

การลดผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำที่เกิดจาก
บัค-บูส คอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรถวลกุ่มเกท

THE SUPPRESSION OF EMI CONDUCTED EMISSION FROM
BUCK-BOOST CONVERTER USING THE GATE CONTROL CIRCUIT

จรัมส์ แก้วชัย

JAMRAS KAEWCHAI

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-598-7

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การลดผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำที่เกิดจาก
บัค-บูส คอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุมเกท

THE SUPPRESSION OF EMI CONDUCTED EMISSION FROM
BUCK-BOOST CONVERTER USING THE GATE CONTROL CIRCUIT



จํารัส แก้วชัย

JAMRAS KAEWCHAI

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 47528
วัน, เดือน, ปี 19 ส.ค. 2546

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-598-7

**THE SUPPRESSION OF CONDUCTED EMI FROM BUCK-BOOST
CONVERTER USING GATE CONTROL CIRCUIT**

JAMRAS KAEWCHAI

**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 974-324-598-7

COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การลดผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำที่เกิดจากบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์
ด้วยวงจรควบคุมเกท

THE SUPPRESSION OF EMI CONDUCTED EMISSION FROM
BUCK-BOOST CONVERTER USING THE GATE CONTROL
CIRCUIT

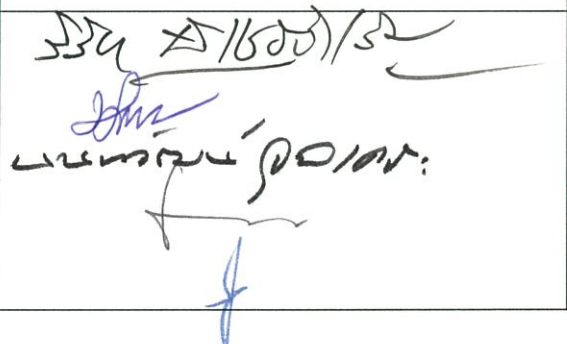
ชื่อนักศึกษา นายจรัส แก้วชัย

รหัสประจำตัว 41061035

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผศ.ร.อ.ดร.วีระเชษฐ ชันเงิน

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วิริยะ	พิเชษฐจำเริญ	
ผศ.ดร.วิจิตร	กิมเรศ	
ดร.นนทวัฒน์	จุลเดชะ	
ผศ.ดร.ชนินทร์	บุญลักษณ์านุสรณ์	
ผศ.ร.อ.ดร.วีระเชษฐ	ชันเงิน	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 21 เมษายน 2546 เวลา 14.00-16.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-403)



วันที่.....30.....เดือน.....พฤษภาคม.....พ.ศ.....2546.....

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การลดผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ
ที่เกิดจากบัค-บูส คอนเวอร์เตอร์
ด้วยวงจรถวลคุมเกท

นักศึกษา

นายจรัส แก้วชัย

รหัสประจำตัว

41061035

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2546

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

ผศ. ร.อ. ดร. วีระเชษฐ์ ชันเงิน

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอการลดผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่เกิดจากบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ โดยศึกษาผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ในขณะที่คอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องและโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง และผลของรูปคลื่นสัญญาณควบคุมของอุปกรณ์สวิตซิ่ง (มอสเฟต) ต่อผลการเกิดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า การวิเคราะห์ได้ทดลองกับคอนเวอร์เตอร์แบบบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ โดยผลการทดลองได้แสดงเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลอง ที่ความถี่ สวิตซิ่ง 100 กิโลเฮิร์ตและกำลังเอาต์พุต 200 วัตต์ ด้วยการเลือก RC ที่เหมาะสมเพื่อปรับปรุงรูปแบบสัญญาณควบคุม จะลดผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำในย่านความถี่ประมาณ 22-30 MHz ขณะที่โหมดการทำงานกระแสต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องไม่ส่งผลมากกับการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

