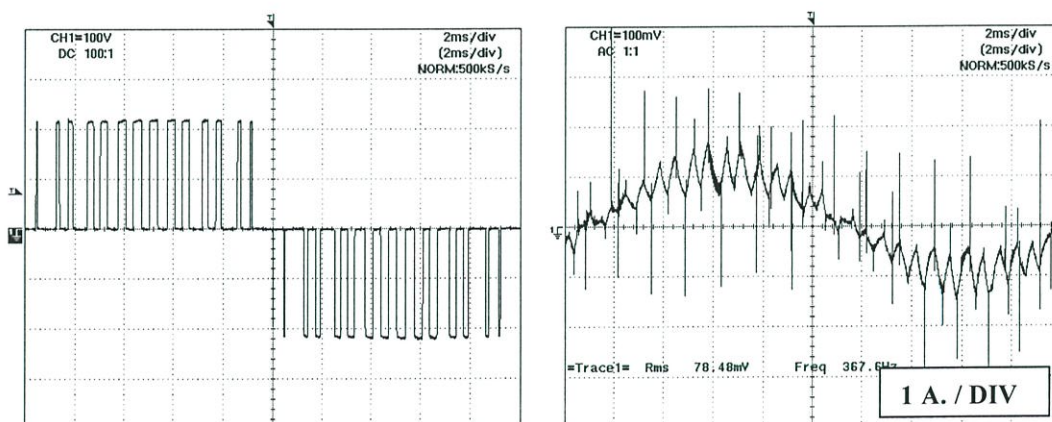
(ก) รูปคลื่นแรงดันระหว่างเฟส

รูปที่ 5.22 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตและสเปกตรามของDPWM120 โดยใช้ความถี่สวิตชิ่งเท่ากับ 750 Hz มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8 แรงดันดีซี 250 V. (มีต่อ)

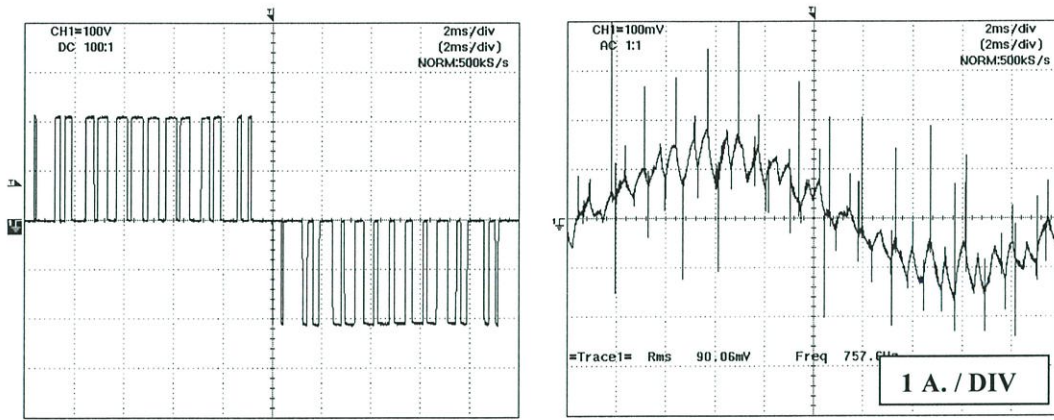
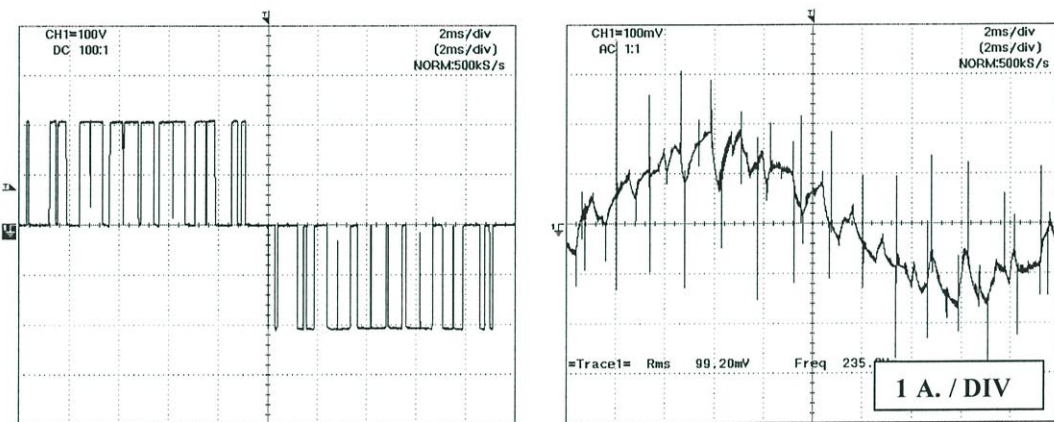
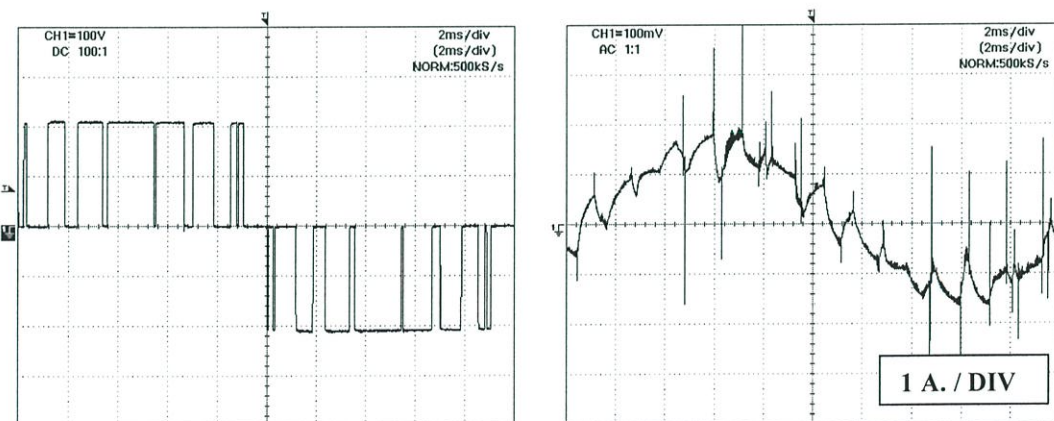


(จ) รูปคลื่นกระแสเฟส

รูปที่ 5.22 (ต่อ) รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตและสเปกตรัมของDPWM120 โดยใช้ความถี่สวิตซ์เท่ากับ 750 Hz มอดูเลชันอินดิเคซ์เท่ากับ 0.8 แรงดันคิซี 250 V.

(ก) $m_a=0.3$ (ข) $m_a=0.6$

รูปที่ 5.23 รูปคลื่นสัญญาณแรงดันระหว่างเฟสและกระแสเฟส กรณีมอดูเลชันอินดิเคซ์ที่แตกต่างกัน โดยใช้ความถี่สวิตซ์ 750 Hz แรงดันคิซี 250 V (มีต่อ)

(ก) $m_a=0.8$ (ข) $m_a=1.0$ (ค) $m_a=1.2$

รูปที่ 5.23 (ต่อ) รูปคลื่นสัญญาณแรงดันระหว่างเฟสและกระแสเฟส กรณีมอดูละชั้นอินเด็กซ์ที่แตกต่างกัน โดยใช้ความถี่สวิตชิง 750 Hz แรงดันคิซี 250 V

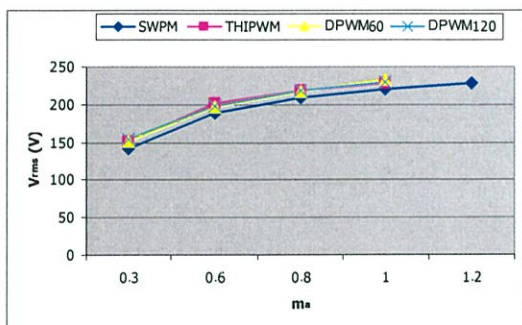
ตารางที่ 5.2 ผลการทดลองจากระบบจริง ที่ความถี่ 750 Hz

เทคนิค	m_u	แรงดันระหว่างเฟส			กระแสเฟส		
		V_{rms} (V)	$V_{I_{rms}}$ (V)	THD_v (%)	I_{rms} (A)	$I_{I_{rms}}$ (A)	THD_i (%)
SPWM	0.3	141.43	41.05	222.13	0.8035	0.5542	22.59
	0.6	189.17	80.19	133.49	1.0924	0.7483	25.58
	0.8	208.60	103.69	101.18	1.2303	0.8476	23.13
	1.0	219.55	124.45	74.56	1.3515	0.9328	22.27
	1.2	228.21	136.81	62.25	1.4119	0.9803	19.29
THIPWM	0.3	151.15	47.47	201.73	0.8692	0.5986	23.26
	0.6	200.85	92.03	117.54	1.1588	0.7984	23.12
	0.8	218.65	117.74	85.11	1.3030	0.9048	19.28
	1.0	228.35	141.16	55.28	1.4305	0.9983	16.28
DPWM60°	0.3	150.31	48.41	195.45	0.8088	0.5924	32.48
	0.6	196.52	91.41	114.49	1.1761	0.7897	33.00
	0.8	217.63	118.19	83.39	1.3160	0.9001	26.00
	1.0	232.66	143.45	56.15	1.4408	1.0053	16.44
DPWM120°	0.3	154.18	50.20	192.79	0.8922	0.5958	34.82
	0.6	197.65	93.16	111.82	1.1864	0.7960	33.27
	0.8	217.88	119.885	80.77	1.3277	0.9104	25.17
	1.0	228.96	143.25	52.66	1.44088	1.0062	15.85

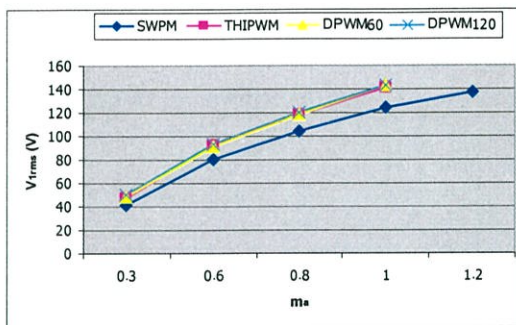
หมายเหตุ ลำดับฮาร์มอนิกที่ใช้ในการคำนวณจะใช้ลำดับฮาร์มอนิกตั้งแต่ 1 ถึง 200

แรงดันเชื่อมโยงคี่เท่ากับ 250 V.

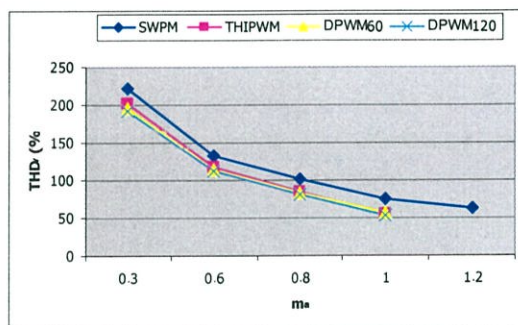
จากข้อมูลในตารางที่ 5.2 ได้นำมาพล็อตเป็นกราฟค่าคุณสมบัติต่างๆ ดังในตารางเปรียบเทียบค่า THD_v , THD_i , $V_{I_{rms}}$, $I_{I_{rms}}$, V_{rms} และ I_{rms} เมื่อค่ามอดูเลชันอินดิเคอร์เปลี่ยนไปเพื่อให้เห็นภาพที่ชัดเจนขึ้น โดยจะแสดงดังรูปต่อไปนี้



(ก) V_{rms}

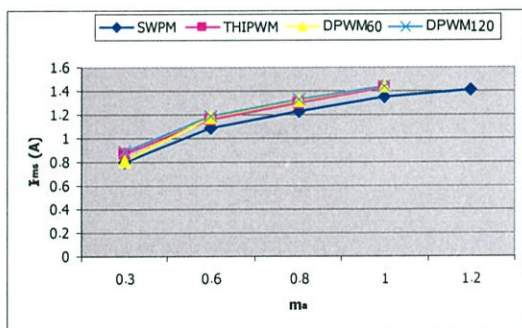


(ข) V_{rms}

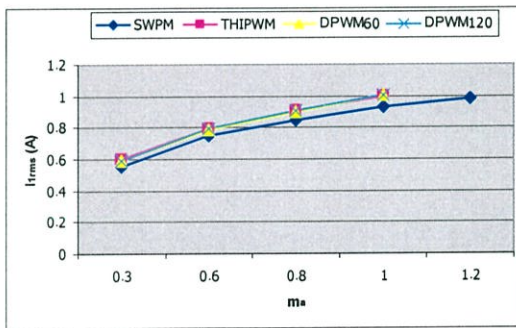


(ค) %THD_v

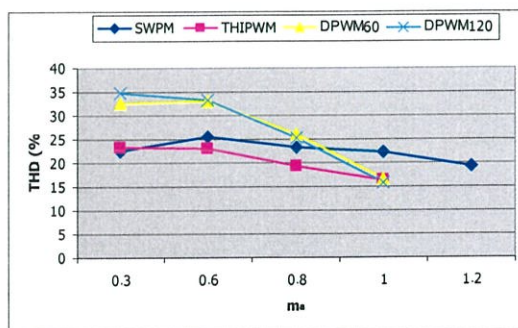
รูปที่ 5.24 กราฟแสดงความสัมพันธ์คุณภาพของผลการวัดสัญญาณแรงดันระหว่างเฟส จากตารางที่ 5.2



(ก) I_{rms}



(ข) I_{rms}

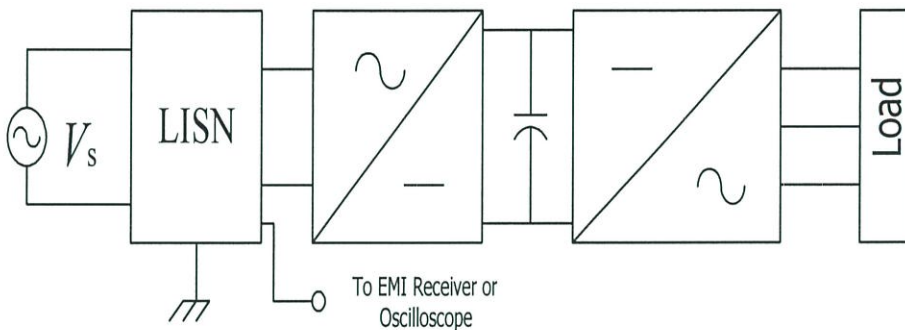


(ค) %THD_i

รูปที่ 5.25 กราฟแสดงความสัมพันธ์คุณภาพของผลการวัดสัญญาณกระแสเฟส จากตารางที่ 5.2

5.4.2 ผลการวัดสัญญาณรบกวน

การวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ จะใช้ LISN ในการจับสัญญาณรบกวนออกมาเพื่อเข้าสู่ EMC Analyzer เพื่อวิเคราะห์ระดับของสัญญาณรบกวน หรือ เข้าสู่ ออสซิลอสโคป เพื่อแสดงสัญญาณรบกวนที่ได้ในโดเมนเวลา และทำการเก็บข้อมูลของสัญญาณรบกวนในรูปแบบของ แอสกีไฟล์เพื่อที่จะสามารถนำมาวิเคราะห์ด้วย MATLAB ได้ สำหรับการติดตั้งหรือจัดระบบในการวัดสามารถดูได้ในหัวข้อที่ 2.6.4 ในบทที่ 2 เพื่อให้เห็นภาพโดยรวมของการวัดสัญญาณรบกวนจะสามารถดูได้จากรูปที่ 5.26

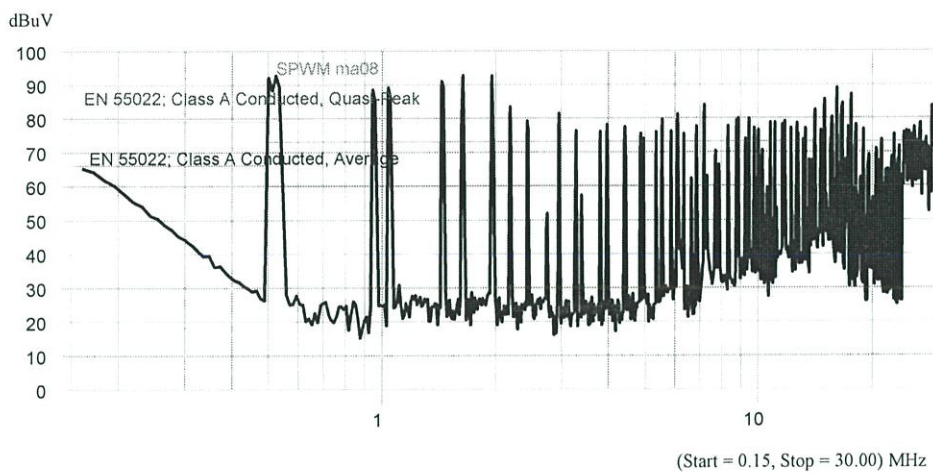


รูปที่ 5.26 บล็อกโคอะแกรมสำหรับการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ

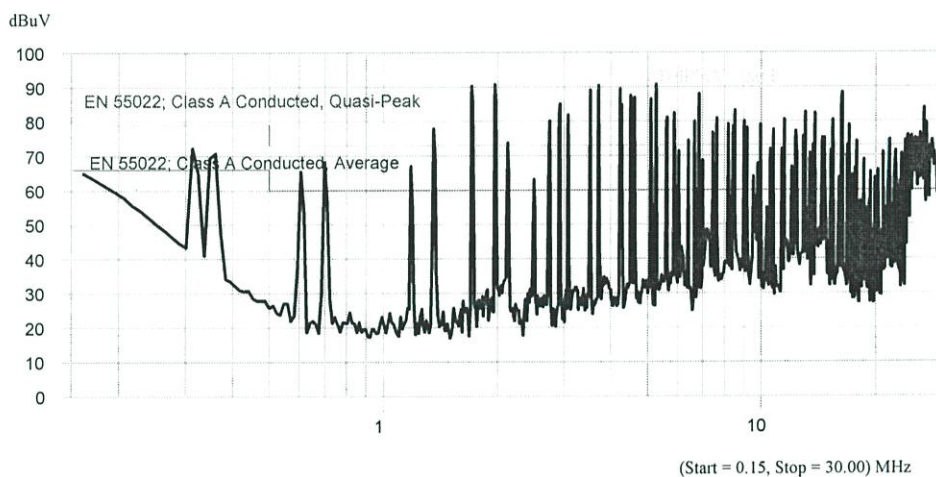
สำหรับเครื่องมือที่ใช้ในการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำจะประกอบไปด้วย ดังต่อไปนี้

- LISN: EMCO MODEL 3810/2 50Ω 50/250μH 9kHz-30MHz
- EMC Analyzer: Agilent E741A 9kH-1.5GHz
- PC
- Measurement Software: E7415A EMI

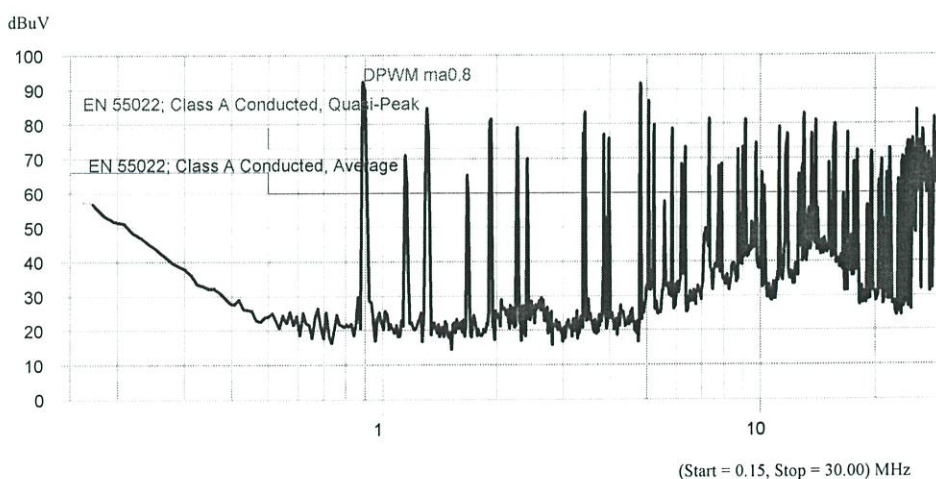
เงื่อนไขในการวัดสัญญาณรบกวนจะเป็นเช่นเดียวกับการจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนในหัวข้อที่ผ่านมา ซึ่งจะแสดงดังต่อไปนี้ โดยผลการวัดจะแสดงทั้งในการวัดแบบ โหมดตรวจวัดขดคลื่น และแบบโหมดตรวจวัดผลเฉลี่ย



(ก) SPWM

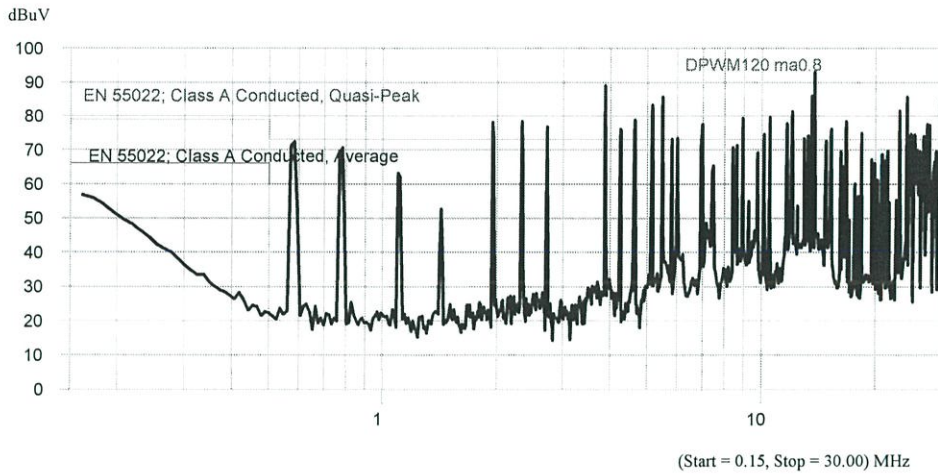


(ข) THIPWM



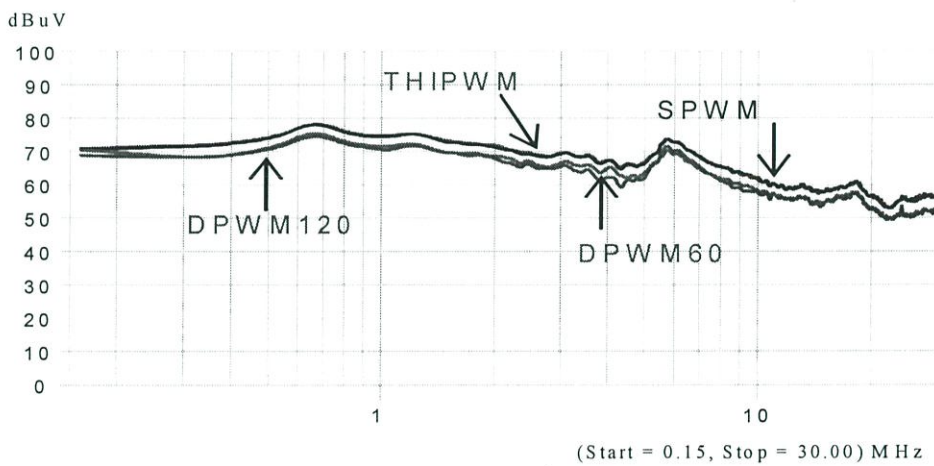
(ค) DPWM60°

รูปที่ 5.27 สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำที่เกิดจากแต่ละเทคนิคการควบคุม ในโหมด
 ตรวจสอบยอดคลื่น โดยมีความถี่สวิตซ์เท่ากับ 5 kHz มอดูเลชันอินดิเคซ์เท่ากับ 0.8 (มีต่อ)

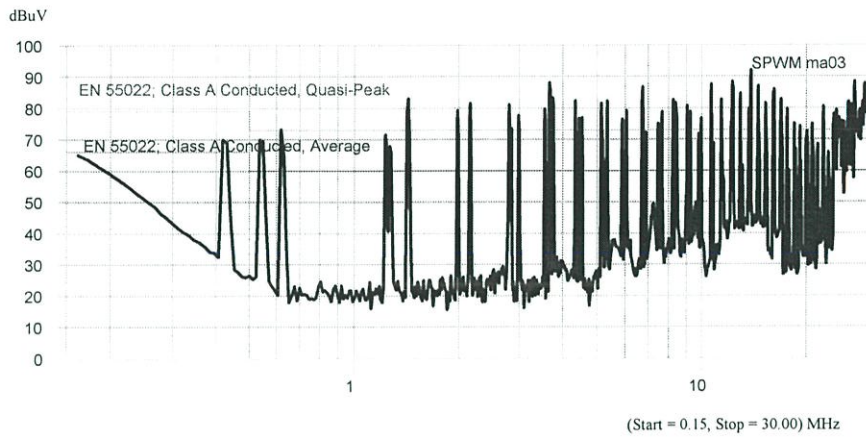
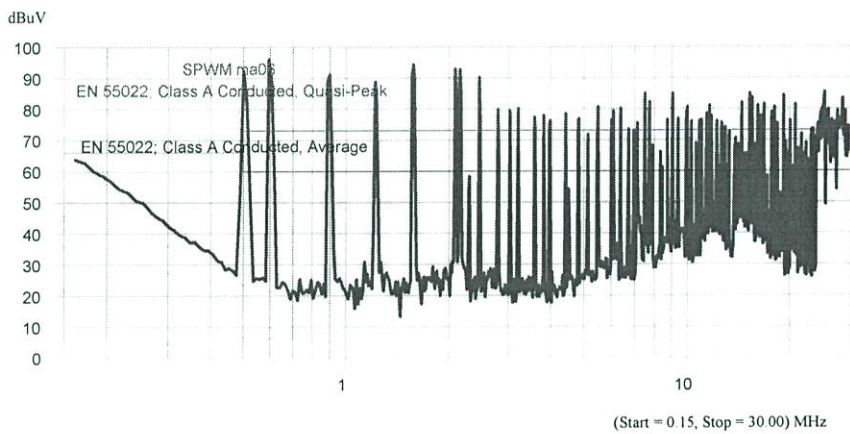
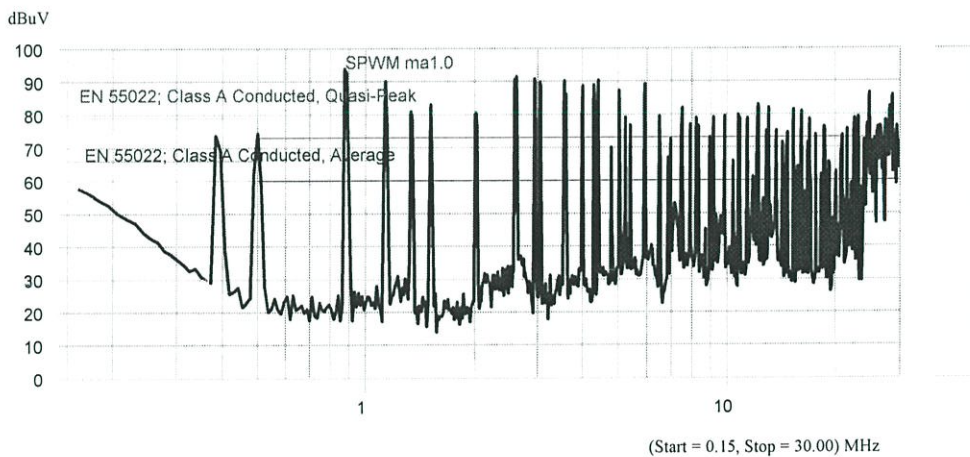


(ง) DPWM120°

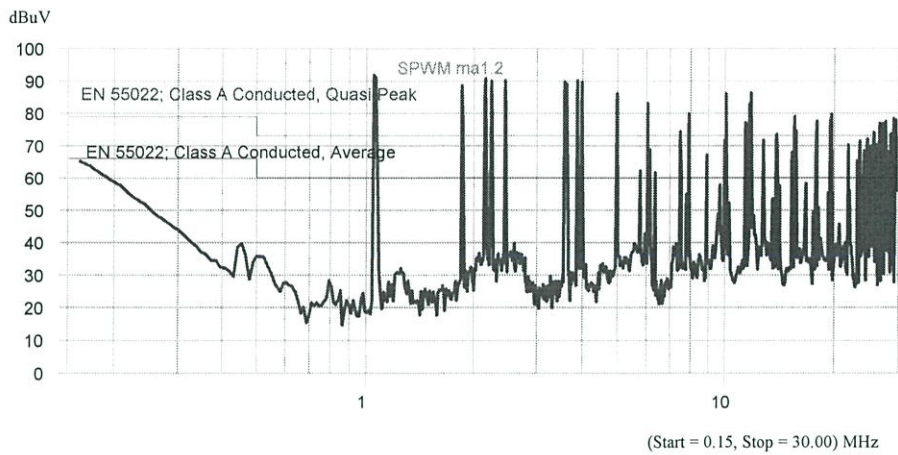
รูปที่ 5.27 (ต่อ) สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำที่เกิดจากแต่ละเทคนิคการควบคุม ในโหมดตรวจจับยอดคลื่น โดยมีความถี่สวิตซ์เท่ากับ 5 kHz มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8



รูปที่ 5.28 สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำที่เกิดจากแต่ละเทคนิคการควบคุม ในโหมดตรวจจับยอดคลื่นเฉลี่ย โดยมีความถี่สวิตซ์เท่ากับ 5 kHz มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8

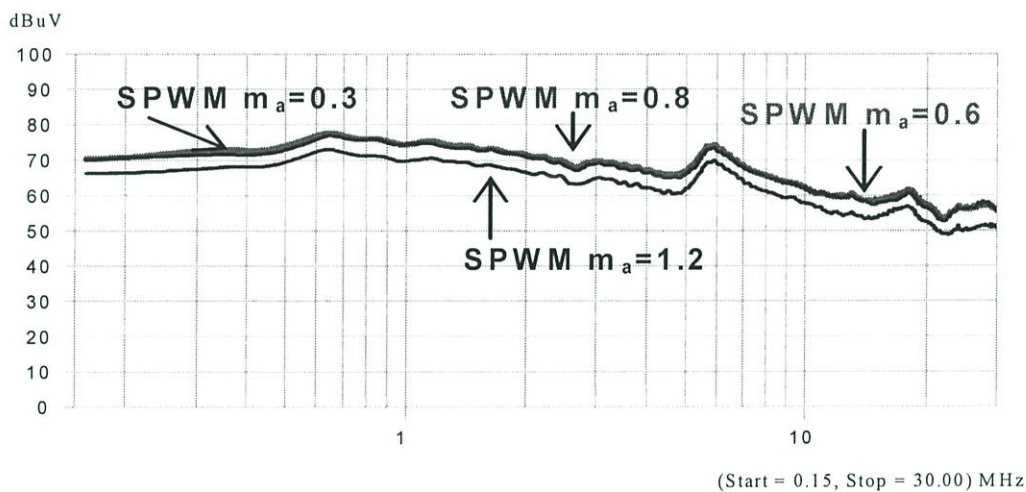
(ก) $m_a = 0.3$ (ข) $m_a = 0.6$ (ค) $m_a = 1.0$

รูปที่ 5.29 สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในโหมดตรวจวัดขดคลื่นในกรณีใช้มอดูเลชันอินเด็กซ์แตกต่างกันในโหมดตรวจจับขดคลื่น โดยใช้เทคนิค SPWM, ความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ 5 kHz (มีต่อ)

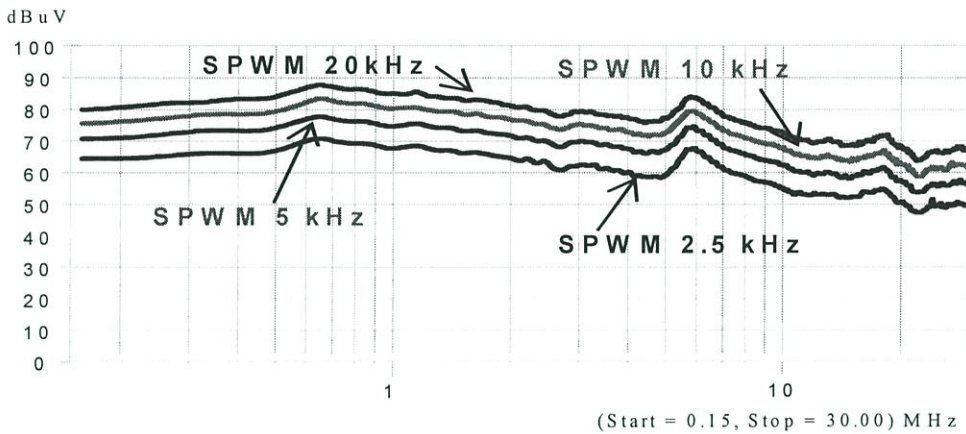


(ง) $m_a = 1.2$

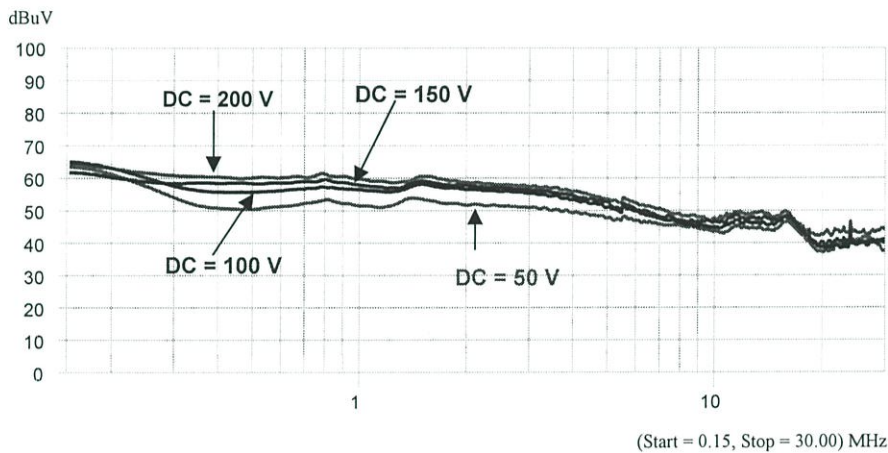
รูปที่ 5.29 (ต่อ) สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในโหมดตรวจวัดขดคลื่นในกรณีใช้มอดูเลชันอินเด็กซ์แตกต่างกันในโหมดตรวจจับขดคลื่น โดยใช้เทคนิค SPWM, ความถี่สวิตซ์เท่ากับ 5 kHz



รูปที่ 5.30 สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในกรณีใช้มอดูเลชันอินเด็กซ์แตกต่างกันในโหมดตรวจจับขดคลื่นเฉลี่ย โดยใช้เทคนิค SPWM, ความถี่สวิตซ์เท่ากับ 5kHz



รูปที่ 5.31 สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำในกรณีใช้เปลี่ยนแปลงความถี่สวิตชิง ในโหมดตรวจจับยอดคลื่นเฉลี่ย โดยใช้เทคนิค SPWM มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8



รูปที่ 5.32 สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำกรณีแรงดันเชื่อมโยงดีซีต่างกัน ในโหมดตรวจจับยอดคลื่นเฉลี่ย โดยใช้เทคนิค SPWM มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8 ความถี่สวิตชิง 5 kHz

5.5 สรุป

จากผลลัพธ์ที่ได้ไม่ว่าจะเป็นทั้งในการจำลองการทำงานและการวัดจากระบบจริง จะเห็นว่าแนวโน้มไปในทางเดียวกัน ถึงแม้ผลลัพธ์ที่ได้จากการจำลองการทำงานและการวัดจากระบบจริงจะไม่เหมือนกันก็ตาม ทั้งนี้เนื่องมาจากโปรแกรมที่ใช้ในการจำลองการทำงานไม่มีความสามารถที่จะทำการจำลองผลขององค์ประกอบแฝงที่เกิดขึ้นกับตัวอุปกรณ์และวงจรไฟฟ้าเมื่อมีการทำงานที่ความถี่สูงความถี่สูงได้

จากผลการวัดสัญญาณรบกวนในรูปที่ 5.27 โดยเป็นวัดในโหมดการตรวจจับยอดคลื่นในกรณีที่ใช้เทคนิคในการควบคุมที่ต่างกันจะเห็นว่า ความหนาแน่นของรูปคลื่นของสัญญาณรบกวน

ของเทคนิค SPWM และ THIPWM จะใกล้เคียงกันมาก และมีมากกว่าของเทคนิค DPWM60 องศา และ DPWM120 องศา ซึ่งความหนาแน่นของรูปคลื่นสัญญาณของ DPWM60 องศา และ DPWM120 องศา จะใกล้เคียงกัน และจากผลการวัดในรูปที่ 5.28 โดยเป็นการวัดในโหมดการตรวจจذبอดคลื่นเฉลี่ยซึ่งเป็นกรณีเดียวกับในรูปที่ 5.27 ก็จะเห็นว่าระดับของสัญญาณรบกวนของเทคนิค SPWM และ THIPWM จะเท่ากันและต่างจากของเทคนิค DPWM60 องศา และ DPWM120 องศาซึ่งมีค่าน้อยกว่า โดยประมาณทุกช่วงความถี่อยู่ 5 dB μ V

จากผลการวัดสัญญาณรบกวนในรูปที่ 5.29 โดยเป็นวัดในโหมดการตรวจจذبอดคลื่นในกรณีใช้เทคนิคในการควบคุมเดียวกัน (SPWM) แต่ใช้มอดูเลชันอินเด็กซ์แตกต่างกัน จะเห็นว่าถ้ามอดูเลชันอินเด็กซ์ไม่เกินหนึ่ง (รูป ก-ค) ความหนาแน่นของรูปคลื่นสัญญาณรบกวนจะใกล้เคียงกัน และเมื่อมอดูเลชันอินเด็กซ์เกินหนึ่ง (รูป ง) ความหนาแน่นของรูปคลื่นก็จะลดน้อยลง และจากผลการวัดในรูปที่ 5.30 โดยเป็นการวัดในโหมดการตรวจจذبอดคลื่นเฉลี่ยซึ่งเป็นกรณีเดียวกับในรูปที่ 5.29 จะเห็นว่าระดับของสัญญาณรบกวนกรณีที่ใช้มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.3, 0.6, 0.8 จะมีค่าเท่ากันและมากกว่าในกรณีที่ใช้มอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 1.2 โดยประมาณทุกช่วงความถี่อยู่ 7 dB μ V ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่ามอดูเลชันอินเด็กซ์มีผลน้อยมากหรือไม่มีต่อระดับของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ

จากผลการวัดสัญญาณรบกวนในรูปที่ 5.31 โดยเป็นวัดในโหมดการตรวจจذبอดคลื่นเฉลี่ยในกรณีใช้เทคนิคในการควบคุมเดียวกัน (SPWM) แต่ใช้ความถี่สวิตซ์ที่แตกต่างกัน จะเห็นว่าถ้าความถี่สวิตซ์มากขึ้นระดับของสัญญาณรบกวนก็จะมากตามไปด้วย และจากผลการวัดจะเห็นว่าระดับของสัญญาณรบกวนของความถี่สวิตซ์ 20 kHz > 10 kHz > 5 kHz > 2.5 kHz โดยประมาณทุกช่วงความถี่อยู่ 5 dB μ V, 6 dB μ V, 8 dB μ V ตามลำดับ

และจากผลการวัดสัญญาณรบกวนในรูปที่ 5.32 โดยเป็นวัดในโหมดการตรวจจذبอดคลื่นเฉลี่ยในกรณีใช้เทคนิคในการควบคุมเดียวกัน (SPWM) แต่ใช้ระดับแรงดันเชื่อมโยงคิซีแตกต่างกัน จะเห็นว่าถ้าระดับแรงดันเชื่อมโยงคิซีมากขึ้นระดับของสัญญาณรบกวนก็จะมากขึ้น โดยระดับของสัญญาณรบกวนในช่วงความถี่ตั้งแต่ 150 kHz – 7 MHz จะมีระดับที่แตกต่างกันอย่างเห็นได้ชัดเจน และในช่วงความถี่ตั้งแต่ 7 MHz ขึ้นไประดับของสัญญาณรบกวนจะมีระดับใกล้เคียงกันมาก

บทที่ 6

การวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนในพีดีบีเปิดยูเอ็มอินเวอร์ สามเฟส

6.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นการนำเสนอวิธีการและแนวคิดในการวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ ที่เกิดขึ้นระหว่างที่อินเวอร์เตอร์ทำงาน โดยจะอธิบายถึงหลักการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนในโหมดร่วม และความสัมพันธ์ของสัญญาณควบคุมพีดีบีเปิดยูเอ็มกับการเกิดสัญญาณรบกวน ปัจจัยหลักของการเกิดสัญญาณรบกวนคือ องค์ประกอบแฝงของอุปกรณ์ภายในวงจร โดยได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 2 โดยที่องค์ประกอบแฝงที่เป็นเหตุที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนในโหมดร่วม โดยที่โหมดร่วมนี้จะใช้ระนาบกราวน์เป็นตัวอ้างอิง

จากทฤษฎีของตัวเก็บประจุไฟฟ้า เกิดจากแผ่นตัวนำมีขนาดพื้นที่ S ตารางเมตร 2 แผ่นวางขนานกันโดยมีระยะห่างกันเป็นระยะเท่ากับ d เมตร และมีสารไดอิเล็กตริกอยู่ระหว่างกลางตัวนำทั้ง 2 ตัวซึ่งสามารถสะสมพลังงานไฟฟ้าได้ และด้วยหลักการเดียวกันนี้ตัวเก็บประจุสามารถเกิดได้ที่ระหว่างตัวอุปกรณ์สวิตชิ่งกับแผงระบายความร้อนซึ่งต่อลงกราวน์ได้เช่นกัน โดยมีแผ่นรองกันระหว่างตัวอุปกรณ์สวิตชิ่งหรือแผ่นไมก้าซึ่งจะเป็นวัสดุไดอิเล็กตริก และระหว่างสายตัวนำและระนาบกราวน์ แสดงดังรูปที่ 6.1 โดยมีอากาศเป็นวัสดุไดอิเล็กตริก โดยจะเรียกตัวเก็บประจุนี้ว่าตัวเก็บประจุแฝง สำหรับค่าของตัวเก็บประจุสามารถประมาณได้จากสมการดังต่อไปนี้ [15]

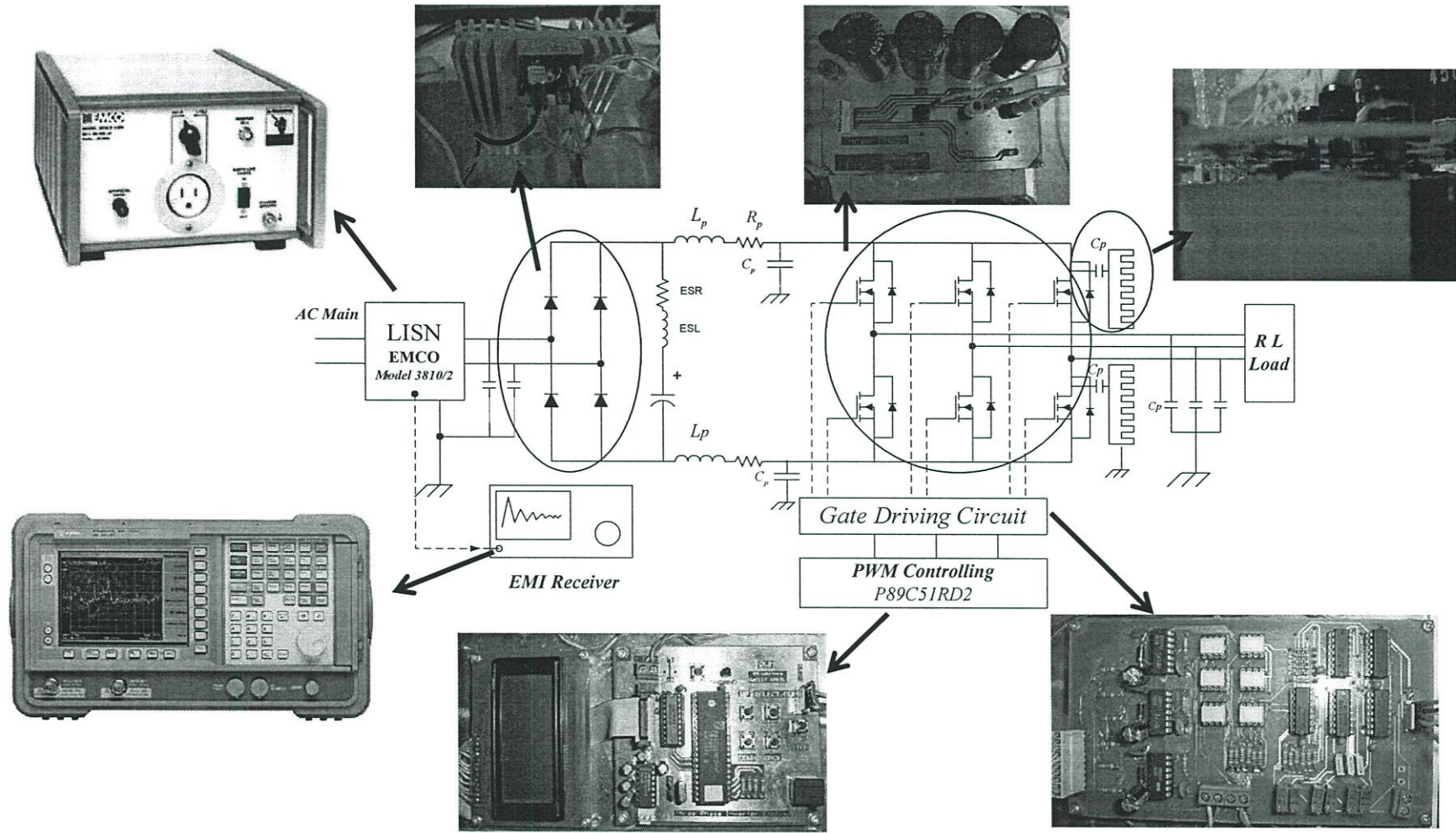
$$C_p = \frac{\epsilon S}{d} \quad (6.1)$$

โดยที่ $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r \quad (6.2)$

เมื่อ ϵ คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (Permittivity)

ϵ_0 คือค่าคงที่ได้ิอิเล็กตริกในปริภูมิว่างเปล่ามีค่าเท่ากับ 8.854×10^{-12} F/m

ϵ_r คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุ ซึ่ง ϵ_r ของอากาศมีค่าเท่ากับ 1.0005 และของไมก้า มีค่าเท่ากับ 5.4



รูปที่ 6.1 วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส และองค์ประกอบแผง

สำหรับค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ความถี่ต่ำของตัวนำไฟฟ้า ที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางเท่ากับ d เมตร ซึ่งอยู่เหนือระนาบกราวน์ ที่ความสูงเท่ากับ h เมตร จะสามารถประมาณค่าได้จากสมการที่ (6.3) [1] โดยในทางปฏิบัติแล้วถ้าความถี่สูงซึ่งค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้าของตัวนำก็จะเปลี่ยนไปด้วย ซึ่งค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้าจากสมการดังกล่าวจะใช้ประมาณค่าในการจำลองการทำงาน

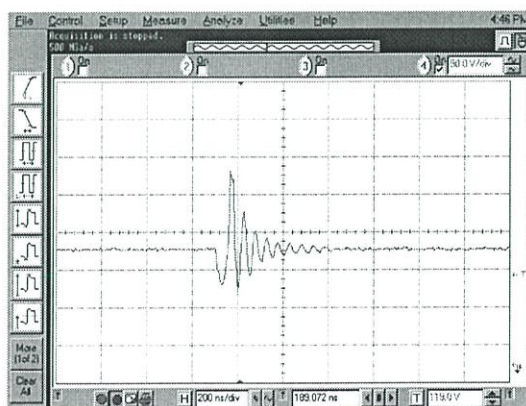
$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{4h}{d}\right) \text{ H/m} \quad (6.3)$$

ถ้า $h > 1.5d$ ค่าความซึมซาบทางแม่เหล็กไฟฟ้าของตัวนำ (μ) จะมีค่าเท่ากับค่าความซึมซาบทางแม่เหล็กไฟฟ้าในปริภูมิว่างเปล่า ซึ่งมีค่าเท่ากับ $4\pi \times 10^{-7}$ H/m ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการที่ (6.3) ใหม่ได้ดังสมการที่ (6.4)

$$L = 2 \times 10^{-7} \ln\left(\frac{4h}{d}\right) \text{ H/m} \quad (6.4)$$

6.2 พื้นฐานการวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนในตัวนำ

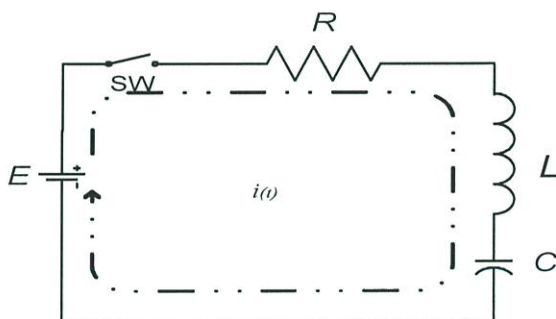
การเกิดสัญญาณรบกวนในตัวนำสำหรับวงจรีเล็กทรอนิกส์หรือวงจรีเล็กทรอนิกส์กำลัง สิ่งที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้นคือ การแกว่งของสัญญาณ (Ringing signal) ซึ่งการแกว่งของสัญญาณนี้เป็นปัจจัยหลักที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้นในวงจรไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ ดังแสดงในรูปที่ 6.2 ซึ่งเป็นการแกว่งของสัญญาณที่แหล่งจ่ายกระแสสลับในระหว่างที่อินเวอร์เตอร์ทำงาน โดยสัญญาณแกว่งนี้เกิดจากการทำงานของวงจรถูกกระตุ้น หรือขนานของ ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ (Series or Parallel RLC) ในขณะเริ่มต้น ซึ่งจะได้อธิบายดังต่อไปนี้



รูปที่ 6.2 การแกว่งของสัญญาณที่แหล่งจ่ายกระแสสลับ

6.2.1 วงจรอนุกรม

สำหรับการทำงานของวงจรอนุกรมในรูปที่ 6.3 เมื่อสวิตช์ SW ปิดลง (Turn on) กระแสภายในวงจรก็จะเริ่มไหล เมื่อกระแสเริ่มต้นไหลจะเกิดการแกว่งของสัญญาณกระแสระยะหนึ่งก่อนจะเข้าสู่สภาวะคงตัว (Steady state) โดยที่ระยะเวลาดังกล่าวก็จะขึ้นอยู่กับ ค่าความต้านทานไฟฟ้า ค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้า และค่าตัวเก็บประจุ ซึ่งสภาวะการเกิดการแกว่งของสัญญาณกระแสจะสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้ [16] จากวงจรในรูปที่ 6.3 สามารถเขียนเป็นสมการเชิงอนุพันธ์ได้ดังสมการที่ (6.5) แล้วหลังจากนั้นทำการหาสมการของกระแสจากสมการที่ (6.5) โดยจะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอน (Transfer function) ของกระแสได้ดังสมการที่ (6.6) ซึ่งได้จากการแปลงลาปลาซ และจากสมการที่ (6.6) จะนำมาทำการแปลงลาปลาซกลับเพื่อให้ได้สมการของสัญญาณกระแสในวงจรจะได้ดังสมการที่ (6.7)



รูปที่ 6.3 วงจรอนุกรม RLC

$$E(t) = i(t)R + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i(t) dt \quad (6.5)$$

$$I(s) = \frac{EC}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (6.6)$$

$$i(t) = \frac{ELCe^{-\frac{R}{2L}t}}{\sqrt{R^2 - 4\frac{L}{C}}} \cdot \left[e^{\left(\frac{\sqrt{R^2 - 4\frac{L}{C}}}{2L}\right)t} - e^{\left(\frac{\sqrt{\frac{4L}{C} - R^2}}{2L}\right)t} \right] \quad (6.7)$$

จากสมการที่ (6.7) จะนำมาเขียนให้อยู่ในรูปของฟังก์ชันเชิงซ้อนได้ดังสมการที่ (6.8)

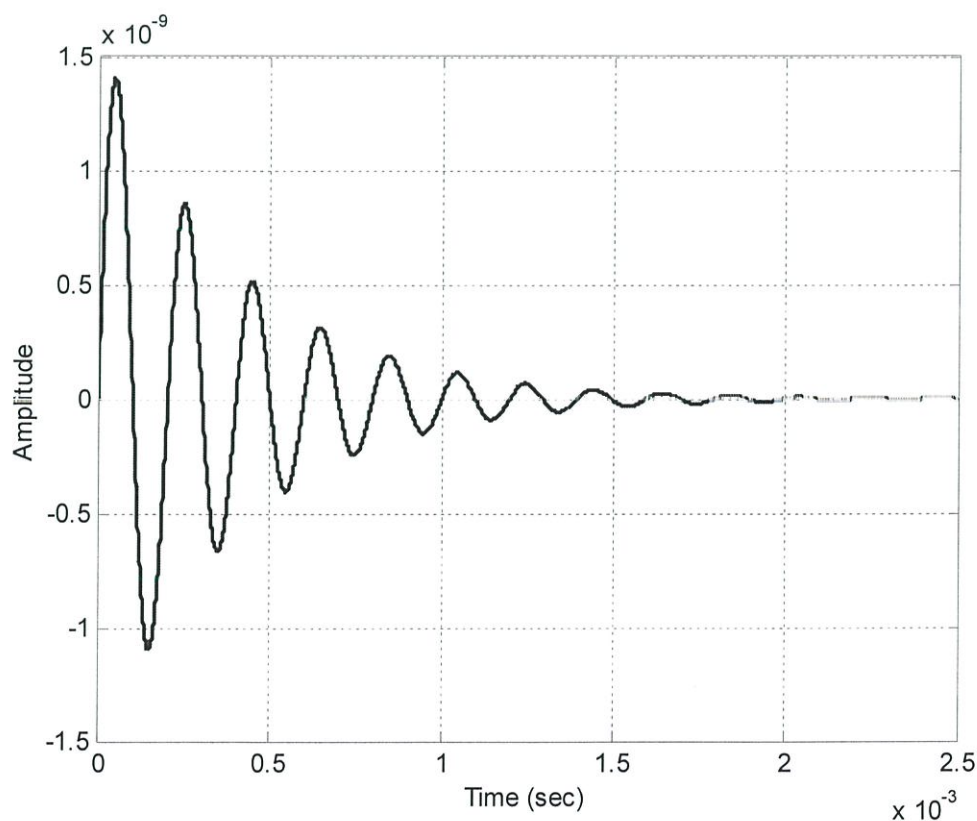
$$i(t) = \frac{ELCe^{-\frac{R}{2L}t}}{j\sqrt{4\frac{L}{C}-R^2}} \cdot \left\{ e^{j\left(\frac{\sqrt{4\frac{L}{C}-R^2}}{2L}\right)t} - e^{-j\left(\frac{\sqrt{4\frac{L}{C}-R^2}}{2L}\right)t} \right\} \quad (6.8)$$

และจาก
$$\sin \theta = \frac{1}{2j}(e^{j\theta} - e^{-j\theta}) \quad (6.9)$$

สามารถเขียนสมการที่ (6.8) ในรูปของฟังก์ชันตรีโกณมิติได้ดังสมการที่ (6.10) ซึ่งก็คือสมการของสัญญาณกระแส

$$i(t) = \frac{2ELCe^{-\frac{R}{2L}t}}{\sqrt{4\frac{L}{C}-R^2}} \cdot \sin\left(\left(\frac{\sqrt{4\frac{L}{C}-R^2}}{2L}\right)t\right) \quad (6.10)$$

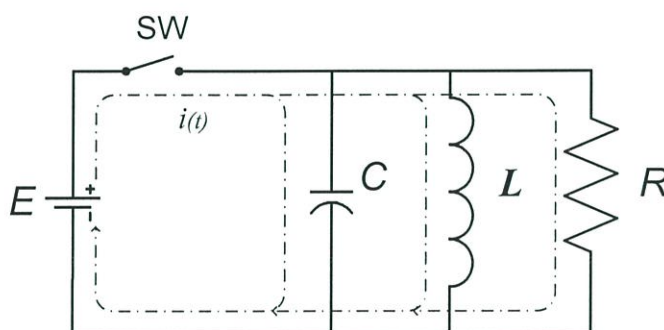
จากสมการที่ (6.10) จะสามารถนำมาวาดรูปของสัญญาณกระแสได้ดังรูปที่ 6.4 คือสัญญาณกระแสในขณะที่สวิตช์ SW ปิดลง โดยกำหนดให้ ค่า $E = 50 \text{ V}$, $C = 1 \text{ } \mu\text{F}$, $L = 1\text{mH}$ และ $R = 5 \text{ } \Omega$



รูปที่ 6.4 สัญญาณกระแสของวงจรอนุกรมที่ได้จากสมการที่ (6.10)

6.2.2 วงจรขนาน

สำหรับการแกว่งของสัญญาณในวงจรขนานในรูปที่ 6.5 สามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้ โดยจะทำการแปลงค่าต่าง ๆ ในวงจรขนานให้อยู่ในรูป s พารามิเตอร์ ซึ่งได้จากการแปลงลาปลาซ จะเป็นดังต่อไปนี้ E จะเปลี่ยนไปเป็น $\frac{E}{s}$, C จะเปลี่ยนไปเป็น $\frac{1}{Cs}$ และ L จะเปลี่ยนไปเป็น Ls ในขณะที่ R จะยังคงเดิม และจากค่าต่างๆ ที่ได้นี้จะนำไปหาสมการของกระแสในวงจรขนาน ตามขั้นตอนในสมการที่ (6.11) และ (6.12) ในรูปของ ฟังก์ชันการถ่ายโอน ซึ่งจะได้ดังสมการที่ (6.13)



รูปที่ 6.5 วงจรขนาด RLC

จาก
$$I(s) = \frac{E(s)}{Z(s)} \quad (6.11)$$

$$Z(s) = \frac{1}{Cs} // Zs // R \quad (6.12)$$

$$Z(s) = \frac{RLs}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (6.13)$$

นำสมการที่ (6.13) ไปแทนในสมการที่ (6.11) ก็จะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของกระแสดังสมการที่ (6.14) และจากสมการนี้จะสามารถนำไปหาสมการของกระแสที่ไหลในวงจรขนาน ซึ่งจะได้ดังสมการที่ (6.15)

$$I(s) = \frac{E(RLCs^2 + Ls + R)}{RLs^2} \quad (6.14)$$

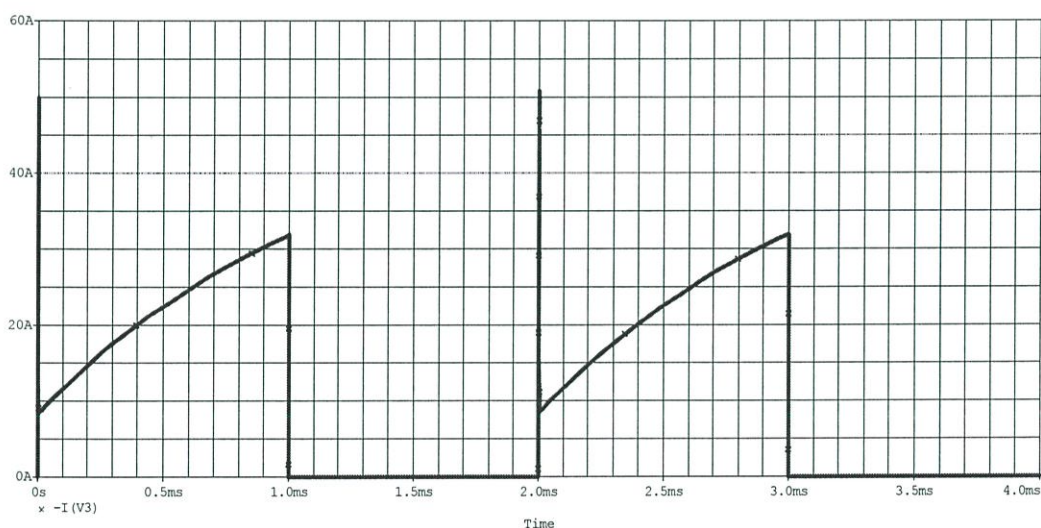
$$I(s) = E \cdot \left(C + \frac{1}{Rs} + \frac{1}{Ls^2} \right) \quad (6.15)$$

จากสมการที่ (6.15) เมื่อเราทำการแปลงลาปลาซกลับจะได้สมการของกระแสดังสมการที่ (6.16)

$$i(t) = EC \cdot \delta(t) + \frac{E}{L}t + \frac{E}{R} \quad (6.16)$$

โดยที่ $\delta(t)$ คือ อิมพัลส์ฟังก์ชัน

จากสมการที่ (6.16) องค์ประกอบของกระแสจะมีองค์ประกอบของสัญญาณอิมพัลส์เกิดขึ้นด้วย ถ้ากำหนดขององค์ประกอบต่าง ๆ ภายในวงจรเช่นเดียวกับวงจรอนุกรม จะทำให้ได้สัญญาณกระแสดังแสดงในรูปที่ 6.6 จะเห็นว่าจะมีองค์ประกอบของสัญญาณอิมพัลส์อยู่ด้วย ดังนั้นจึงไม่ควรต่อวงจรไฟฟ้าดังรูปที่ 6.5 โดยตรงเพราะจะทำให้เกิดความเสียหายของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งได้

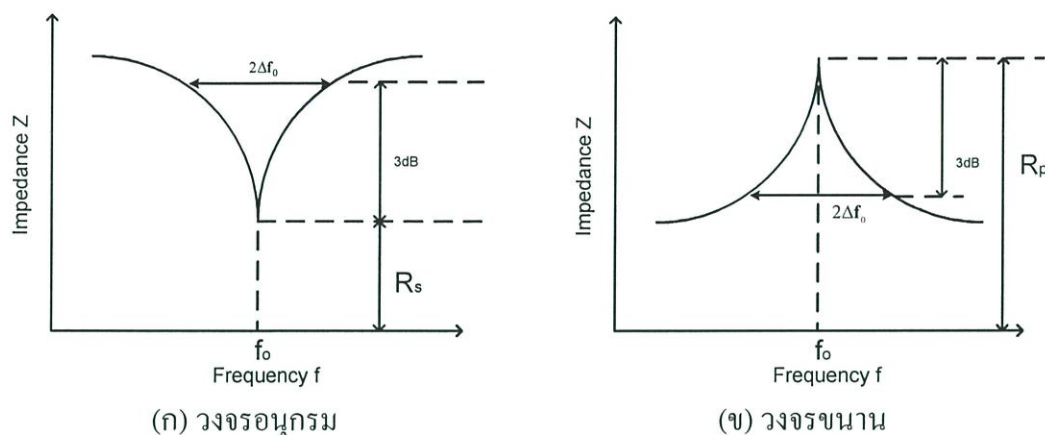


รูปที่ 6.6 สัญญาณกระแสของวงจรขนานที่ได้จากการจำลองวงจรในรูปที่ 6.5

6.2.3 การแกว่งของสัญญาณ

จากอธิบายการเกิดการแกว่งของสัญญาณของทั้งสองวงจรมัน โดยการแกว่งของสัญญาณนี้เป็นสาเหตุสำคัญของสัญญาณรบกวนในตัวนำและการแพร่ทางอากาศ และความถี่ในการแกว่งของสัญญาณจะเท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ (Resonance frequency) ของแต่ละวงจร [17] ซึ่งแสดง ณ จุด f_0 ในรูปที่ 6.7 (ก) สำหรับวงจรอนุกรม และ (ข) สำหรับวงจรขนาน และความถี่เรโซแนนซ์ของทั้งวงจรอนุกรมและขนานสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (6.17) และ ณ จุดเรโซแนนซ์นี้เองจากรูปที่ 6.6

จะเห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรจะเหลือแค่เฉพาะค่าความต้านทานเท่านั้น จะทำให้กระแสสามารถไหลได้มากขึ้น ดังนั้น ณ จุดเรโซแนนซ์จะเป็นจุดที่ระดับของสัญญาณรบกวนสูงที่สุด



รูปที่ 6.7 คุณลักษณะของอิมพีแดนซ์ต่อความถี่

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (6.17)$$

เมื่อ f_0 คือ ความถี่เรโซแนนซ์
 L คือ ค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำในวงจรแบบอนุกรมหรือแบบขนาน
 C คือ ค่าความจุของตัวเก็บประจุในวงจรแบบอนุกรมหรือแบบขนาน

สำหรับการแกว่งของสัญญาณนั้นจะเกิดขึ้นได้ก็ต่อเมื่อ Sharpness of resonance (S) ของจรทั้งอนุกรมและขนาน มากกว่า $1/2$ [17] ดังสมการที่ (6.18)

$$S_{s,p} > \frac{1}{2} \quad (6.18)$$

โดยที่ $S_s = \frac{X}{R}$ สำหรับวงจรอนุกรม และ $S_p = \frac{R}{X}$ สำหรับวงจรขนาน

เมื่อ $X = \omega L = \frac{1}{\omega C} = \sqrt{LC}$;

ω คือความถี่เชิงมุมของวงจรเรโซแนนซ์

ตัวอย่างเช่น ถ้ากำหนดให้ $C = 1 \mu\text{F}$, $L = 1\text{mH}$ จะสามารถคำนวณหาความถี่เรโซแนนซ์ได้ดังนี้

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(1 \times 10^{-3})(1 \times 10^{-6})}} = 5.033 \times 10^3 \text{ Hz}$$

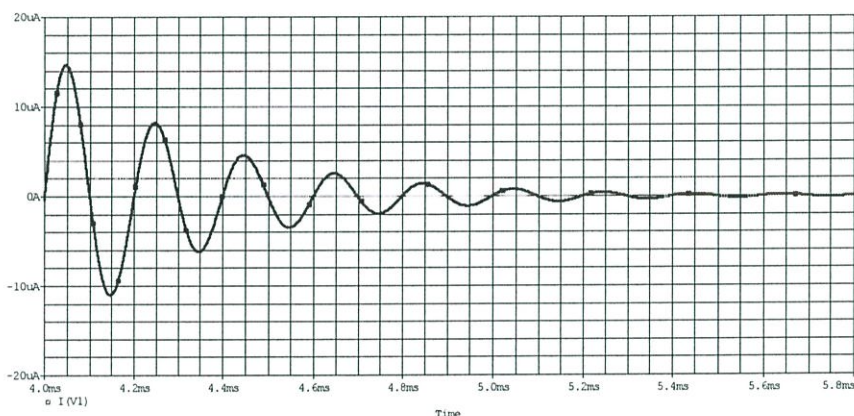
- วงจรอนุกรม

$$S_s = \frac{\omega L}{R} = \frac{2\pi(5.03 \times 10^3)(1 \times 10^{-3})}{5} = 6.32$$

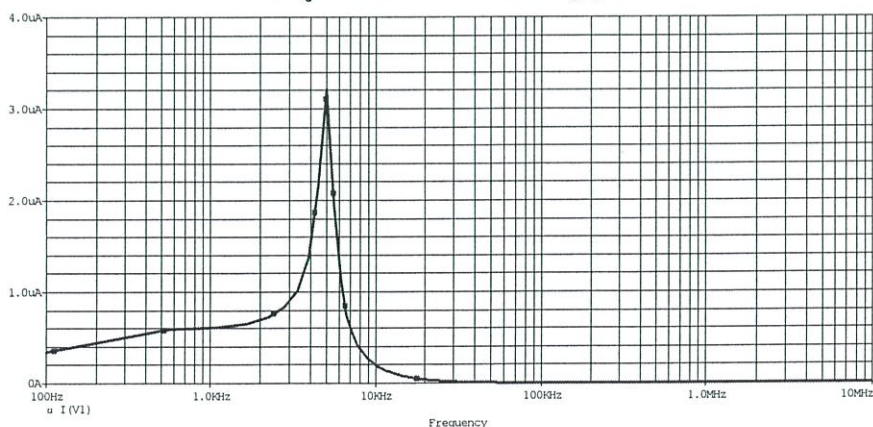
- วงจรขนาน

$$S_p = \frac{R}{\omega L} = \frac{5}{2\pi(5.03 \times 10^3)(1 \times 10^{-3})} = 0.159$$

จากค่าที่คำนวณได้ของทั้งวงจรอนุกรมและขนาน จะเห็นว่าวงจรอนุกรมเท่านั้นที่จะเกิดการแกว่งของสัญญาณขึ้นดังแสดงในรูปที่ 6.4 และความสัมพันธ์ระหว่างการแกว่งของสัญญาณกับการเกิดสัญญาณรบกวน จะสามารถดูได้จากความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร ณ จุดนี้เองทำให้สัญญาณกระแสหรือแรงดันจะแกว่งด้วยความถี่เรโซแนนซ์ และสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นที่ความถี่เรโซแนนซ์นี้เองจะเป็นจุดที่มีระดับของสัญญาณรบกวนสูงที่สุด ดังแสดงในรูปที่ 6.8



(ก) รูปคลื่นการแกว่งของสัญญาณ



(ข) สเปกตร้าของรูปคลื่นการแกว่งของสัญญาณ

รูปที่ 6.8 ความสัมพันธ์ระหว่างการแกว่งของสัญญาณกับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น

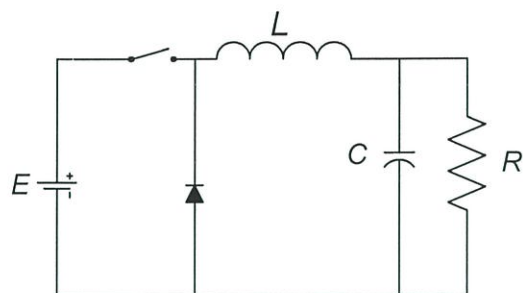
6.3 การเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำของวงจรไฟฟ้า

การเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำในโหมดร่วม ของวงจรไฟฟ้า ดังที่ได้กล่าวไว้แล้วว่าสาเหตุของสัญญาณรบกวนเกิดจากการแกว่งของสัญญาณ โดยที่องค์ประกอบภายในวงจรเอง และองค์ประกอบแฝง เป็นเหตุของการแกว่งของสัญญาณไม่ว่าจะเป็นแรงดันหรือกระแสนั้นเนื่องมาจากองค์ประกอบแฝงของวงจร ซึ่งได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 6.2

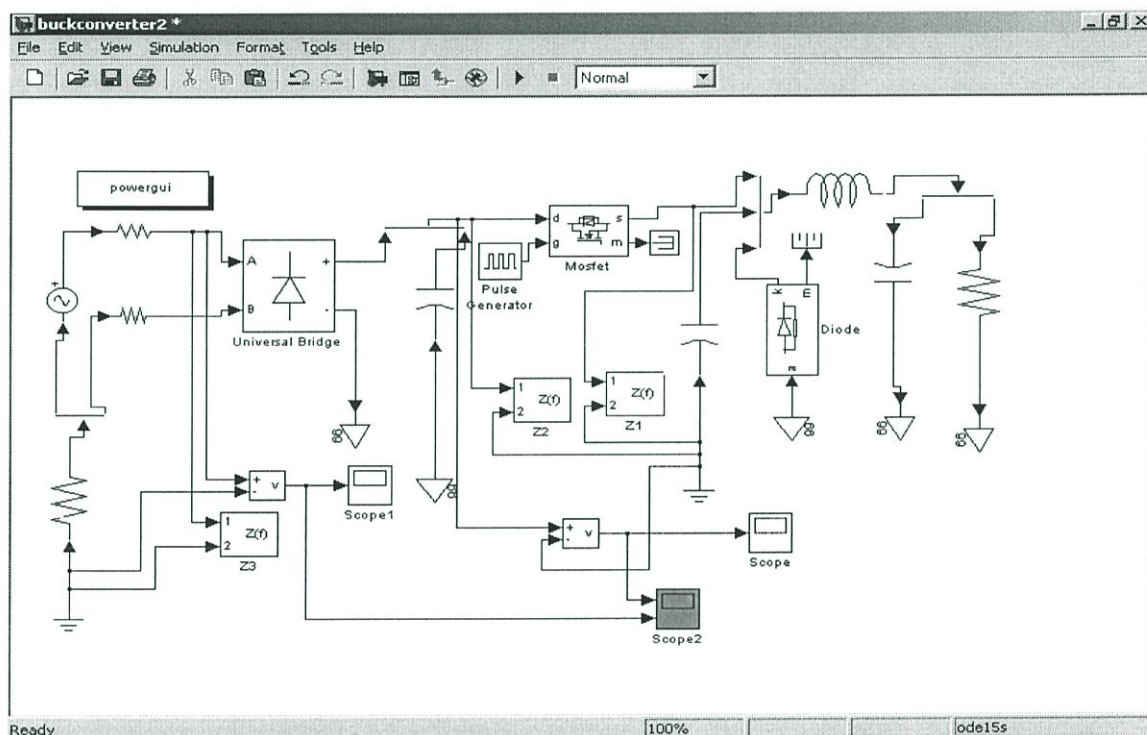
ดังที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 6.2 เมื่ออุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งทำงานหรืออยู่ในสภาวะเริ่มนำกระแสเกิดการแกว่งของสัญญาณทั้งแรงดันและกระแส [16] สัญญาณดังกล่าวก็จะไปปรากฏอยู่ที่แหล่งจ่ายกระแสตรงและแหล่งจ่ายกระแสสลับด้วย ซึ่งก็คือสาเหตุของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ ต่อไปนี้จะยกตัวอย่างวงจรเพื่อใช้ในการอธิบายและแสดงให้เห็นการเกิดสัญญาณรบกวนและเป็นการยืนยันของทฤษฎีที่ได้กล่าวไปในหัวข้อที่ 6.2 โดยจะใช้วงจรลดระดับแรงดัน (Buck-Converter) ดังแสดงในรูปที่ 6.9 ซึ่งเป็นวงจรที่ใช้สวิตซ์เพียงตัวเดียวในการทำงาน และเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมแบบเดียวกับการควบคุมสวิตซ์ด้านบนในกิ่งของอินเวอร์เตอร์ เพื่อจะนำไปสู่การอธิบายการเกิดสัญญาณรบกวนในอินเวอร์เตอร์ต่อไป โดยจะใช้ความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์กับความถี่ซึ่งทำเห็นจุดที่เป็นจุดเรโซแนนซ์ของวงจร โดยจะมีผลโดยตรงต่อการแกว่งของสัญญาณแรงดันและกระแส โดยจะแบ่งออกเป็นสองกรณี คือในกรณีที่ไม่ต่อ LISN และต่อ LISN ลงไปในวงจรเพื่อวัดสัญญาณรบกวน

6.3.1 การเกิดสัญญาณรบกวนในกรณีไม่ต่อ LISN

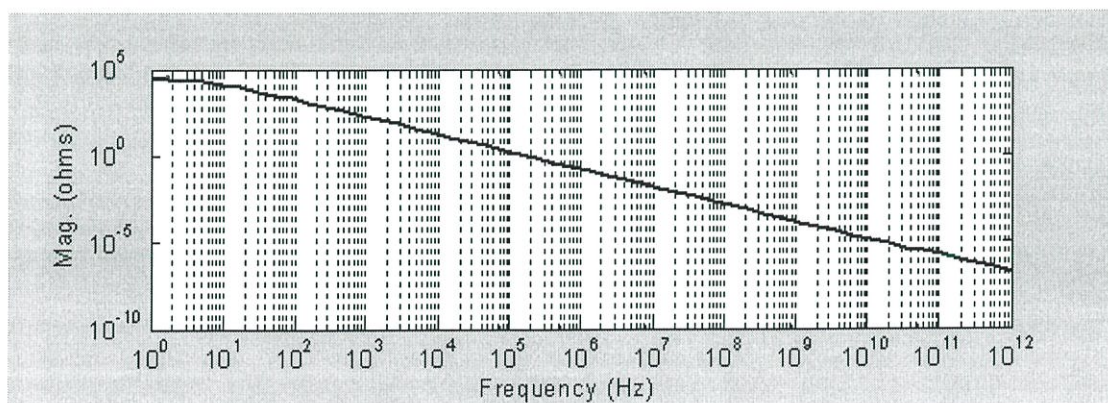
วงจรลดระดับแรงดันที่แสดงในรูปที่ 6.10 ซึ่งประกอบด้วย วงจร RLC อุปกรณ์สวิตซ์ ตัวเรียงกระแส แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ และกราวด์ ซึ่งในการจำลองการทำงาน จะแสดงให้เห็นอิมพีแดนซ์ในแต่ละจุดของวงจรซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 6.10 ที่จุด Z1, Z2 และ Z3 ซึ่งในการวัดอิมพีแดนซ์จะทำการวัดเทียบกับกราวด์ โดยผลการวัดค่าอิมพีแดนซ์ต่อความถี่โดยได้แสดงไว้ในรูปที่ 6.11 (ก), (ข) และ (ค) ตามลำดับ โดยจะสมมติค่าความเหนี่ยวนำภายในตัวมอสเฟตเท่ากับ 1 μH ค่าตัวเก็บประจุที่ 1 μF เป็นค่าของตัวเก็บประจุแฝงเพื่อให้ง่ายต่อการเห็นผลกระทบที่เกิดขึ้นและช่วยลดเวลาในการจำลองการทำงาน เนื่องจากถ้าใช้ค่าตัวเก็บประจุค่าน้อยจะทำให้ใช้หน่วยความจำและเวลาในการจำลองมาก ผลลัพธ์ที่ได้ของการแกว่งของสัญญาณจะเกิดที่สองความถี่หลักซึ่งตรงกับจุดเรโซแนนซ์ของวงจรสามารถให้ได้จากผลลัพธ์ค่าอิมพีแดนซ์ที่ Z2 ในรูปที่ 6.11 (ข) โดยความถี่เรโซแนนซ์คือ 15 kHz และ 160 kHz ตามลำดับ แสดงดังรูปที่ 6.15 และ 6.12 ตามลำดับและการแกว่งของสัญญาณ นี้จะปรากฏที่แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับและที่แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงตัวจะแสดงในรูปที่ 6.12 รูปบนและรูปล่างตามลำดับ โดยการแกว่งของสัญญาณที่สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับจะตรงกับที่สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งมันเป็นผลเนื่องมาจากผลของวงจรอนุกรมและขนานของ RLC ในวงจรหลักและองค์ประกอบแฝงในวงจร



รูปที่ 6.9 วงจรพื้นฐานของวงจรระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck-Converter)

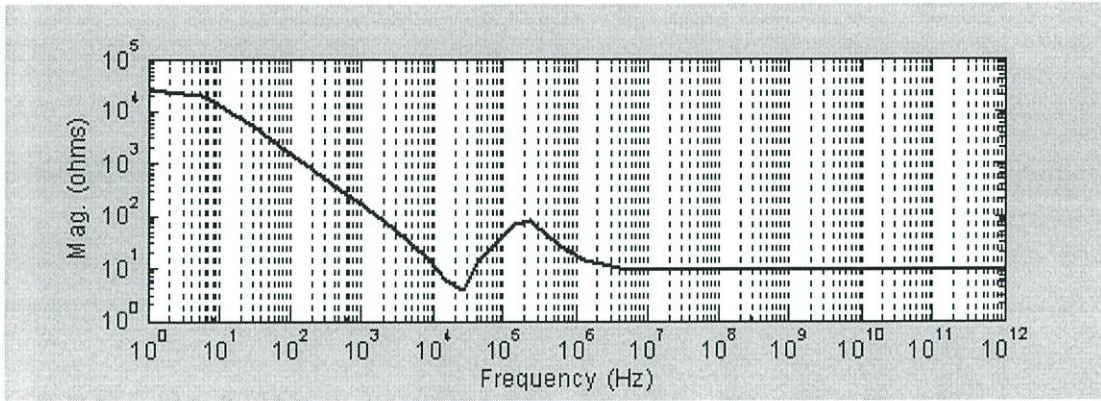


รูปที่ 6.10 วงจรระดับแรงดันในกรณีไม่มี LISN

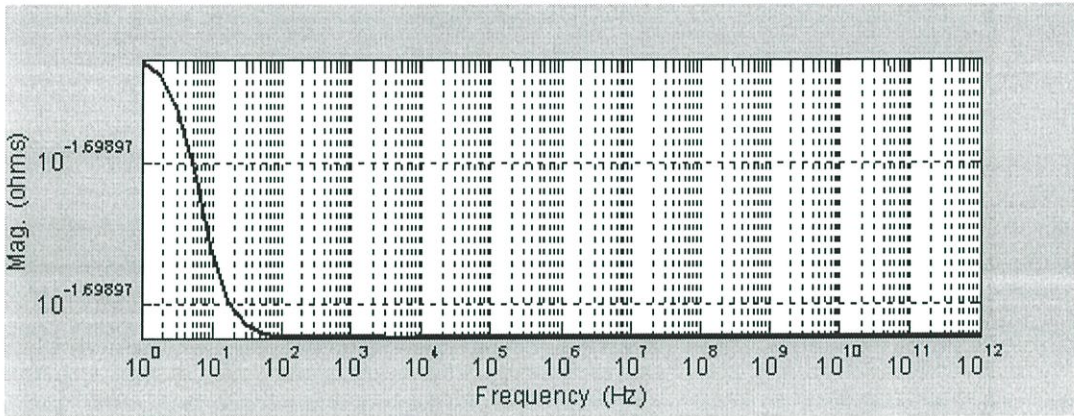


(ก) อิมพีแดนซ์ของวงจรที่จุด Z1

รูปที่ 6.11 อิมพีแดนซ์ของวงจร ณ จุดต่างๆ ในวงจรในกรณีไม่ต่อ LISN (มีต่อ)

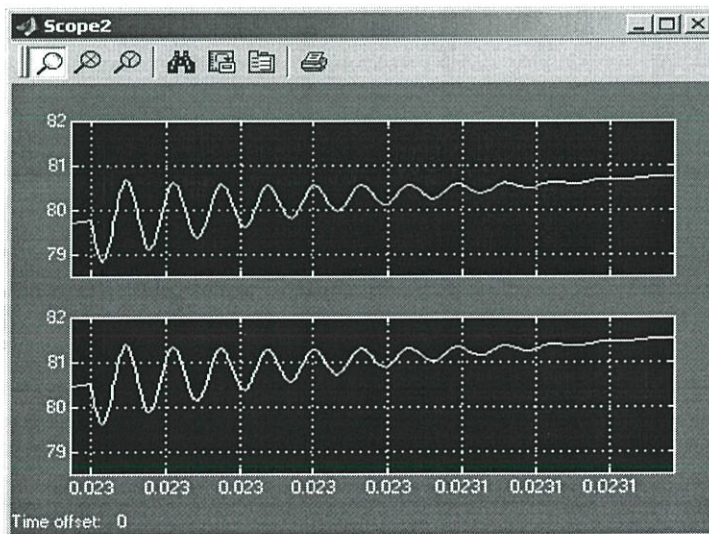


(ข) อิมพีแดนซ์ของวงจรที่จุด Z2



(ค) อิมพีแดนซ์ของวงจรที่จุด Z3

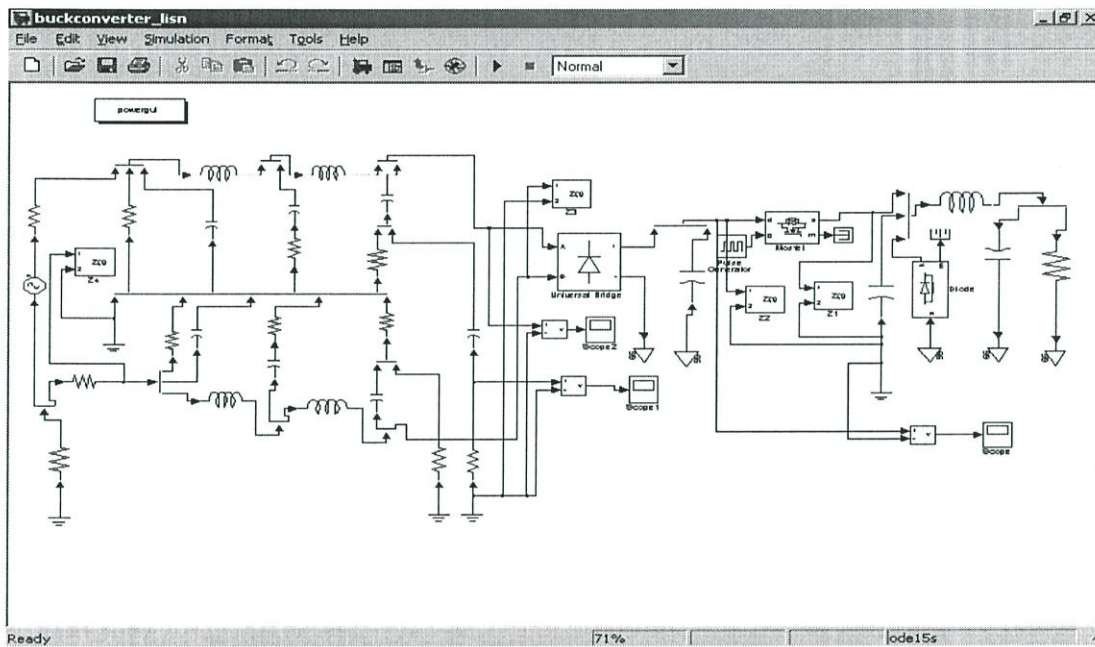
รูปที่ 6.11 (ต่อ) อิมพีแดนซ์ของวงจร ณ จุดต่างๆ ในวงจรในกรณีไม่ต่อ LISN



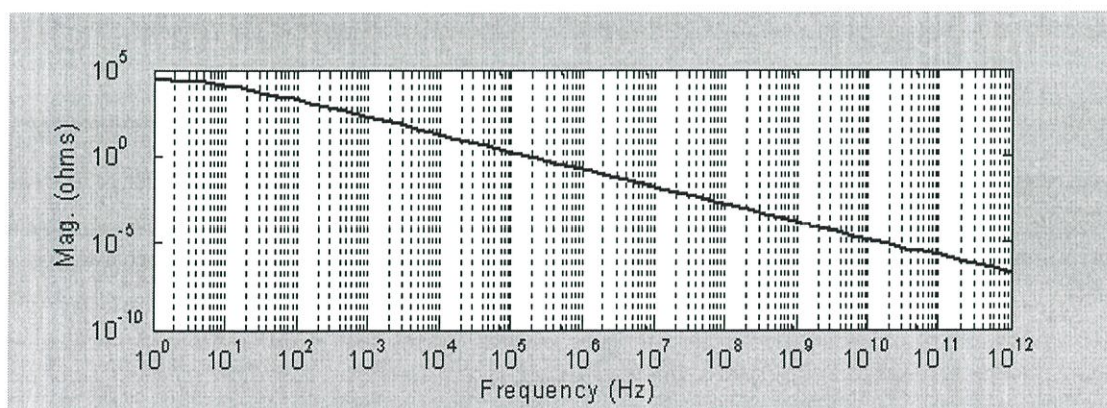
รูปที่ 6.12 การแกว่งของสัญญาณที่แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ (ด้านบน) และกระแสตรง (ด้านล่าง)

6.3.2 การเกิดสัญญาณรบกวนในกรณีต่อ LISN เพื่อวัดสัญญาณรบกวน

ในการจำลองการทำงานในกรณีนี้จะทำการเพิ่มวงจรของ LISN เพื่อวัดสัญญาณรบกวนลงไป ในวงจรที่ใช้ในวงจรที่ได้ทำในหัวข้อที่ผ่านมา โดยผลลัพธ์ของการจำลองจะแสดงตามจุดของการวัดอิมพีแดนซ์ Z1, Z2 และ Z3 ดังแสดงในรูปที่ 6.11 ซึ่ง Z1 ถึง Z3 จะเป็นเช่นเดียวกับในวงจรในหัวข้อที่ผ่านมา จากผลลัพธ์จะเห็นว่าอิมพีแดนซ์ที่จะ Z3 ซึ่งเป็นจุดเดียวกับวงจรในหัวข้อที่ผ่านมานั้นได้เปลี่ยนไป ทั้งนี้เนื่องมาจากผลของวงจร LISN

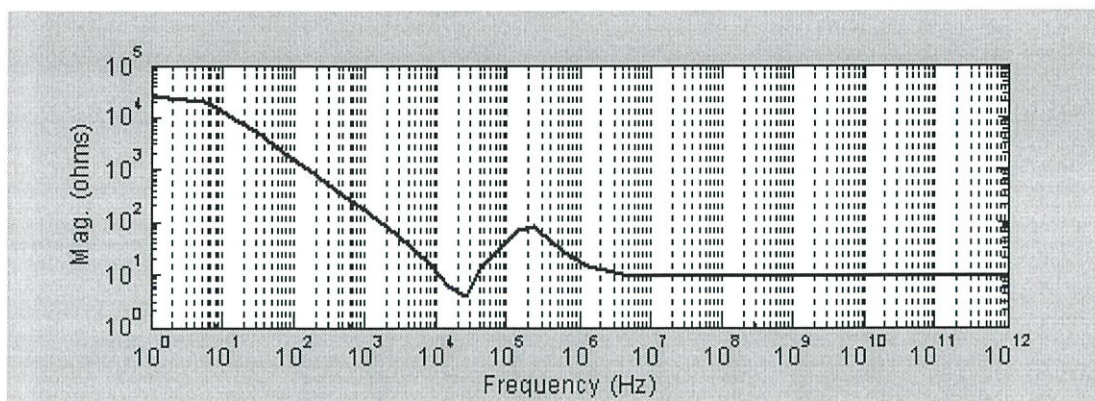


รูปที่ 6.13 วงจรลดระดับแรงดัน โดยมี LISN เพื่อวัดสัญญาณรบกวน

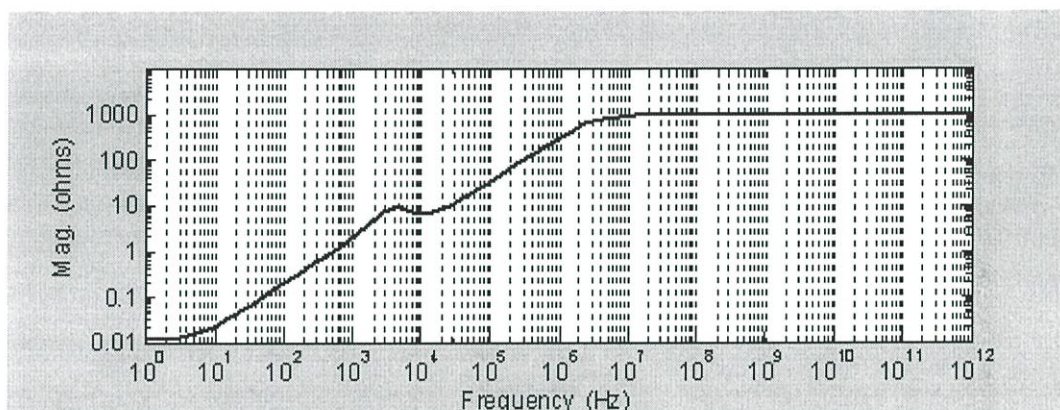


(ก) อิมพีแดนซ์ของวงจรที่จุด Z1

รูปที่ 6.14 อิมพีแดนซ์ของวงจร ณ จุดต่างๆ ในวงจรในกรณีต่อ LISN เพื่อวัดสัญญาณรบกวน (มีต่อ)

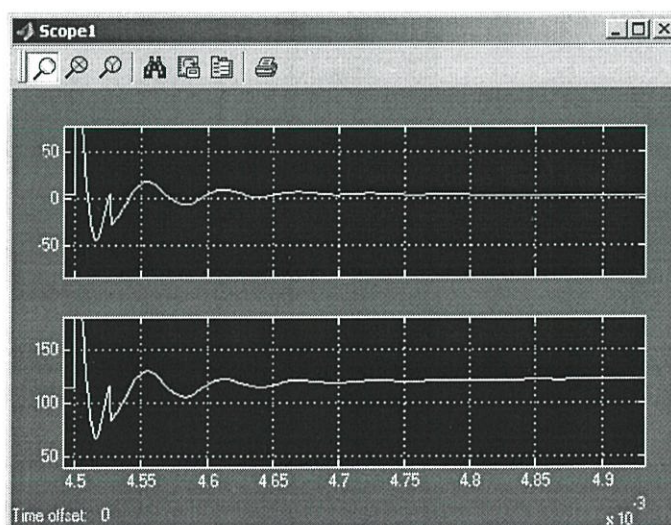


(ข) อิมพีแดนซ์ของวงจรที่จุด Z2



(ค) อิมพีแดนซ์ของวงจรที่จุด Z2

รูปที่ 6.14 (ต่อ) อิมพีแดนซ์ของวงจร ณ จุดต่างๆ ในวงจรในกรณีต่อ LISN เพื่อวัดสัญญาณรบกวน



รูปที่ 6.15 การแกว่งของสัญญาณ จาก LISN และแหล่งจ่ายกระแสตรง

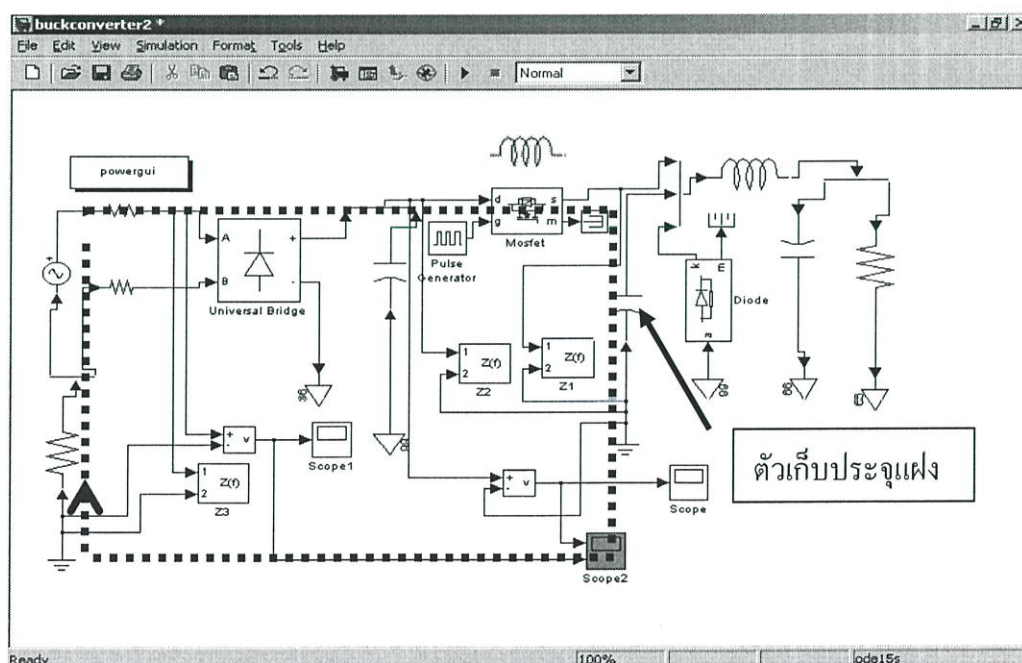
จากผลลัพธ์ของการแกว่งของสัญญาณ จะเหมือนกันระหว่างสัญญาณที่แหล่งจ่ายกระแสตรงและที่สัญญาณรบกวนที่วัดได้จาก LISN แสดงในรูปที่ 6.15 โดยที่ความถี่ในการแกว่ง