Thesis Title	The Suppression of EMI Conducted Emission from Buck- Boost Converter Using the Gate Control Circuit
Student	Mr. Jamras Kaewchai
Student ID	41061035
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2003
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Werachet Khan-ngern

ABSTRACT

This thesis proposes a suppression of electromagnetic interference (EMI) emission from Buck-Boost converter. The effect of controlling signal waveform of gate signal for MOSFET and the operating condition both of continuous conduction mode and discontinuous conduction mode to conducted EMI from converter are investigated. The Buck-Boost converter has been constructed to study the conducted EMI. The simulated result at switching frequency 100 kHz and output power 200 watts were shown and compared with the experimental results. The EMI conducted emission can be reduced around frequency range 22-30 MHz by using corrected control signal waveforms, and conduction mode does not give much effect to the EMI conducted emission.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาในการทำวิจัยจาก ผศ. ร.อ. ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยและรู้สึกรับซึ่งในความอนุเคราะห์จากท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ Prof. Dr. Shuichi Nitta ผู้เชี่ยวชาญพิเศษของ JICA เป็นอย่างสูง ที่ได้ให้คำแนะนำ และชี้แนวทางที่เป็นประโยชน์ในการทำวิจัย

ขอขอบคุณห้องปฏิบัติการ EMC สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (ReCCIT) สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ได้ให้การสนับสนุนเครื่องมือและอุปกรณ์ต่างๆ ในการทำวิจัยและสนับสนุนทุนในการนำเสนอบทความทั้งในและต่างประเทศ

ขอขอบคุณ นายคมกริช กระจะนันท์ และนายชุตติพงษ์ อุ้ยยาโยสม ที่ได้ให้คำแนะนำและช่วยเหลือในการวิเคราะห์สัญญาณด้วยโปรแกรม MATLAB และเทคนิคการวัดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้ารวมถึงพร้อมทั้งช่วยตรวจเทียบและแก้ไขจุดที่ผิดพลาด

ขอขอบคุณพี่ ๆ เพื่อน ๆ และน้อง ๆ จากห้องปฏิบัติ EMC ทุกคนที่คอยให้ความช่วยเหลือเป็นอย่างดีในการทำวิจัย

สุดท้ายขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัย ที่ได้ให้ทุนสนับสนุนการทำวิทยานิพนธ์ครั้งนี้ คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

จรัส แก้วชัย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ขั้นตอนของการศึกษา (PROCESS OF THE STUDY).....	2
1.5 ขอบเขตการวิจัย (LIMITATION OF THE STUDY).....	3
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีคีชีทาคีชีคอนเวอร์เตอร์และมอสเฟตกำลัง.....	5
2.1 บทนำ.....	5
2.2 การควบคุมของคีชีทาคีชีคอนเวอร์เตอร์.....	6
2.3 บัค-บูส คอนเวอร์เตอร์.....	7
2.3.1 บทนำ.....	7
2.3.2 วงจรบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ในโหมดกระแสต่อเนื่อง.....	8
2.3.3 ซึ่ดแบ่งของกระแสต่อเนื่อง-กระแสไม่ต่อเนื่อง.....	9
2.3.4 วงจรบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ระดับโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง.....	10
2.3.5 ค่าแรงดันกระแสเพิ่ม.....	12
2.4 มอสเฟตกำลัง.....	13
2.4.1 บทนำ.....	13
2.4.2 คุณลักษณะทางกระแส-แรงดัน.....	13
2.4.3 โครงสร้างของมอสเฟตกำลัง.....	15
2.4.4 คุณลักษณะในการการทำงานแบบสวิตชิง.....	15