ของสัญญาณจะตรงกับที่ความถี่ไซน์แนซในรูปที่ 6.14 (ข) ที่ 15 kHz จากผลลัพธ์ของอิมพีแดนซ์ที่ได้จะเห็นว่าอิมพีแดนซ์ของค่านินพุตของวงจรจะเปลี่ยนไปเมื่อต่อวงจร LISN เข้าไปในวงจรปกติเพื่อวัดสัญญาณรบกวน เมื่ออิมพีแดนซ์ทางค่านินพุตของวงจรเปลี่ยนไปก็จะมีผลต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไปอย่างไรจะได้อธิบายในบทต่อไป จากผลลัพธ์ของอิมพีแดนซ์จะเห็นว่าอิมพีแดนซ์ ณ จุด Z2 ของวงจรทั้งแบบไม่มี LISN และมี LISN จะเห็นว่าการแกว่งของสัญญาณจะเป็นผลเนื่องมาจากลูปของวงจรหลักกับองค์ประกอบแฝงของวงจร

6.3.3 ความสัมพันธ์และการเชื่อมโยงของวงจรลดระดับแรงดันไปสู่อินเวอร์เตอร์กับวงจรอนุกรม RLC

เพื่อให้เห็นถึงความสัมพันธ์ของวงจรลดระดับแรงดันที่นำมายกตัวอย่างในการอธิบายการเกิดสัญญาณรบกวนในวงจรไฟฟ้ากับวงจรอนุกรม RLC สัมพันธ์กับการเกิดสัญญาณรบกวนในอินเวอร์เตอร์ได้อย่างไรจะแสดงให้เห็นดังต่อไปนี้

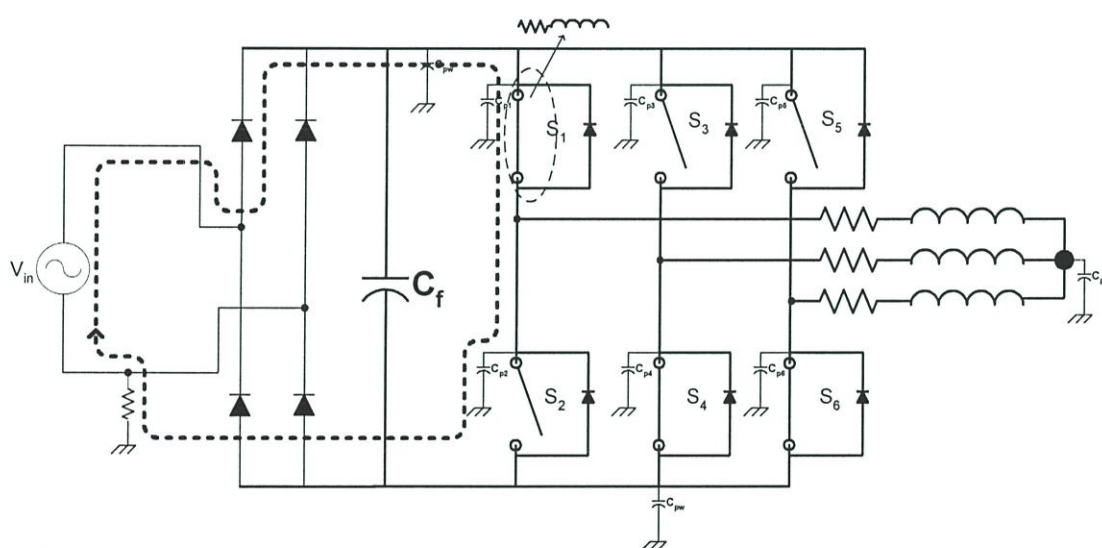
จากรูปของวงจรลดระดับแรงดันในการจำลอง ในตัวมอสเฟตซึ่งทำหน้าที่เป็นสวิตช์ภายในตัวมอสเฟตจะมีค่าความต้านทานภายในและตัวเหนี่ยวนำภายใน เมื่อพิจารณาพร้อมกับตัวเก็บประจุแฝงที่ได้สมมติให้ต่อที่ขาซอส (S) ของมอสเฟตตามเส้นประในรูปที่ 6.16 ซึ่งก็จะได้เป็นวงจรอนุกรม RLC เช่นเดียวกับในรูปที่ 6.3



รูปที่ 6.16 วงจรในการจำลองของวงจรลดระดับแรงดันกับการเกิดวงจรอนุกรม RLC

สำหรับความเชื่อมโยงของวงจรลดระดับแรงดันนั้น เมื่อทำการพิจารณาวงจรอินเวอร์เตอร์จะมีส่วนที่คล้ายกับวงจรลดระดับแรงดัน เช่นเมื่อพิจารณาที่สวิตช์ S_1 ในวงจรรูปที่ 6.17 จะเห็นว่า

การควบคุมการทำงานของมอสเฟตจะมีลักษณะเช่นเดียวกันคือต้องมีการยกระดับแรงดันในการขับขาเกตของมอสเฟตให้มากกว่าระดับแรงดันเชื่อมโยงดีซีปกติ และเมื่อพิจารณาตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ก่อนหน้าสวิตช์ S_2 ในรูปที่ 6.17 และเมื่อสวิตช์ S_1 นำกระแส ก็เช่นเดียวกับกรณีวงจรระดับแรงดัน ซึ่งภายในตัวมอสเฟตก็จะมีเหนี่ยวนำภายใน ดังนั้นเมื่อพิจารณาตามเส้นประในรูปที่ 6.17 ก็ จะเห็นว่ามันเป็นทางเดินของสัญญาณของวงจรอนุกรม RLC และเมื่อทำการพิจารณาที่สวิตช์ S_3 และ S_5 ที่ละตัวก็จะเป็นเช่นเดียวกับการพิจารณาที่สวิตช์ S_1 ซึ่งก็จะคล้ายกับวงจรระดับแรงดันที่ได้อธิบายไว้ข้างต้น และถ้าเป็นในกรณีที่สวิตช์ S_3 และ S_5 ก็จะมีลักษณะของลูปที่คล้ายกับสวิตช์ S_1 สำหรับการพิจารณาการเกิดสัญญาณรบกวนในแต่ละโหมคการทำงานของอินเวอร์เตอร์จะได้มีการอธิบายในหัวข้อที่ 6.4

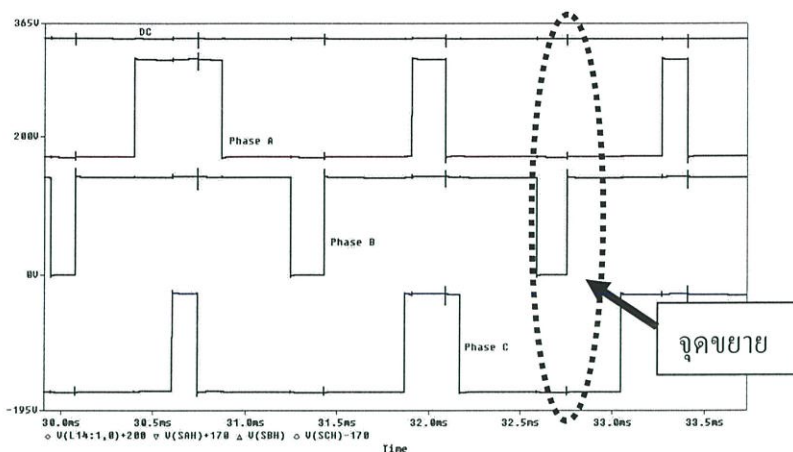


รูปที่ 6.17 วงจรอินเวอร์เตอร์กับการเกิดวงจรอนุกรม RLC

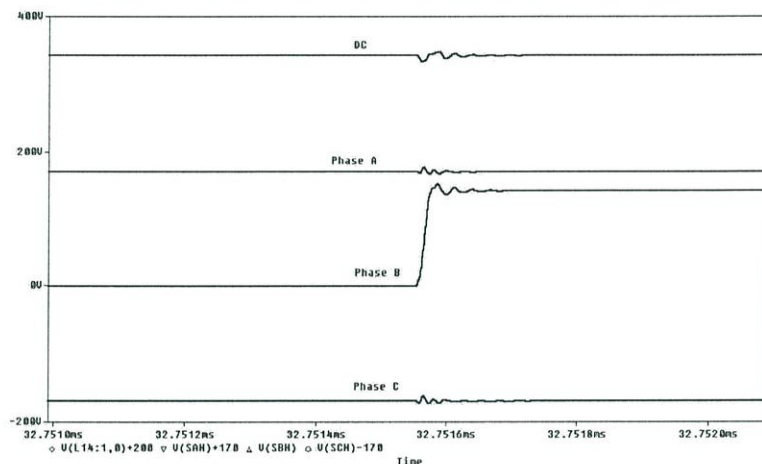
ดังนั้นในการอธิบายจึงใช้วงจรระดับแรงดันในการอธิบายเพื่อให้มองเห็นกระบวนการในการเกิดสัญญาณรบกวน ซึ่งวงจรระดับแรงดันมีสวิตช์เพียงตัวเดียวในการทำงาน โดยต่างจากอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ซึ่งมีสวิตช์ 6 ตัวในการทำงาน โดยได้อาศัยความคล้ายคลึงกันในการควบคุมของวงจรระดับแรงดันและการควบคุมมอสเฟตตัวบนของอินเวอร์เตอร์มาใช้ในการอธิบาย

6.4 การวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนในอินเวอร์เตอร์สามเฟส

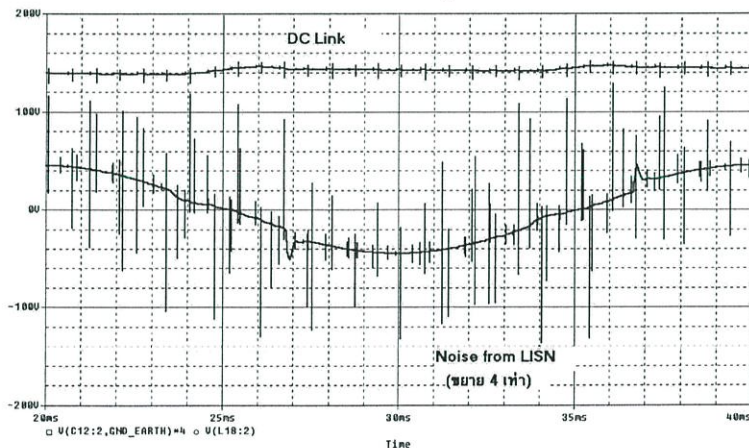
สำหรับการเกิดสัญญาณรบกวนในอินเวอร์เตอร์สามเฟส เหตุของการเกิดสัญญาณรบกวนก็คือการเกิดการแกว่งของสัญญาณแรงดันและกระแสในขณะที่อินเวอร์เตอร์ทำงาน ซึ่งการแกว่งของสัญญาณก็จะไปปรากฏที่ แรงดันเชื่อมโยงกระแสตรง แหล่งจ่ายกระแสสลับ ณ ตำแหน่งเวลาเดียวกัน และเมื่อนำ LISN มาต่อเพื่อทำการวัดสัญญาณรบกวนการแกว่งของสัญญาณนี้ก็จะไปปรากฏ ณ ตำแหน่งเวลาเดียวกันกับที่แรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงและแหล่งจ่ายกระแสสลับซึ่งแสดงดังรูปที่



(ก) แรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงกับแรงดันตกคร่อมสวิตช์



(ข) ขยายภาพในรูป ก



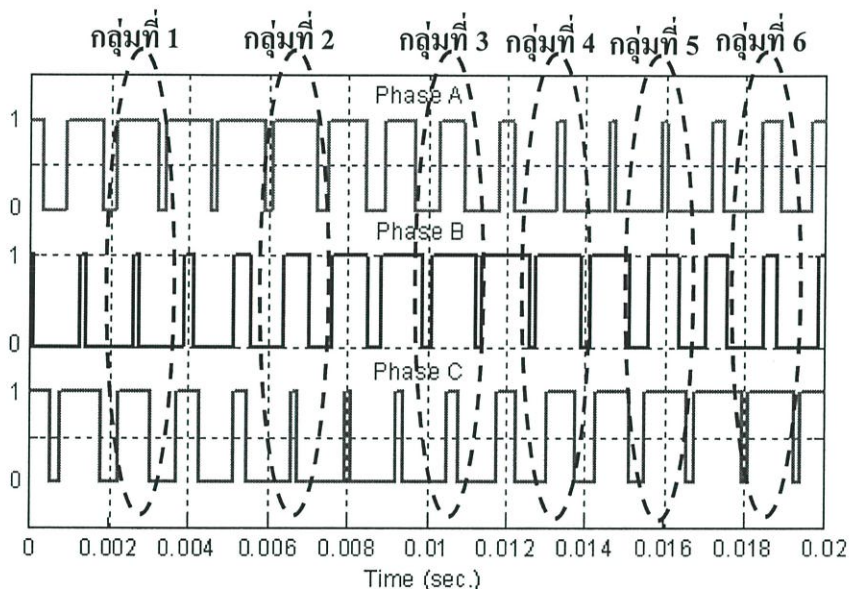
(ค) ที่แรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงและสัญญาณที่ได้จาก LISN

รูปที่ 6.18 การแกว่งของสัญญาณที่ ตำแหน่งเวลาเดียวกัน

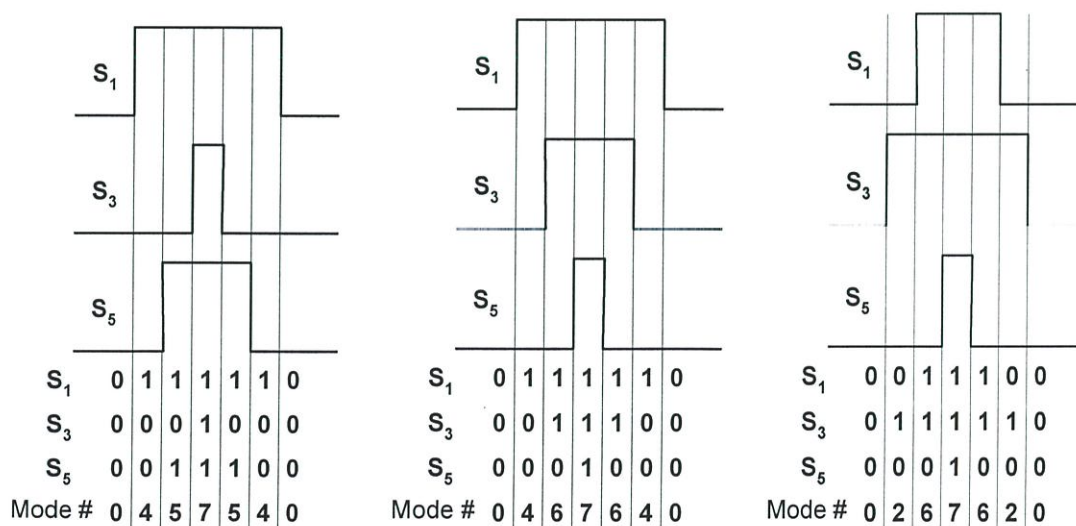
สำหรับการวิเคราะห์การแกว่งของสัญญาณ ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 6.2 และสำหรับการเกิดสัญญาณรบกวนของอินเวอร์เตอร์ในโหมดรวมจะสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้ จากโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟสในบทที่ 3 ซึ่งมีทั้งหมด 8 โหมดการทำงานแต่ละจะมี 6 โหมดเท่านั้น

ที่ทำให้ได้เอาท์พุทออก และจากทั้ง 6 โหมดการทำงานถ้าเรานำมาใส่ค่าองค์ประกอบแฝงลงไปตามจุดต่างๆ ที่ได้กล่าวไว้แล้ว ก็จะสามารถทำเราวิเคราะห์ทางเดินของสัญญาณรบกวนในแต่ละโหมดการทำงานได้ดังต่อไปนี้

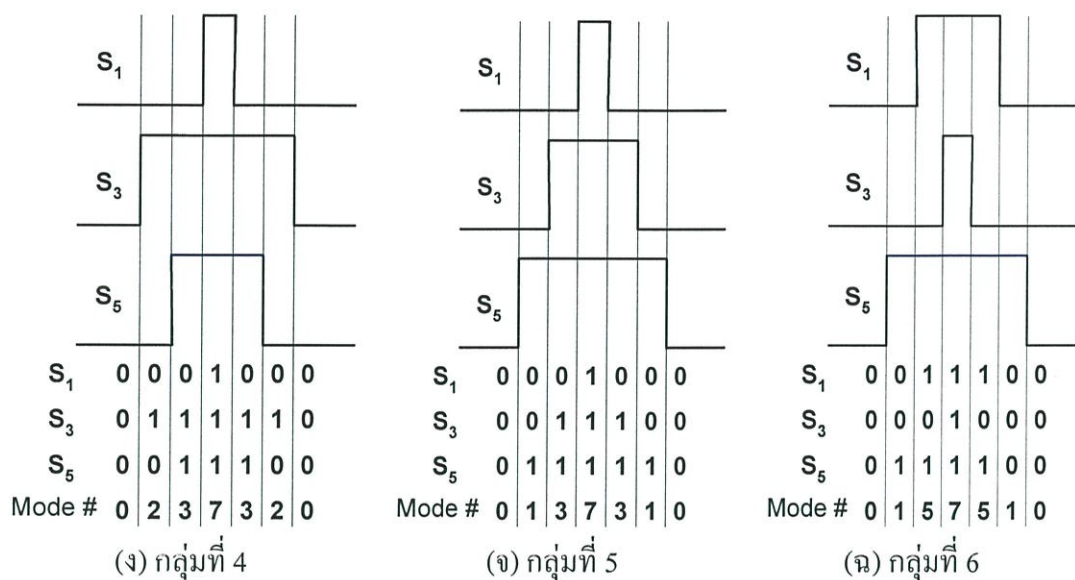
จากโหมดในการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟสที่มีด้วยกัน 8 โหมด ซึ่งการควบคุมอินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็มแบบสามเฟส จาก 8 โหมดของการทำงานจะแบบการทำงานออกเป็น 6 กลุ่มด้วยกันดังแสดงในรูปที่ 6.20 โดยจะดูได้จากรูปที่ 6.19 ซึ่งเป็นสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์ในแต่ละเฟส และจากรูปที่ 6.20 สามารถนำมาสรุปเป็นตารางดังตารางที่ 6.1-6.6



รูปที่ 6.19 ที่มาของกลุ่มการทำงานของพีดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส



รูปที่ 6.20 กลุ่มการทำงานของพีดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์ (มีต่อ)



รูปที่ 6.20 (ต่อ) กลุ่มการทำงานของพีดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์

ตารางที่ 6.1 โหมดการทำงานของพีดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์กลุ่มที่ 1

ลำดับที่	โหมดการทำงาน	S1	S3	S5	S2	S4	S6
1	#0	0	0	0	1	1	1
2	#4	1	0	0	0	1	1
3	#5	1	0	1	0	0	1
4	#7	1	1	1	0	0	0
5	#5	1	0	1	0	0	1
6	#4	1	0	0	0	1	1
7	#0	0	0	0	1	1	1

ตารางที่ 6.2 โหมดการทำงานของพีดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์กลุ่มที่ 2

ลำดับที่	โหมดการทำงาน	S1	S3	S5	S2	S4	S6
1	#0	0	0	0	1	1	1
2	#4	1	0	0	0	1	1
3	#6	1	1	0	0	0	1
4	#7	1	1	1	0	0	0
5	#6	1	1	0	0	0	1
6	#4	1	0	0	0	1	1
7	#0	0	0	0	1	1	1

ตารางที่ 6.3 โหมคการทำงานของพีดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์กลุ่มที่ 3

ลำดับที่	โหมคการทำงาน	S1	S3	S5	S2	S4	S6
1	#0	0	0	0	1	1	1
2	#2	0	1	0	1	0	1
3	#6	1	1	0	0	0	1
4	#7	1	1	1	0	0	0
5	#6	1	1	0	0	0	1
6	#2	0	1	0	1	0	1
7	#0	0	0	0	1	1	1

ตารางที่ 6.4 โหมคการทำงานของพีดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์กลุ่มที่ 4

ลำดับที่	โหมคการทำงาน	S1	S3	S5	S2	S4	S6
1	#0	0	0	0	1	1	1
2	#2	0	1	0	1	0	1
3	#3	0	1	1	1	0	0
4	#7	1	1	1	0	0	0
5	#3	0	1	1	1	0	0
6	#2	0	1	0	1	0	1
7	#0	0	0	0	1	1	1

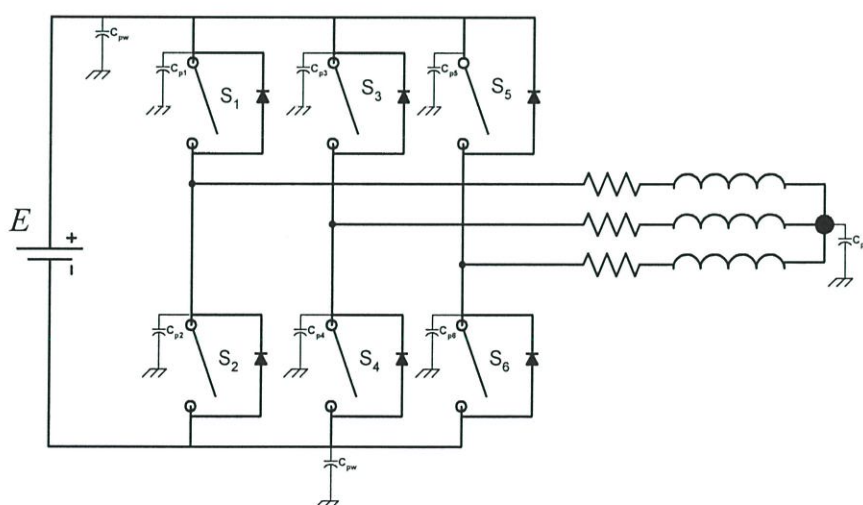
ตารางที่ 6.5 โหมคการทำงานของพีดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์กลุ่มที่ 5

ลำดับที่	โหมคการทำงาน	S1	S3	S5	S2	S4	S6
1	#0	0	0	0	1	1	1
2	#1	0	0	1	1	1	0
3	#3	0	1	1	1	0	0
4	#7	1	1	1	0	0	0
5	#3	0	1	1	1	0	0
6	#1	0	0	1	1	1	0
7	#0	0	0	0	1	1	1

ตารางที่ 6.6 โหมดการทำงานของพีดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์กลุ่มที่ 6

ลำดับที่	โหมดการทำงาน	S1	S3	S5	S2	S4	S6
1	#0	0	0	0	1	1	1
2	#1	0	0	1	1	1	0
3	#5	1	0	1	0	0	1
4	#7	1	1	1	0	0	0
5	#5	1	0	1	0	0	1
6	#1	0	0	1	1	1	0
7	#0	0	0	0	1	1	1

การแกว่งของสัญญาณสำหรับการวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนในโหมดร่วม จะมีค่าตัวเก็บประจุแฝงเป็นองค์ประกอบสำคัญในการเชื่อมโยงในโหมดนี้ โดยจุดที่มีค่าของตัวเก็บประจุแฝงมากที่สุดคือที่ระหว่างตัวอุปกรณ์สวิตซ์ซิงและแผงระบายความร้อนของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ดังแสดงในรูปที่ 6.21



รูปที่ 6.21 อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสกับตัวเก็บประจุแฝง

จากการนำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอสาเหตุของสัญญาณรบกวน ซึ่งเกิดจากการแกว่งของสัญญาณแรงดันหรือกระแส โดยสาเหตุของการแกว่งของสัญญาณจะเกิดขึ้นในช่วงที่อุปกรณ์สวิตซ์ทำงานทั้งในช่วง เริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำกระแส สำหรับในช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจำเป็นต้องนำช่วงเวลาของเคดไทม์มาพิจารณาด้วย ทั้งนี้เนื่องจากก่อนที่สวิตซ์ตัวใดตัวหนึ่งในวงจรอินเวอร์เตอร์จะเป็นสถานะไปนำกระแสสวิตซ์ที่ตัวที่ทำงานตรงกันข้ามกัน (ในกิ่งเดียวกัน) จะต้องหยุดนำกระแสก่อน จึงจะเริ่มนำกระแสได้ซึ่งก็คือช่วงเวลาเคดไทม์ ดังนั้นจึงต้อง

นำช่วงนี้มาพิจารณาในช่วงเริ่มหยุดนำกระแส ซึ่งในช่วงเริ่มหยุดนำกระแสนี้สวิทช์ตัวที่ทำงานตรงกันข้ามกันจะยังไม่เริ่มนำกระแส โดยที่ในช่วงเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสจะมีวงจรสมมูลในการทำงานของสวิทช์ไม่เหมือนกันดังแสดงในรูปที่ 6.22 - 6.31 และจากรูปที่ 6.21 นี้เมื่อนำมาพิจารณาร่วมกับโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในแต่ละกลุ่ม จะนำมาเขียนวงจรสมมูลในแต่ละโหมดการทำงาน ซึ่งวงจรสมมูลในเปลี่ยนสถานะจากไม่นำกระแสไปนำกระแส และจากนำกระแสเป็นไม่นำกระแสของในแต่ละกลุ่มการทำงานจะสัมพันธ์การดังนี้

- ในสถานะเริ่มนำกระแส

กรณีที่ 1

โหมด #0 \Rightarrow โหมด #4 (กลุ่มที่ 1 และ 3) \equiv โหมด #0 \Rightarrow โหมด #1 (กลุ่มที่ 2 และ 4) \equiv
 โหมด #0 \Rightarrow โหมด #2 (กลุ่มที่ 5 และ 6) แสดงดังรูปที่ 6.22 (ก)

กรณีที่ 2

โหมด #4 \Rightarrow โหมด #6 (กลุ่มที่ 1) \equiv โหมด #1 \Rightarrow โหมด #3 (กลุ่มที่ 2) \equiv โหมด #4
 \Rightarrow โหมด #5 (กลุ่มที่ 3) \equiv โหมด #1 \Rightarrow โหมด #5 (กลุ่มที่ 4) \equiv โหมด #2 \Rightarrow โหมด #6 (กลุ่มที่ 5)
 \equiv โหมด #2 \Rightarrow โหมด #3 (กลุ่มที่ 6) แสดงดังรูปที่ 6.23 (ก)

กรณีที่ 3

โหมด #6 \Rightarrow โหมด #7 (กลุ่มที่ 1 และ 5) \equiv โหมด #3 \Rightarrow โหมด #7 (กลุ่มที่ 2 และ 6) \equiv
 โหมด #5 \Rightarrow โหมด #7 (กลุ่มที่ 3 และ 4) แสดงดังรูปที่ 6.24 (ก)

กรณีที่ 4

โหมด #7 \Rightarrow โหมด #6 (กลุ่มที่ 1 และ 5) \equiv โหมด #7 \Rightarrow โหมด #3 (กลุ่มที่ 2 และ 6) \equiv
 โหมด #7 \Rightarrow โหมด #5 (กลุ่มที่ 3 และ 4) แสดงดังรูปที่ 6.25 (ก)

กรณีที่ 5

โหมด #6 \Rightarrow โหมด #4 (กลุ่มที่ 1) \equiv โหมด #3 \Rightarrow โหมด #1 (กลุ่มที่ 2) \equiv โหมด #5 \Rightarrow โหมด #4
 (กลุ่มที่ 3) \equiv โหมด #5 \Rightarrow โหมด #1 (กลุ่มที่ 4) \equiv โหมด #6 \Rightarrow โหมด #2 (กลุ่มที่ 5) \equiv โหมด #3
 \Rightarrow โหมด #2 (กลุ่มที่ 6) แสดงดังรูปที่ 6.26 (ก)

กรณีที่ 6

โหมด #4 \Rightarrow โหมด #0 (กลุ่มที่ 1 และ 3) \equiv โหมด #1 \Rightarrow โหมด #0 (กลุ่มที่ 2 และ 4) \equiv
 โหมด #2 \Rightarrow โหมด #0 (กลุ่มที่ 5 และ 6) โดยจะไม่มีผลการไหลของกระแสในกรณีนี้

หมายเหตุ \Rightarrow หมายถึงการเปลี่ยนโหมดการทำงาน เช่น โหมด #5 \Rightarrow โหมด #7 หมายถึงการเปลี่ยนโหมดการทำงานจาก โหมด #5 ไปเป็นโหมด #7 เป็นต้น
 \equiv หมายถึงการสมมูลกันหรือเหมือนกัน

โดยที่ในการกำหนดค่าตัวแปรต่างๆ วงจรสมมูลการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ จะเป็นดังต่อไปนี้

R_{SX} คือ ความต้านทานไฟฟ้าของอุปกรณ์สวิตซ์ใด ๆ ในวงจรขณะนำกระแส ของสวิตซ์

L_{SX} คือ ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าภายในตัวอุปกรณ์สวิตซ์ใด ๆ ในวงจร

R_X คือ ความต้านทานไฟฟ้าของโหลด แบบสามเฟส (A หรือ B หรือ C)

L_X คือ ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าของโหลด แบบสามเฟส (A หรือ B หรือ C)

C_{pX} คือ ตัวเก็บประจุไฟฟ้าแฝงของวงจรที่ระหว่างแผงระบายความร้อนกับตัวอุปกรณ์

C_{pw} คือ ตัวเก็บประจุไฟฟ้าแฝงของวงจรระหว่างตัวนำไฟฟ้าและระนาบกราวด์

C_{pn} คือ ตัวเก็บประจุไฟฟ้าแฝงที่จุดร่วมของโหลด 3 เฟส ซึ่งต่อแบบสตาร์ (Y)

S_X คือ สวิตซ์ใดๆ ในวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

จากวงจรสมมูลของการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ จะนำมาแสดงให้เห็นถึงอินพีแดนซ์ของวงจรเมื่อความถี่เปลี่ยนไป ผลที่ได้ก็จะเห็นว่าวงจรสมมูลดังกล่าวมีจุดเรโซแนนซ์ที่จุดใด ซึ่ง ณ จุดเรโซแนนซ์สามารถนำไปอธิบายการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำได้ต่อไป และนอกจากนี้ยังจะแสดงให้เห็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในแต่ละวงจรสมมูล ซึ่งจะแสดงดังต่อไปนี้ โดยกำหนดค่าต่าง ๆ เพื่อช่วยให้มองเห็นภาพชัดเจน ดังต่อไปนี้

$$R_{SX} = 0.85 \Omega,$$

$$L_{SX} = 12\text{nH},$$

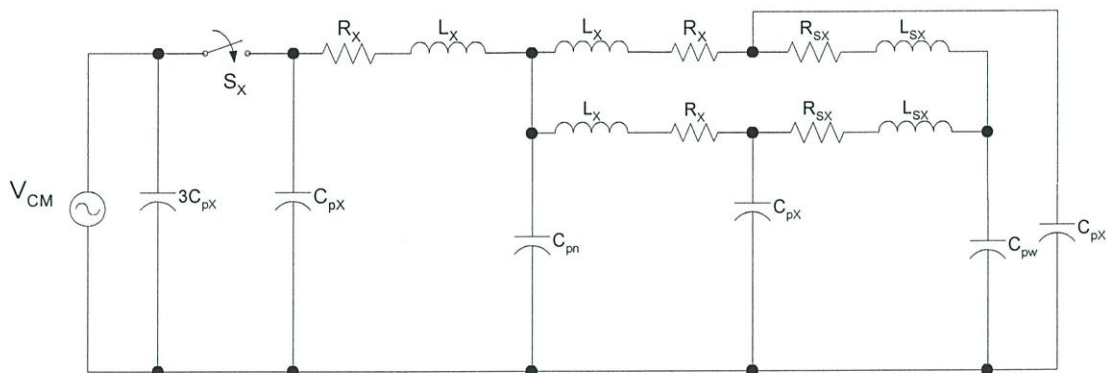
$$R_X = 79 \Omega,$$

$$L_X = 20 \text{ mH},$$

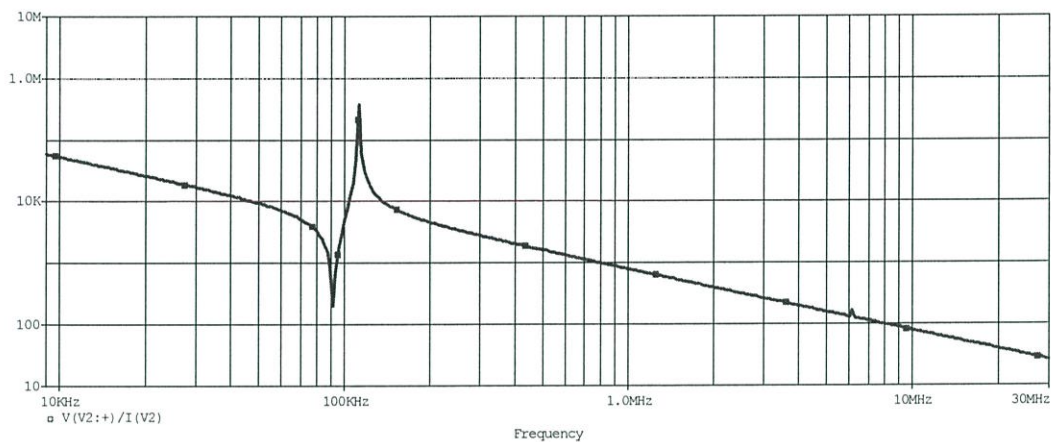
$$C_{pX} = 50 \text{ pF},$$

$$C_{pn} = 0.1 \text{ pF} \text{ และ}$$

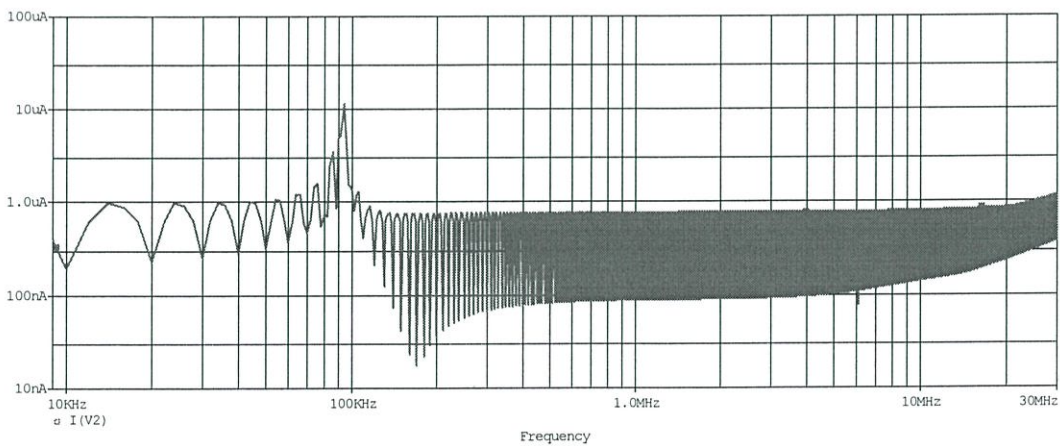
$$C_{pw} = 0.5 \text{ pF}$$



(ก) วงจรสมมูล

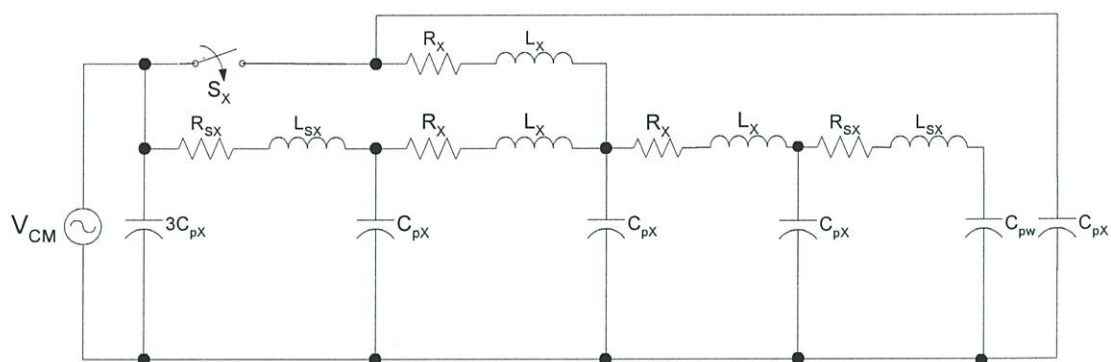


(ข) อิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของวงจรสมมูล

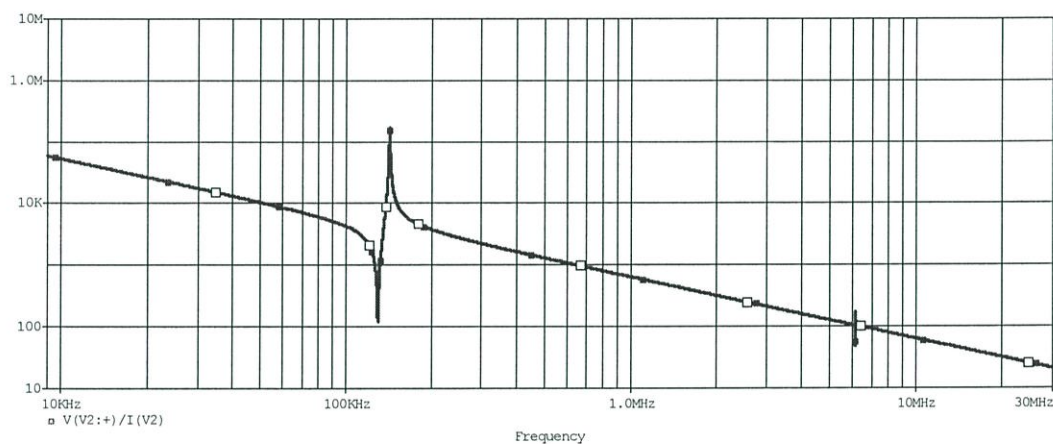


(ค) สัญญาณรบกวนที่เกิดจากการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์

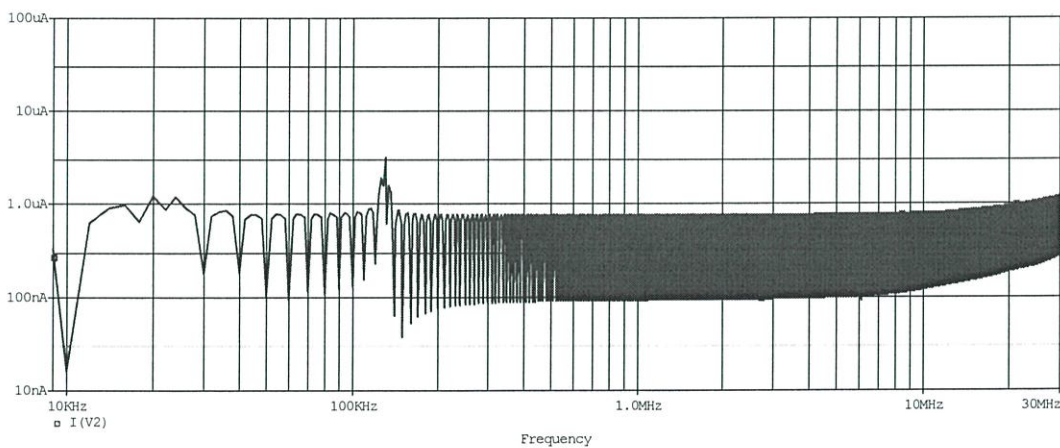
รูปที่ 6.22 การจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนในขณะเริ่มนำกระแสที่ 1



(ก) วงจรสมมูล

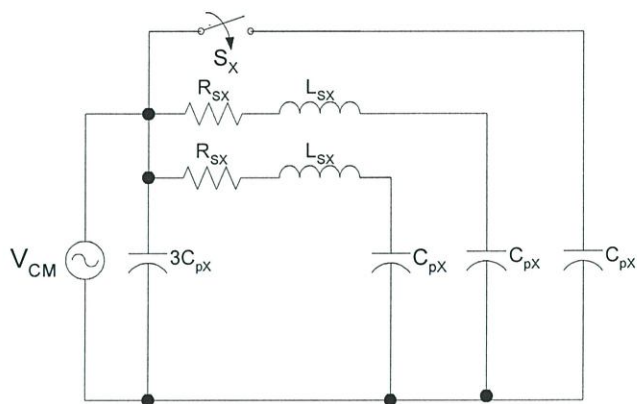


(ข) อิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของวงจรสมมูล

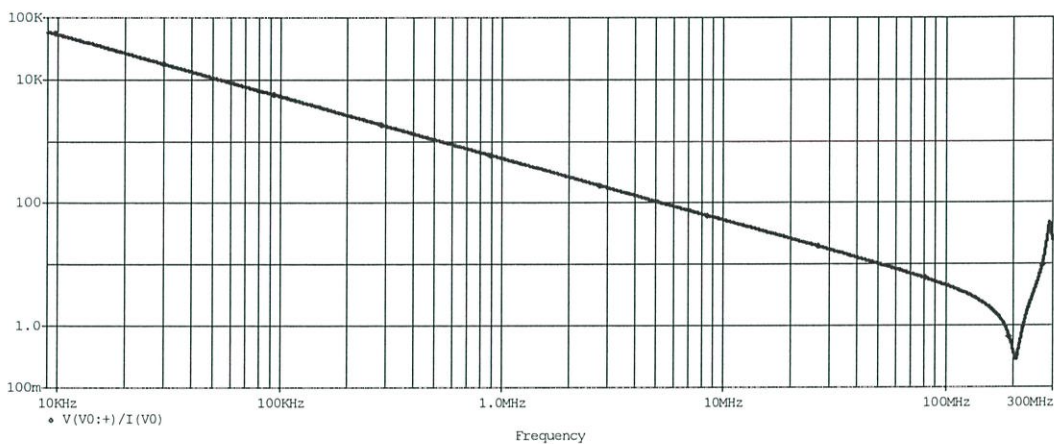


(ค) สัญญาณรบกวนที่เกิดจากการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์

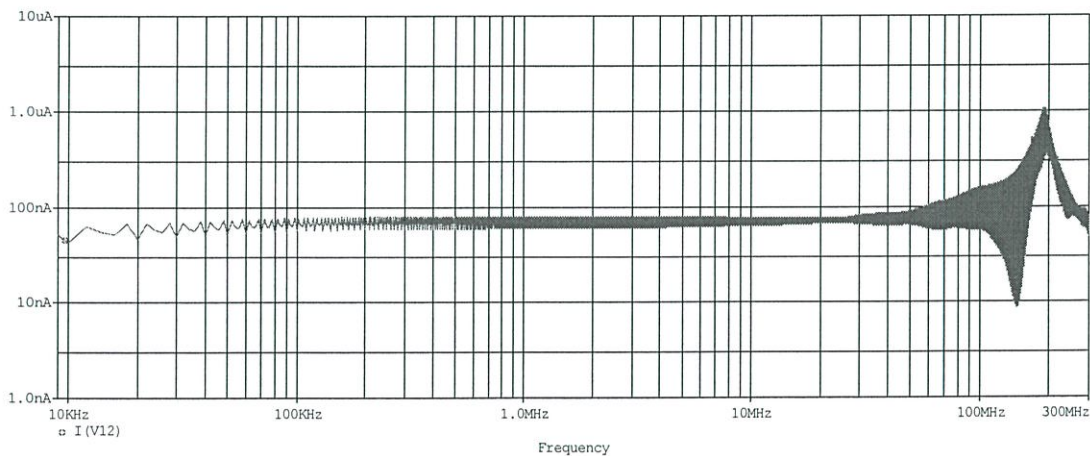
รูปที่ 6.23 การจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนในขณะเริ่มนำกระแสครั้งที่ 2



(ก) วงจรสมมูล

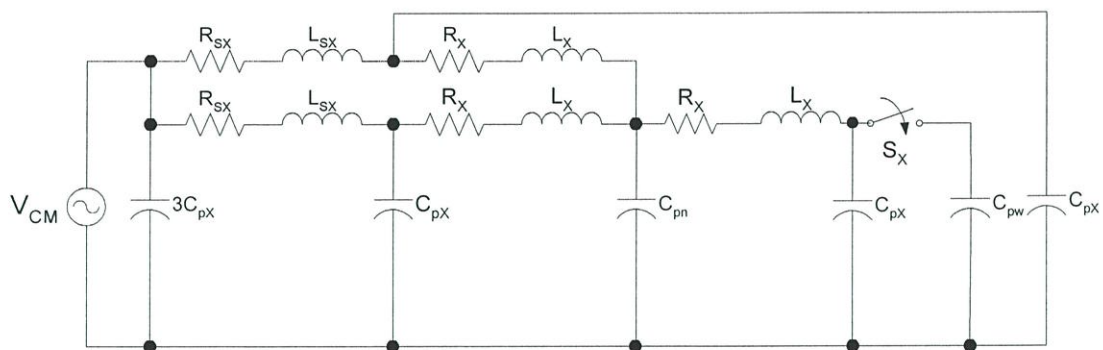


(ข) อิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของวงจรสมมูล

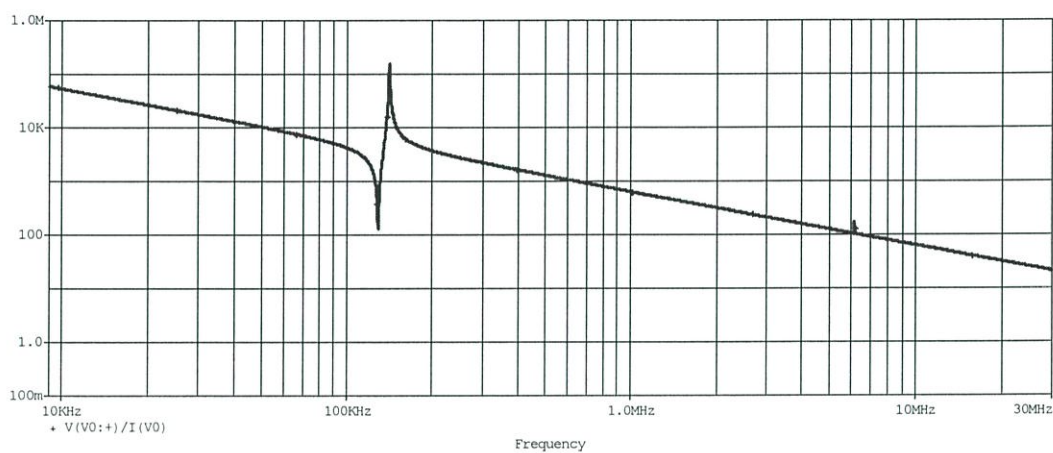


(ค) สัญญาณรบกวนที่เกิดจากการทำงานของอุปกรณ์สวิตชิง

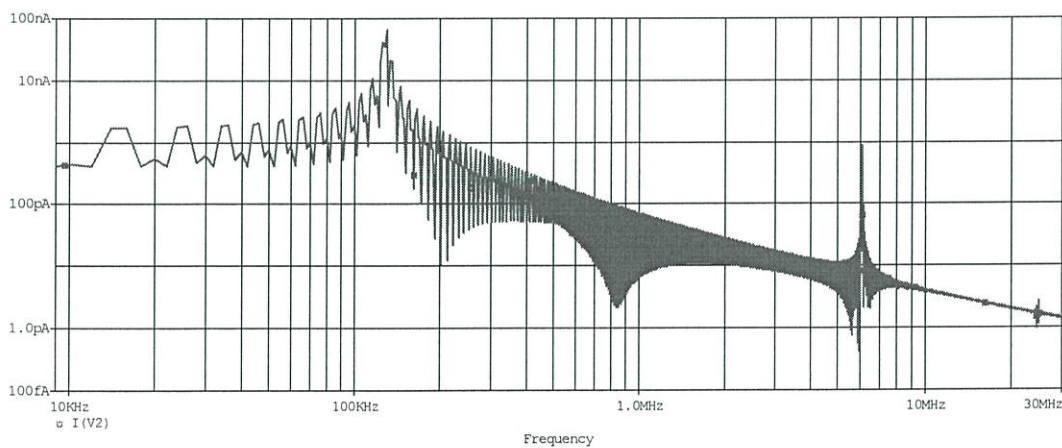
รูปที่ 6.24 การจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนในขณะเริ่มนำกระแสครั้งที่ 3