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 3 ทฤษฎีพื้นฐานสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	20
3.1 บทนำ	20
3.2 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	20
3.3 ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า	20
3.4 การแพร่ของสัญญาณรบกวนทางสายนำ.....	23
3.4.1 บทนำ.....	23
3.4.2 แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน	25
3.4.3 ความสัมพันธ์ของฮาร์โมนิกกับสัญญาณรบกวนจากพัลส์ที่เป็นคาบเวลา	26
3.5 การทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	31
3.5.1 เครื่องมือวัด.....	32
3.5.2 โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (LISN).....	33
3.5.3 ระนาบพื้น	34
3.5.4 การจัดวางอุปกรณ์ (มอก. 1956-2542)	35
3.5.5 สถานที่ในการวัดและทดสอบ	36
บทที่ 4 การออกแบบวงจร	37
4.1 บทนำ	37
4.2 การออกแบบวงจรกำลัง.....	37
4.3 การออกแบบวงจรควบคุม.....	39
4.3.1 การสร้างสัญญาณ PWM.....	39
4.3.2 วงจรขับเคลื่อน	41
4.3.3 วงจรควบคุมเกท	41
บทที่ 5 การจำลองการทำงานและผลการทดลอง	43
5.1 บทนำ	43
5.2 การสร้างแบบจำลองการทำงาน	43
5.3 ผลการจำลองการทำงาน.....	44
5.4 ผลการทดลองจากระบบจริง	46
5.4.1 การวัดรูปคลื่นแรงดันและกระแสผ่านมอสเฟต	46

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.4.2 การวัดสัญญาณรบกวน	52
5.5 สรุป	55
บทที่ 6 การวิเคราะห์การลดการเกิดสัญญาณรบกวน	56
6.1 บทนำ	56
6.2 พื้นฐานการวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวน	57
6.3 การลดสัญญาณรบกวนด้วยเทคนิคการควบคุมเกท.....	58
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัย	61
เอกสารอ้างอิง	62
ภาคผนวก ก	64
ภาคผนวก ข	88
ประวัติผู้เขียน	106

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 เงื่อนไขในการวัดและทดสอบการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ	3
3.1 การวัดของเครื่องวัดตามมาตรฐาน CISPR.....	33

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ระบบคิซีทุติยคอนเวอร์	5
2.2 คิซีทุติยแบบพื้นฐาน	6
2.3 การสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม	6
2.4 บัค-บูสคอนเวอร์เตอร์	8
2.5 บัคบูสคอนเวอร์เตอร์	9
2.6 บัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ ที่ขีดแบ่งของการนำกระแสแบบต่อเนื่อง-ไม่ต่อเนื่อง	10
2.7 รูปคลื่นของกระแสบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง	11
2.8 คุณลักษณะบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์โดยให้ V_o คงที่	11
2.9 แรงดันกระแสเฟรมด้านเอาต์พุตในบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์	12
2.10 คุณลักษณะ i_D-v_{DS} ของมอสเฟต	13
2.11 โลกัสของการทำงานย่านความต้านทานกับย่านแอกทีฟ	14
2.12 สัญลักษณ์มอสเฟตกำลัง	15
2.13 ลักษณะตัดขวางของมอสเฟต	15
2.14 วงจรสมมูลย์ของมอสเฟต	16
2.15 วงจรเพื่อการวิเคราะห์การทำงานชั่วขณะของมอสเฟต	16
2.16 วงจรสมมูลย์การทำงานชั่วขณะของมอสเฟต	17
2.17 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันของมอสเฟต เมื่อเริ่มนำกระแส	18
2.18 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันของมอสเฟต เมื่อหยุดนำกระแส	19
3.1 พิสูจน์ความถี่ของการรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า	21
3.2 รูปแบบการรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า	22
3.3 พัลส์ที่เป็นคาบสี่เหลี่ยมคางหมูแบบสมมาตร	26
3.4 สเปกตรัมของฮาโมนิคส์ที่ความถี่ต่ำของพัลส์สี่เหลี่ยมคางหมู ที่มีค่า $t_r+t_f = T/2$	27
3.5 แสดงสเปกตรัมฮามอนิกส์ที่ความถี่ต่ำของรูปคลื่นพัลส์สี่เหลี่ยมคางหมู	28
3.6 สเปกตรัมที่ความถี่สูง ของ TTL clock pulse ที่ความถี่ 1 MHz	28
3.7 ระดับสัญญาณรบกวน 1 V 1ms ของพัลส์รูปสี่เหลี่ยม	29
3.8 ระดับสัญญาณรบกวน 1 V 1ms ของรูปสี่เหลี่ยมคางหมู	30
3.9 สัญญาณรบกวนของ สี่เหลี่ยมคางหมู	30
3.10 กราฟของอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของ AMN/LISN ตามมาตรฐาน CISPR	34
3.11 วงจรของ AMN/LISN ตามมาตรฐาน CISPR	34

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.12	35
4.1	37
4.2	38
4.3	38
4.4	38
4.5	39
4.6	40
4.7	40
4.8	41
5.1	43
5.2	44
5.3	44
5.4	45
5.5	45
5.6	46
5.7	47
5.8	48
5.9	49
5.10	50
5.11	51
5.12	52
5.13	53
5.14	54
5.15	54
5.16	55
6.1	56
6.2	57

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.3 รูปคลื่นสี่เหลี่ยม และสเปกตรา	58
6.4 รูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมู และสเปกตรา.....	59
6.5 สเปกตราของแรงดัน v_{ds} และสัญญาณรบกวน ที่ $D=0.3$	59
6.6 วงจรบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์.....	60
6.7 ผลการจำลองบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์พื้นฐาน	60

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันมีสวิตชิง โหมคเพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์มีการใช้กันแพร่หลาย เนื่องจากมีลักษณะเด่นคือ มีประสิทธิภาพสูง ขนาดเล็ก และน้ำหนักเบา ซึ่งการใช้การสวิตชิงที่ความถี่สูงแบบ PWM ได้มีการใช้เพิ่มขึ้นมาก แต่อย่างไรก็ตามการทำงานแบบสวิตชิงที่ความถี่สูงนั้นจะนิยมใช้มอสเฟตกำลังเป็นอุปกรณ์ในการสวิตซ์ ซึ่งจะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนไปลดทอนความน่าเชื่อถือของระบบ อิเล็กทรอนิกส์ที่อยู่ใกล้เคียง รวมทั้งตัวมันเองด้วย จากปัญหาที่สำคัญดังกล่าวที่เกิดขึ้นกับสวิตชิง โหมคเพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์นั้น ก็ได้มีการใช้วิธีการหลายวิธีที่จะลดปัญหาดังกล่าว เป็นต้นว่าใช้ฟิลเตอร์ วงจรสแน็บเบอร์ ซึ่งก็ได้มีการพัฒนาขึ้นโดยลำดับ [1] ซึ่งจุดประสงค์ของวิทยานิพนธ์นี้เพื่อศึกษา และวิเคราะห์ผลการลดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากคอนเวอร์เตอร์ โดยการเปลี่ยนแปลงและควบคุมสัญญาณควบคุมเกท ซึ่งได้ทดลองกับบัค-บัสคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นวงจรพื้นฐานส่วนหนึ่งของสวิตชิง โหมคเพาเวอร์ซัพพลาย ซึ่งผลการวัดที่ได้จากการทดลอง และการจำลองด้วยโปรแกรม PSpice ได้นำเสนอและเปรียบเทียบกัน

การเกิดการรบกวนกันทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI) นั้นมีผลกระทบต่อการทำงานที่ตัวอุปกรณ์ ระบบโดยจะทำให้เกิดการรบกวนที่ผิดพลาด ลดทอนประสิทธิภาพ หรือเกิดการเสียหายแก่ตัวอุปกรณ์และระบบได้ การวิเคราะห์แหล่งกำเนิด EMI จะเป็นแนวทางในการที่จะช่วยลดปัญหาที่จะเกิดผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า อีกทั้งมีการออกกฎหมายบังคับควบคุม และมาตรฐานทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าของอุปกรณ์ไฟฟ้า ซึ่งจะสามารถใช้เป็นเงื่อนไขทางการค้าอีกด้วย