(ก) วงจรสมมูล

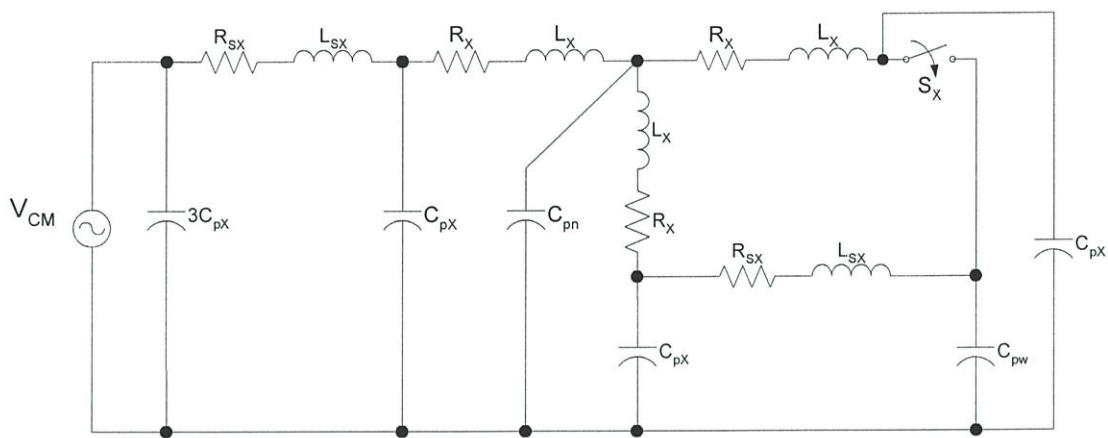


(ข) อิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของวงจรสมมูล

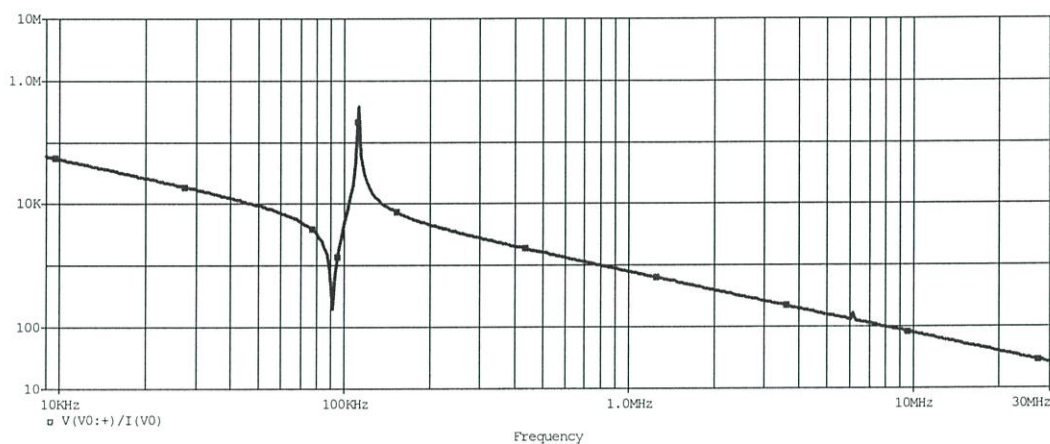


(ค) สัญญาณรบกวนที่เกิดจากการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์

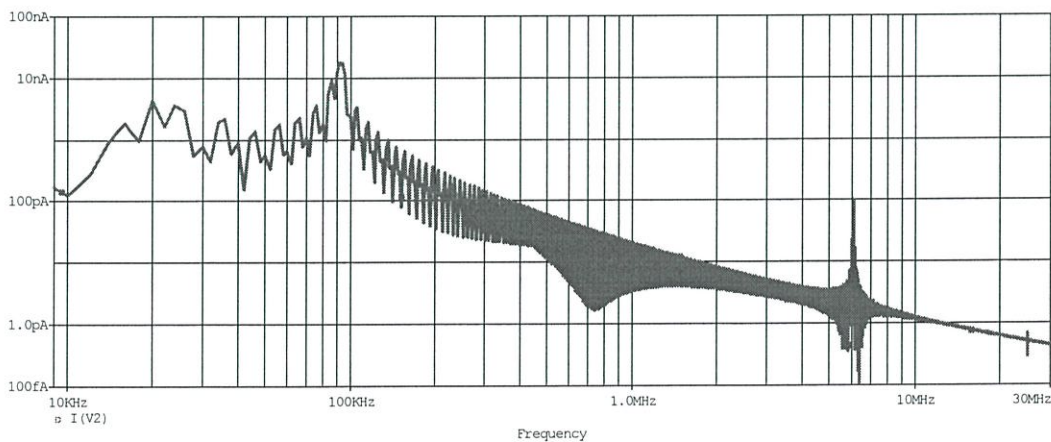
รูปที่ 6.25 การจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนในขณะเริ่มนำกระแสที่ 4



(ก) วงจรสมมูล



(ข) อิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของวงจรสมมูล



(ค) สัญญาณรบกวนที่เกิดจากการทำงานของอุปกรณ์สวิตชิง

รูปที่ 6.26 การจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนในขณะเริ่มนำกระแสกรณีที่ 5

- ในสภาวะเริ่มหยุดนำกระแส

กรณีที่ 1

โหมด #0 \Rightarrow โหมด #4 (กลุ่มที่ 1 และ 3) \equiv โหมด #0 \Rightarrow โหมด #1 (กลุ่มที่ 2 และ 4) \equiv
โหมด #0 \Rightarrow โหมด #2 (กลุ่มที่ 5 และ 6) โดยจะไม่มีอาการไหลของกระแสในกรณีนี้

กรณีที่ 2

โหมด #4 \Rightarrow โหมด #6 (กลุ่มที่ 1) \equiv โหมด #1 \Rightarrow โหมด #3 (กลุ่มที่ 2) \equiv โหมด #4
 \Rightarrow โหมด #5 (กลุ่มที่ 3) \equiv โหมด #1 \Rightarrow โหมด #5 (กลุ่มที่ 4) \equiv โหมด #2 \Rightarrow โหมด #6 (กลุ่มที่ 5)
 \equiv โหมด #2 \Rightarrow โหมด #3 (กลุ่มที่ 6) แสดงดังรูปที่ 6.27 (ก)

กรณีที่ 3

โหมด #6 \Rightarrow โหมด #7 (กลุ่มที่ 1 และ 5) \equiv โหมด #3 \Rightarrow โหมด #7 (กลุ่มที่ 2 และ 6) \equiv
โหมด #5 \Rightarrow โหมด #7 (กลุ่มที่ 3 และ 4) แสดงดังรูปที่ 6.28 (ก)

กรณีที่ 4

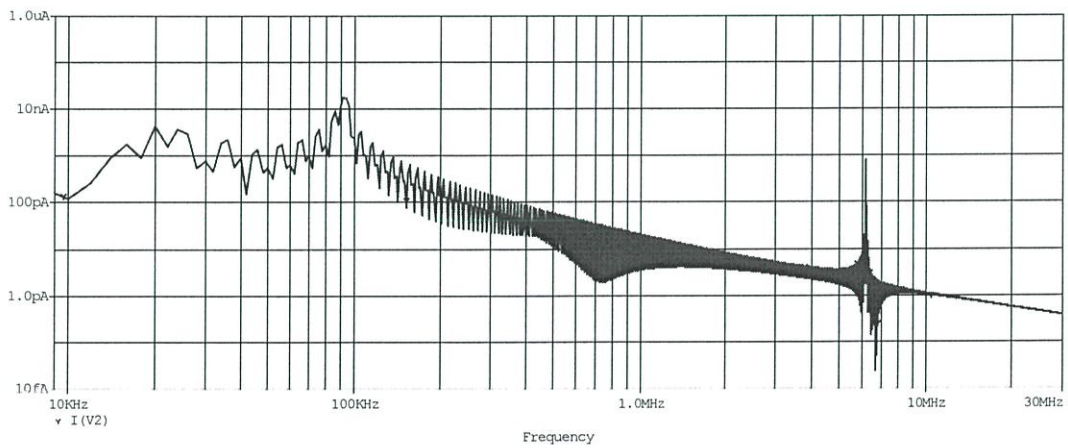
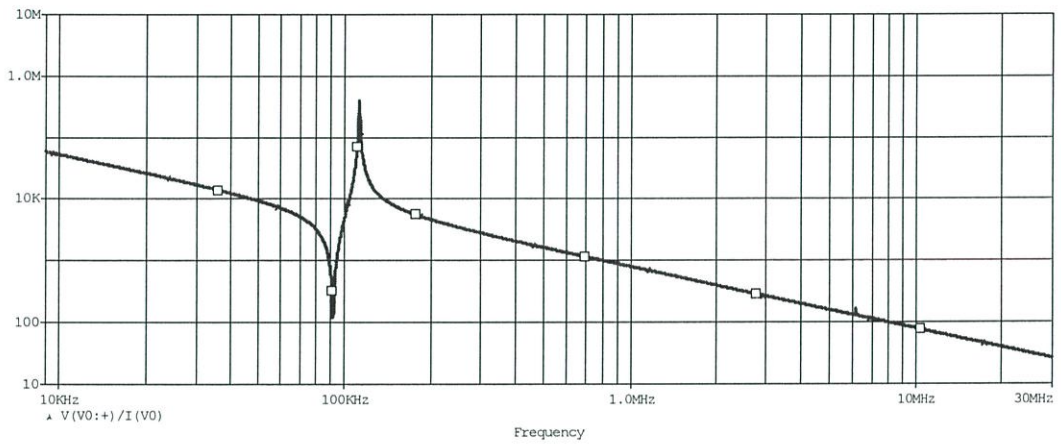
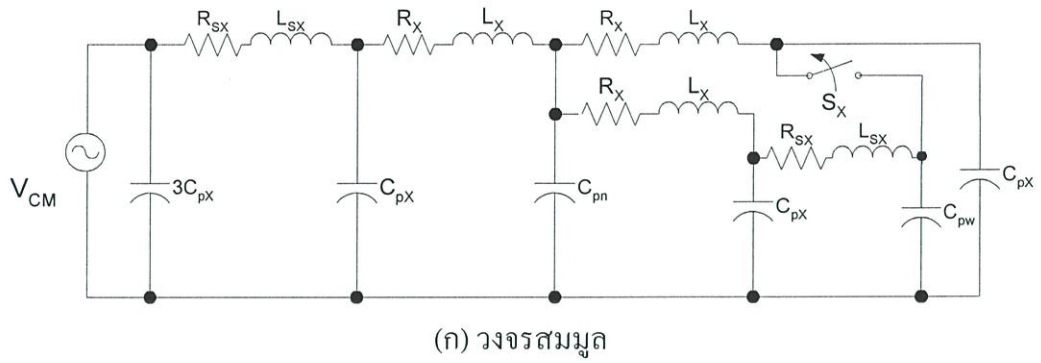
โหมด #7 \Rightarrow โหมด #6 (กลุ่มที่ 1 และ 5) \equiv โหมด #7 \Rightarrow โหมด #3 (กลุ่มที่ 2 และ 6) \equiv
โหมด #7 \Rightarrow โหมด #5 (กลุ่มที่ 3 และ 4) แสดงดังรูปที่ 6.29 (ก)

กรณีที่ 5

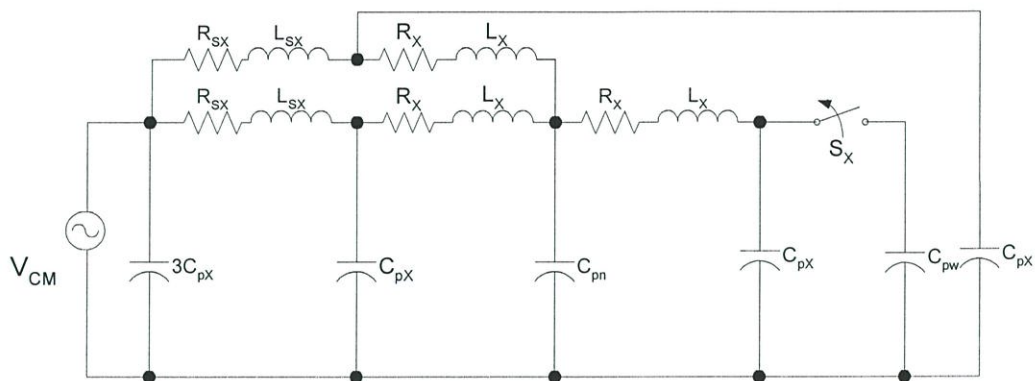
โหมด #6 \Rightarrow โหมด #4 (กลุ่มที่ 1) \equiv โหมด #3 \Rightarrow โหมด #1 (กลุ่มที่ 2) \equiv โหมด #5 \Rightarrow โหมด #4
(กลุ่มที่ 3) \equiv โหมด #5 \Rightarrow โหมด #1 (กลุ่มที่ 4) \equiv โหมด #6 \Rightarrow โหมด #2 (กลุ่มที่ 5) \equiv โหมด #3
 \Rightarrow โหมด #2 (กลุ่มที่ 6) แสดงดังรูปที่ 6.30 (ก)

กรณีที่ 6

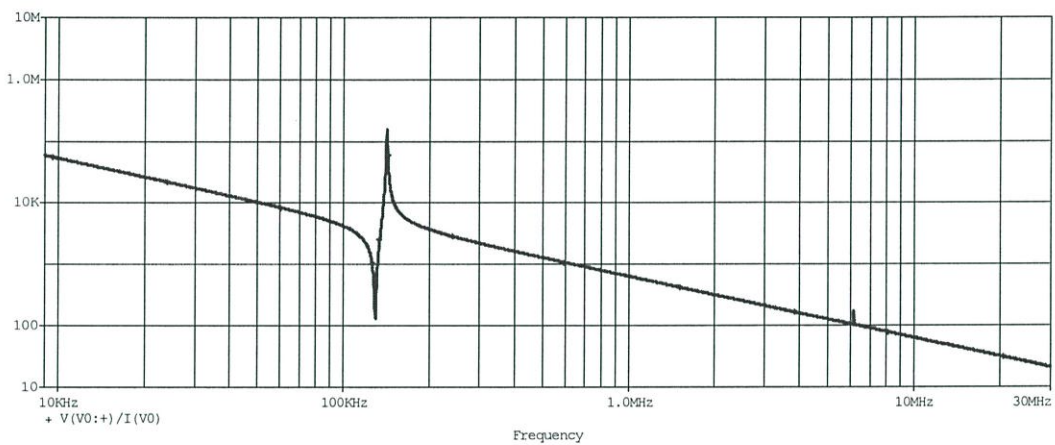
โหมด #4 \Rightarrow โหมด #0 (กลุ่มที่ 1 และ 3) \equiv โหมด #1 \Rightarrow โหมด #0 (กลุ่มที่ 2 และ 4) \equiv
โหมด #2 \Rightarrow โหมด #0 (กลุ่มที่ 5 และ 6) แสดงดังรูปที่ 6.31 (ก)



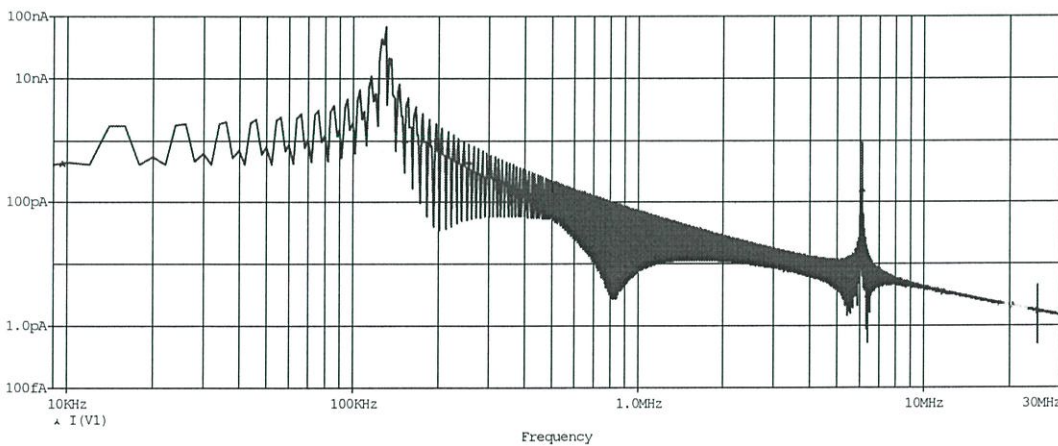
รูปที่ 6.27 การจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนในขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสครั้งที่ 2



(ก) วงจรสมมูล

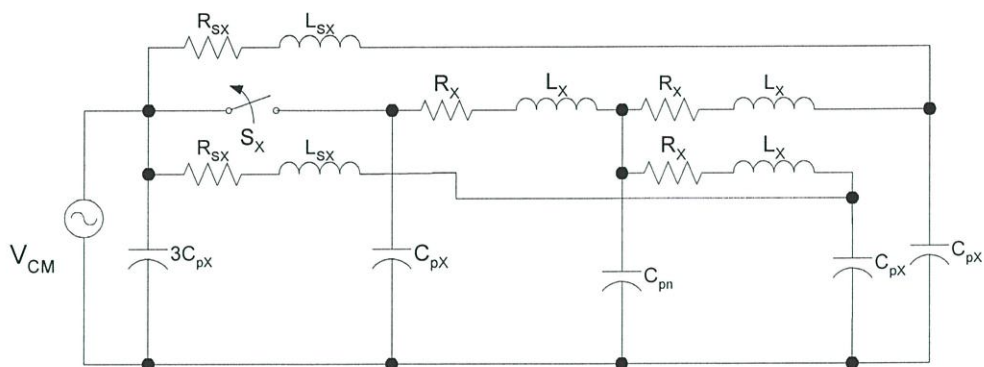


(ข) อิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของวงจรสมมูล

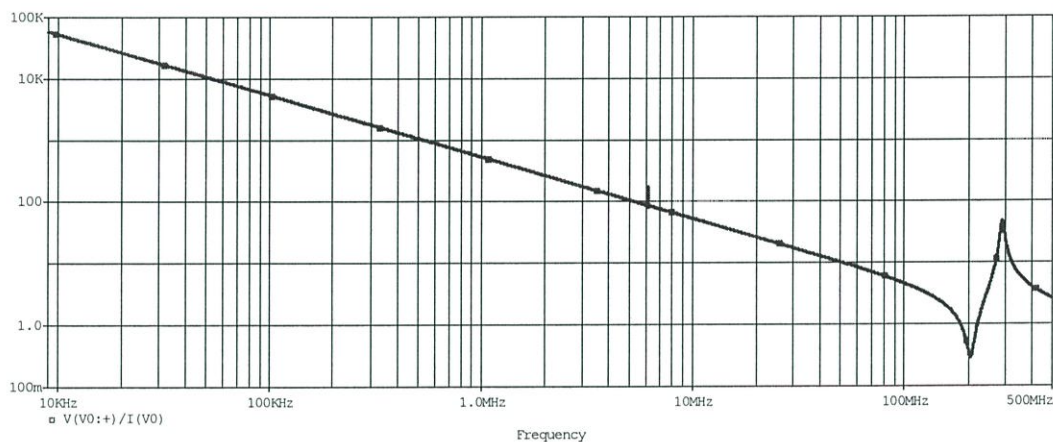


(ค) สัญญาณรบกวนที่เกิดจากการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์

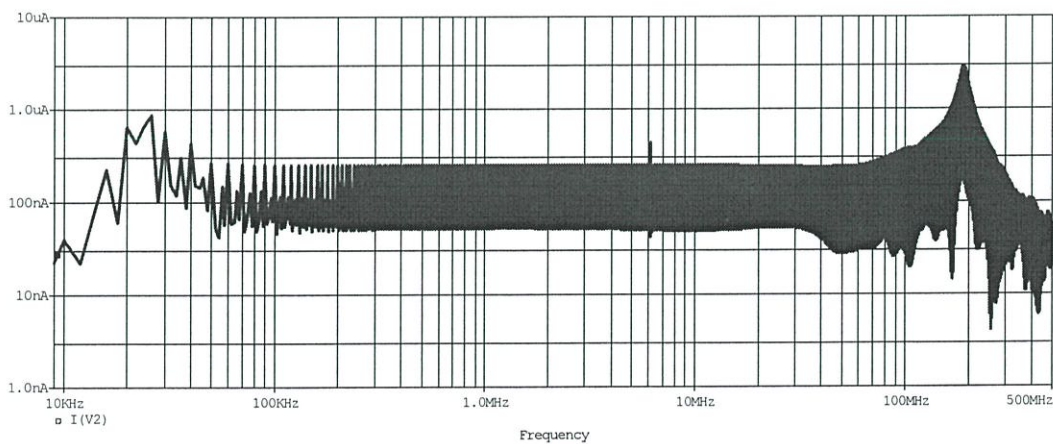
รูปที่ 6.28 การจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนในขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสกรณีที 3



(ก) วงจรสมมูล

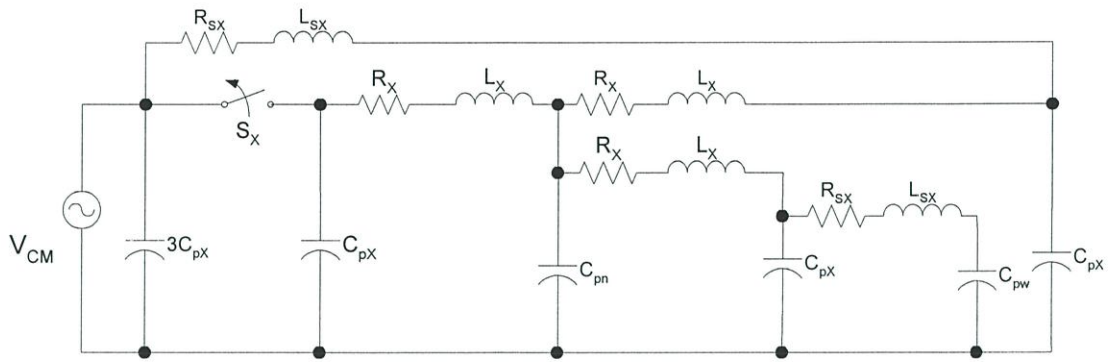


(ข) อิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของวงจรสมมูล

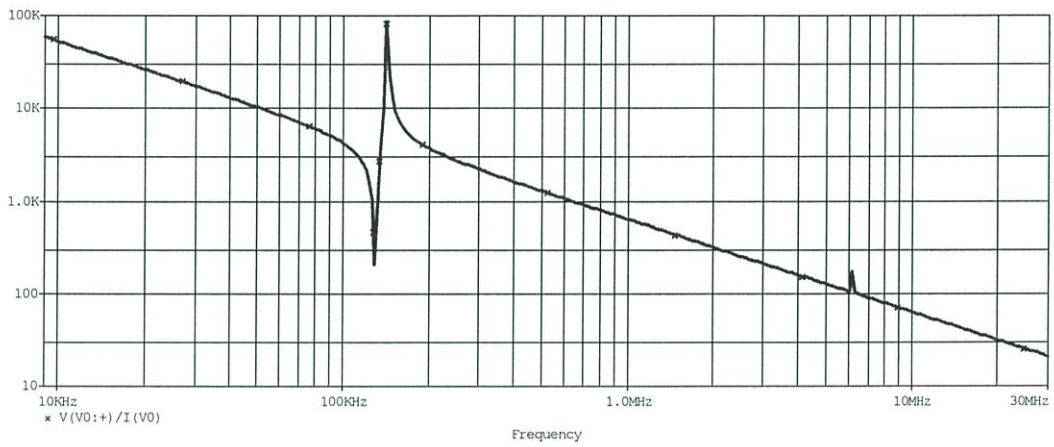


(ค) สัญญาณรบกวนที่เกิดจากการทำงานของอุปกรณ์สวิตชิง

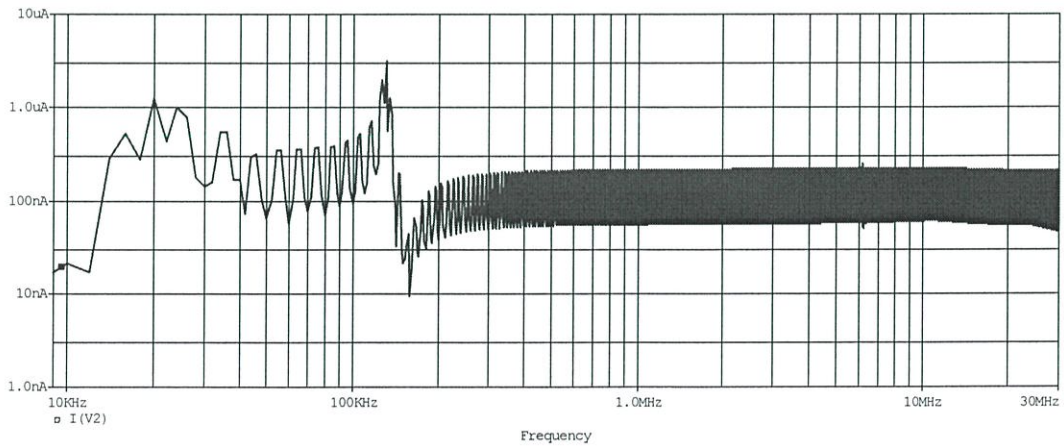
รูปที่ 6.29 การจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนในขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสกรณีี่ 4



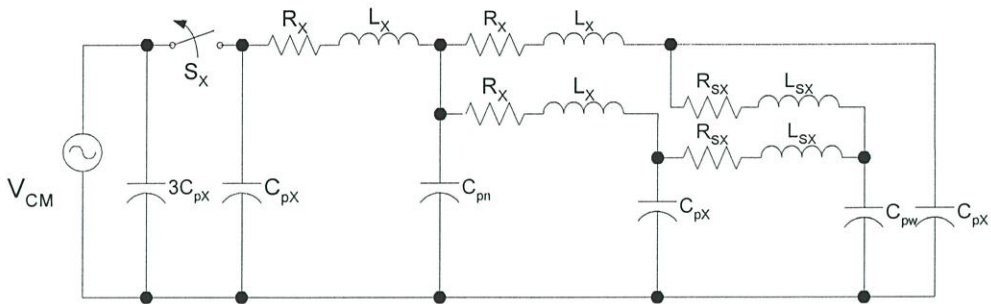
(ก) วงจรสมมูล



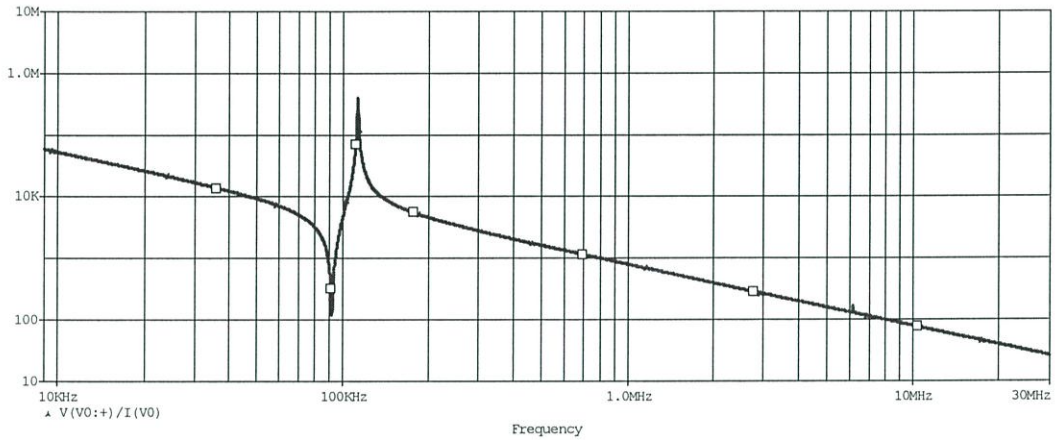
(ข) อิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของวงจรสมมูล



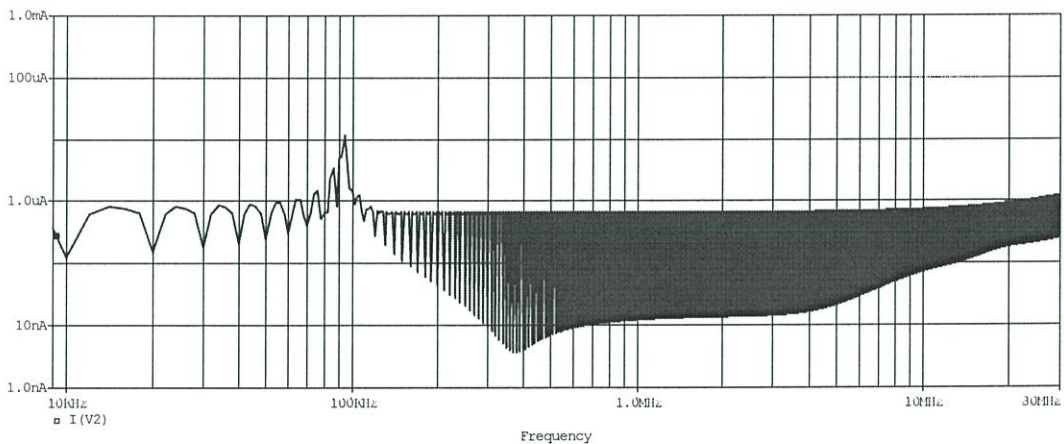
(ค) สัญญาณรบกวนที่เกิดจากการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง
รูปที่ 6.30 การจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนในขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสกรณีที่ 5



(ก) วงจรสมมูล



(ก) อิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของวงจรสมมูล



(ข) สัญญาณรบกวนที่เกิดจากการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์

รูปที่ 6.31 การจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนในขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสกรณีที่ 6

จากผลของการทำงานของสวิตซ์ในแต่ละกรณีจะเห็นว่าระดับของกระแสโหมคร่วมหรือระดับสัญญาณรบกวนจะสูงที่สุดจุดเรโซแนนซ์ของวงจร ซึ่งสามารถดูได้จากกราฟของอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ จะเห็นว่ายอดที่สูงที่สุดของสัญญาณรบกวนจะตรงกับจุดเรโซแนนซ์ของวงจรในกรณีต่าง ๆ ที่กล่าวมา จากวงจรสมมูลจะเห็นว่าถ้าตำแหน่งของสวิตซ์อยู่ในตำแหน่งด้านบนของกิ่งของ

อินเวอร์เตอร์ระดับของสัญญาณรบกวนในแต่ละความถี่จะออกมาใกล้เคียงกัน ทั้งนี้เนื่องมาจาก สวิตช์อยู่ในตำแหน่งด้านที่ใกล้แหล่งจ่ายมากที่สุด ดังนั้นกระแสโหมคร่วมที่ไหลจะเป็นเนื่องมาจาก องค์ประกอบทั้งหมดของวงจร ยกเว้นกรณีที่ 3 เนื่องจากในกรณีนี้สวิตช์ที่อยู่ด้านล่างของกิ่ง ของอินเวอร์เตอร์ไม่นำกระแสหรือเปิดวงจรทำให้ทางเดินของกระแสโหมคร่วมไม่ผ่านโหลด แต่ จะผ่านตัวเก็บประจุแฝงแทนทำให้จุดเรโซแนนซ์ในกรณีนี้อยู่ที่ความถี่สูงมากดังแสดงในรูปที่ 6.24 (ค) จึงทำให้จุดยอดของสัญญาณรบกวนจะอยู่ในย่านที่เกินย่านของการวัดสัญญาณรบกวนทาง แม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ (9 kHz – 30MHz) และสำหรับในกรณีที่สวิตช์อยู่ที่ตำแหน่งด้านล่างของกิ่ง ของอินเวอร์เตอร์จะทำให้ผลของจุดเรโซแนนซ์นอกจากจุดเรโซแนนซ์หลักด้วย ทั้งนี้เนื่องมาจาก ผลของอิมพีแดนซ์ที่อยู่ด้านหลังสวิตช์เป็นผลเนื่องจากองค์ประกอบแฝง และทางเดินของกระแส โหมคร่วมจะผ่าน C_{pw} ซึ่งมามีค่าน้อยกว่า C_p จึงทำให้ตอนที่เกิดการสวิตช์กระแสโหมคร่วมจะผ่าน C_{pw} ทำให้เกิดการแกว่งของสัญญาณที่ความถี่สูงขึ้น

ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่าสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นเป็นผลเนื่องมาจากการทำงานของสวิตช์ใน ขณะเริ่มนำกระแส และหยุดนำกระแสของอินเวอร์เตอร์ โดยที่ระดับของสัญญาณรบกวนโดยรวม ของระบบจะเท่ากับผลรวมของสัญญาณรบกวนในแต่ละโหมครการทำงานของอินเวอร์เตอร์ขณะ เริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแส

6.4.1 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนในกรณีเทคนิคในการควบคุมแตกต่างกัน

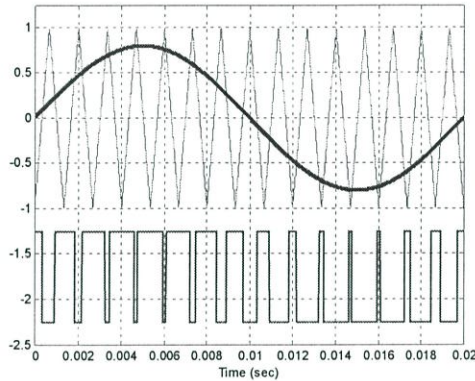
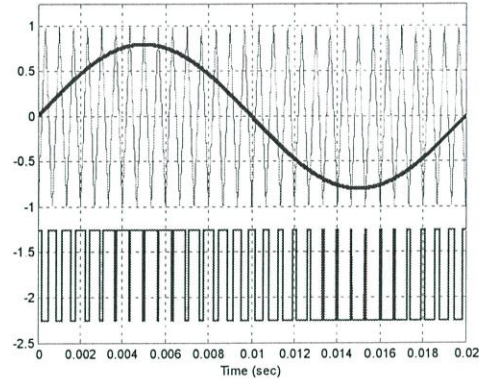
ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ในตัวนำของอินเวอร์เตอร์สามเฟสต่างชนิด ซึ่งก็คือการเปลี่ยนแปลงเทคนิคในการควบคุมในการ ควบคุมการทำงาน ประกอบไปด้วย 4 เทคนิคที่ได้นำเสนอ

ข้อแตกต่างกันระหว่าง 4 เทคนิคนี้ที่ได้ให้ผลของสัญญาณรบกวนเกิดต่างกันก็คือ จำนวน พัลส์ในการควบคุมที่แตกต่างกัน จะสังเกตเห็นว่าจำนวนพัลส์ของเทคนิค SPWM และ THIPWM จะมีจำนวนเท่ากันและมีมากกว่าเทคนิค DPWM60 องศา และ DWPM120 องศา ซึ่งสามารถดูได้ จากรูปที่ 3.4, 3.6, 3.8 และ 3.10 ในบทที่ 3 ด้วยเหตุนี้เมื่อมีจำนวนพัลส์เท่ากัน โอกาสในการเริ่มและ หยุดนำกระแสของสวิตช์จึงเท่ากัน จึงทำให้สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นของเทคนิค SPWM และ THIPWM จึงเท่ากัน และ DPWM60 องศาเท่ากับ DPWM120 แต่น้อยกว่าสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก เทคนิค SPWM และ THIPWM เหตุที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะว่ามีจำนวนพัลส์น้อยกว่า ดังนั้นการเกิดการ แกว่งของสัญญาณจึงน้อยกว่าตามไปด้วย

6.4.2 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนในกรณีความถี่สวิตช์แตกต่างกัน

จากผลการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำในรูปที่ 5.31 และผลการจำลอง การเกิดสัญญาณรบกวนดังแสดงในรูปที่ 5.14 จะเห็นว่าถ้าอินเวอร์เตอร์ใช้ความถี่สวิตช์มากขึ้น

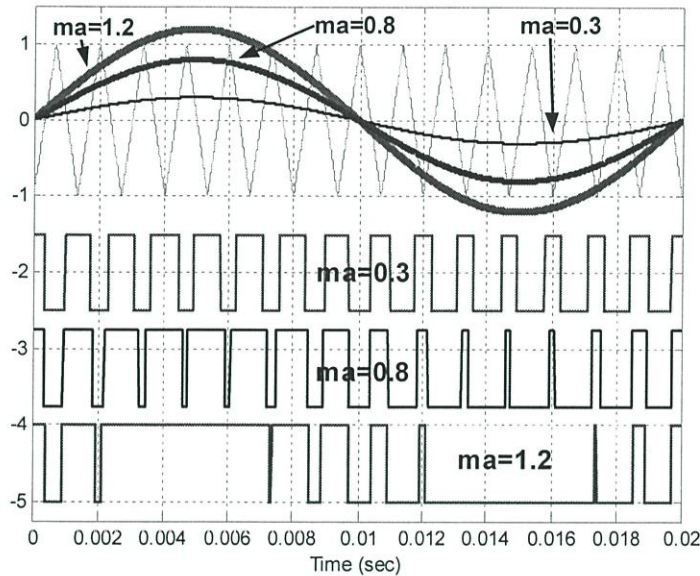
สัญญาณรบกวนก็จะมากขึ้นด้วย ซึ่งจะอธิบายได้ดังต่อไปนี้ เมื่อความถี่สวิตช์เพิ่มมากขึ้นในก็หมายความว่า โอกาสของการเริ่มและหยุดนำกระแสเพิ่มมากยิ่งขึ้นดังแสดงในรูปที่ 6.32 ดังนั้นการเกิดการแกว่งของสัญญาณก็มากยิ่งขึ้น ทำให้ผลรวมของสัญญาณรบกวนมากขึ้น ด้วยเหตุนี้จึงเป็นเหตุให้สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำมากยิ่งขึ้น เมื่อความถี่สวิตช์เพิ่มมากขึ้น

(ก) $f_s = 750 \text{ Hz}$ (ข) $f_s = 1.5 \text{ kHz}$

รูปที่ 6.32 การมอดูเลตที่ความถี่ของสัญญาณแกลเรียร์แตกต่างกัน

6.4.3 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนในกรณีที่ใช้มอดูเลชันอินเด็กซ์แตกต่างกัน

จากทั้งผลการวัดจากระบบจริง และการจำลองการทำงานการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำในกรณีที่ใช้มอดูเลชันอินเด็กซ์แตกต่างกันในรูปที่ 5.30 และ 5.15 ตามลำดับ จะเห็นมอดูเลชันอินเด็กซ์ไม่มีผลต่อระดับของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ ถ้ามอดูเลชันอินเด็กซ์น้อยกว่าหรือเท่ากับหนึ่ง ทั้งนี้เนื่องมาจากมอดูเลชันอินเด็กซ์จะมีผลต่อความกว้างของพัลส์ในการควบคุมสวิตช์ ดังแสดงในรูปที่ 6.33 ซึ่งยังคงให้มีจำนวนพัลส์เท่าเดิม ดังนั้นการเกิดการแกว่งของสัญญาณจึงเท่าเดิมจึงเป็นเหตุให้เกิดสัญญาณรบกวนเท่าเดิม แต่ถ้ามอดูเลตอยู่ในย่านที่มอดูเลชันอินเด็กซ์มากกว่าหนึ่ง (Over-Modulation) จะเห็นว่าในย่านนี้จะทำให้จำนวนพัลส์ลดลงจึงทำให้เกิดการแกว่งของสัญญาณน้อยลง สัญญาณรบกวนจึงน้อยลงด้วย ซึ่งเปรียบได้กับเทคนิคการควบคุมแบบไม่ต่อเนื่องนั่นเอง



รูปที่ 6.33 การมอดูเลตที่มีมอดูเลชันอินเด็กซ์แตกต่างกัน

6.4.4 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนในกรณีระดับแรงดันเชื่อมดีซีโยงแตกต่างกัน

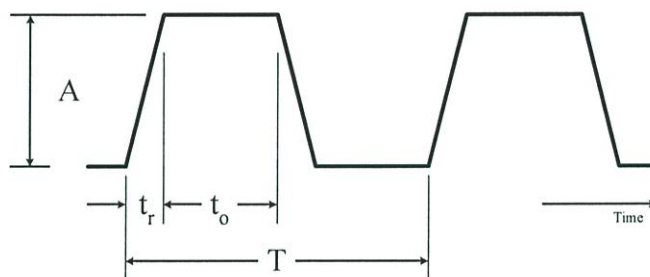
ระดับแรงดันเชื่อมโยง (DC Link) จะมีผลต่อระดับของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำเช่นกัน เมื่อระดับของแรงดันเชื่อมโยงดีซีเพิ่มขึ้นก็จะทำให้ระดับของสัญญาณรบกวนสูงขึ้นเช่นกัน ทั้งนี้เนื่องมาจากทำให้แอมพลิจูดของการแกว่งของสัญญาณสูงขึ้น เหตุที่เป็นเช่นนี้เพราะว่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ ซึ่งการพิจารณาการเกิดสัญญาณรบกวนในโหมคร่วมจะมีตัวเก็บประจุแฝงเป็นองค์ประกอบสำคัญในการเกิดสัญญาณรบกวนในโหมคนี้ โดยกระแสของตัวเก็บประจุจะเป็นดังสมการที่ 6.19 [11,18] ขึ้นอยู่กับการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันเชื่อมโยงดีซีต่อช่วงเวลา ดังนั้นจึงสามารถที่จะกล่าวได้ว่า ถ้าค่าของ dv/dt มีค่ามากก็จะทำให้สัญญาณรบกวนมากยิ่งขึ้น ซึ่งนั่นก็คือว่า dv/dt เป็นสาเหตุของสัญญาณรบกวน [19, 20]

$$i_{cp} = C \frac{dv}{dt} \quad (6.19)$$

6.5 สรุป

จากการวิเคราะห์สาเหตุการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งได้อธิบายถึงสาเหตุการเกิด วิธีการอธิบายถึงการเกิดสัญญาณรบกวนจึงสามารถที่จะสรุปความสัมพันธ์ของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำกับเทคนิคการควบคุมอินเวอร์เตอร์สามเฟสด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็มได้ดังนี้คือ สัญญาณรบกวนจะแปรผันตามจำนวนพัลส์ของสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็ม โดยที่พัลส์ของสัญญาณควบคุมมีผลต่อการแกว่งของสัญญาณ ในขณะที่เริ่มนำกระแสหรือหยุดนำกระแส โดยจะเป็นผลทำให้เกิดการแกว่งของสัญญาณกระแสและแรงดันซึ่งสาเหตุของการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ

เพื่อให้ง่ายต่อการทำความเข้าใจผลของมอดูเลชันอินเด็กซ์ ระดับแรงดันเชื่อมต่อโยงดีซี และ เวลาขาขึ้นและขาลงของสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มต่อระดับของสัญญาณรบกวน โดยจะใช้ ฟังก์ชันคาบมาช่วยในการอธิบาย ซึ่งสมการของฟังก์ชันคาบเป็นดังสมการที่ 6.17 [22] โดยเมื่อทำการสมมติค่าต่าง ๆ ขึ้นมาแล้วคำนวณหาผลลัพธ์ดังตารางที่ 6.7 – 6.9 จากผลลัพธ์ในตารางที่ 6.7 เป็นตารางของผลของแอมพลิจูดของพัลส์ต่อแอมพลิจูดของสเปกตรัมจะเห็นว่าเมื่อ A มีค่ามากขึ้น C_n ก็จะมากตามไปด้วย จากตารางนี้สามารถนำไปอธิบายผลของระดับแรงดันเชื่อมต่อโยงดีซีต่อระดับของสัญญาณรบกวนได้ จากผลลัพธ์ในตารางที่ 6.8 เป็นตารางของผลของแอมพลิจูดของพัลส์ต่อแอมพลิจูดของสเปกตรัมจะเห็นว่าความกว้างของพัลส์ไม่มีผลต่อระดับของ C_n ซึ่งก็จะนำมาอธิบายผลของมอดูเลชันอินเด็กซ์ต่อระดับของสัญญาณรบกวนได้ และจากผลลัพธ์ในตารางที่ 6.9 เป็นตารางของผลของช่วงเวลาขาขึ้นของพัลส์ต่อแอมพลิจูดของสเปกตรัม โดยจะเห็นว่าเมื่อช่วงเวลาขาขึ้นมากขึ้น C_n ก็จะน้อยลงไป ซึ่งก็สามารถนำไปอธิบายผลของช่วงเวลาขาขึ้นและขาลงต่อระดับของสัญญาณรบกวนได้เช่นกัน



รูปที่ 6.34 รูปคลื่นของฟังก์ชันคาบ

$$C_n = 2A \cdot \frac{(t_o + t_r)}{T} \cdot \frac{\sin[\pi n(t_o + t_r)/T]}{\pi n(t_o + t_r)/T} \cdot \frac{\sin(\pi n t_r / T)}{\pi n t_r / T} \quad (6.17)$$

เมื่อ

C_n คือแอมพลิจูดของสเปกตรัมหรือระดับของสัญญาณรบกวน

A คือแอมพลิจูดของพัลส์

t_o คือความกว้างของพัลส์

t_r คือเวลาขาขึ้น

n คือลำดับของฮาร์โมนิก

T คือคาบเวลา

ตารางที่ 6.7 ผลของแอมพลิจูดของพัลส์ต่อแอมพลิจูดของสเปกตรัม

A (V)	C_n
50	0.15
100	0.29
150	0.44

เงื่อนไข: $t_r=0.1\mu s$, $t_o=50\mu s$, $T=100\mu s$, $n=150$

ตารางที่ 6.8 ผลของความกว้างของพัลส์ต่อแอมพลิจูดของสเปกตรัม

$t_o(\mu s)$	C_n
5	0.29
25	0.29
45	0.29

เงื่อนไข: $t_r=0.1\mu s$, $A=100$, $T=100\mu s$, $n=150$

ตารางที่ 6.9 ผลของช่วงเวลาขึ้นของพัลส์ต่อแอมพลิจูดของสเปกตรัม

$t_r(\mu s)$	C_n
0.1	0.29
0.5	0.09
1.0	0.05

เงื่อนไข: $t_o=0.1C$, $t_o=50c$, $T=100\mu s$, $n=150$

บทที่ 7

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุปผลการวิจัย

จากการที่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำที่เกิดในขณะที่อินเวอร์เตอร์สามเฟส ที่มีการควบคุมด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม โดยการควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มมีหลากหลายเทคนิค ซึ่งการควบคุมด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็มนี้มีข้อดีอยู่หลายประการซึ่งได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3 สำหรับในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอใน 4 เทคนิคการควบคุมคือ SPWM, THIPWM, DPWM60 องศา และ DPWM120 องศาเพื่อนำมาทำการวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ โดยในแต่ละรูปแบบจะให้คุณสมบัติทางกำลังไฟฟ้าแตกต่างกันดังแสดงในผลการทดลองในบทที่ 5 และสำหรับการทดลองในส่วนของการเกิดสัญญาณรบกวนในขณะที่อินเวอร์เตอร์ทำงานจากผลการทดลองในบทที่ 5 จะสามารถสรุปให้เห็นภาพโดยรวมได้ดังนี้

1) สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากเทคนิคการควบคุมแบบไม่ต่อเนื่อง (DPWM60° และ DPWM120°) จะมีระดับสัญญาณรบกวนที่ในระดับต่ำกว่าเทคนิคการควบคุมแบบต่อเนื่อง (SPWM และ THIPWM) ทั้งนี้เนื่องมาจากจำนวนพัลส์ต่อหนึ่งคาบของการควบคุมแบบไม่ต่อเนื่องมีน้อยกว่าการควบคุมแบบต่อเนื่อง เหตุใดที่จำนวนพัลส์เข้ามาเกี่ยวข้องกับการเกิดสัญญาณรบกวน ทั้งนี้ได้อธิบายไว้แล้วในบทที่ 6

2) ผลของมอดูเลชันอินเด็กซ์ต่อการเกิดสัญญาณรบกวน จะเห็นว่าจะมีผลต่อระดับของสัญญาณรบกวนน้อยมากหรือไม่มีเลย ทั้งนี้เนื่องมาจากมอดูเลชันอินเด็กซ์จะมีผลต่อความกว้างของพัลส์ในการควบคุมแต่ไม่มีผลต่อจำนวนพัลส์ต่อหนึ่งคาบในการควบคุม ถ้ามอดูเลชันอินเด็กซ์ไม่มากกว่าหนึ่ง แต่มอดูเลชันอินเด็กซ์มากกว่าหนึ่งจะส่งผลต่อจำนวนพัลส์ที่เกิดขึ้นทันที โดยจะทำให้จำนวนพัลส์ต่อหนึ่งคาบลดลง ทำให้โอกาสในการเกิดการแกว่งของสัญญาณน้อยลง

3) ผลของความถี่สวิตชิ่งต่อการเกิดสัญญาณรบกวน จากผลการทดลองจะเห็นว่าถ้าความถี่สวิตชิ่งมากขึ้นจะทำให้ระดับของสัญญาณรบกวนสูงขึ้นตามมาด้วย ทั้งนี้เนื่องจากความถี่สวิตชิ่งมีผลต่อจำนวนพัลส์ต่อหนึ่งคาบโดยตรง กล่าวคือเมื่อความถี่สวิตชิ่งมากขึ้นจะทำให้จำนวนพัลส์ต่อหนึ่งคาบมากขึ้นตามไปด้วย และนั่นก็หมายความว่าจะมีการแกว่งของสัญญาณมากขึ้นตามมาด้วยจึงส่งผลให้ระดับของสัญญาณรบกวนมากขึ้น

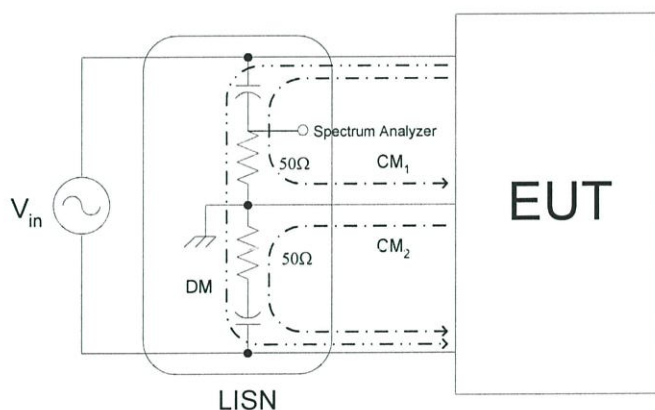
4) ผลของระดับแรงดันเชื่อมโยงดีซีต่อการเกิดสัญญาณรบกวน จากผลการทดลองได้ชี้ให้เห็นว่าถ้าระดับของแรงดันเชื่อมโยงดีซีมากขึ้นระดับของสัญญาณรบกวนก็จะมากขึ้นด้วย ทั้งนี้

เนื่องมาจากระดับของแรงดันเชื่อมโยงซึ่งจะส่งผลกระทบต่อระดับของ dv/dt ที่ส่งผลกระทบต่อแอมพลิฟิเคชันของการแกว่งของสัญญาณกระแส ซึ่งเป็นเหตุของสัญญาณรบกวน

7.2 ข้อเสนอแนะ

7.2.1 การวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ

ในการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำโดยใช้ LISN สัญญาณรบกวนที่วัดได้จะเป็นผลรวมของสัญญาณรบกวนทั้งสัญญาณรบกวนในโหมดร่วมและโหมดแตกต่าง [21] โดยจะสามารถดูได้จากรูปที่ 7.1 จะเห็นว่าทางเดินของสัญญาณรบกวนที่ผ่านจุดวัดสัญญาณรบกวนของ LISN เพื่อวัดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการทำงานของเครื่องมือหรืออุปกรณ์ที่อยู่ภายใต้การทดสอบ (Equipment under test: EUT) โดยจะมีทั้งทางเดินของสัญญาณรบกวนของโหมดร่วมและโหมดแตกต่างผ่านจุดนี้ จึงทำให้สัญญาณรบกวนที่วัดได้เป็นผลรวมของสัญญาณรบกวนในโหมดร่วมและโหมดแตกต่าง ดังนั้นสัญญาณรบกวนที่วัดจึงเป็นผลรวมของทั้งสองโหมด

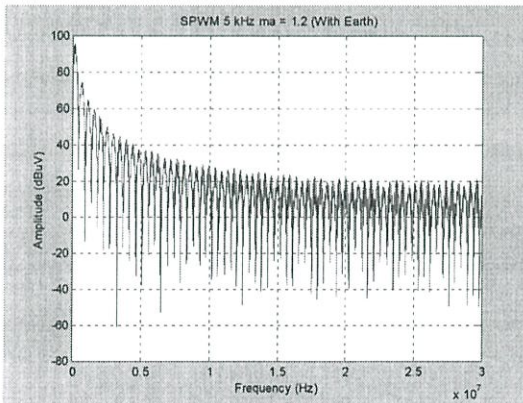


รูปที่ 7.1 ทางเดินของสัญญาณรบกวนเมื่อใช้ LISN ในการวัด

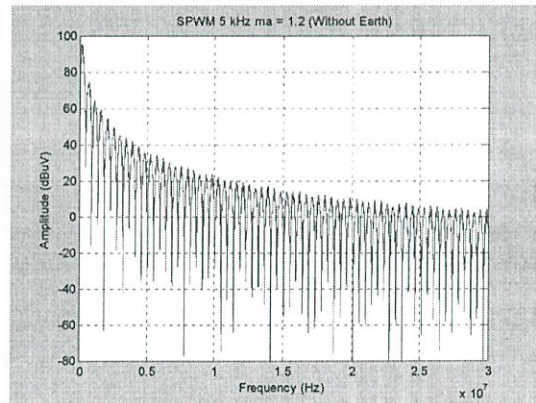
7.2.2 ผลของการต่อแผงระบายความร้อนลงกราวด์

ในการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีด้วยกันสองโหมดดังที่ได้กล่าวไปแล้ว โดยที่การเกิดสัญญาณรบกวนในโหมดแตกต่างจะเป็นโหมดปกติของวงจรไฟฟ้าทั่วไป และโหมดร่วมโดยกราวด์จะเป็นตัวอ้างอิงในโหมดร่วม และตัวเก็บประจุแฝงจะเป็นปัจจัยหลักที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนในโหมดนี้ ดังนั้นถ้ามีการต่อแผงระบายความร้อนของวงจรกราวด์จะเป็นผลทำให้ค่าตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นระหว่างตัวอุปกรณ์สวิตซ์มีค่ามากขึ้นและจะเป็นผลทำให้เกิดสัญญาณรบกวนในโหมดนี้ขึ้น ดังนั้นถ้าไม่มีการต่อแผงระบายความร้อนลงกราวด์จะทำให้ผลของตัวเก็บประจุแฝงระหว่างตัวอุปกรณ์สวิตซ์มีค่าน้อยมากหรือไม่มีเลย ดังนั้นถ้าไม่มีการต่อแผงระบายความร้อนลงกราวด์ สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นส่วนใหญ่จะเป็นผลของสัญญาณรบกวนในโหมดแตกต่าง

เมื่อมีการต่อแผงระบายความร้อนลงกราวนด์ จะทำให้เกิดตัวเก็บประจุแผงระหว่างตัวอุปกรณ์สวิตซ์ิ่งและแผงระบายความร้อนเกิดขึ้น จะทำให้เกิดลูบอนุกรม RLC ขึ้น ดังนั้นเมื่อเกิดลูบอนุกรม RLC ขึ้นจะทำให้เกิดการแกว่งของสัญญาณในขณะที่อุปกรณ์สวิตซ์ิ่งเริ่มและหยุดนำกระแสซึ่งเป็นสาเหตุของสัญญาณรบกวนความถี่สูง ดังแสดงในรูปที่ 7.2 และ 7.3 สำหรับการจำลองการทำงานและการวัดจากระบบจริงตามลำดับ โดยจะสามารถดูได้จากรูปที่ 7.4 ซึ่งแสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันตกรวมสวิตซ์ิ่งในกรณีต่อกับไม่ต่อแผงระบายความร้อนลงกราวนด์ จากรูปจะเห็นว่าเมื่อมีการต่อแผงระบายความร้อนลงกราวนด์จะเกิดการแกว่งของสัญญาณแรงดัน และมีส่วนที่เกิดสัญญาณอิมพัลส์เกิดขึ้นได้ดังแสดงในรูป แต่เนื่องจากสัญญาณอิมพัลส์เป็นช่วงสัญญาณที่แคบมาก ถ้าความละเอียดในการตรวจจำสัญญาณของออสซิลโคสโคปไม่มากพอก็จะทำให้ไม่สามารถตรวจจับได้ โดยสามารถอธิบายได้ด้วยวงจรขนาน RLC ในบทที่ 6 โดยจะเห็นว่าค่าตัวเก็บประจุแผงที่สวิตซ์ิ่งตัวด้านบนเป็นตัวเก็บประจุที่อยู่ใกล้แหล่งจ่ายแรงดันมากที่สุด จึงเป็นเหตุทำให้เกิดสัญญาณอิมพัลส์ขึ้น ซึ่งสัญญาณอิมพัลส์นี้เองจะสามารถสร้างความเสียหายให้ตัวอุปกรณ์สวิตซ์ิ่งได้ ดังนั้นเมื่อมีการต่อแผงระบายความร้อนลงกราวนด์จึงจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์สวิตซ์ิ่งที่มีพิกัดแรงดันและกระแสที่สูงขึ้น นั่นก็หมายความว่า จะมีค่าใช้จ่ายสูงขึ้น

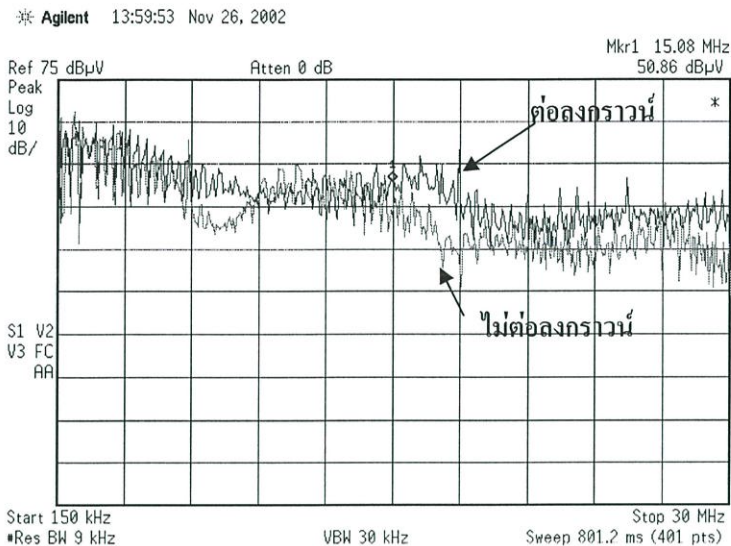


(ก) ต่อแผงระบายความร้อนลงกราวนด์

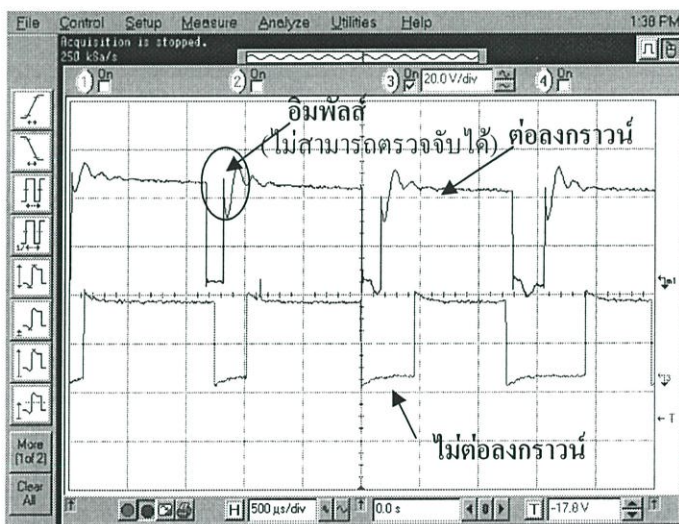


(ข) ไม่ต่อแผงระบายความร้อนลงกราวนด์

รูปที่ 7.2 การจำลองผลของการต่อและไม่ต่อแผงระบายความร้อนลงกราวนด์



รูปที่ 7.3 ผลของการต่อและไม่ต่อแผงระบายความร้อนลงกราวด์ต่อการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ

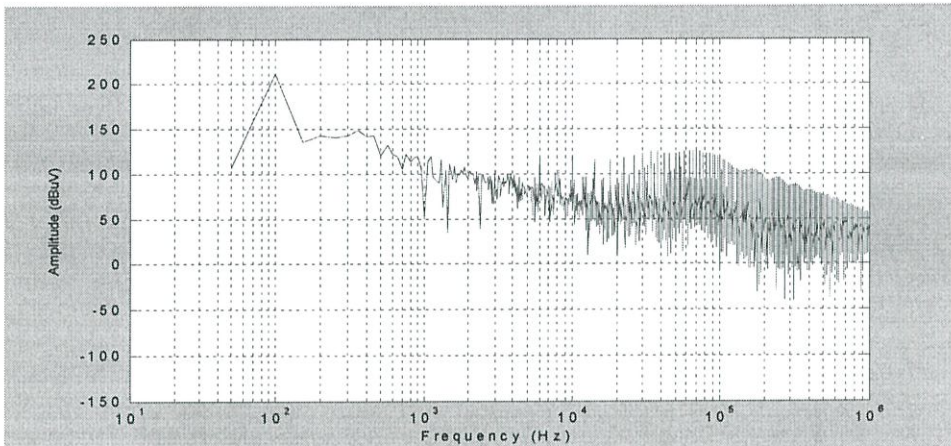


รูปที่ 7.4 รูปคลื่นแรงดันตกคร่อมสวิทช์กรณีสต่อและไม่ต่อแผงระบายความร้อนลงกราวด์

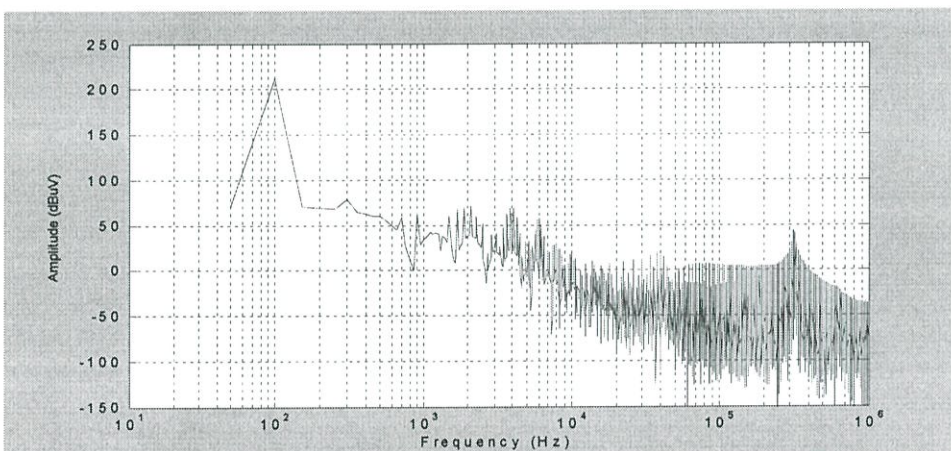
7.2.3 ผลของ LISN ต่อการเกิดสัญญาณรบกวน

สำหรับข้อเสนอแนะจะเป็นข้อเสนอแนะในการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำที่ได้ทำการวัดและการจำลองการทำงาน จากตัวอย่างการจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนของวงจรไฟฟ้าในบทที่ 6 โดยใช้วงจรในรูปที่รูปที่ 6.8 (ไม่มีวงจร LISN) และ 6.11 (มีวงจร LISN) จะสังเกตได้ว่าเมื่อเราวัดสัญญาณแรงดันอินพุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ในกรณีที่ไม่ได้ต่อ LISN และต่อ LISN เข้าในระบบการวัดสัญญาณรบกวน เมื่อนำสัญญาณของทั้งสองกรณีมาทำการวิเคราะห์หาสเปกตรา จะเห็นสเปกตราของทั้งสองกรณีไม่เท่ากัน สเปกตราของกรณีที่ได้ต่อ LISN จะมีระดับที่

มากกว่ากรณีที่ไม่ต่อ LISN เข้าไปในวงจร ดังแสดงในรูปที่ 7.5 และ 7.6 ตามลำดับ ทั้งนี้เนื่องมาจากวงจร LISN จะมีผลทำให้อิมพีแดนซ์ของระบบโดยรวมเปลี่ยนไป [17]



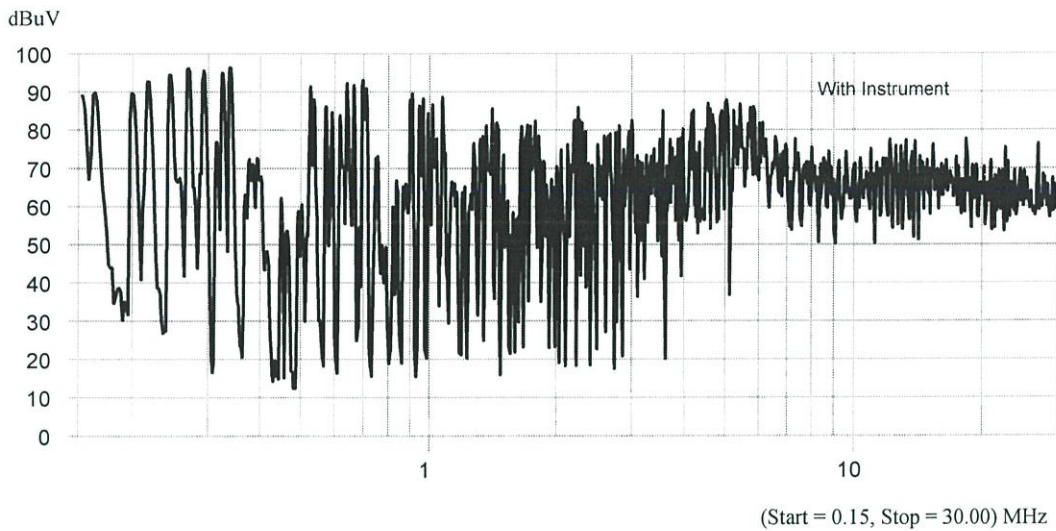
รูปที่ 7.5 สเปกตรามของสัญญาณอินพุตจากผลการจำลองในกรณีที่ต่อ LISN



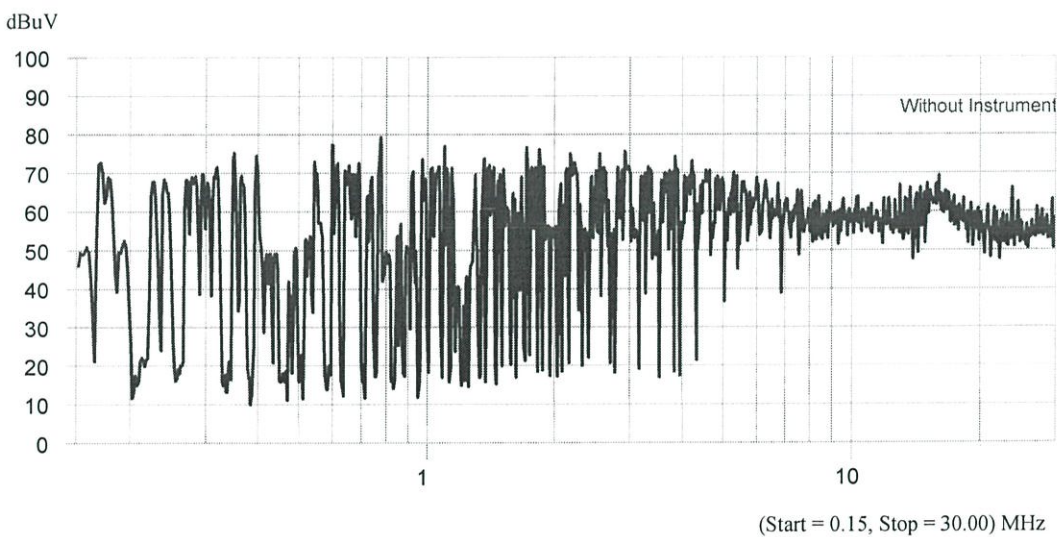
รูปที่ 7.6 สเปกตรามของสัญญาณอินพุตจากผลการจำลองในกรณีที่ไม่ได้ต่อ LISN

7.2.4 ผลของเครื่องมือวัดต่อการเกิดสัญญาณรบกวน

สำหรับการวัดในระบบจริงนั้นในระหว่างที่ทำการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำไม่ควรจะต่อเครื่องมือวัดใด ๆ ที่ต่อโดยตรงกับระบบที่กำลังทำการวัดไม่ว่าจะเป็น ออสซิลโลสโคป มัลติมิเตอร์ หรืออื่น ๆ ยกเว้นเมื่อเครื่องมือวัดนั้นไม่ได้ต่อกับระบบโดยตรงเช่น โพรบตรวจจับสัญญาณกระแส ทั้งนี้เนื่องจากเป็นเครื่องมือวัดที่ตรวจจับสนามแม่เหล็กเนื่องจากการไหลของกระแส เมื่อต่อเครื่องมือวัดที่ต่อกับระบบโดยตรงจะส่งผลกระทบต่อระดับของสัญญาณรบกวนทันที ทั้งนี้เนื่องมาจากเครื่องมือที่ต่อลงไปกับระบบจะมีผลทำให้อิมพีแดนซ์โดยรวมของวงจรเปลี่ยนไปเช่นกัน ผลของระดับของสัญญาณรบกวนในกรณีที่ต่อและไม่ต่อเครื่องมือวัดลงไปในระบบจะแสดงดังรูปที่ 7.7 และ 7.8 ตามลำดับ



รูปที่ 7.7 ผลการวัดสัญญาณรบกวน ในกรณีที่ต่อเครื่องมือวัด (ออสซิลโลสโคป) ลงไปในระบบ



รูปที่ 7.8 ผลการวัดสัญญาณรบกวน ในกรณีที่ไม่ได้ต่อเครื่องมือวัด (ออสซิลโลสโคป) ลงไปในระบบ

ในการจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำนั้นจะเห็นผลลัพธ์ที่ได้จะไม่เหมือนกับการผลของการวัดจากระบบจริง แต่ผลลัพธ์ที่ได้ก็เป็นไปในแนวทางเดียวกัน ทั้งนี้เหตุที่ผลการจำลองการทำงานไม่เหมือนกับการวัดจริงนั้นทั้งนี้เนื่องจากโปรแกรมที่ใช้ในการจำลองการเกิดสัญญาณรบกวน ไม่มีความสามารถในการจำลององค์ประกอบแฝงของอุปกรณ์ที่มีผลต่อความถี่ที่เปลี่ยนไป และในการจำลองจะไม่มีผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากสิ่งแวดล้อมรวมอยู่ด้วย จึงทำให้ผลลัพธ์ที่ได้จึงไม่เหมือนกัน

7.3 สรุป

จากผลการทดลองและจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำและการวิเคราะห์ จะสามารถสรุปเหตุของการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำที่เกิดจากการทำงานในขณะที่อินเวอร์เตอร์สามเฟสทำงานได้ดังนี้คือ การแกว่งของสัญญาณกระแสในขณะที่สวิตช์ภายในวงจรอินเวอร์เตอร์เปลี่ยนสถานะ เป็นสาเหตุหลักของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ และปัจจัยที่มีผลต่อการแกว่งของสัญญาณได้ดังนี้คือ

- 1) จำนวนพัลส์ต่อหนึ่งคาบการทำงาน
- 2) ความถี่สวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์
- 3) ระดับของแรงดันเชื่อมโยงคิซี
- 4) ระดับของ dv/dt ซึ่งมีผลต่อระดับของการแกว่งของสัญญาณ

ถ้าต้องการลดระดับของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำสามารถทำได้โดยลดจำนวนพัลส์ต่อหนึ่งคาบเวลาลง หรือเพิ่มความลาดชัน (Slope) ของสัญญาณควบคุม โดยจะส่งผลให้ dv/dt ลดลงนั้นก็อาจจะส่งผลให้แอมพลิจูดของการแกว่งของสัญญาณลดลง และหลีกเลี่ยงการต่อแผงระบายความร้อนลงกราวด์ ซึ่งจะเป็นการลดระดับสัญญาณรบกวนในโหมคร่วม

เอกสารอ้างอิง

- [1] Henry W. Ott. **Noise Reduction Techniques in Electronic Systems**. 2nd Ed. Singapore : JOHN WILEY & SONS. Inc. 1998.
- [2] Tim Williams and Keith Armstrong. **EMC for Systems and Installations**. Oxford : Newnes. Inc. 2000.
- [3] Jasper Goedbloed. **Electromagnetic Compatibility**. Singapore : Prentice Hall. Inc. 1992.
- [4] Pierre Degauque and Joël Hamelin. **Electromagnetic Compatibility**. Oxford : Oxford University Press. 1993.
- [5] Redl, R. “Power Electronics and Electromagnetic Compatibility” Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC’96 Records, 27th Annual IEEE, Volume: 1, 1996 pp. 15-21.
- [6] John C. Fluke. **Controlling Conducted Emissions by Design**. New York: VAN NOSTRAND REINHOLD. Inc. 1991
- [7] Tim Williams and Keith Armstrong. **EMC for Systems and Installations**. Oxford : Newnes. Inc. 2000.
- [8] Shaffner. **RF Emission Testing a Handy Guide**. Luterbach : Headqatrsers Schaffner EMV AG.
- [9] สำนักงานมาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม. 2543. มอก. 1956-2542 **บริษัทเทคโนโลยีสารสนเทศ: ขีดจำกัดสัญญาณรบกวนวิทยุ**. กรุงเทพฯ : ไทยเจริญการพิมพ์.
- [10] สมยศ เกียรติวนิชวิไล. “การวิเคราะห์และออกแบบสัญญาณควบคุมพีคดับลิแวนเอ็มอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส โดยใช้โปรแกรม MATLAB” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขา วิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2543
- [11] N. Mohan, T.M. Undeland and W.P. Pobbins. **Power Electronics Converters, Applications and Design**. Second edition, John Wiley & Sons:Singapore, Inc 1995
- [12] Richard Valentine. **Motor Control Electronics Handbook**. McGraw-Hill: Singapore, 1998, pp. 252-253.
- [13] Blabjerg, F.; Jaeger, U. and Munk-Nielsen, S., “Power Losses in PWM-VSI Inverter Using NPT or PT IGBT Devices” Power Electronics, IEEE Transaction on, Volume: 10 Issue: 3, May 1995: pp. 358-367

- [14] International Rectifier. "AN978 HV Floating MOS-Gate Driver ICs" <http://www.irf.com>.
- [15] William H. Hayt, JR. **Engineering Electromagnetics**. Fifth edition, McGRAW-HILL : New York, Inc 1989.
- [16] K. Karanun , W. Khan-ngern and S. Nitta. "The Analysis of Common-Mode EMI Emissions of a Three-Phase PWM Inverter" International Conference on Electromagnetic Compatibility: ICEMC2002. July 24th-27th, 2002 Bangkok, Thailand : pp. 278-283
- [17] Shuichi Nitta. "Roles and Problems of LISN in Noise Measurement" IEICE Transactions on Communications. Vol. E78-B No. 2 February 1995. pp. 109-119.
- [18] A Sudhakar and S P Shyammohan. **Circuits and Networks Analysis and Synthesis**. Tata McGraw-Hill Publishing : New Delhi, Inc 1995.
- [19] Shao, J; Lin, R.L.; Lee, F.C.; and Chan, D.Y. "Characterization of EMI Performance for Hard and Soft-Switched Inverters" Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000 APEC2000. Fifteenth Annual IEEE, Volume: 2, 2000 pp. 1009-1014.
- [20] Erkuan Zhong; Lipo, T.A.; Jaeschke, J.R.; Gritter, D., "Analytical estimation and reduction of conducted EMI emissions in high power PWM inverter drives" Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record., 27th Annual IEEE , Volume: 2 , 1996Page(s): 1169 -1175 vol.2
- [21] Yo-Chan Son, Seung-ki Sul. "Conducted EMI in PWM inverter for household electric appliance" Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE, Volume:4 Page(s): 2441-2447.
- [22] David A. Weston. **Electromagnetic Compatibility Principles and Applications**. Marcel Dekker, Inc., New York, 1991.

ภาคผนวก ก

โปรแกรมในการสร้างสัญญาควบคุมฟีดแบ็คเบิลยูเอ็ม

โปรแกรมสร้างไฟล์อักษรระของสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็ม

```
clear;
t=0:0.02/4000:0.02;
f=50;fs=750;Ma=0.8;
N=length(t);
```

{ฟังก์ชันในการสร้างสัญญาณควบคุม SPWM, THIPWM, DPWM60, DPWM120}

```
st=sawtooth(2*pi*fs*t,0.5);
for k=1:N
    if Va(k)>st(k)
        pwma(k)=1;
    else
        pwma(k)=0;
    end
end
for k=1:N
    if Vb(k)>st(k)
        pwmb(k)=1;
    else
        pwmb(k)=0;
    end
end
for k=1:N
    if Vc(k)>st(k)
        pwmc(k)=1;
    else
        pwmc(k)=0;
    end
end
for k=1:N
    if (pwma(k)==0 & (pwmb(k)==0) & (pwmc(k)==0))
        ph(k)=00;
    elseif (pwma(k)==0 & (pwmb(k)==0) & (pwmc(k)==1))
        ph(k)=10;
    elseif (pwma(k)==0 & (pwmb(k)==1) & (pwmc(k)==0))
        ph(k)=20;
    elseif (pwma(k)==0 & (pwmb(k)==1) & (pwmc(k)==1))
        ph(k)=30;
    elseif (pwma(k)==1 & (pwmb(k)==0) & (pwmc(k)==0))
        ph(k)=40;
    elseif (pwma(k)==1 & (pwmb(k)==0) & (pwmc(k)==1))
        ph(k)=50;
    elseif (pwma(k)==1 & (pwmb(k)==1) & (pwmc(k)==0))
        ph(k)=60;
    elseif (pwma(k)==1 & (pwmb(k)==1) & (pwmc(k)==1))
        ph(k)=70;
    end
end
figure(1);

subplot(4,1,1),plot(t,st,t,Va,t,Vb,'-',t,Vc,'-'),axis([0,0.02,-1.1,1.1])
subplot(4,1,2),plot(t,pwma),axis([0,0.02,-0.1,1.1])
subplot(4,1,3),plot(t,pwmb),axis([0,0.02,-0.1,1.1])
subplot(4,1,4),plot(t,pwmc),axis([0,0.02,-0.1,1.1])

VLL=pwma-pwmb;
den=(length(VLL)-1)/2;
dfft=abs(fft(VLL)/den);

for k=1:N-1
    nH(k)=dfft(k+1);
end
```

```

figure(2)
subplot(2,1,1),plot(t,VLL),axis([0,0.02,-1,1,1]),xlabel('Time (sec)'),ylabel('Amplitude (p.u.)'),title('Voltage Line-to-Line AB')
subplot(2,1,2),stem(nH(1:100)),xlabel('Harmonic order'),ylabel('Amplitude (p.u.)')

g=fopen('s_75k08.txt','w');
m=2;d=0;
while m<=N
    d=d+1;
    if d==1
        fprintf(g,'DB %1.0fH, ',ph(m));
    end
    if d>1 & d<10
        fprintf(g,'%1.0fH, ',ph(m));
    end
    if d==10
        fprintf(g,'%1.0fH\n',ph(m));
    end
    d=0;
    m=m+1;
end
fclose(g);

{SPWM}
Va=Ma*sin(2*pi*f*t);
Vc=Ma*sin(2*pi*f*t-4*pi/3);
Vb=Ma*sin(2*pi*f*t-2*pi/3);

{THIPWM}
ya=(2/(3)^(1/2))*sin(2*pi*f*time);
yb=(2/(3)^(1/2))*sin(2*pi*f*time-2*pi/3);
yc=(2/(3)^(1/2))*sin(2*pi*f*time-4*pi/3);
y2=1/(3*3^(1/2))*sin(2*pi*3*f*time);
Va=Ma*(ya+y2);Vb=Ma*(yb+y2);Vc=Ma*(yc+y2);

{DPWM60°}
for k=1:N
    phi=(2*pi*f*t(k));
    if phi >= (0) & phi <= (pi/3)
        Va(k)=Ma*cos(phi-pi/3);
    elseif phi > (pi/3) & phi <= (2*pi/3)
        Va(k)=1.01;
    elseif phi > (2*pi/3) & phi <= pi
        Va(k)=Ma*cos(phi-2*pi/3);
    elseif phi > pi & phi <= 4*pi/3
        Va(k)=1-Ma*cos(phi-4*pi/3);
    elseif phi > (4*pi/3) & phi <= (5*pi/3)
        Va(k)=-0.01;
    elseif phi > (5*pi/3) & phi <= (2*pi)
        Va(k)=1-Ma*cos(phi-5*pi/3);
    end
end
for k=1:N
    phi=((2*pi*f*t(k))-2*pi/3);
    if phi<0
        phi=2*pi+phi;
    end
    if phi >= (0) & phi <= (pi/3)
        Vb(k)=Ma*cos(phi-pi/3);
    elseif phi > (pi/3) & phi <= (2*pi/3)
        Vb(k)=1.01;
    elseif phi > (2*pi/3) & phi <= pi
        Vb(k)=Ma*cos(phi-2*pi/3);
    elseif phi > pi & phi <= 4*pi/3
        Vb(k)=1-Ma*cos(phi-4*pi/3);
    elseif phi > (4*pi/3) & phi <= (5*pi/3)
        Vb(k)=-0.01;
    elseif phi > (5*pi/3) & phi <= (2*pi)
        Vb(k)=1-Ma*cos(phi-5*pi/3);
    end
end
for k=1:N

```

```

phi=((2*pi*f*t(k))-4*pi/3);
if phi<0
  phi=2*pi+phi;
end
if phi >= (0) & phi <= (pi/3)
  Vc(k)=Ma*cos(phi-pi/3);
elseif phi > (pi/3) & phi <= (2*pi/3)
  Vc(k)=1.01;
elseif phi > (2*pi/3) & phi <= pi
  Vc(k)=Ma*cos(phi-2*pi/3);
elseif phi > pi & phi <= 4*pi/3
  Vc(k)=1-Ma*cos(phi-4*pi/3);
elseif phi > (4*pi/3) & phi <= (5*pi/3)
  Vc(k)=-0.01;
elseif phi > (5*pi/3) & phi <= (2*pi)
  Vc(k)=1-Ma*cos(phi-5*pi/3);
end
end

```

{DPWM120°}

```

for k=1:N
  phi=(2*pi*f*t(k));
  if phi >= (0) & phi <= (2*pi/3)
    Va(k)=Ma*sin(2*pi*f*t(k));
  elseif phi > (2*pi/3) & phi <= (4*pi/3)
    Va(k)=Ma*sin(2*pi*f*t(k)-pi/3);
  elseif phi >(4*pi/3) & phi <= (2*pi)
    Va(k)=0;
  end
end
for k=1:N
  phi=(2*pi*f*t(k));
  if phi >= (0) & phi <= (2*pi/3)
    Vb(k)=0;
  elseif phi > (2*pi/3) & phi <= (4*pi/3)
    Vb(k)=Ma*sin(2*pi*f*t(k)-2*pi/3);
  elseif phi >(4*pi/3) & phi <= (2*pi)
    Vb(k)=Ma*sin(2*pi*f*t(k)-pi/3-2*pi/3);
  end
end
for k=1:N
  phi=(2*pi*f*t(k));
  if phi >= (0) & phi <= (2*pi/3)
    Vc(k)=Ma*sin(2*pi*f*t(k)-pi/3+2*pi/3);
  elseif phi > (2*pi/3) & phi <= (4*pi/3)
    Vc(k)=0;
  elseif phi >(4*pi/3) & phi <= (2*pi)
    Vc(k)=Ma*sin(2*pi*f*t(k)+2*pi/3);
  end
end
end

```

โปรแกรมในการสร้างสัญญาณควบคุมพีดับเบิลยูเอ็มเพื่อควบคุมอินเวอร์เตอร์

```

;*****
;                               Pulse Width Modulation Generated Pattern.
;*****
;RUNPWM:      JMP      $

PWM:          MOV      P0,#0FFH
              MOV      R1,#10H
              MOV      R3,#0FAH
              MOV      DPH,PWMH
              MOV      DPL,PWML

PWM1:         CLR      A
              MOVC    A,@A+DPTR
              RR      A
              MOV     P0,A
              NOP
              INC     DPTR
              DJNZ   R3,PWM1
              MOV     R3,#0FAH
              DJNZ   R1,PWM1
              JMP     PWM

```

ภาคผนวก ข

ข้อมูลเกี่ยวกับไอซี

P89C51RD2

IR2110

IRF840

DATA SHEET

P89C51RB2/P89C51RC2/P89C51RD2
80C51 8-bit Flash microcontroller family
16KB/32KB/64KB ISP/IAP Flash with 512B/512B/1KB RAM

Preliminary specification
Supersedes data of 2001 Jan 11
IC28 Data Handbook

2001 Jun 27

80C51 8-bit Flash microcontroller family

16KB/32KB/64KB ISP/IAP Flash with 512B/512B/1KB RAM

P89C51RB2/P89C51RC2/ P89C51RD2

DESCRIPTION

The P89C51RB2/RC2/RD2 device contains a non-volatile 16KB/32KB/64KB Flash program memory that is both parallel programmable and serial In-System and In-Application Programmable. In-System Programming (ISP) allows the user to download new code while the microcontroller sits in the application. In-Application Programming (IAP) means that the microcontroller fetches new program code and reprograms itself while in the system. This allows for remote programming over a modem link. A default serial loader (boot loader) program in ROM allows serial In-System programming of the Flash memory via the UART without the need for a loader in the Flash code. For In-Application Programming, the user program erases and reprograms the Flash memory by use of standard routines contained in ROM.

This device executes one machine cycle in 6 clock cycles, hence providing twice the speed of a conventional 80C51. An OTP configuration bit lets the user select conventional 12 clock timing if desired.

This device is a Single-Chip 8-Bit Microcontroller manufactured in advanced CMOS process and is a derivative of the 80C51 microcontroller family. The instruction set is 100% compatible with the 80C51 instruction set.

The device also has four 8-bit I/O ports, three 16-bit timer/event counters, a multi-source, four-priority-level, nested interrupt structure, an enhanced UART and on-chip oscillator and timing circuits.

The added features of the P89C51RB2/RC2/RD2 makes it a powerful microcontroller for applications that require pulse width modulation, high-speed I/O and up/down counting capabilities such as motor control.

FEATURES

- 80C51 Central Processing Unit
- On-chip Flash Program Memory with In-System Programming (ISP) and In-Application Programming (IAP) capability
- Boot ROM contains low level Flash programming routines for downloading via the UART
- Can be programmed by the end-user application (IAP)
- Parallel programming with 87C51 compatible hardware interface to programmer
- 6 clocks per machine cycle operation (standard)
- 12 clocks per machine cycle operation (optional)
- Speed up to 20 MHz with 6 clock cycles per machine cycle (40 MHz equivalent performance); up to 33 MHz with 12 clocks per machine cycle
- Fully static operation
- RAM expandable externally to 64 kbytes
- 4 level priority interrupt
- 7 interrupt sources
- Four 8-bit I/O ports
- Full-duplex enhanced UART
 - Framing error detection
 - Automatic address recognition
- Power control modes
 - Clock can be stopped and resumed
 - Idle mode
 - Power down mode
- Programmable clock out
- Second DPTR register
- Asynchronous port reset
- Low EMI (inhibit ALE)
- Programmable Counter Array (PCA)
 - PWM
 - Capture/compare

80C51 8-bit Flash microcontroller family
16KB/32KB/64KB ISP/IAP Flash with 512B/512B/1KB RAM

P89C51RB2/P89C51RC2/
P89C51RD2

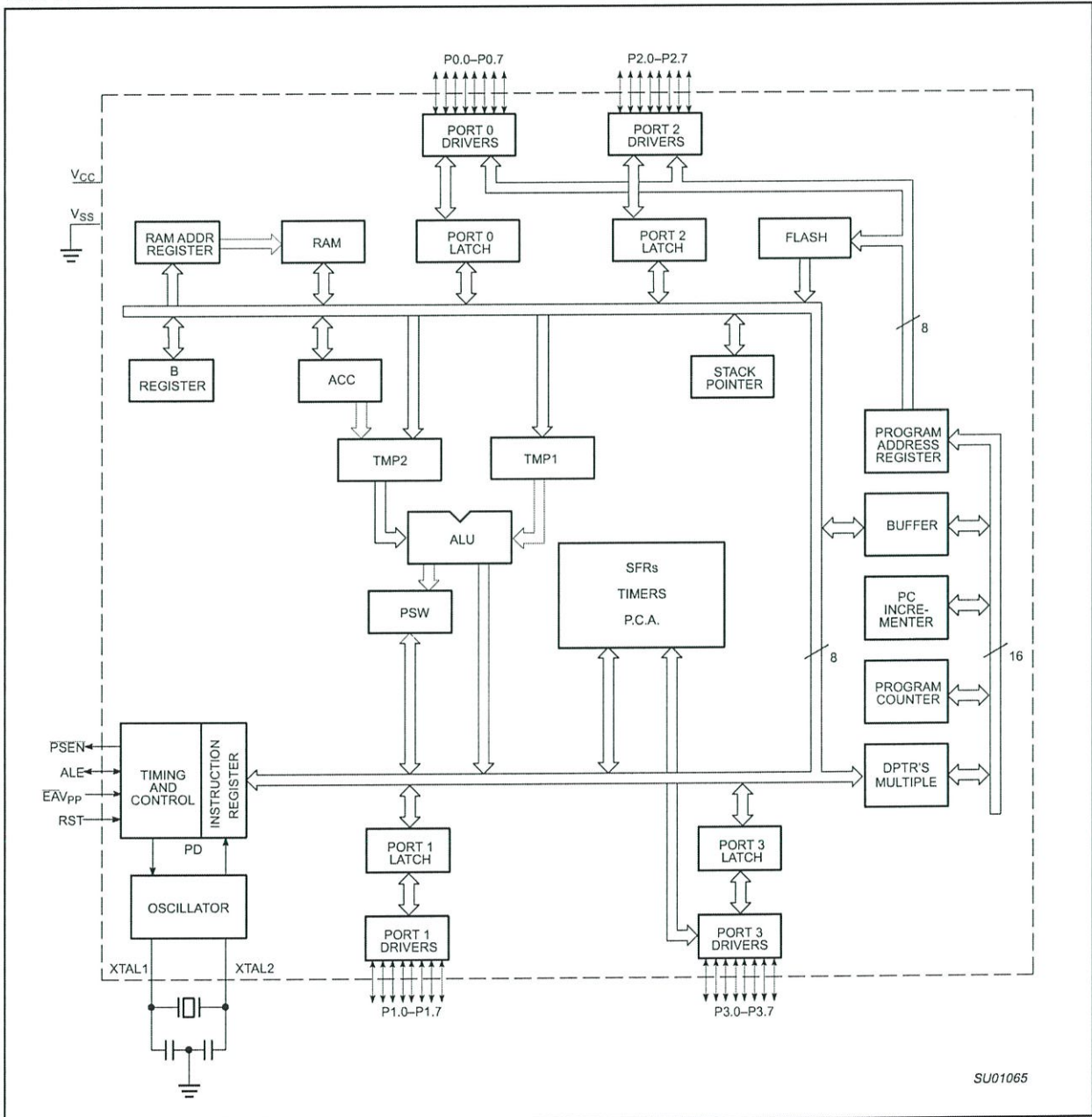
ORDERING INFORMATION

	PHILIPS (EXCEPT NORTH AMERICA) PART ORDER NUMBER PART MARKING	PHILIPS NORTH AMERICA PART ORDER NUMBER	MEMORY		TEMPERATURE RANGE (°C) AND PACKAGE	VOLTAGE RANGE	FREQUENCY (MHz)		DWG #
			FLASH	RAM			6 CLOCK MODE	12 CLOCK MODE	
1	P89C51RB2HBA	P89C51RB2BA	16 kB	512 B	0 to +70, PLCC	4.5–5.5 V	0 to 20 MHz	0 to 33 MHz	SOT187-2
2	P89C51RB2HBBD	P89C51RB2BBD	16 kB	512 B	0 to +70, LQFP	4.5–5.5 V	0 to 20 MHz	0 to 33 MHz	SOT389-1
3	P89C51RC2HBP	P89C51RC2BN	32 kB	512 B	0 to +70, PDIP	4.5–5.5 V	0 to 20 MHz	0 to 33 MHz	SOT129-1
4	P89C51RC2HBA	P89C51RC2BA	32 kB	512 B	0 to +70, PLCC	4.5–5.5 V	0 to 20 MHz	0 to 33 MHz	SOT187-2
5	P89C51RC2HFA	P89C51RC2FA	32 kB	512 B	–40 to +85, PLCC	4.75–5.25 V	0 to 20 MHz	0 to 33 MHz	SOT187-2
6	P89C51RC2HBBD	P89C51RC2BBD	32 kB	512 B	0 to +70, LQFP	4.5–5.5 V	0 to 20 MHz	0 to 33 MHz	SOT389-1
7	P89C51RC2HFBD	P89C51RC2FBD	32 kB	512 B	–40 to +85, LQFP	4.75–5.25 V	0 to 20 MHz	0 to 33 MHz	SOT389-1
8	P89C51RD2HBP	P89C51RD2BN	64 kB	1 kB	0 to +70, PDIP	4.5–5.5 V	0 to 20 MHz	0 to 33 MHz	SOT129-1
9	P89C51RD2HBA	P89C51RD2BA	64 kB	1 kB	0 to +70, PLCC	4.5–5.5 V	0 to 20 MHz	0 to 33 MHz	SOT187-2
10	P89C51RD2HBBD	P89C51RD2BBD	64 kB	1 kB	0 to +70, LQFP	4.5–5.5 V	0 to 20 MHz	0 to 33 MHz	SOT389-1

80C51 8-bit Flash microcontroller family
 16KB/32KB/64KB ISP/IAP Flash with 512B/512B/1KB RAM

P89C51RB2/P89C51RC2/
 P89C51RD2

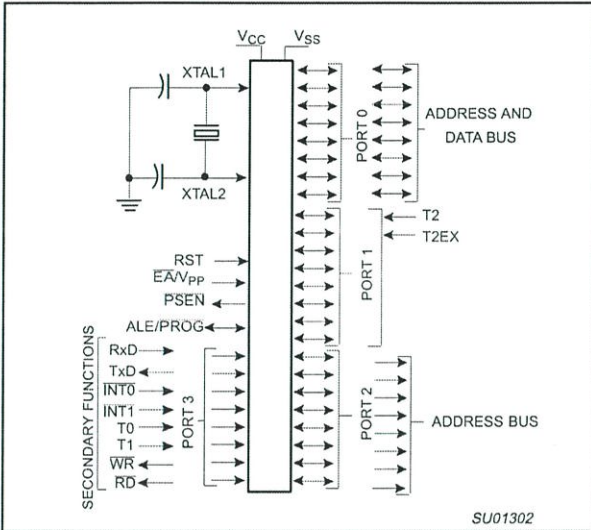
BLOCK DIAGRAM



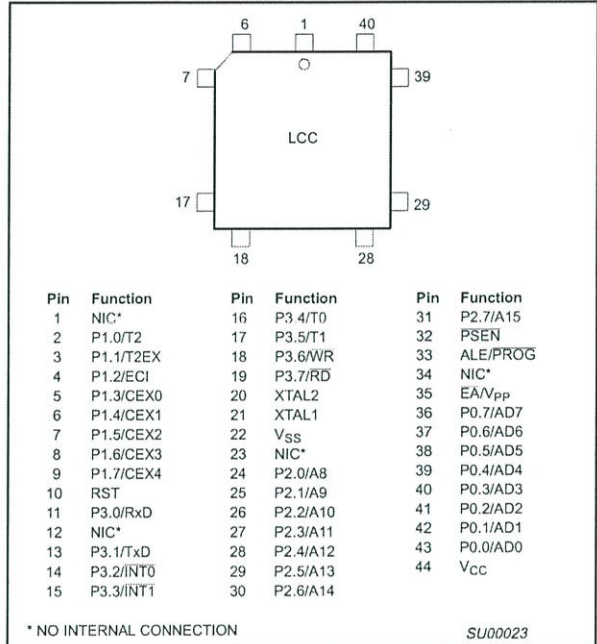
80C51 8-bit Flash microcontroller family
16KB/32KB/64KB ISP/IAP Flash with 512B/512B/1KB RAM

P89C51RB2/P89C51RC2/
P89C51RD2

LOGIC SYMBOL

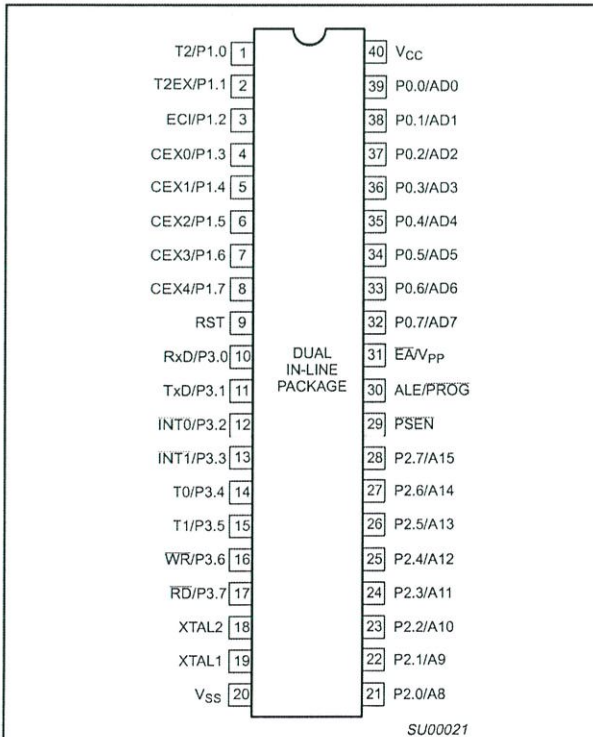


Plastic Leaded Chip Carrier

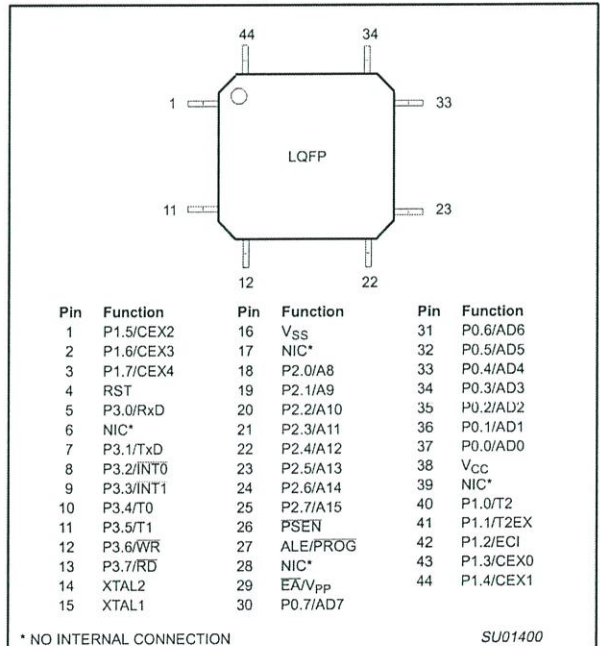


PINNING

Plastic Dual In-Line Package



Plastic Quad Flat Pack



IR2110/IR2113 (S)

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

Product Summary

V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{\text{O+/-}}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{\text{on/off}}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching	10 ns

Packages

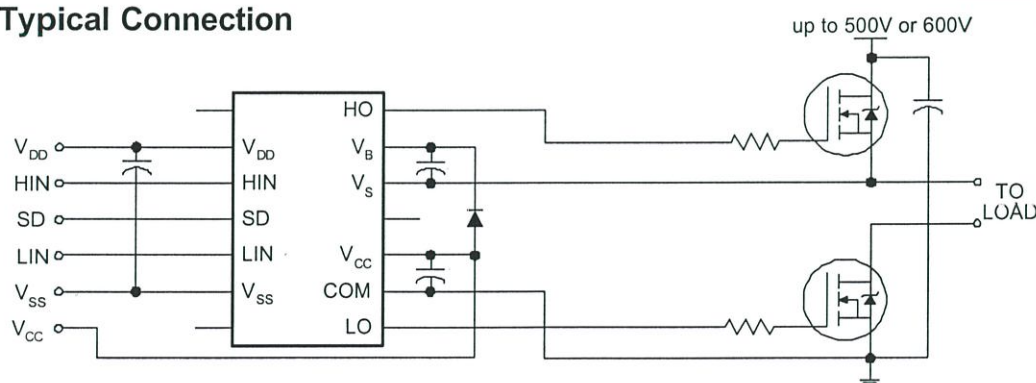


14-Lead PDIP
IR2110/IR2113



16-Lead SOIC
IR2110S/IR2113S

Typical Connection



(Refer to Lead Assignments for correct pin configuration). This/These diagram(s) show electrical connections only. Please refer to our Application Notes and DesignTips for proper circuit board layout.

IR2110/IR2113 (S)

International
IR Rectifier

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V _B	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V	
	(IR2113)	-0.3	625		
V _S	High side floating supply offset voltage	V _B - 25	V _B + 0.3		
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3		
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	-0.3	25		
V _{LO}	Low side output voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3		
V _{DD}	Logic supply voltage	-0.3	V _{SS} + 25		
V _{SS}	Logic supply offset voltage	V _{CC} - 25	V _{CC} + 0.3		
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS} - 0.3	V _{DD} + 0.3		
dV _S /dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50		V/ns
P _D	Package power dissipation @ T _A ≤ +25°C	(14 lead DIP)	—	1.6	W
		(16 lead SOIC)	—	1.25	
R _{THJA}	Thermal resistance, junction to ambient	(14 lead DIP)	—	75	°C/W
		(16 lead SOIC)	—	100	
T _J	Junction temperature	—	150	°C	
T _S	Storage temperature	-55	150		
T _L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High side floating supply absolute voltage	V _S + 10	V _S + 20	V
V _S	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	10	20	
V _{LO}	Low side output voltage	0	V _{CC}	
V _{DD}	Logic supply voltage	V _{SS} + 3	V _{SS} + 20	
V _{SS}	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	
T _A	Ambient temperature	-40	125	

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to -V_{BS}. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When V_{DD} < 5V, the minimum V_{SS} offset is limited to -V_{DD}.

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, C_L = 1000 pF, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t_{on}	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	$V_S = 0V$
t_{off}	Turn-off propagation delay	8	—	94	125		$V_S = 500V/600V$
t_{sd}	Shutdown propagation delay	9	—	110	140		$V_S = 500V/600V$
t_r	Turn-on rise time	10	—	25	35		
t_f	Turn-off fall time	11	—	17	25		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	—	—	—	10		

Static Electrical Characteristics

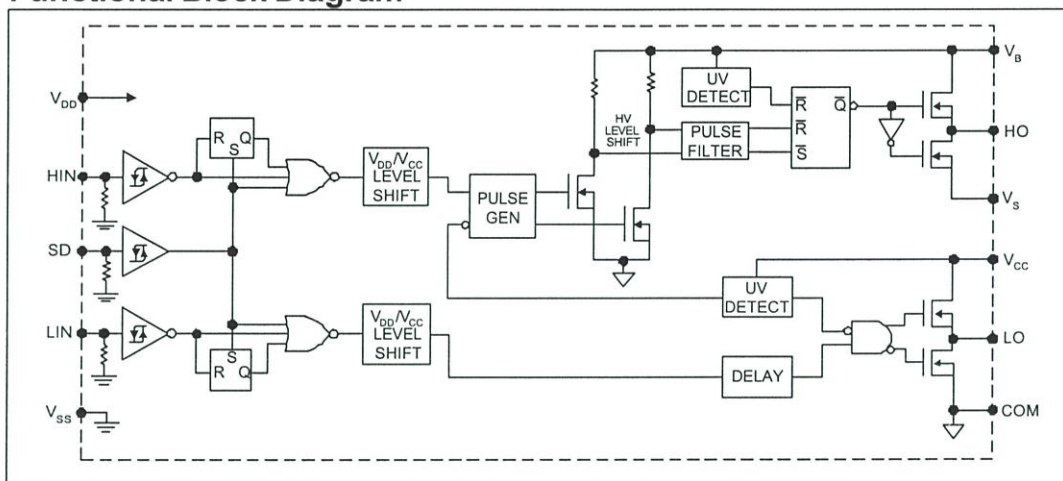
V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The V_{IN} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V_{IH}	Logic "1" input voltage	12	9.5	—	—	V	
V_{IL}	Logic "0" input voltage	13	—	—	6.0		
V_{OH}	High level output voltage, $V_{BIAS} - V_O$	14	—	—	1.2		$I_O = 0A$
V_{OL}	Low level output voltage, V_O	15	—	—	0.1		$I_O = 0A$
I_{LK}	Offset supply leakage current	16	—	—	50	μA	$V_B = V_S = 500V/600V$
I_{QBS}	Quiescent V_{BS} supply current	17	—	125	230		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} supply current	18	—	180	340		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{QDD}	Quiescent V_{DD} supply current	19	—	15	30		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{IN+}	Logic "1" input bias current	20	—	20	40		$V_{IN} = V_{DD}$
I_{IN-}	Logic "0" input bias current	21	—	—	1.0	$V_{IN} = 0V$	
V_{BSUV+}	V_{BS} supply undervoltage positive going threshold	22	7.5	8.6	9.7	V	
V_{BSUV-}	V_{BS} supply undervoltage negative going threshold	23	7.0	8.2	9.4		
V_{CCUV+}	V_{CC} supply undervoltage positive going threshold	24	7.4	8.5	9.6		
V_{CCUV-}	V_{CC} supply undervoltage negative going threshold	25	7.0	8.2	9.4		
I_{O+}	Output high short circuit pulsed current	26	2.0	2.5	—	A	$V_O = 0V$, $V_{IN} = V_{DD}$ $PW \leq 10 \mu s$
I_{O-}	Output low short circuit pulsed current	27	2.0	2.5	—		$V_O = 15V$, $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$

IR2110/IR2113 (S)

International
IR Rectifier

Functional Block Diagram



Lead Definitions

Symbol	Description
V _{DD}	Logic supply
HIN	Logic input for high side gate driver output (HO), in phase
SD	Logic input for shutdown
LIN	Logic input for low side gate driver output (LO), in phase
V _{SS}	Logic ground
V _B	High side floating supply
HO	High side gate drive output
V _S	High side floating supply return
V _{CC}	Low side supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

Lead Assignments

<p>14 Lead PDIP</p>	<p>16 Lead SOIC (Wide Body)</p>
IR2110/IR2113	IR2110S/IR2113S
Part Number	

IR2110/IR2113 (S)

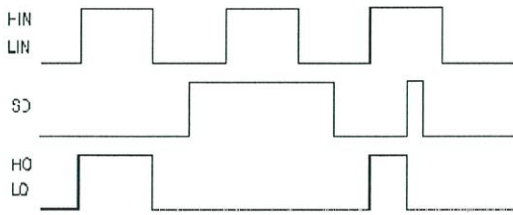


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

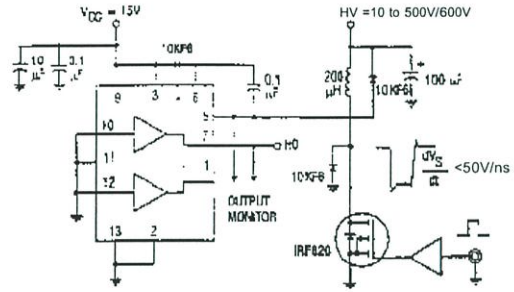


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

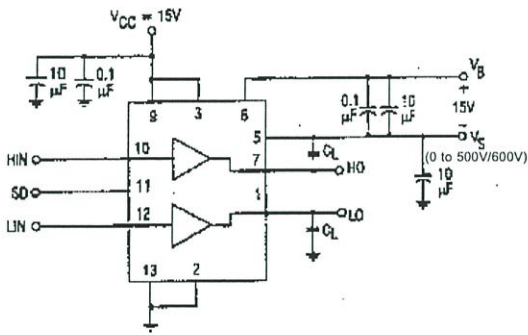


Figure 3. Switching Time Test Circuit

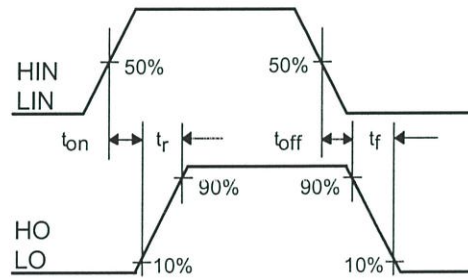


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

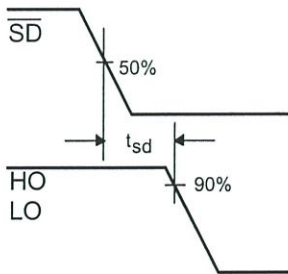


Figure 5. Shutdown Waveform Definitions

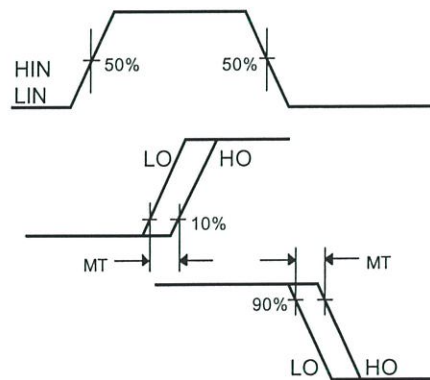


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

IR2110/IR2113 (S)

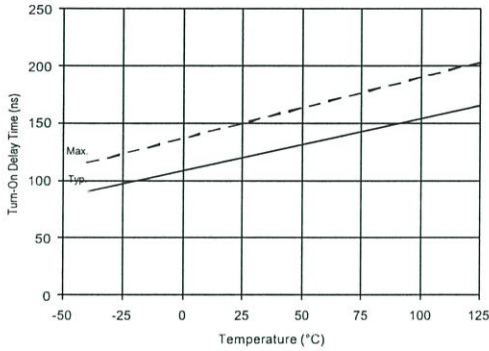


Figure 7A. Turn-On Time vs. Temperature

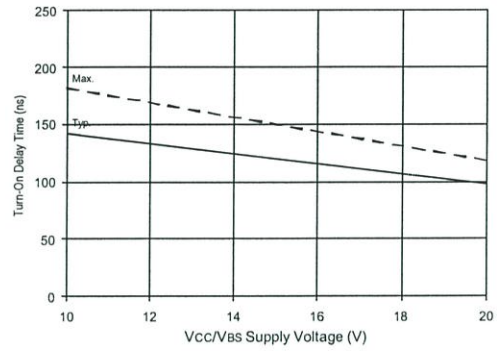


Figure 7B. Turn-On Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

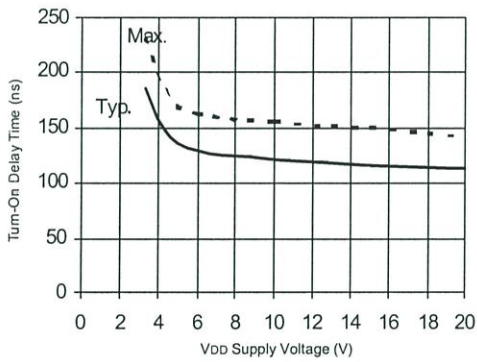


Figure 7C. Turn-On Time vs. VDD Supply Voltage

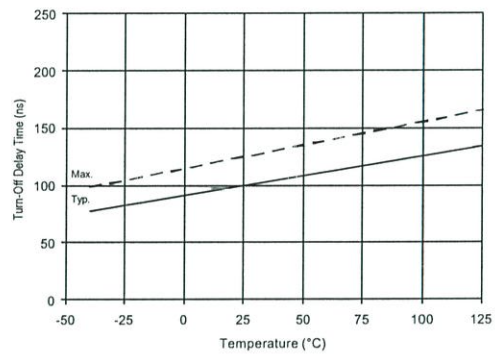


Figure 8A. Turn-Off Time vs. Temperature

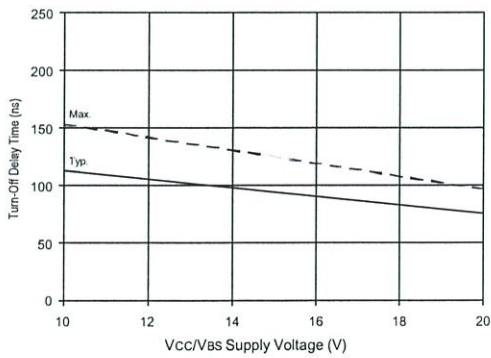


Figure 8B. Turn-Off Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

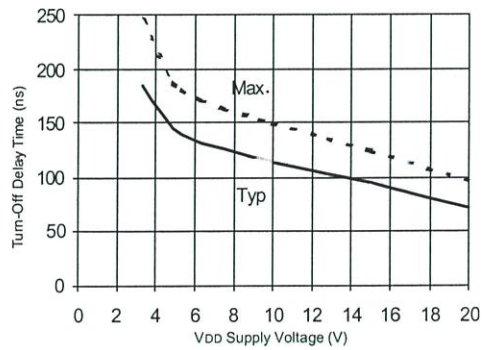


Figure 8C. Turn-Off Time vs. VDD Supply Voltage

IR2110/IR2113 (S)

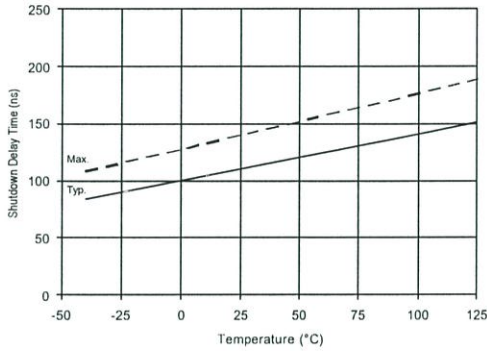


Figure 9A. Shutdown Time vs. Temperature

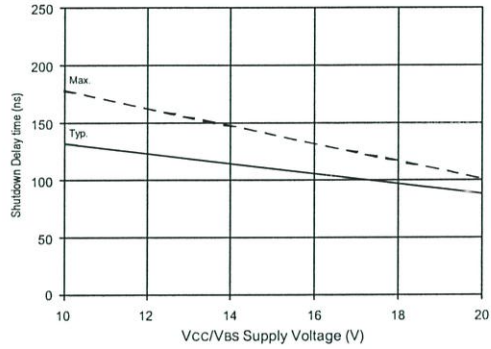


Figure 9B. Shutdown Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

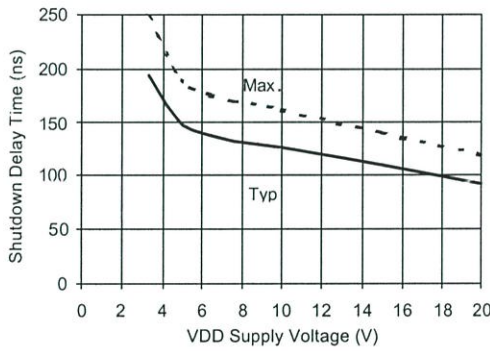


Figure 9C. Shutdown Time vs. VDD Supply Voltage

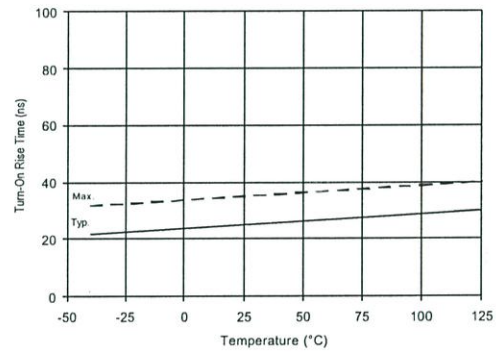


Figure 10A. Turn-On Rise Time vs. Temperature

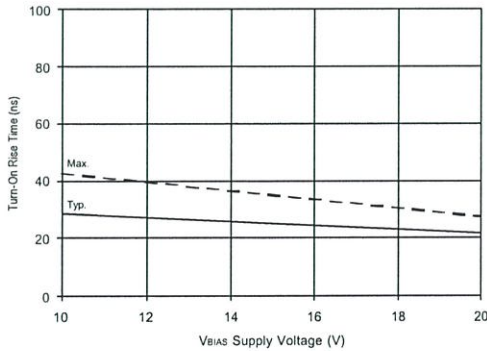


Figure 10B. Turn-On Rise Time vs. Voltage

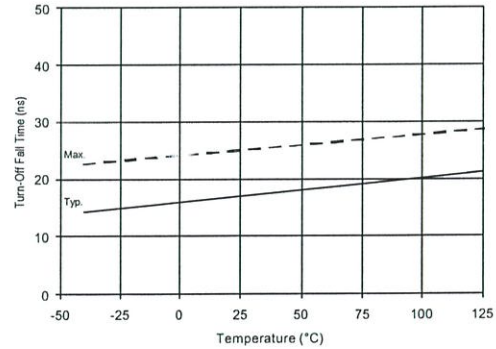


Figure 11A. Turn-Off Fall Time vs. Temperature

IR2110/IR2113 (S)

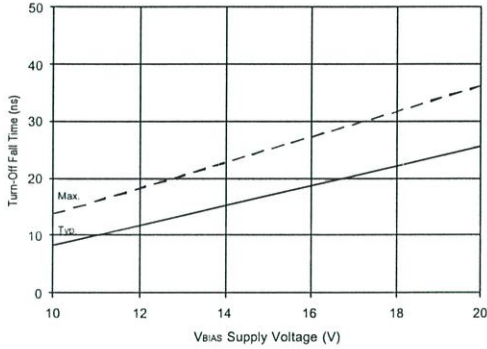


Figure 11B. Turn-Off Fall Time vs. Voltage

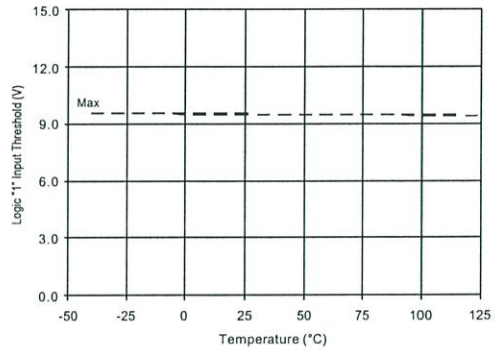


Figure 12A. Logic "1" Input Threshold vs. Temperature

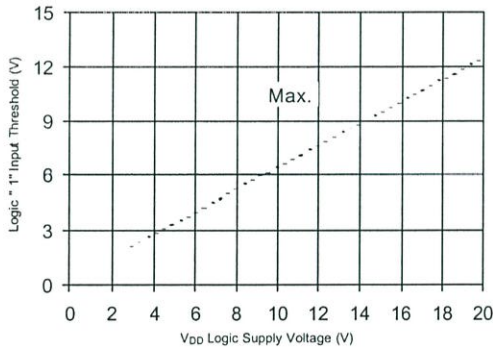


Figure 12B. Logic "1" Input Threshold vs. Voltage

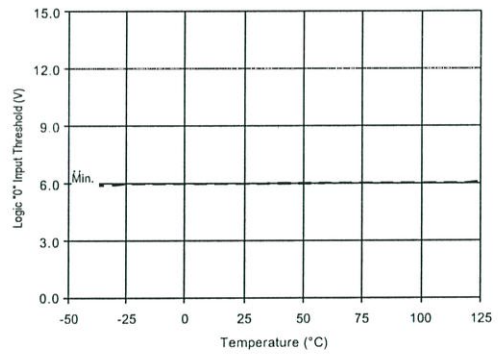


Figure 13A. Logic "0" Input Threshold vs. Temperature

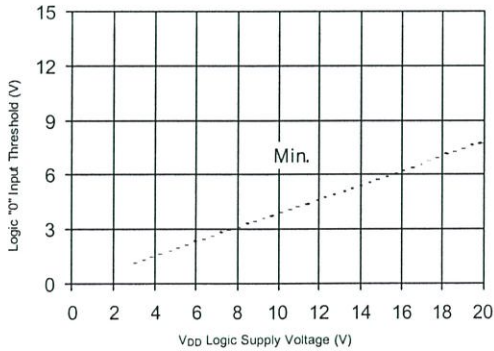


Figure 13B. Logic "0" Input Threshold vs. Voltage

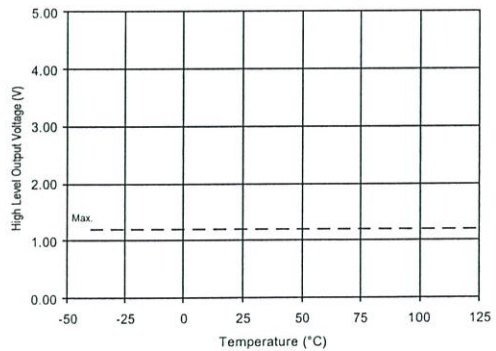


Figure 14A. High Level Output vs. Temperature

IR2110/IR2113 (S)

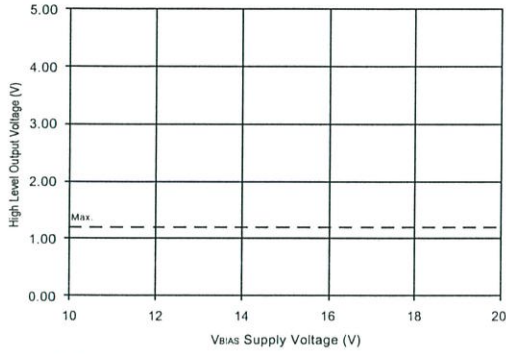


Figure 14B. High Level Output vs. Voltage

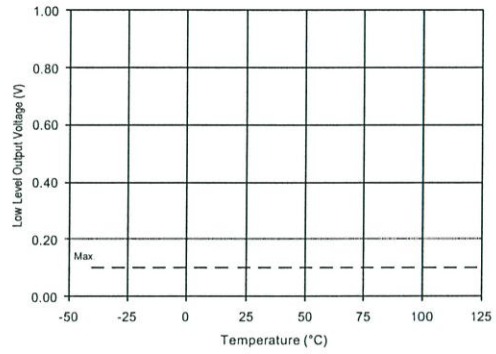


Figure 15A. Low Level Output vs. Temperature

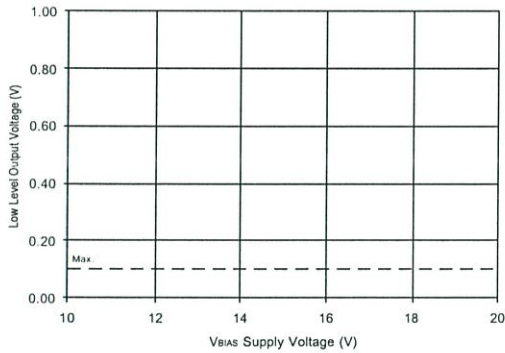


Figure 15B. Low Level Output vs. Voltage

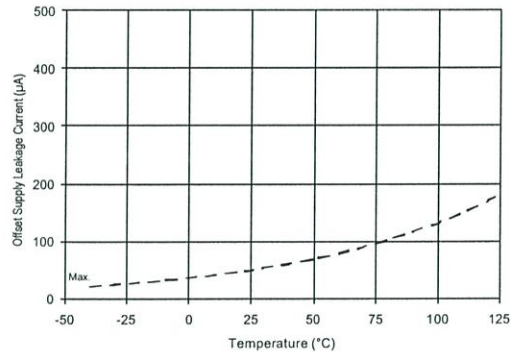


Figure 16A. Offset Supply Current vs. Temperature

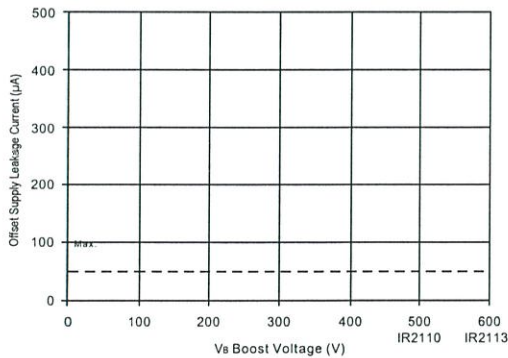


Figure 16B. Offset Supply Current vs. Voltage

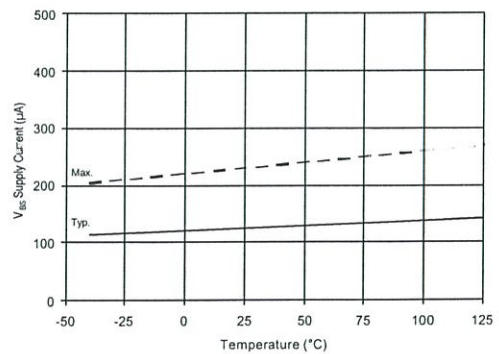


Figure 17A. Vbs Supply Current vs. Temperature

IR2110/IR2113 (S)

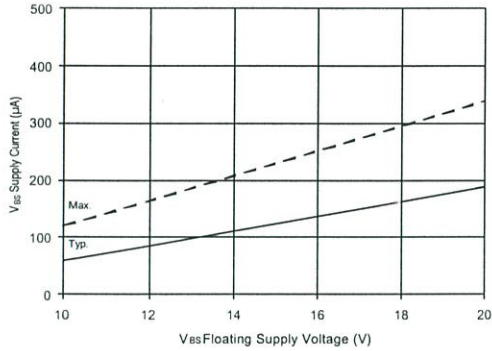


Figure 17B. V_{BS} Supply Current vs. Voltage

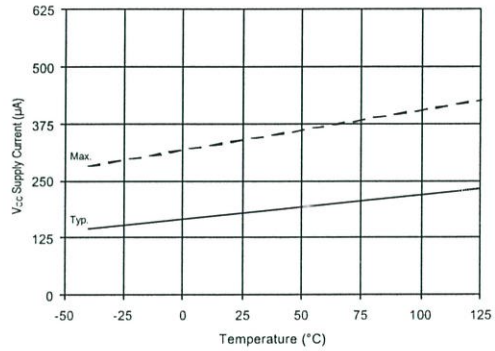


Figure 18A. V_{CC} Supply Current vs. Temperature

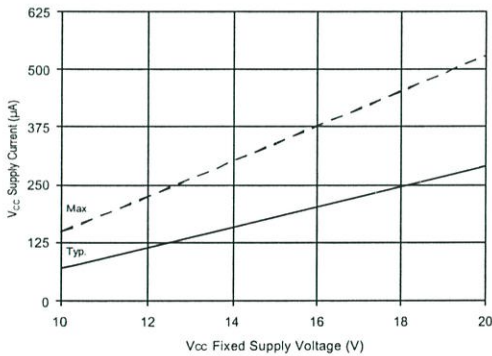


Figure 18B. V_{CC} Supply Current vs. Voltage

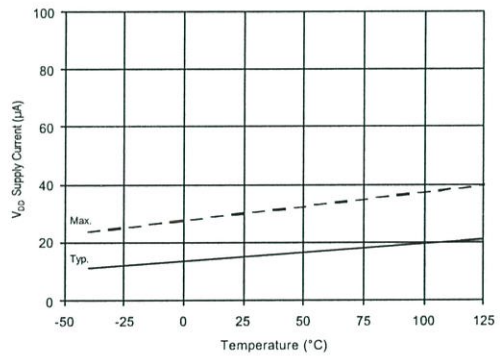


Figure 19A. V_{DD} Supply Current vs. Temperature

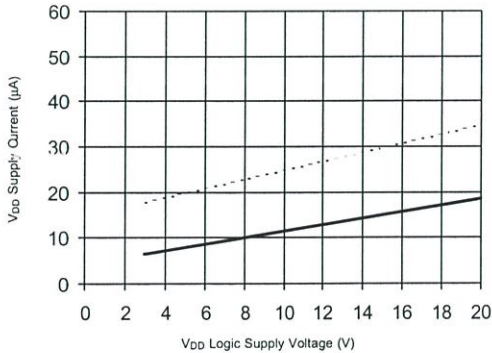


Figure 19B. V_{DD} Supply Current vs. V_{DD} Voltage

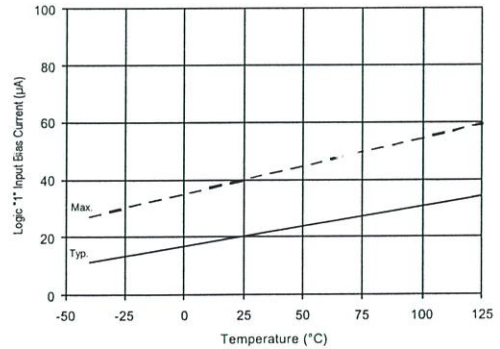


Figure 20A. Logic "1" Input Current vs. Temperature

IR2110/IR2113 (S)

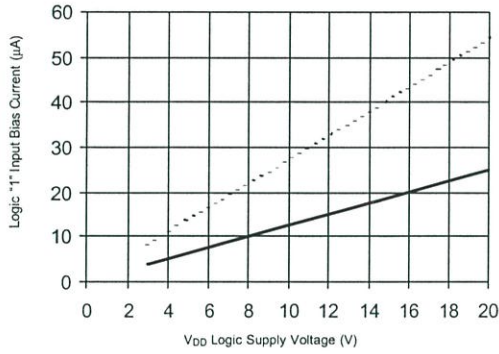


Figure 20B. Logic "1" Input Current vs. VDD Voltage

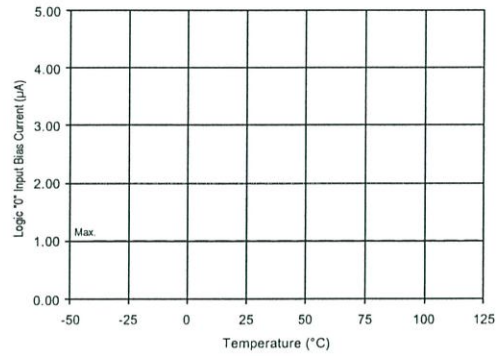


Figure 21A. Logic "0" Input Current vs. Temperature

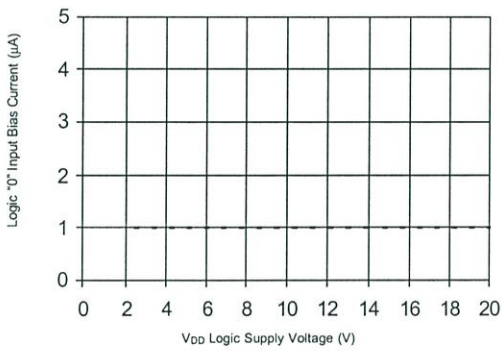


Figure 21B. Logic "0" Input Current vs. VDD Voltage

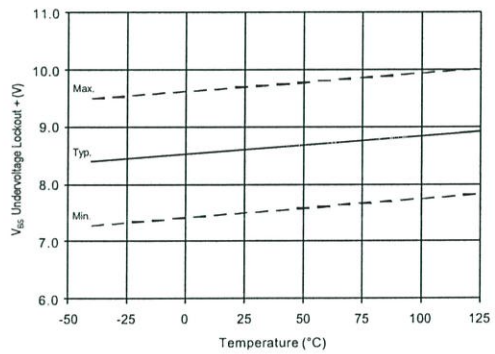


Figure 22. VBS Undervoltage (+) vs. Temperature

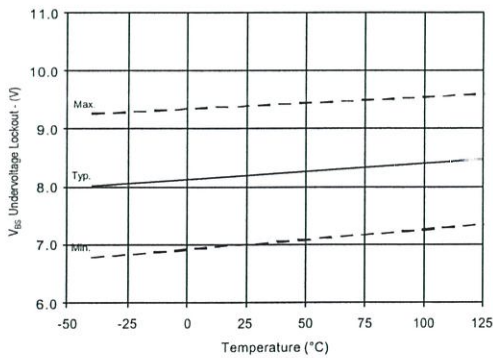


Figure 23. VBS Undervoltage (-) vs. Temperature

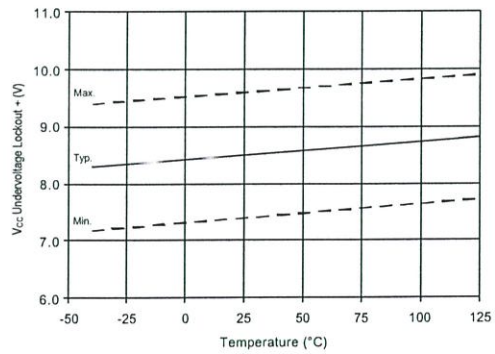


Figure 24. VCC Undervoltage (+) vs. Temperature

IR2110/IR2113 (S)

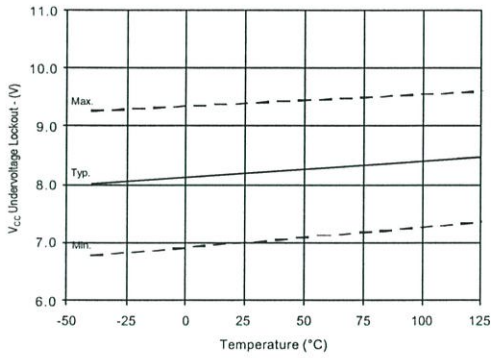


Figure 25. V_{CC} Undervoltage (-) vs. Temperature

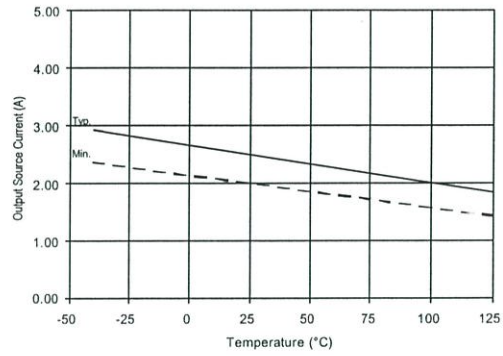


Figure 26A. Output Source Current vs. Temperature

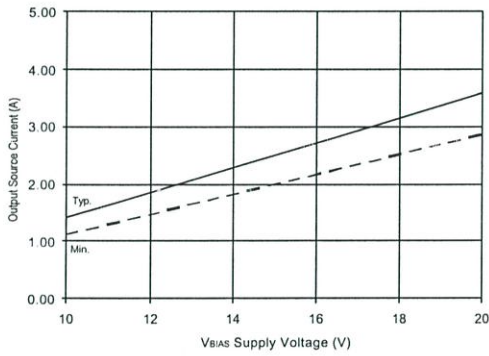


Figure 26B. Output Source Current vs. Voltage

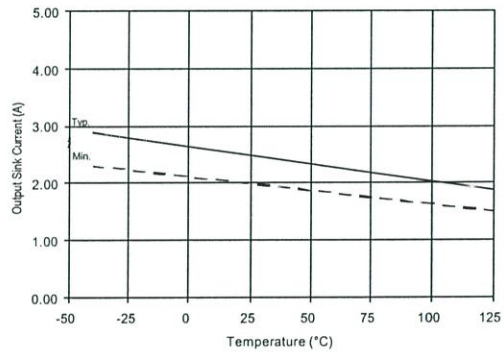


Figure 27A. Output Sink Current vs. Temperature

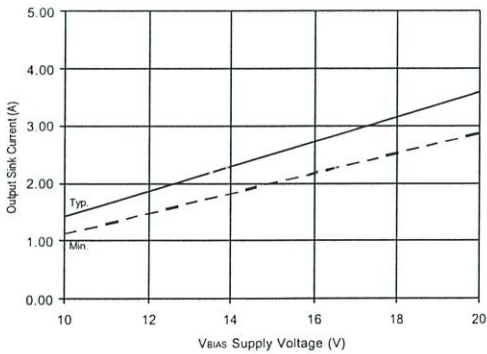


Figure 27B. Output Sink Current vs. Voltage

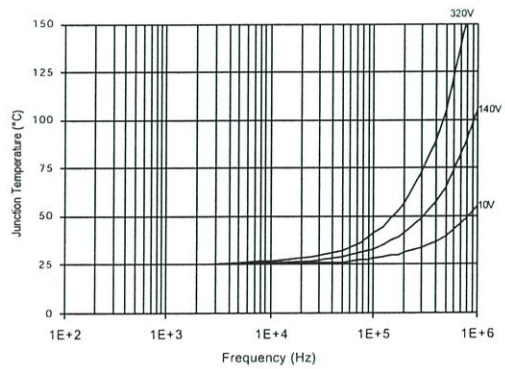


Figure 28. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFBC20) R_{GATE} = 33Ω, V_{CC} = 15V

IR2110/IR2113 (S)

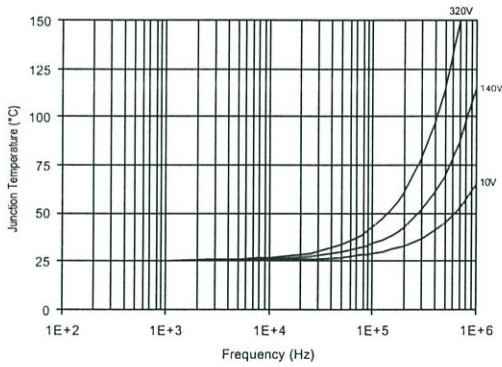


Figure 29. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFBC30) R_{GATE} = 22Ω, V_{CC} = 15V

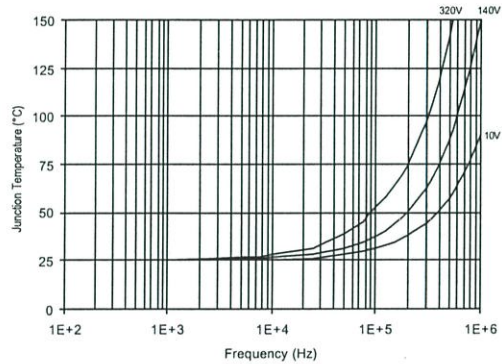


Figure 30. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFBC40) R_{GATE} = 15Ω, V_{CC} = 15V

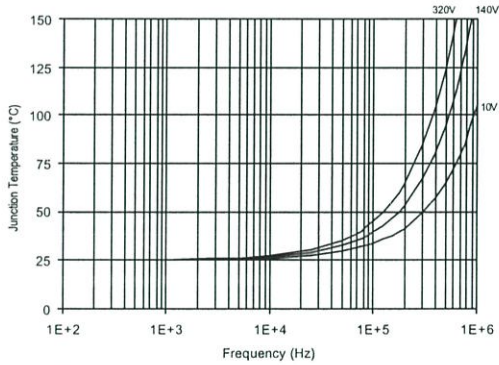


Figure 31. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFPE50) R_{GATE} = 10Ω, V_{CC} = 15V

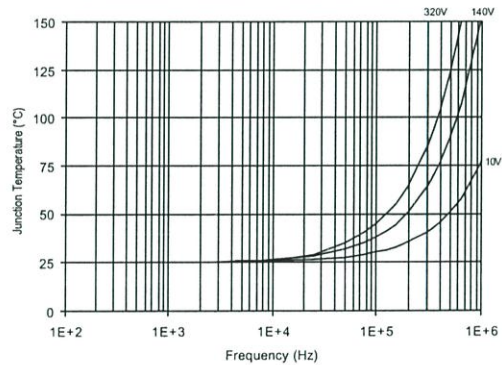


Figure 32. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC20) R_{GATE} = 33Ω, V_{CC} = 15V

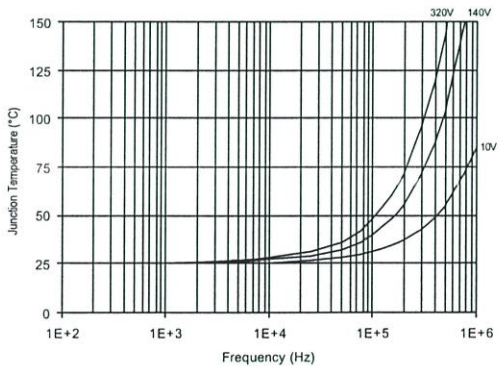


Figure 33. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC30) R_{GATE} = 22Ω, V_{CC} = 15V

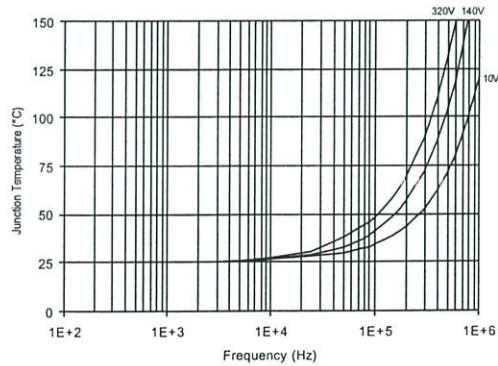


Figure 34. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC40) R_{GATE} = 15Ω, V_{CC} = 15V

IR2110/IR2113 (S)

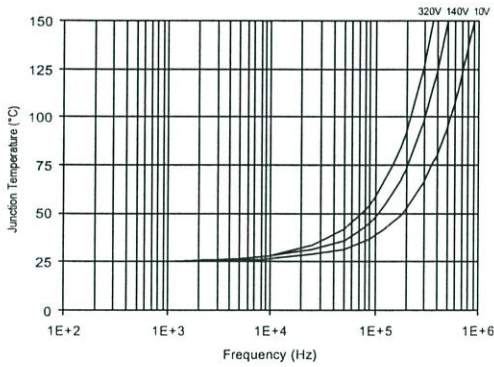


Figure 35. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFPE50)
 $R_{GATE} = 10\Omega$, $V_{CC} = 15V$

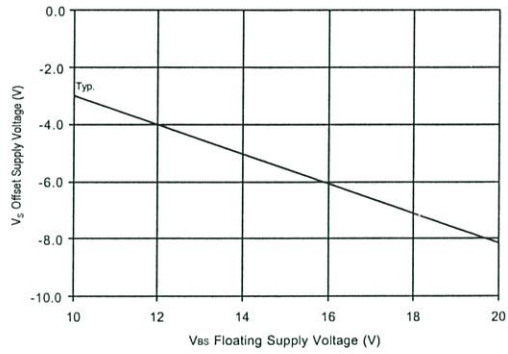


Figure 36. Maximum V_S Negative Offset vs. V_{BS} Supply Voltage

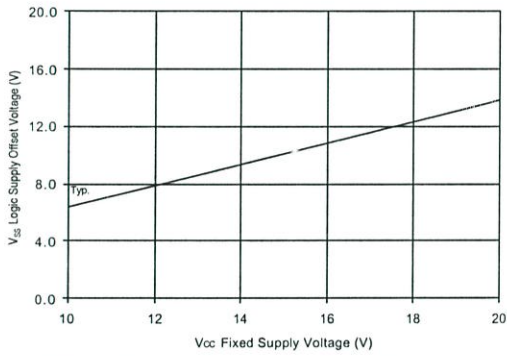
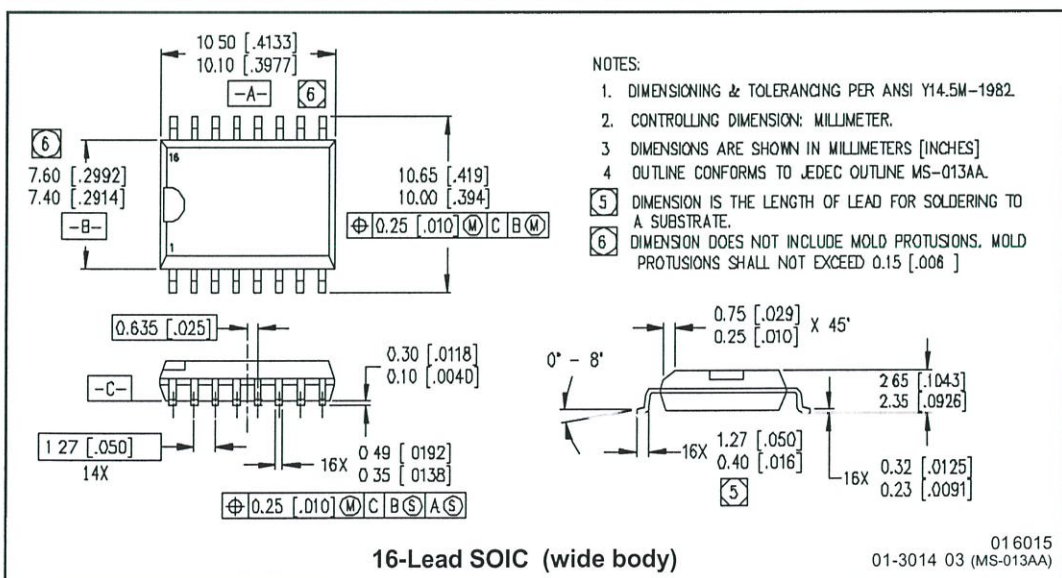
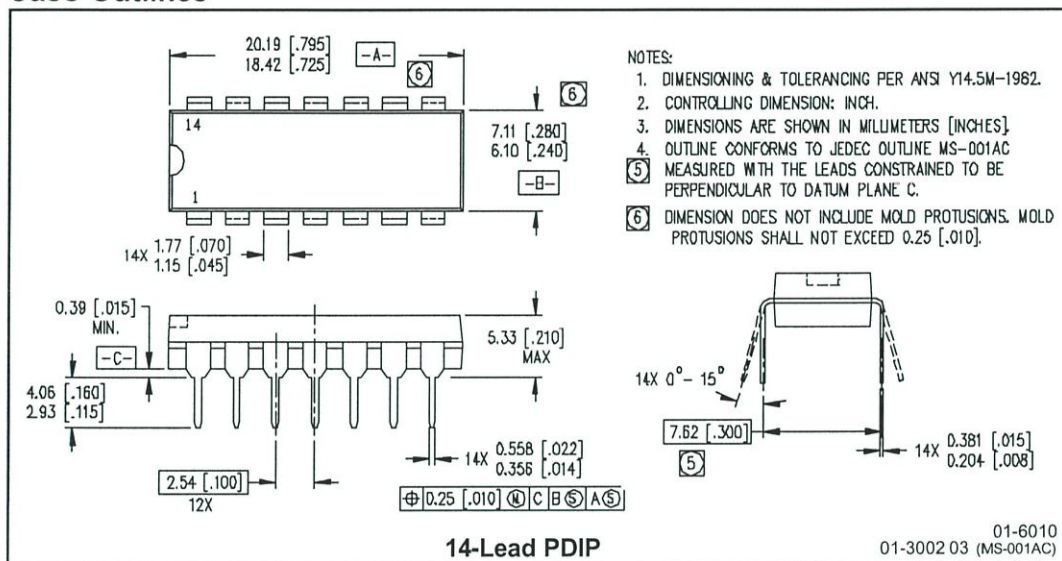


Figure 37. Maximum V_{SS} Positive Offset vs. V_{CC} Supply Voltage

IR2110/IR2113 (S)

Case Outlines



WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245 Tel: (310) 252-7105
<http://www.irf.com> Data and specifications subject to change without notice. 1/24/2002

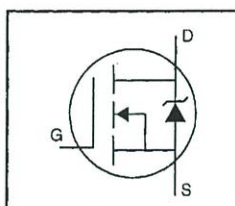
International IR Rectifier

PD-9.376H

IRF840

HEXFET® Power MOSFET

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



$$V_{DSS} = 500V$$

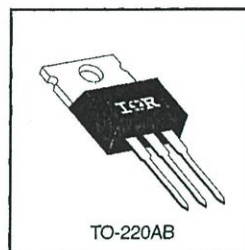
$$R_{DS(on)} = 0.85\Omega$$

$$I_D = 8.0A$$

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-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



TO-220AB

DATA
SHEETS

Absolute Maximum Ratings


	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{ V}$	8.0	A
$I_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{ V}$	5.1	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	32	
$P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	125	W
	Linear Derating Factor	1.0	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	510	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	8.0	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	13	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	300 (1.6mm from case)	
	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	—	—	1.0	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	62	

IRF840

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	—	0.78	—	V/°C	Reference to 25°C , $I_D=1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.85	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=4.8A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	4.9	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=4.8A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=500V, V_{GS}=0V$
		—	—	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	—	—	63	nC	$I_D=8.0A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	9.3		$V_{DS}=400V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	32		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	14	—	ns	$V_{DD}=250V$ $I_D=8.0A$ $R_G=9.1\Omega$ $R_D=31\Omega$ See Figure 10 ④
t_r	Rise Time	—	23	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	49	—		
t_f	Fall Time	—	20	—		
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact 
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	1300	—	pF	$V_{GS}=0V$ $V_{DS}=25V$ $f=1.0MHz$ See Figure 5
C_{oss}	Output Capacitance	—	310	—		
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	120	—		

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	8.0	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	32		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	2.0	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=8.0A, V_{GS}=0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	460	970	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=8.0A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	4.2	8.9	μC	$di/dt=100A/\mu s$ 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 $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=14mH$, $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=8.0A$ (See Figure 12)
- ③ $I_{SD}\leq 8.0A$, $di/dt\leq 100A/\mu s$, $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$, $T_J\leq 150^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.



IRF840

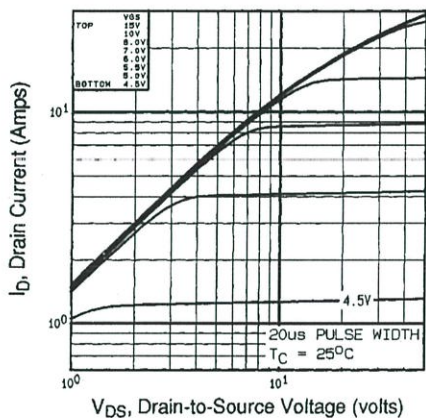


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

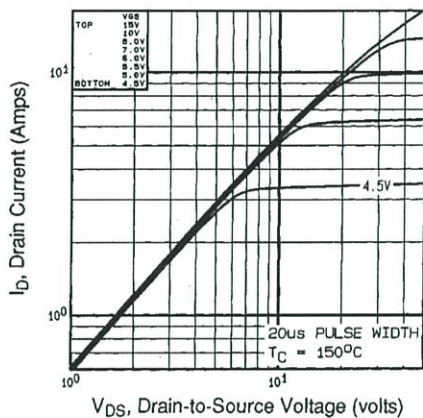


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=150^\circ\text{C}$

DATA SHEETS

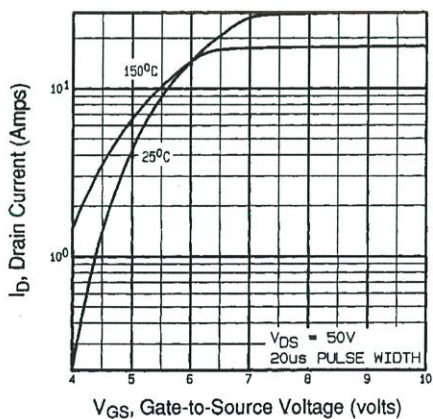


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

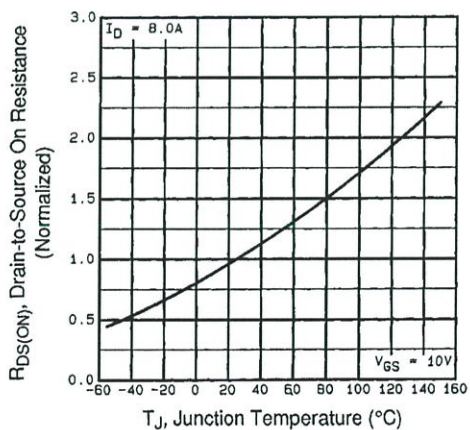


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

IRF840

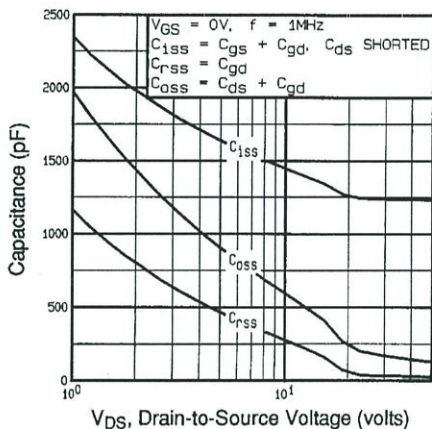


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

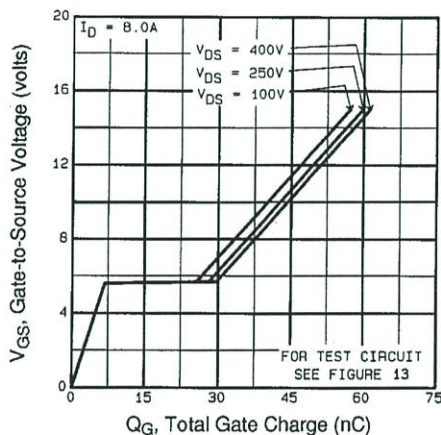


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

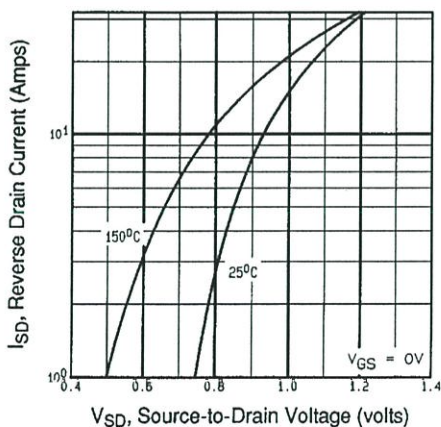


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

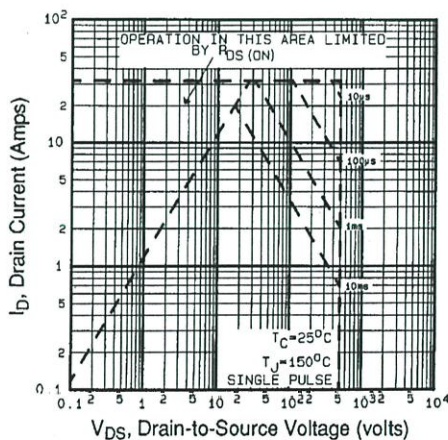


Fig 8. Maximum Safe Operating Area



IRF840

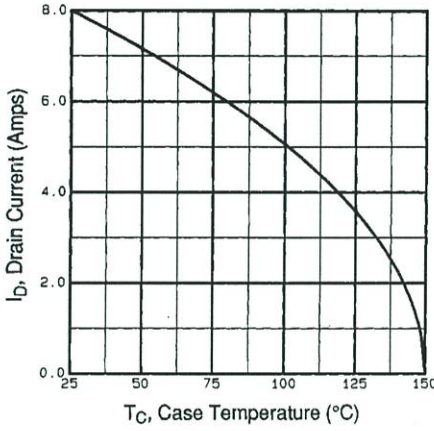


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

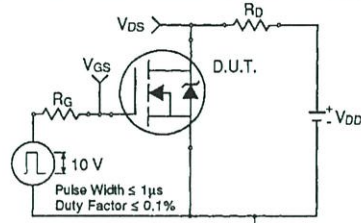


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

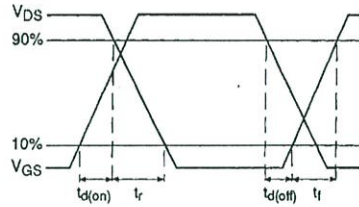


Fig 10b. Switching Time Waveforms

DATA SHEETS

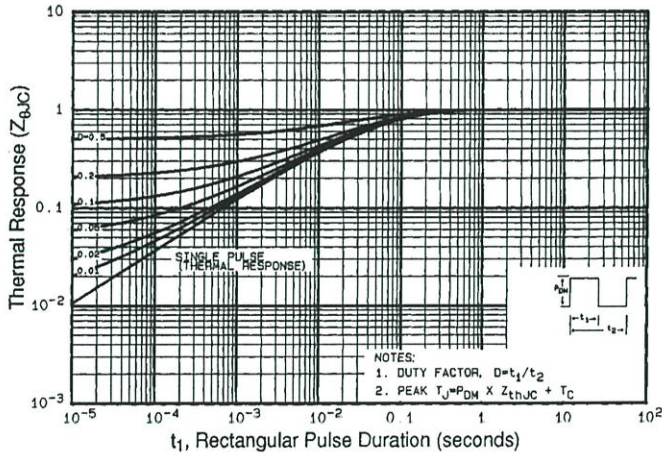


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

IRF840

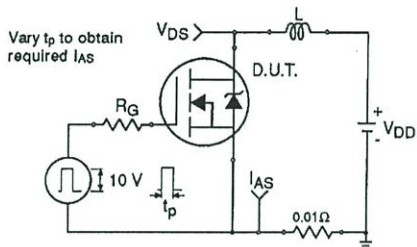


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

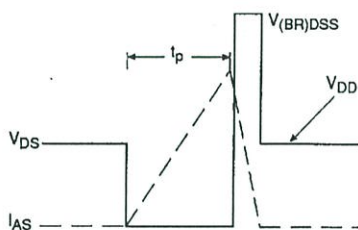


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

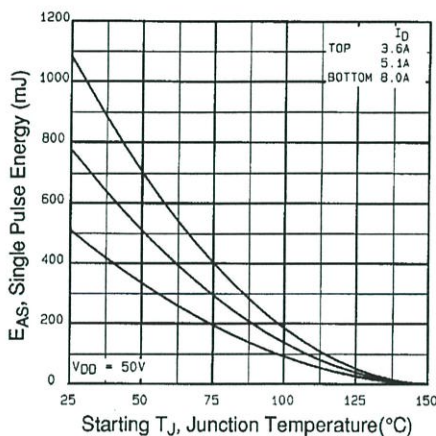


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

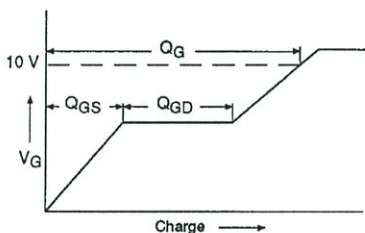


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

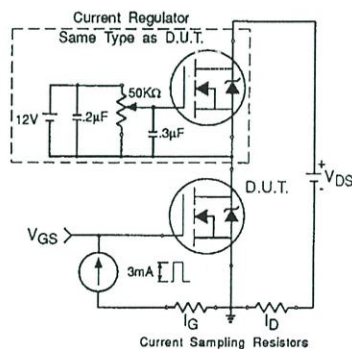


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1509

Appendix C: Part Marking Information – See page 1516

Appendix E: Optional Leadforms – See page 1525

International Rectifier

ภาคผนวก ก

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

1. K. Karanun , W. Khan-ngern and S. Nitta. “The Characteristics of Conducted EMI Emission on PWM Inverters with Various PWM” 2002 3rd International Symposium on Electromagnetic Compatibility. May 21-24, 2002 Beijing, China : pp. 533-536.
2. K. Karanun , W. Khan-ngern and S. Nitta. “The Analysis of Common-Mode EMI Emissions of a Three-Phase PWM Inverter” International Conference on Electromagnetic Compatibility: ICEMC2002. July 24th-27th, 2002 Bangkok, Thailand : pp. 278-283
3. K. Karanun and W. Khan-ngern. “EMC Education on Three Phase PWM Inverters” EMC EUROPE 2002 International Symposium on Electromagnetic Compatibility. September 9-13, 2002 Sorrento, Italy : pp. 1079-1084.

2002 3rd 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

The Characteristics of Conducted EMI Emission on PWM Inverters with Various PWM Patterns

*K. Karanun, W. Khan-ngern and S. Nitta**

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

In this paper, characteristics of conducted electromagnetic interference (EMI) emissions of three phase voltage source PWM inverters are presented. The conducted EMI emission levels of PWM inverters on various patterns: SPWM, DPWM60° and THIPWM techniques are focused. The experimental results of common mode EMI noises from the inverters are analyzed at the different modulation index and at various frequencies conditions. The results show the phenomena of EMI noises from the PWM inverters affect to intra systems.

Index Terms—Conducted EMI, PWM inverters, Electromagnetic Compatibility (EMC), PWM Technique

I. INTRODUCTION

The pulsewidth modulation (PWM) is traditionally used for controlling the three-phase voltage source inverter in many applications. The switching patterns: a sinusoidal pulsewidth modulation (SPWM), a third harmonic injection pulsewidth modulation (THIPWM) and a discontinuous 60° pulsewidth modulation (DPWM60°) are widely employed to control the switching devices. For each pattern, the power output and amplitude of fundamental frequency can be varied at the fixed modulation index and the same switching frequency. In basic concept for generated PWM patterns, using the triangle intersection technique, the reference voltage (modulating) waveform is compared with the triangle carrier signal. If the reference voltage is higher than the carrier wave, then the pulse will go high and alternating pulse will be low [1].

In this paper, EMI emissions from the PWM inverters on various PWM patterns are proposed. The SPWM, THIPWM and DPWM60° are implemented. The measurement of the conducted EMI emissions for various PWM inverters at AC main shown in figure 1 are carried out. The criteria of the EMI testing are based on the CISPR 16 standard. The switching devices, MOSFET, without snubber circuit are set up for the experiment. The deadtime effect analysis is not included. The conducted

EMI emissions are focused on the common mode (CM) at the same input power level.

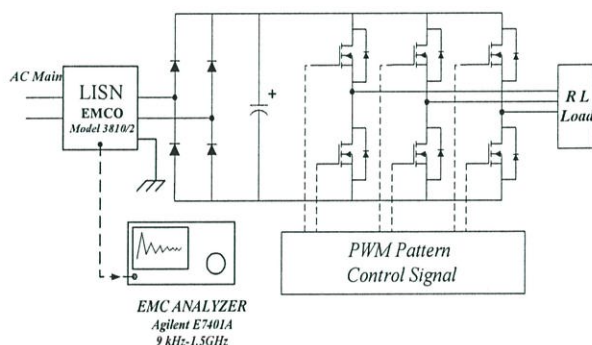


Figure 1. Setup system of three-phase full bridge inverter

II. THEORY

A. MODULATION TECHNIQUE

The conducted EMI is chosen as a parameter to compare the three modulation strategies, which represent EMI emission trends of PWM inverters. The studying strategies are as follows:

- 1) SPWM is the sine-wave modulated with the triangle wave. It is a simplified technique for implementation. The function for the sine-wave modulation is described as follow:

$$v_a = m_a \sin(\omega t) \quad (1)$$

- 2) THIPWM is the sine-wave with added third harmonic into the fundamental waveform. It can be achieved over the modulation higher than SPWM by 15% [2]. The modulating function is described as follow:

$$v_a = m_a (1.15 \sin(\omega t) + 0.19 \sin(3\omega t)) \quad (2)$$

- 3) The DPWM-60° technique is the modulation strategy for reducing switching losses. Because the number of switching is reduced by one third [3]. The function for one phase modulation is described as follow:

$$\begin{aligned}
 & m_a \cos(\omega t - \pi/3) \quad ; \quad 0 \rightarrow \pi/3 \\
 & 1 \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad ; \quad \pi/3 \rightarrow 2\pi/3 \\
 & m_a \cos(\omega t - 2\pi/3) \quad ; \quad 2\pi/3 \rightarrow \pi \\
 & 1 - m_a \cos(\omega t - 4\pi/3) \quad ; \quad \pi \rightarrow 4\pi/3 \\
 & 0 \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad ; \quad 4\pi/3 \rightarrow 5\pi/3 \\
 & 1 - m_a \cos(\omega t - 5\pi/3) \quad ; \quad 5\pi/3 \rightarrow 2\pi
 \end{aligned} \tag{3}$$

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \tag{4}$$

Where

- m_a is the amplitude modulation index
 - $\hat{V}_{control}$ is the peak amplitude of modulating waveform
 - \hat{V}_{tri} is the peak amplitude of carrier waveform
- Each PWM pattern is shifted by another 120°.

B. CONDUCTED EMI

The operations of switching devices generate dv/dt or di/dt . It is clarified that it is the cause of the EMI emission [4] and can affect to any system. The two types of propagations for conducted EMI are differential-mode and common-mode. Differential-mode propagation takes place between two conductors and common-mode propagation takes place between a group of conductors and ground [5], shown in figure2.

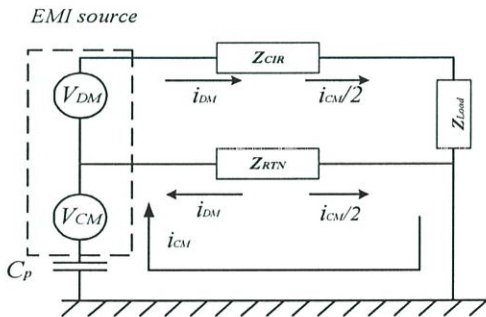


Figure2. Differential-mode and common-mode conducted EM propagation

III. SIMULATION

The simulation is to investigate conducted EMI emissions of the power system. The model for simulation is the circuit from figure1. The simulation software is PSPICE and MATLAB. The simulation results shown in figure 3 are enveloped of the spectra of phase voltage output at high harmonics order (150 kHz – 1 MHz) for each of PWM technique. MATLAB is used for this calculated. The simulation results shown in figures 4, 5 and 6 are conducted EMI from PWM inverter of SPWM, THIPWM and DPWM60°, respectively. PSPICE is used to simulate the EMI those of PWM techniques. The model of LISN is same as LISN in experimental. The simulation conditions are as follows:

DC link		= 155 V _{dc}
Switching frequency		= 750 Hz
Modulation index		= 0.8
Load	R	= 47 Ω
	L	= 1.2 mH
Output voltage line to line		
V_{rms} (SPWM)		= 91.8 V
V_{rms} (THIPWM)		= 98.0 V
V_{rms} (DPWM60°)		= 103.7 V

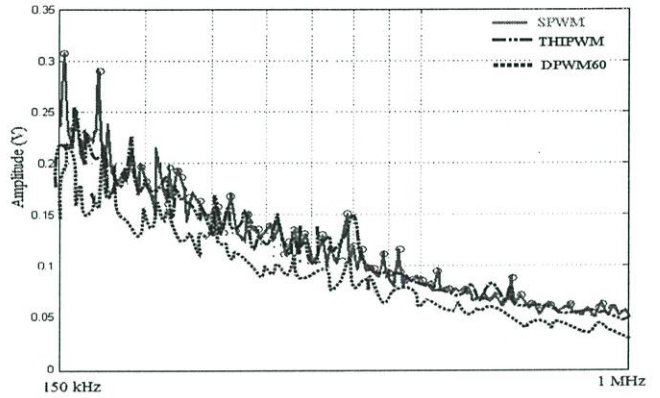


Figure 3. Envelop of spectra phase voltage of each PWM pattern.

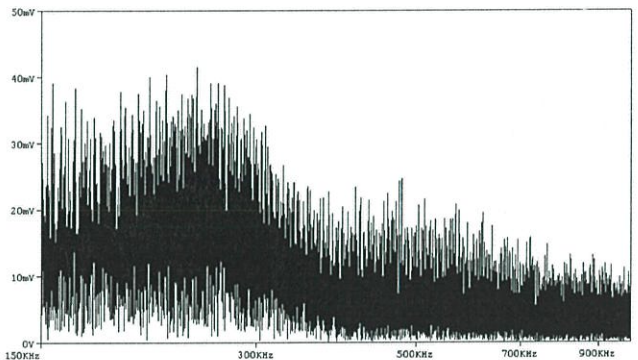


Figure 4. Conducted EMI emission from SPWM, simulated by SPICE.

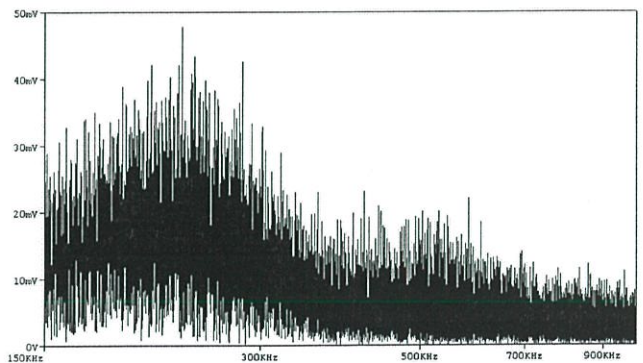


Figure 5. Conducted EMI emission from THIPWM, simulated by PSPICE.

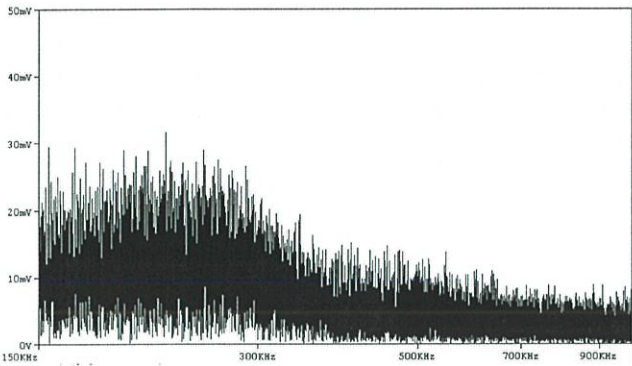


Figure 6. Conducted EMI emission from DPWM, simulated by SPICE.

IV. MEASUREMENT

A. TEST SET UP FOR MEASURING

The test setup is referred to the CISPR16 standard. The conducted EMI is measured with Line Impedance Stabilization Network (LISN), in the frequency range of 150 kHz to 30 MHz. LISN is used to provide the 50 Ω standard impedance for the measurement repeatability. SPWM, THIPWM and DPWM60° modulation techniques are measured as the same simulated condition described in section III.

The same conditions for measurement are dc link, balance load (star connected), power factor, and inverter hardware configuration. The equipment under test (EUT) is shown in figure 1.

B. EXPERIMENTAL RESULT

The results of EMI measurement are presented. The experimented result shown in figure 7 is conducted EMI emissions from PWM inverter of each PWM pattern, switching frequency about 2.5 kHz and modulation index (m_a) about 0.8. In the condition of the same fundamental output voltage line-to-line is shown in figure 8. The fundamental output voltage line-to-line is accomplished by difference dc link, which can affect to conducted EMI emissions. Conducted EMI emissions for the conditions for various switching frequencies and modulation index for all patterns are shown in figures 9 and 10, respectively. The EMI average mode is used to measure the conducted emission spectrum.

Equipments:

- LISN: EMCO model 3810/2 50Ω 50/250 μH
9 kHz -30 MHz.
- EMI receiver: Agilent E7401A 9 kHz – 1.5 GHz.

Devices:

- Switching devices: MOSFET IRF840
- Load : $R \approx 47 \Omega$
- : $L \approx 1.2 \text{ mH}$
- DC link : 155 V_{dc}

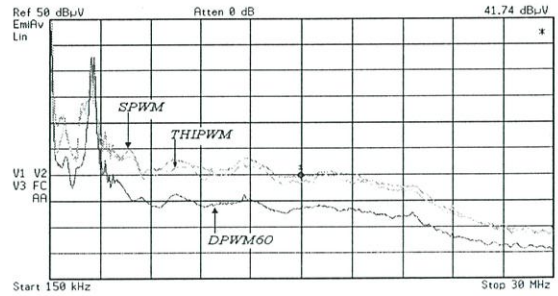


Figure 7. Conducted EMI for various PWM pattern. Modulation index (0.8) and dc link is fixed at 155V.

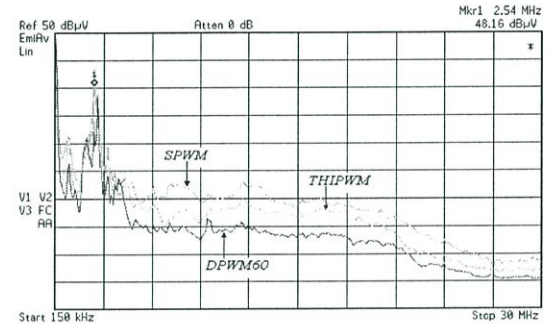


Figure 8 Conducted EMI for the same output voltage fundamental of PWM inverters. Modulation index (0.8) is fixed. Where dc link voltage for SPWM = 155 V and for THIPWM and DPWM60° = 135.

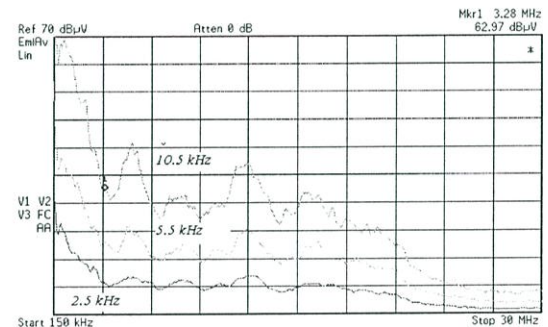


Figure 9 Conducted EMI for various switching frequencies. Modulation index (0.8), PWM pattern (SPWM) and dc link is fixed at 155 V.

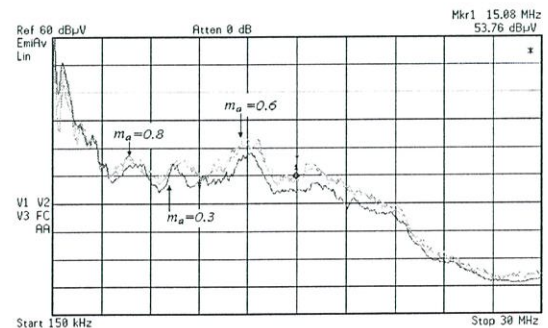


Figure 10. Conducted EMI for difference of modulation index. PWM pattern and PWM pattern (SPWM) are the same.

V. ANALYSIS

The analysis is focused on conducted EMI emissions from simulated results and experimental results.

A. EMI MECHANISM

The mechanism of common mode EMI emissions is dv/dt . The result of dv/dt is generated at high order harmonics. The dc link level is affected to level dv/dt . If level of dc link is high; consequently, level of dv/dt become high. The results of high dv/dt are generated high amplitude of spectra. The switching frequency of PWM inverter is main cause of dv/dt ; then the high switching frequency is enhanced of the dv/dt .

The pulses width of modulated waveform are less affected to Conducted EMI emissions; which, the pulse width generates the lowest amplitude of high order harmonics. The modulation index has affected to pulse width of modulated waveform. The narrow pulses of modulated waveform are affected by low modulation index.

B. SIMULATION

The simulation results in figure 3 show the enveloped of spectra output phase voltage of SPWM, THIPWM and DPWM60° respectively. The envelope of phase voltage spectra can be expected trend to conducted EMI emission from PWM inverter of each PWM technique. Conducted EMI emissions from DPWM60° are lower than those PWM techniques shown in figure 3.

The simulation results from PSPICE of SPWM, THIPWM and DPWM60° shown in figures 4, 5 and 6 can be confirmed that DPWM60° can generate the lowest EMI emission. Note: the simulation results are not included the effect of ambient noises.

C. EXPERIMENTAL

The experimental result shown in figure 7; the amplitude of SPWM and THIPWM techniques are the same level of conducted EMI emissions; caused by number of pulses (event of dv/dt) are equal but pulse widths are different.

The experimental results shown in figure 8; show conducted EMI emissions of SPWM are higher than of those THIPWM and DPWM60°; which dc link are different. The output fundamental voltage of THIPWM and DPWM60° are higher than that of SPWM about 15% at the same as dc link. Then dc link level of THIPWM and DPWM60° is lower than that of SPWM. Therefore, dv/dt of them is lower than dv/dt of that SPWM.

The increasing of switching shows the amplitude effect as the result shown in figure 9. The tested frequencies are set up at 2.5 kHz, 5.5 kHz and 10.5 kHz for only SPWM technique. The switching frequency is affected to number of pulse of modulated waveform. If the

switching frequency is higher then the number of pulse will be higher. Therefore it results in the number of dv/dt .

Figure 10 shows some EMI response at $m_a = 0.3, 0.6$ and 0.8 respectively. Slightly noise different caused by the modulation index for SPWM technique can be observed. Conducted EMI emissions for various m_a is described in EMI mechanism. From figure 10 a small m_a generates a low EMI emission; because narrow pulses of modulated waveform are applied the circuit for generating the deadtime. If pulse width is smaller than deadtime this pulse is lost; consequently, number of pulse per period is reduced.

The experimental results DPWM60° generate the lowest EMI emission at the same switching frequency. The lowest number of pulses can show and support these EMI characteristic phenomena; consequently, it results the small number of dv/dt .

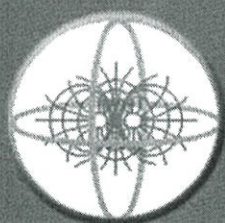
VI. CONCLUSION

The conducted EMI from PWM inverter of PWM patterns are presented. The result of simulation and the experiment, the effect of dv/dt and dc link levels are influenced to conducted EMI. Pulse widths of PWM signals are less influenced to conducted EMI emissions from PWM inverters. Then, reduction of dv/dt value or dv/dt event can be reduced EMI emissions from PWM inverter.

Both of simulation and experimental results are confirmed that event of dv/dt is influenced to conducted EMI emissions from PWM inverter.

Reference:

- [1] S. Kaitwanidvilai and W. Khan-ngern, "PWM-CAD1 An Interactive and efficient PWM Inverter Training Kit" Proceeding of IEEE Power Engineering Society Winter Meeting (PES Winter 2000), Singapore, 24-27 January 2000
- [2] Richard Valentine, "Motor Control Electronics Handbook" McGraw-Hill: Singapore, 1998 pp. 252-253
- [3] Blaabjerg, F.; Jaeger, U. and Munk-Nielsen, S., "Power Losses in PWM-VSI Inverter Using NPT or PT IGBT Devices" Power Electronics, IEEE Transaction on, Volume: 10 Issue: 3, May 1995 pp. 358-367.
- [4] Shao, J; Lin, R.L.; Lee, F.C.; and Chan, D.Y. "Characterization of EMI Performance for Hard and Soft-Switched Inverters" Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000 APEC2000. Fifteenth Annual IEEE, Volume: 2, 2000 pp. 1009-1014.
- [5] Redl, R. "Power Electronics and Electromagnetic Compatibility" Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC'96 Record, 27th Annual IEEE, Volume: 1, 1996 pp. 15-21.



2002

International Conference on

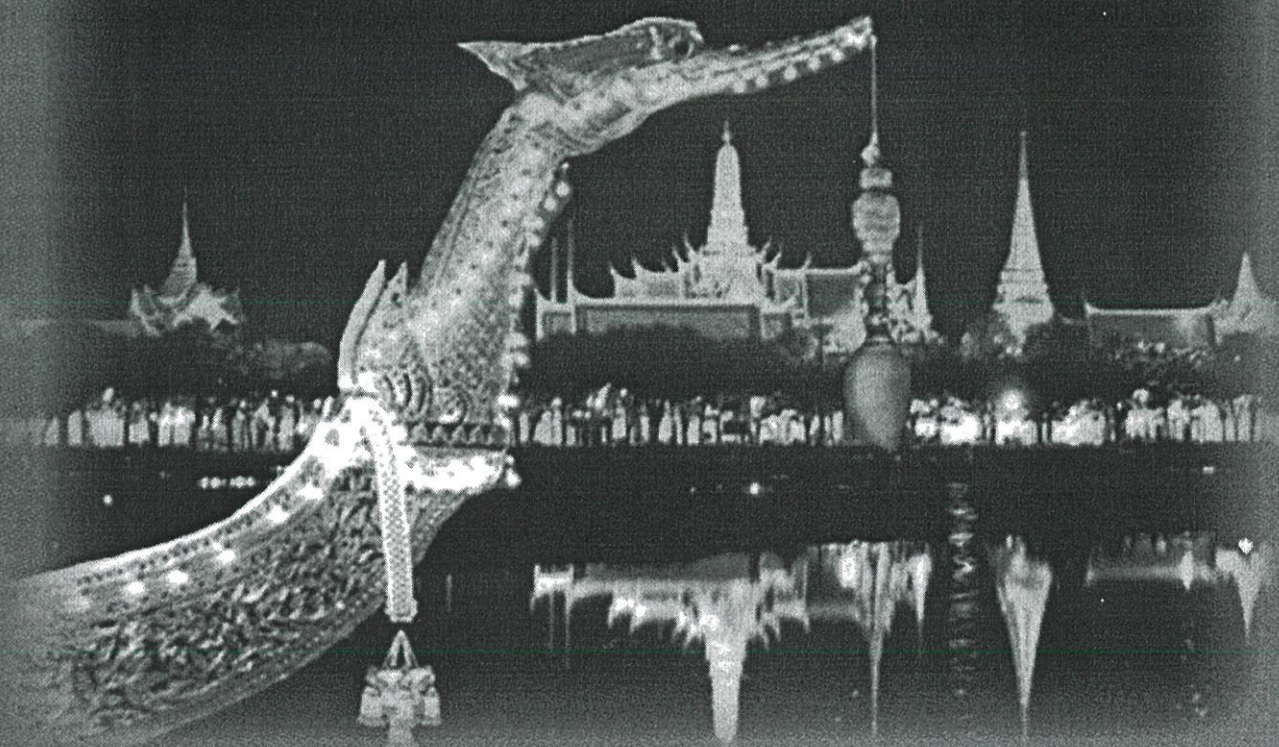
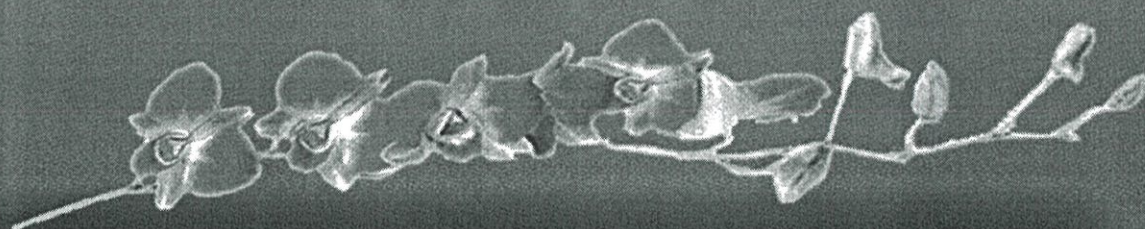
IC EMC 2002 Electromagnetic Compatibility

Bangkok, Thailand



KMUTT

Proceeding



July 24-27, 2002, The Amari Watergate Hotel, Bangkok, Thailand

The Analysis of Common-Mode EMI Emissions of a Three-Phase PWM Inverter

K. Karanun , W. Khan-ngern and S. Nitta*

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

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

Abstract

In this paper, the analysis of common-mode (CM) conducted electromagnetic interference (EMI) from three-phase PWM inverter is presented. The cause of conducted EMI is introduced. The simple equivalent circuit model of common-mode current is proposed for systems simulation. The simulated results are compared with the measured results to confirm.

Index Terms--Conducted EMI, PWM inverters, Electromagnetic Compatibility (EMC)

I. INTRODUCTON

The pulsewidth modulation (PWM) is traditionally used for controlling the three-phase voltage source inverter. The switching control techniques: a sinusoidal pulsewidth modulation (SPWM), a third harmonic injection pulsewidth modulation (THIPWM), a discontinuous pulsewidth modulation (DPWM) and a space vector pulswidth modulation (SVPWM) are employed to control the switching devices. The inverter in the operating condition, the noise called the conducted EMI generates due to switching operation. The operations of switching devices accompany with di/dt or dv/dt . It

has been known that di/dt or dv/dt , which it can be the cause of both the conducted and radiated EMI, disturbs any systems. [1]

In this paper, the common-mode conducted EMI emissions from PWM inverter are by simulation and experimentally studies. The circuit for simulation and experiment of the three-phase inverter are shown in Fig.1. The SPWM technique is used to consider the conducted EMI emissions from the three-phase PWM inverter.

II. PROPOSED CONCEPT

The operations of the inverter generate the ringing signal. When the switches of inverter turn on, the ringing voltage occurs as shown in Fig 2. Also, the ringing voltage appears on dc link of inverter circuit as shown in Fig.3. The ringing voltage shown in Figs 2 and 3 can be the cause of conducted EMI. Also, the ringing voltage is observed at power line. LISN circuit filters the ringing voltages. The filtered result is shown in Fig.3 (below). A discussion of the ringing signal is done in the next section.

III. THEORETICAL APPROACH (Simulation) THREE-PHASE PWM INVERTER

Three-phase inverter is the dc-ac converter. The PWM inverter is controlled the nearly sinusoidal current. The kinds of control techniques of three-phase inverter were

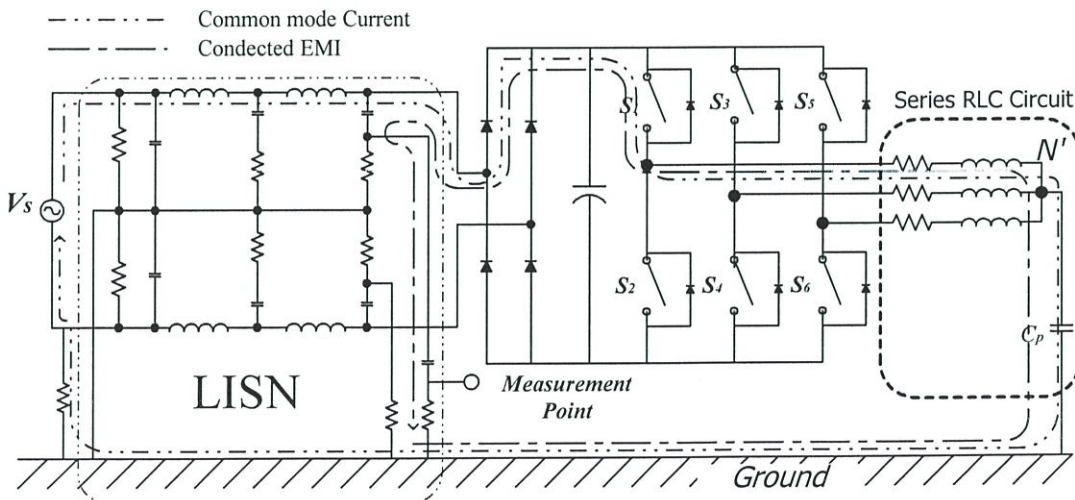


Fig.1 The common-mode current path in three-phase Inverter for simulation and experiment

mentioned in the previous section and each type of PWM technique has different advantages [2-3]. The SPWM technique is used for investigation of noise from the PWM inverter.

The common-mode current can be expressed by equations (3-7).

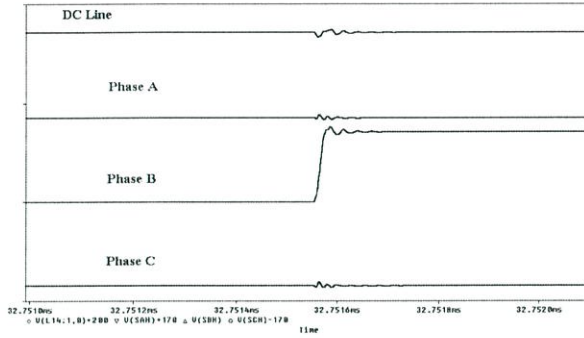


Fig.2. The ringing voltage due to turning on switch

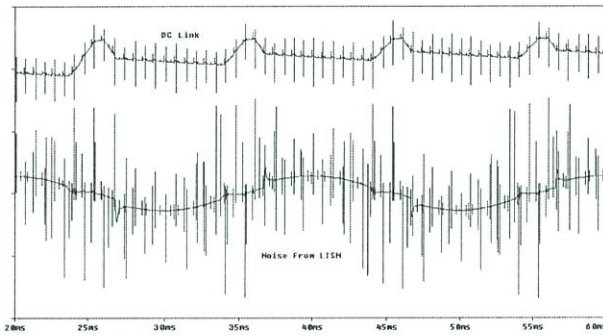


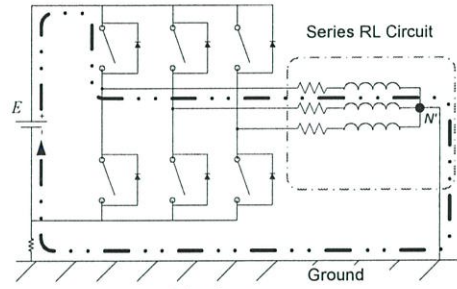
Fig.3 The ringing voltage appears at dc link (above), and the noise at the measurement point (Fig.1)

CONDUCTED EMI

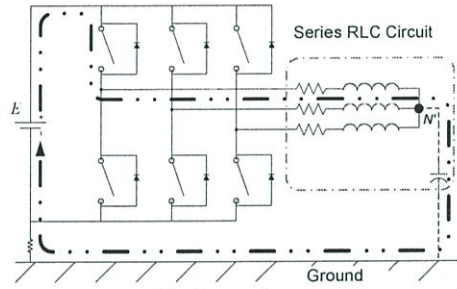
The conducted EMI is classified into two types of differential-mode and common-mode. Differential-mode propagation takes place between two conductors and common-mode propagation takes place between a group of conductors and ground [4].

MATHEMATICAL MODEL

The ringing signal can basically be expressed as a series RLC circuit. The consideration for the common-mode current path from the Fig. 1 is carried for two cases. The first, the common-node (N') shown in Fig 1.for the three-phase load is connected to ground as shown in Fig.4 (a). The second, the common-node (N') is connected through parasitic capacitor (C_p) to ground as shown in Fig.4 (b). In the first case, the circuit shown in Fig.5 is an equivalent circuit model of the common-mode current; which flows via common-node (N') to ground. The common-mode current for this case is expressed by equations (1) and (2). In the second case, it can be replaced by the circuit it shown in Fig.6. The common-mode current flows via common-node (N') and parasitic capacitor to ground.



(a) First case



(b) Second case

Fig.4 Model of three-phase inverter

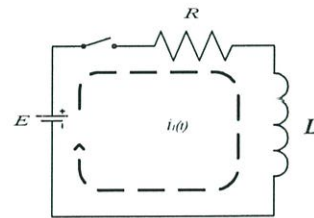


Fig.5. Equivalent circuit for Fig.4 (a)

$$E = i_1(t)R + L \frac{di_1}{dt} \tag{1}$$

$$i_1(t) = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right) \tag{2}$$

Equation (2) is a common-mode current for the first case. The equation (2) expresses the waveform shown in Fig. 6.

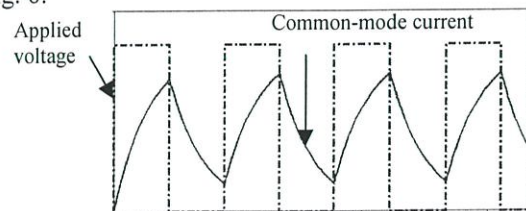


Fig.6 Current shown in equation (2), when voltage E is applied.

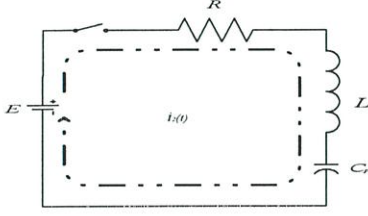


Fig.7. Equivalent circuit for Fig.4(b)

$$E(t) = i_2(t)R + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C_p} \int i_2(t)dt \quad (3)$$

$$i_2(t) = \frac{ELC_p e^{-\frac{R}{2L}t}}{\sqrt{R^2 - 4\frac{L}{C_p}}} \left\{ e^{\left(\frac{\sqrt{R^2 - 4\frac{L}{C_p}}}{2L} \right) t} - e^{-\left(\frac{\sqrt{R^2 - 4\frac{L}{C_p}}}{2L} \right) t} \right\} \quad (4)$$

Due to small parasitic capacitance equation (4) can be transformed as shown in equation (5).

$$i_2(t) = \frac{ELC_p e^{-\frac{R}{2L}t}}{j\sqrt{4\frac{L}{C_p} - R^2}} \left\{ e^{j\left(\frac{\sqrt{4\frac{L}{C_p} - R^2}}{2L} \right) t} - e^{-j\left(\frac{\sqrt{4\frac{L}{C_p} - R^2}}{2L} \right) t} \right\} \quad (5)$$

$$\text{where } \sin \theta = \frac{1}{2j} (e^{j\theta} - e^{-j\theta}) \quad (6)$$

So, equation (5) can be written in trigonometric function as shown in equation (7).

$$i_2(t) = \frac{2ELC_p e^{-\frac{R}{2L}t}}{\sqrt{4\frac{L}{C_p} - R^2}} \cdot \sin \left(\left(\frac{\sqrt{4\frac{L}{C_p} - R^2}}{2L} \right) t \right) \quad (7)$$

Equation (7) is a common-mode current for switch on. In the simulation, R and L are 47 Ω and 1.2 mH, respectively. The parasitic capacitor (C_p) is 280 pF. The equation (7) expresses the waveform shown in Fig.8

IV. SIMULATIONS

The PSPICE simulation is used for simulation of common-mode conducted EMI from PWM inverter. The circuit for simulation is shown in Fig.1. The simulated results for both cases are shown in fig.9 and 10, respectively. The results are obtained by voltage at measurement point as shown in Fig.1.

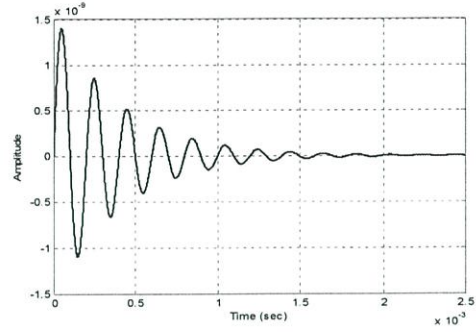
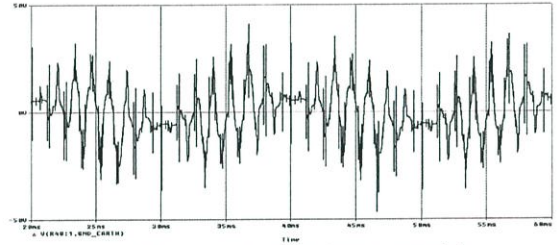
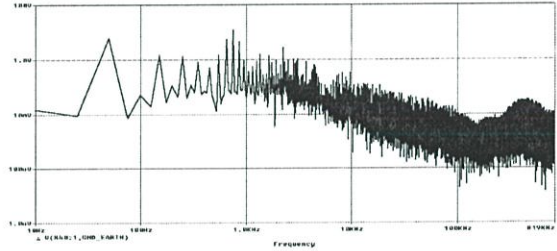


Fig.8. Current shown in equation (7), when voltage E is applied.

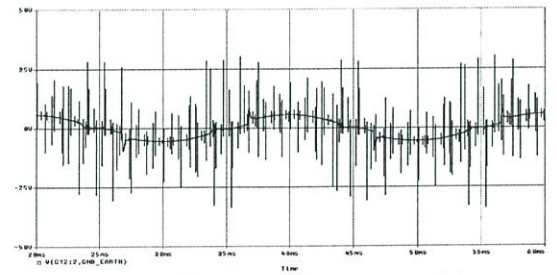


(a) Waveform (Time Domain)

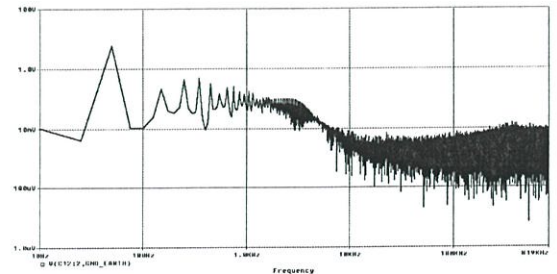


(b) Frequency spectra (Frequency Domain)

Fig.9 Simulated results of conducted EMI emissions for the first case (Simulation)



(a) Waveform (Time Domain)



(b) Frequency spectra (Frequency Domain)

Fig.10 The conducted EMI for the second case (simulation)

V. EXPERIMENTS

The test apparatus are set up according to CISPR16. The Line Impedance Stabilization Network (LISN) is installed to obtain the standard impedance for the measurement of conducted EMI. The measurable results of the first case in Fig.12 (a) and the second case in Fig.13 (a) are via LISN shown in Fig.11. EMC analyzer obtains the conducted EMI measured result shown in Fig.14.

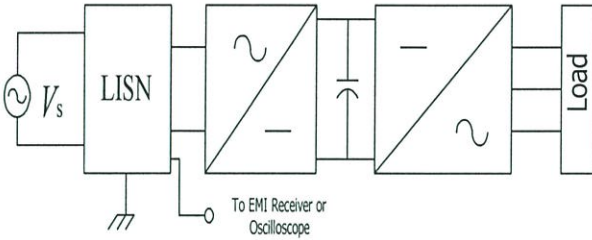
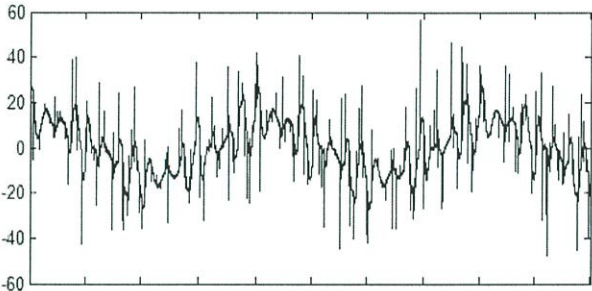
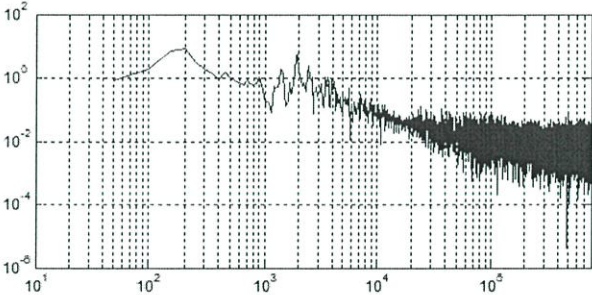


Fig.11. Block diagram for EUT

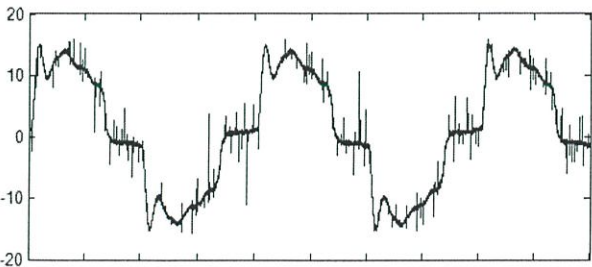


(a) Waveform (Time Domain)

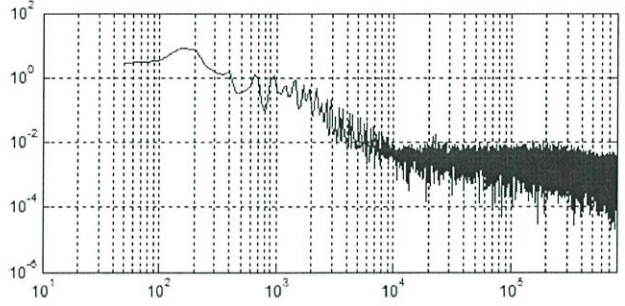


(b) Frequency spectra (Frequency Domain)

Fig.12 Conducted EMI from PWM inverter for the first case (Measured)



(a) Waveform (Time Domain)



(b) Frequency spectra (Frequency Domain)

Fig.13 Conducted EMI from PWM inverter for the second case (Measured)

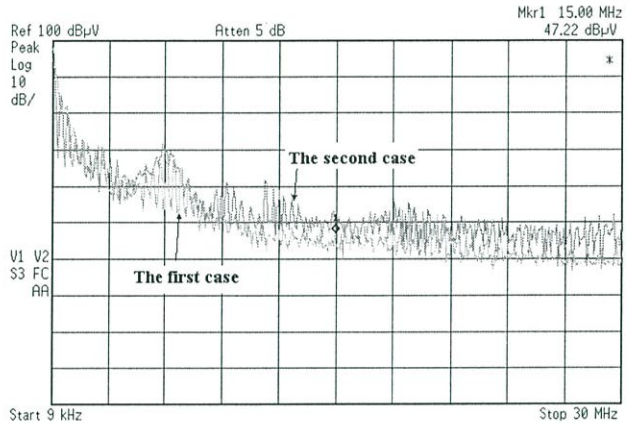


Fig.14 Conducted EMI from PWM inverter by EMC Analyzer

VI. ANALYSIS

During operation, when the switch is turned on, the ringing current or voltages generate. The ringing voltages appear at dc link. The ringing voltages can be the cause of conducted EMI on AC main.

In the three-phase inverter, when the one of third for switches (S1, S3, S5 in Fig.1) is turned on, the inverter circuit generates the ringing current or voltage. Then, the major frequency of ringing current or voltage is the three times of switching frequency.

The common-mode current can be expressed by equation (2) for the first case and equation (7) for the second case. The ringing currents can be expressed by equation (7).

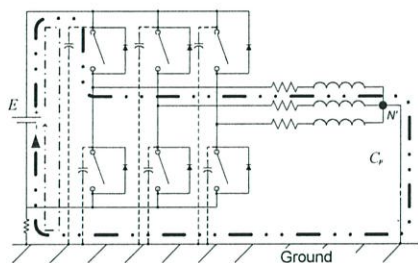
The first case, the common-mode currents are generated by both RL loop (Fig.5) and RLC loop (Fig. 7) which caused by parasitic components shown in Fig.15 (a). They can be explained by equations (2) and (7).

The second case, common-mode currents generate by many loop of RLC, which caused by parasitic components shown in Fig. 15 (b).

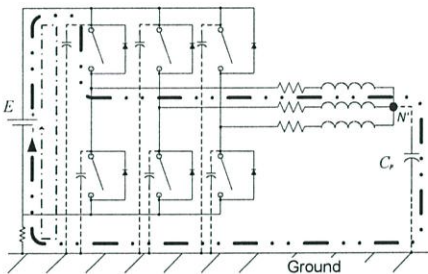
The caused of parasitic capacitors causes by gap between switching devices and heat-sink, due to isolate pad. The heat-sinks are connected with ground. The simulated and measured result of the conducted EMI for each case can explain for tending of the conducted EMI

from PWM inverter. In the first case, harmonics are generated at the low frequency. In the second case, harmonics are generated at the high frequency. The conducted EMI verifies by the measured result shown in Fig.14.

The similarity between the simulated and measured results in Figs.9, 10, 12 and 13 can basically be explained by the characteristic of stray capacitance and stray inductance. For low frequency, the circuit has no the effect of stray capacitance and stray inductance, but for high frequency the stray capacitance and stray inductance affecting the inverter circuit. The simulations cannot simulate for the stray capacitance and stray inductance. The simulation is not included the effect of ambient noises for high frequency.



(a) First case



(b) Second case

Fig.15 equivalent circuits for common-mod currents flow via main path and other path.

The fluctuation of common-mode current affected by ringing of voltage which depended on impedance and resonant points of inverter circuit and can be expressed by simulated result as shown in Fig.17 which using simulation circuit as shown in Fig.16.

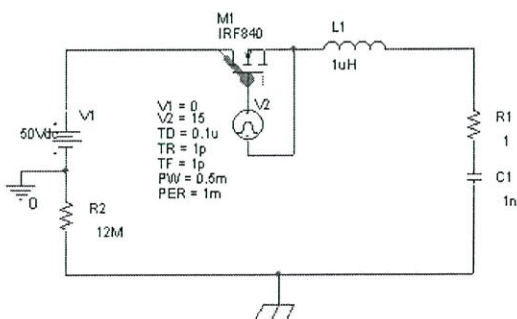
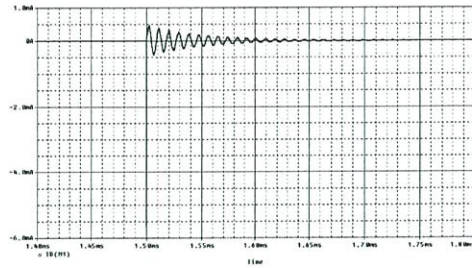
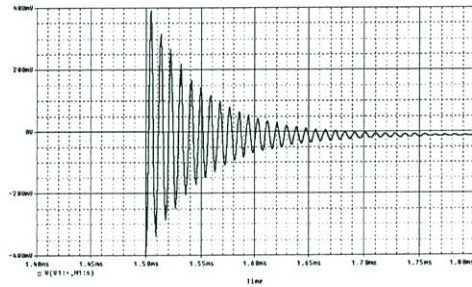


Fig.16 Simulation circuit of ringing current for the second case



(a) The ringing current



(b) The ringing voltage

Fig.17 The ringing current and voltage (from Fig.16)

VII. CONCLUSION

The common-mode EMI can be described by basic circuits of series RL and RLC which shown in Figs. 5 and 7. The parasitic capacitors are main factor of common-mode EMI. The ringing signals are caused of EMI, which is purposed in this paper. The common-mode EMI for two cases are compared. They are generated by many RL and RLC loop in the first and RLC loop in the second case. The consideration of common-mode EMI is done using the superposition theory for explanations common-mode EMI by RL and RLC loops.

The simulation, if capacitors do not connected devices to ground then the common-mode EMI does not simulate for the PSPICE simulation software. In the three-phase PWM inverters, the connection for parasitic capacitor must be at least six connected points.

The star connection load, if common-node (N) is connected to ground then the low order harmonics is occurred. Then, the advantage of connected common-node (N) to ground can reduce deterioration of load in case of unbalance load but it have disadvantage which is the low order harmonic problem.

Reference

[1] Shao, J; Lin, R.L.; Lee, F.C.; and Chan, D.Y. "Characterization of EMI Performance for Hard and Soft-Switched Inverters" Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000 APEC2000. Fifteenth Annual IEEE, Volume: 2, 2000 pp. 1009-1014.

[2] Kaitwanidvilai, S., Khan-ngern, W., "PWM-CAD1: an interactive and efficient PWM

- inverter training kit” Power Engineering Society Winter Meeting, 2000. IEEE, Volume: 1, 2000Page(s): 780 -785 vol.1
- [3] N. Mohan, T.M. Undeland and W.P. Pobbins, **Power Electronics Converters, Applications and Design**. Second edition, John Wiley & Sons:Singapore, Inc 1995
- [4] Redl, R. “Power Electronics and Electromagnetic Compatibility” Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC’96 Record, 27th Annual IEEE, Volume: 1, 1996 pp. 15-21.

Authors



Komkrit Karanun born in 1976, in Phichit, Thailand. He received B. Eng. (Electrical Engineering) from Srinakharinwirot University, Bangkok, Thailand in 1999. He is currently a master student at King Mongkut’s

Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand. His research interests are EMC, and Power Electronics and microcontroller applications.



Dr.W.Khan-ngern was born in 1960, in Ubonratethani, Thailand. He received the degree of B.Eng. and M.Eng. from King Mongkut’s Institute of Technology Ladkrabang (KMITL) in

1982 and 1988, respectively. He received his PH.D. and DIC from Imperial Collage of Science, Technology and Medicine, the University of London 1997 in the area of power electronics. He is also a technical committee no 890: in EMC for Ministry of Industry. Dr.W.Khan-ngern continues his research in the area of EMI & EMC, and Power Electronics System.



Dr. Shuichi Nitta received BSEE from Kyoto University, Kyoto, Japan, and PhD from University of Tokyo, Tokyo, Japan, in 1960 and in 1978, respectively. After working for as

systems engineer and quality assurance manager in the area of process computer from 1960, he is currently a professor at Tokyo University of Agriculture and Technology since 1985. His research interests are EMC, and systems maintainability and safety. Dr. Nitta is a member of IEEE, IEEJ, SICEJ, REAJ, JMSE, JSFE and AFSMI.



EMC EUROPE 2002

International Symposium on Electromagnetic Compatibility

September 9-13, 2002 - Sorrento, Italy



Organized by

Associazione Elettrotecnica ed Elettronica Italiana
University of Rome "La Sapienza"
University of L'Aquila, University of Naples "Federico II"

Technical Co-Sponsorships

AEI - Gruppo Specialistico
Compatibilita Elettromagnetica

CIRCE

EUREL

**EMC
SOCIETY**



Volume 2

EMC EDUCATION ON THREE PHASE PWM INVERTERS

K. Karanun

W. Khan-ngern

Faculty of Engineering and EMC Laboratory,
 Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT)
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, 10520, Thailand.
 Phone/Fax: +662 737-3000 Ext. 3322,
 E-mail: s3061028@kmitl.ac.th, kkveerac@kmitl.ac.th

Abstract - In this paper, electromagnetic compatibility (EMC) education on three phase PWM inverters is presented. The common mode conducted electromagnetic interference (EMI) emission of PWM inverters on various PWM patterns such as: SPWM, THIPWM, DPWM60° and DPWM120° techniques is focused. The effect of modulation index (m_a) is discussed by varying the m_a in the range of linear modulation and over-modulation. The switching frequency of the PWM inverters and load power factor can be set at wide ranges. The PWM inverters can be controlled by the MCS-51 8-bit micro-controller to provide PWM patterns from the lookup table. The comparison between the simulated results from PSPICE program and the measured results can provide the good information for the EMI analysis.

I. INTRODUCTION

The pulsewidth modulation (PWM) is traditionally used for controlling the three phase voltage source inverter in many applications. The switching patterns: a sinusoidal pulsewidth modulation (SPWM), a third harmonic injection pulsewidth modulation (THIPWM), a discontinuous 60° pulsewidth modulation (DPWM60°) and a discontinuous 120° pulsewidth modulation (DPWM120°) are widely employed to control the switching devices. In basic concept for generated PWM patterns, using the triangle intersection technique, the reference voltage (modulating) waveform is compared with the triangle carrier signal, if the reference voltage is higher than the carrier wave then the pulse is high and alternating pulse is low [1].

In this paper, the SPWM, THIPWM, DPWM60°, and DPWM120° inverters are implemented. The measurement of the conducted EMI emissions for PWM inverters at AC main shown in figure 2 is carried out. The criterion of the EMI testing is based on the CISPR 16 standard. The switching devices, MOSFET, without snubber circuit are set up for the experiment. The conducted EMI emissions are focused on the common mode (CM) at the same input power level.

II. EMI STUDY

EMI emission study of PWM inverters shown in figure1 is consisted for four main control factors as the following:

- PWM patterns,
- Switching frequency,
- Modulation index, and
- Deadtime

Four PWM patterns are selected to study the continuous PWM and discontinuous PWM. Two continuous PWM are conventional sinusoidal waveform (SPWM) and the third harmonic injection PWM (THIPWM). These techniques have different modulation index range. The others two patterns are 60 degree and 120 degree discontinuous PWM.

The selected switching frequencies are varied at 2.5 kHz, 5.5 kHz, 10.5 kHz and 21 kHz. The EMI emission study can be observed to the influence of switching frequency to conducted EMI noise.

The modulation index can be selected at 0.3, 0.6, 0.8 and 1.2 for over modulation mode.

Deadtime is set up at 2 microseconds and 4 microseconds.

Four main control parameters: PWM pattern, switching frequency, amplitude modulation index, and the deadtime are simulated and measured to analyze the EMI emission at regulated load conditions.

The EMI experimental circuit of the PWM inverters for the circuit is shown in figure2.

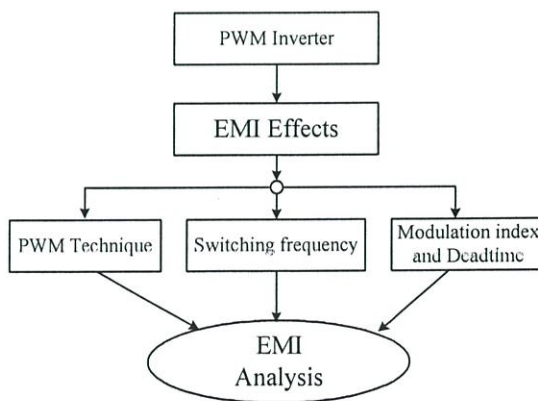


Figure 1. Diagram for EMC education

III. THEORY

III.1 Modulation Techniques

The conducted EMI emission is chosen as a parameter to compare the three modulation strategies,

which represent EMI emission trends of PWM inverters. The studying strategies are as follow:

- 1) SPWM is the sine wave modulated with the triangle wave. It is a simplified technique for implementation. The function for the sine-wave modulation are described as follows:

$$v_a = m_a \sin(\omega t) \quad (1)$$

- 2) THIPWM is the sine-wave with added third harmonic into the fundamental waveform. It can be achieved over the modulation higher than SPWM by 15% [2]. The modulating function is described as follows:

$$v_a = m_a (1.15 \sin(\omega t) + 0.19 \sin(3\omega t)) \quad (2)$$

- 3) The DPWM-60° and DPWM-120° technique are the modulation strategy for reducing switching losses. Because only two inverter-leg are actives at the same time [3]. The function for one phase modulation of DPWM60° is described as follow:

$$\begin{aligned} m_a \cos(\omega t - \frac{\pi}{3}) & ; 0 \rightarrow \frac{\pi}{3} \\ 1 & ; \frac{\pi}{3} \rightarrow 2\frac{\pi}{3} \\ m_a \cos(\omega t - 2\frac{\pi}{3}) & ; 2\frac{\pi}{3} \rightarrow \pi \\ 1 - m_a \cos(\omega t - 4\frac{\pi}{3}) & ; \pi \rightarrow 4\frac{\pi}{3} \\ 0 & ; 4\frac{\pi}{3} \rightarrow 5\frac{\pi}{3} \\ 1 - m_a \cos(\omega t - 5\frac{\pi}{3}) & ; 5\frac{\pi}{3} \rightarrow 2\pi \end{aligned} \quad (3)$$

- 4) The DPWM-120° technique is shown in equation (4)

$$\begin{aligned} m_a \sin(\omega t) & ; 0 \rightarrow 2\frac{\pi}{3} \\ m_a \sin(\omega t - \frac{\pi}{3}) & ; 2\frac{\pi}{3} \rightarrow 4\frac{\pi}{3} \\ 0 & ; 4\frac{\pi}{3} \rightarrow 2\pi \end{aligned} \quad (4)$$

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \quad (5)$$

Where

m_a is the amplitude modulation index

$\hat{V}_{control}$ is the peak amplitude of modulating waveform

\hat{V}_{tri} is the peak amplitude of carrier waveform

The other phases of each PWM pattern are shifted by another 120° and 240° respectively.

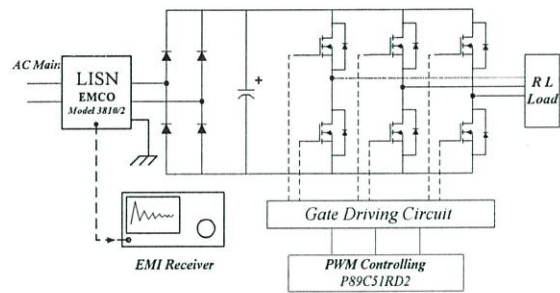


Figure 2 EMI measuring setup system for three phase full bridge inverter.

III.2 Conducted EMI

The operations of switching devices generate dv/dt or di/dt . It is clarified that it can generate the EMI emission [4] and can affect to any system. The two types of propagations for conducted EMI are differential-mode and common-mode. Differential-mode propagation takes place between two conductors and common-mode propagation takes place between a group of conductors and ground [5], shown in figure3.

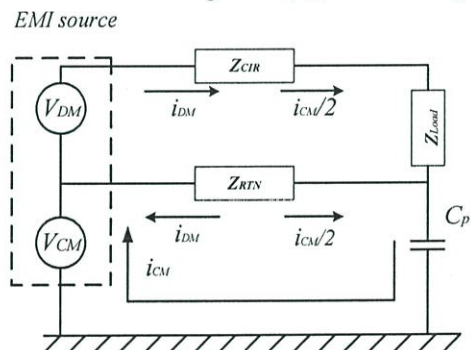


Figure 3. Differential-mode and common-mode conducted EM propagation

IV. SOFTWARE

MATLAB is used to provide PWM patterns in assembly form and comply to Intel hex file for microcontroller P89C51RD2 (MCS-51 family).

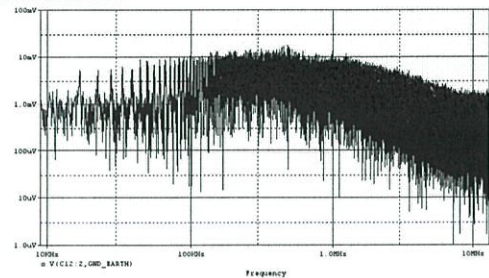
V. EXPERIMENTATIONS

The simulation and implementation are compared for the experiment.

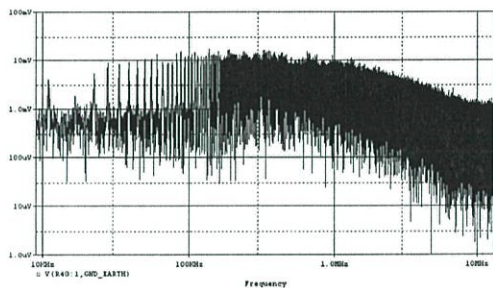
V.1 EMI Simulations

The simulation is investigated for behaving of EMI emissions for PWM Inverter. PSPICE was used in the EMI simulation. In this work, the parasitic components of the inverter is not includes in the simulation for PSPICE software. Some simulated results are shown in figure4. This results show EMI from different

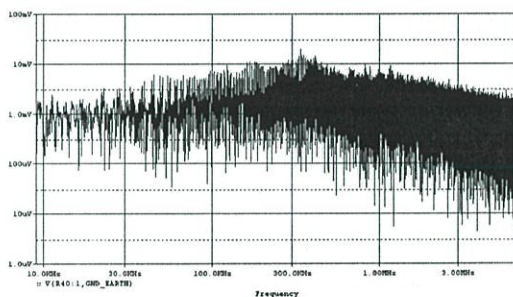
modulation index and other is the same way implementation.



(a) Modulation index is at 0.6.



(b) Modulation index is at 0.8.



(c) Modulation index is at 1.2.

Figure 4 Simulated results for different modulation index at 5.5 kHz of switching frequency.

V.2 Test Setup for Measuring

The test setup referred to the CISP16 standard is used. The conducted EMI is measured with Line Impedance Stabilization Network (LISN), in the frequency range of 150 kHz to 30 MHz. LISN is used to provide the 50Ω standard impedance for the measurably repeatability. The same condition for measurement are dc link, balance load (star connected), load power factor, efficiency and layout of each PWM pattern. The equipment under test (EUT) is shown in figure 2.

Table I – Equipments and operating condition for implementation

LISN	EMCO Model 3810/2 9kHz - 30 MHz
EMI Receiver	Agilent E7401A 9 kHz – 1.5 GHz
Switching Devices	MOSFET IRF840
Load	$R \approx 47 \Omega, L \approx 1.2 \text{ mH}$
DC Link	155 Volt

V.3 Experimental results

The implementation is done the EMI measurement as shown in table 2. The figure 5 shows the output line-to-line voltage and line current of three phases PWM inverters at 0.75 kHz of switching frequency. The experimental results for the condition of the same power output is shown in figure 6. Various switching frequencies are shown in figure 7, while various modulation index for all patterns are shown in figures 8 and 9 respectively. The peak mode detection is used for those measurement. The EMI effect by deadtime is shown in figure 10. This measurement is done in EMI average mode measurement to get the precise results.

Table II – Experimental Conditions

PWM Patterns	SPWM	THIPWM	DPWM60°	DPWM120°
Switching Frequency (kHz)	2.5	5.5	10.5	21
Modulation Index (m_a)	0.3	0.6	0.8	1.2
Dead Time (μs)	2	4	N/A	N/A

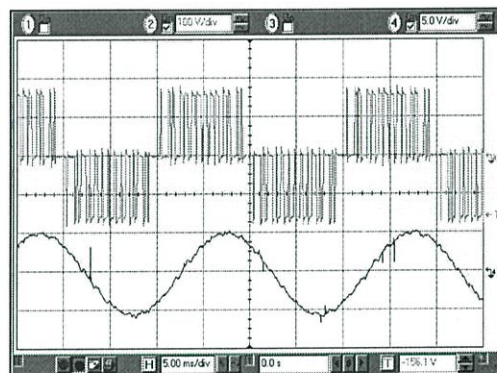


Figure 5 Output line to line voltage and line current of three phases PWM inverters.

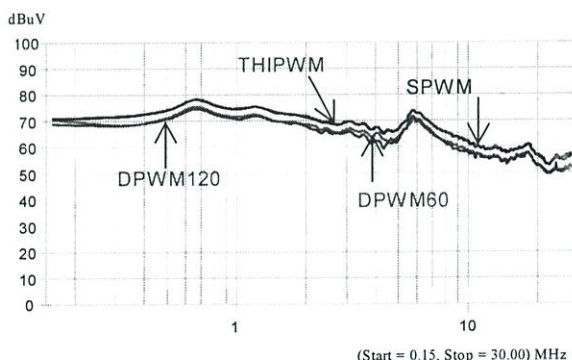


Figure 6 Conducted EMI for the same power input of PWM inverters.

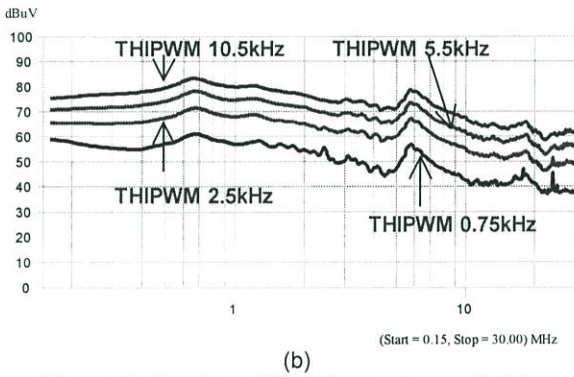
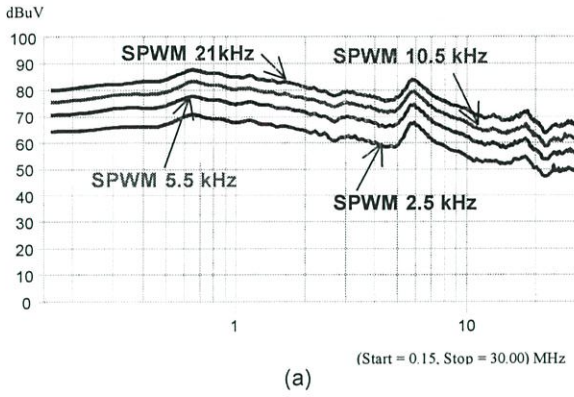


Figure 7. Conducted EMI for various switching frequencies.

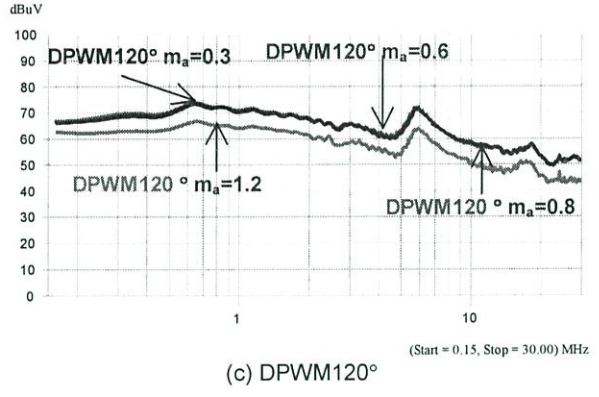
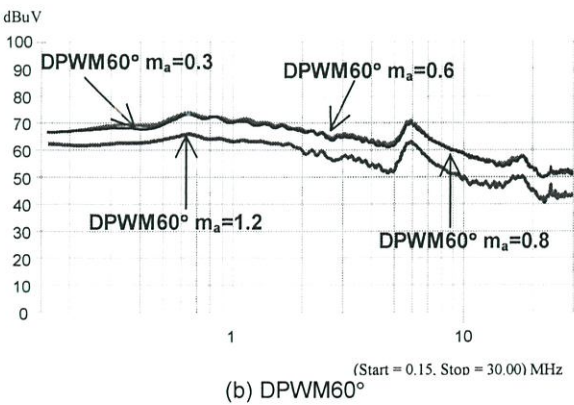
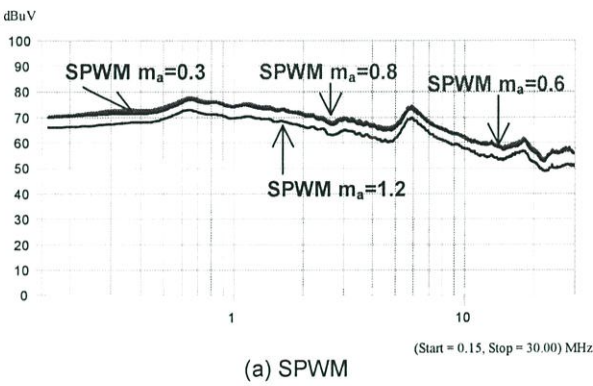
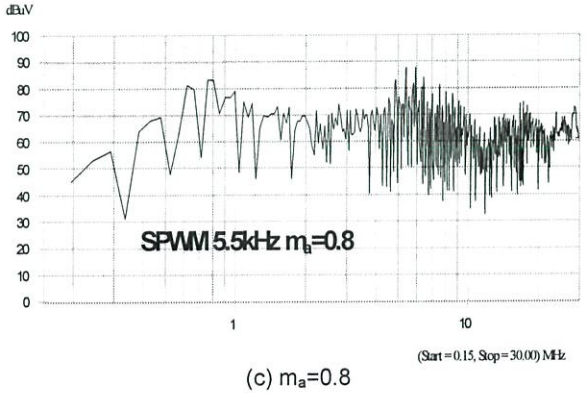
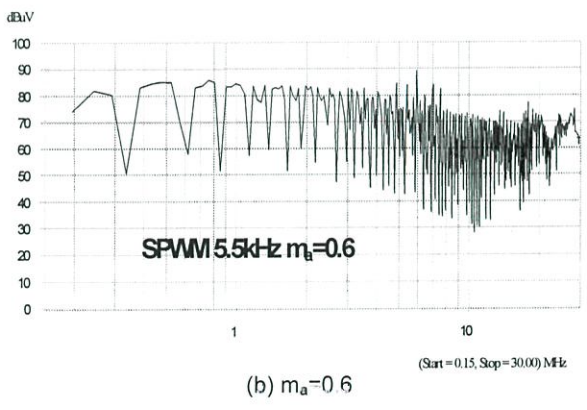
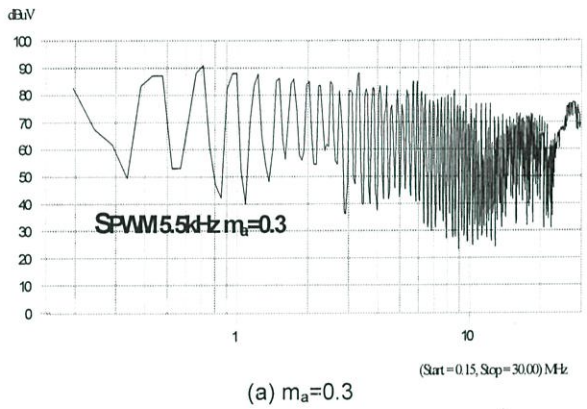


Figure 8 Conducted EMI for different modulation index at 5.5 kHz of switching frequency.



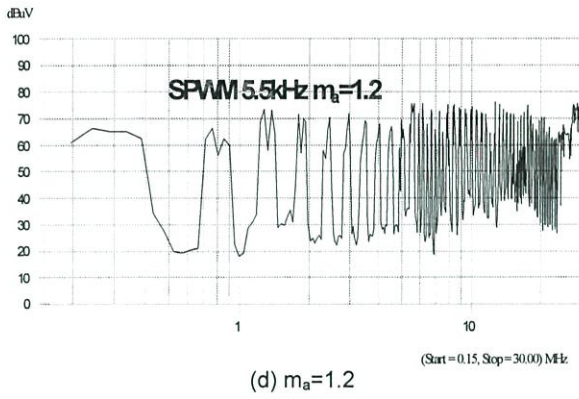


Figure 9 Conducted EMI for different modulation index in Peak Mode detected at switching frequency 5.5 kHz of that SPWM technique.

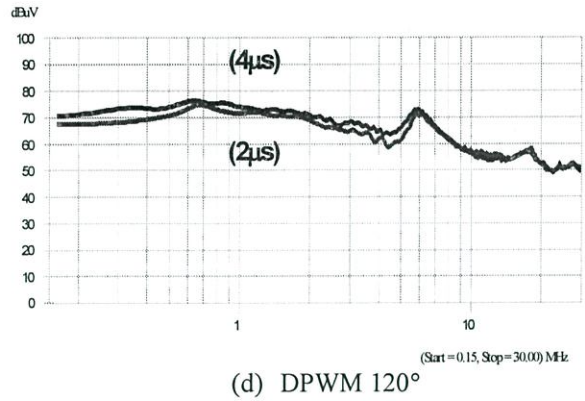
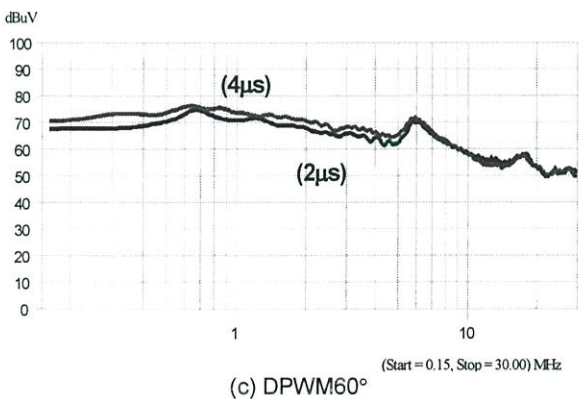
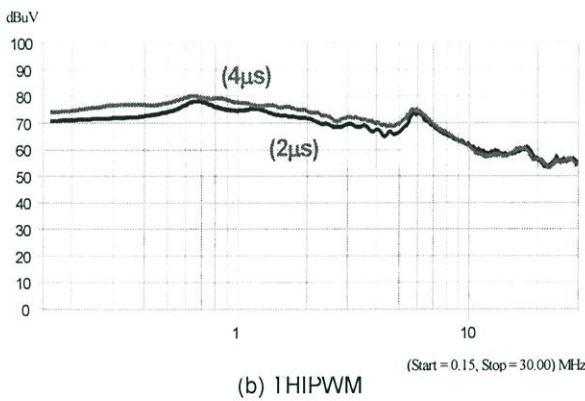
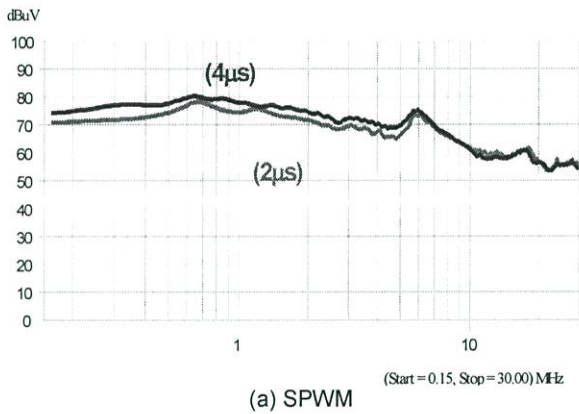


Figure 10 EMI effect of deadtime at 5.5 kHz switching frequency.



VI. ANALYSIS

The analyses are focused for common mode conducted EMI emissions from simulated results and experimental results.

Figure 6 shows the comparison of the conducted EMI with the same input power for four different PWM techniques. EMI emissions from SPWM and THIPWM technique are the same and EMI of DPWM60° and DPWM120° techniques are also the same.

The same number of pulses of those SPWM and THIPWM techniques can generate the same conducted EMI emission. It is also true for PWM60° and DPWM 120° case.

Then EMI emissions from SPWM is the same as THIPWM and EMI emissions from DPWM60° is the same as DPWM120°. The EMI emissions of those SPWM and THIPWM are higher than of those EMI emissions from DPWM60° and DPWM120°.

The increasing of switching shows the amplitude effect as the result shown in figure 7 (a) and (b). The tested frequencies are set up at 0.75 kHz, 2.5 kHz, 5.5 kHz, 10.5 kHz and 21 kHz. The switching frequency is affected to the number of pulses. If it is higher switching frequency, the number of pulses is also get higher too. Then, if the operating at higher switching frequency, the EMI level is become higher.

Figure 8 shows EMI response at $m_a = 0.3, 0.6, 0.8$ and 1.2, respectively for three techniques. Slightly noise different caused by the modulation index for SPWM, DPWM60 and DPWM120 techniques can be observed. However, if m_a more than one, the number of pulses are reduced, consequently, the EMI emission is low as shown in figures 8 and 9.

Figure 9 shows EMI response at differential m_a for Peak mode detection. The m_a affects to pulse width and the edge position of pulses is not corresponded for the differential m_a . The edge positions of pulses are affected to position of peak for EMI as shown in figure 9.

Figure 10 shows EMI affected by the deadtime. The effect of deadtime has very small effect to EMI emissions.

The waveform analysis shown in figure 11 describes the EMI effect in frequency domain.

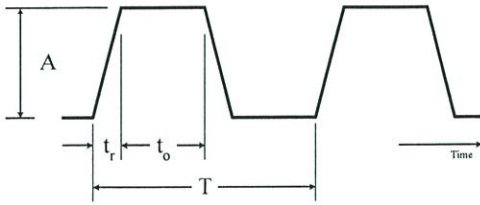


Figure 11 Periodic pulses for the analysis EMI emission.

$$C_n = 2A \cdot \frac{(t_o + t_r)}{T} \cdot \frac{\sin[\pi(t_o + t_r)/T]}{\pi(t_o + t_r)/T} \cdot \frac{\sin(\pi n t_r / T)}{\pi n t_r / T} \quad (6)$$

where

- C_n is amplitude of spectrum or level of EMI.
- A is amplitude of pulse.
- t_o is pulse width.
- t_r is rise time.
- n is harmonic order.
- T is period.

Figure 11 and equation (6) can be used for EMI descriptions [6]. Tables III to V are examples for variation some values which are affected to EMI emissions. The results in table IV show effect of pulse width which is not affected to the generated EMI. The results in table III show the effect of amplitude of pulse or dc link level. If the amplitude of pulse is higher, the level of dv/dt is also higher. Then the EMI emissions are higher. The results in table V show the rise time effect. If rise time is longer, the EMI emissions become low.

Table III – Effect of Amplitude of pulse to C_n

A	C_n
50	0.15
100	0.29
150	0.44

Condition: $t_r=0.1\mu s$, $t_o=50\mu s$, $T=100\mu s$, $n=150$

Table IV – Effect of t_o to C_n

$t_o(\mu s)$	C_n
5	0.29
25	0.29
45	0.29

Condition: $t_r=0.1\mu s$, $A=100$, $T=100\mu s$, $n=150$

Table V – Effect of t_r to C_n

$t_r(\mu s)$	C_n
0.1	0.29
0.5	0.09
1.0	0.05

Condition: $t_r=0.1C$, $t_o=50c$, $T=100\mu s$, $n=150$

VII. CONCLUSION

EMC education on three phase PWM inverters is analysed and implemented using the microcontroller to generate PWM signals for controlling three phase PWM patterns.

The main factors effected to EMI emissions are consists of

- dv/dt or di/dt
- number of dv/dt per period

The numbers of pulses of SPWM and THIPWM are higher than of those DPWM60° and DPWM120°, then the EMI level are higher.

The switching frequency has significantly the EMI emission due to the number of pulses per period. If the switching frequency is high, it result in the EMI level. The modulation index and deadtime can affect to only the pulsewidth. The simulated and experimental results can be calculated from equations (6). The pulsewidth is less affected or not affected to EMI level. In the case of over modulation, the number of pulses is reduced. It is similar to of that the DPWM60° case. Then, the EMI level is lower.

The experimental results show a good EMI effect from various parameters. It should help students and engineers to understand the conducted EMI emission. This work can guide to the EMI suppression.

VIII. REFERENCES

- [1] S. Kaitwanidvilai and W. Khan-ngern, "PWM-CAD1 An Interactive and efficient PWM Inverter Training Kit" *Proceeding of IEEE Power Engineering Society Winter Meeting (PES Winter 2000), Singapore, 24-27 January 2000*.
- [2] Richard Valentine, "Motor Control Electronics Handbook" McGraw-Hill: Singapore, 1998, pp. 252-253.
- [3] Blabjerg, F.; Jaeger, U. and Munk-Nielsen, S., "Power Losses in PWM-VSI Inverter Using NPT or PT IGBT Devices" *Power Electronics, IEEE Transaction on, Volume: 10 Issue: 3, May 1995*, pp. 358-367.
- [4] Shao, J; Lin, R.L.; Lee, F.C.; and Chan, D.Y. "Characterization of FMI Performance for Hard and Soft-Switched Inverters" *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000 APEC2000. Fifteenth Annual IEEE, Volume: 2, 2000*, pp. 1009-1014.
- [5] Redl, R. "Power Electronics and Electromagnetic Compatibility" *Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC'96 Record, 27th Annual IEEE, Volume: 1, 1996* pp. 15-21.
- [6] David A. Weston "Electromagnetic Compatibility Principles and Applications" Marcel Dekker, Inc., New York, 1991.

ประวัติผู้เขียน

นายคมกริช กระจะนันท์ เกิดเมื่อวันที่ 5 กรกฎาคม พ.ศ. 2519 สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาปีที่ 6 จากโรงเรียนพิจิตรพิทยาคม จ. พิจิตร พ.ศ. 2537 สำเร็จการศึกษาระดับวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วศบ.) สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ องค์กรักษ์ จ. นครนายก เดือนมีนาคม พ.ศ. 2542

ได้รับทุนจากสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง และ JICA ไปฝึกอบรม ณ ประเทศญี่ปุ่น ในหัวข้อเรื่อง “ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า” หรือ EMC กับ Prof. Dr. Shuichi Nitta ที่ Ikuei Technical College, Igusa Suginami, Tokyo, Japan ในระหว่างวันที่ 28 พฤษภาคม – 20 กรกฎาคม พ.ศ. 2545