การศึกษาและวิจัยในเรื่องของ การรบกวนกันทางแม่เหล็กไฟฟ้า จากคอนเวอร์เตอร์กำลัง ซึ่งตัวสวิตชิงนี้จะเป็นส่วนสำคัญอย่างมากในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ เช่นในคอมพิวเตอร์ ระบบสื่อสาร การศึกษาการรบกวนทางแม่เหล็กจะศึกษาใน 3 ส่วน คือ แหล่งกำเนิดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า การส่งผ่านสัญญาณรบกวน และตัวที่ได้รับผลการรบกวนทางแม่เหล็ก ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะศึกษาผลการแก้ปัญหา และยับยั้งการเกิดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ณ แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้มีจุดประสงค์เพื่อนำเสนอการลดผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ผ่านทางสายตัวนำที่เกิดจากวงจรบัค-บัสคอนเวอร์เตอร์ โดยวิธีการควบคุมเวลาขาขึ้นและขาลงของสัญญาณ

เกทของมอสเฟตซึ่งทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ และประเมินประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ทางด้านไฟฟ้า กับสมรรถนะทางด้านการลดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ในวงจรสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย การเพิ่มความถี่เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์นั้น ได้ส่งผลให้เกิดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้ามากขึ้น และอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสและแรงดันอย่างรวดเร็ว เป็นผลโดยตรงกับระดับการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้างั้น หากลดระดับอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสและแรงดัน จะสามารถลดผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าได้ และได้ใช้วงจรบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นคอนเวอร์เตอร์พื้นฐานเป็นวงจรที่นำมาพิจารณาในการทดลองเพื่อทดสอบสมมติฐานดังกล่าว

อีกทั้งลักษณะของรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่เกิดจากการสวิตซ์ นอกจากจะมีผลต่อระดับของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าแล้ว ยังมีผลต่อการสูญเสียในการสวิตซ์ด้วย กล่าวคือ ถ้าความชันของรูปคลื่นมีความชันมาก ระดับของสัญญาณรบกวนก็จะมีค่าสูง แต่ความสูญเสียจากการสวิตซ์จะมีค่าต่ำ ขณะที่ความชันของรูปคลื่นมีความชันน้อยความสูญเสียในการสวิตซ์จะมีค่าสูง แต่ระดับของสัญญาณรบกวนจะมีค่าต่ำ ดังนั้นในการปรับปรุงการลดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า จึงได้ทำการพิจารณาประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์โดยรวม ด้วยการเปรียบเทียบกับผลของการลดของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

ในการทดสอบสมมติฐาน จะมีวงจรควบคุมเกททำหน้าที่ลดระดับของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยการปรับค่าความจุไฟฟ้า โดยคงที่ค่าความต้านทานของ R_{on} เพื่อควบคุมความชันของสัญญาณความคุมเกท ซึ่งทำหน้าที่ในการชาร์จและดิชาร์จประจุของ C_{gd} ในช่วง Miller effect ให้ช้าลงเพื่อลดผลของการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยลดประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ไม่มากนัก

1.4 ขั้นตอนของการศึกษา (PROCESS OF THE STUDY)

1. ศึกษาถึงการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ
2. ศึกษาโครงสร้างและการทำงานแบบสวิตซ์ซิงของมอสเฟตกำลัง
3. การออกแบบวงจรของคอนเวอร์เตอร์เพื่อให้ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง และ โหมดกระแสไม่ต่อเนื่องได้ สามารถจ่ายกำลังเอาท์พุทขณะทดสอบได้ 200วัตต์
4. ศึกษาการทำงานของบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์แล้วทดลอง โดยการวัดการเกิดสัญญาณรบกวน และการจำลองการทำงาน โดยใช้โปรแกรม PSpice
5. เปรียบเทียบผลการทดสอบสัญญาณรบกวนที่ใช้กับไม่ใช้วงจรควบคุมเกทที่นำเสนอ
6. สรุปผลการวิจัย

1.5 ขอบเขตการวิจัย (LIMITATION OF THE STUDY)

ขอบเขตของการวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือ ศึกษาถึงการเกิดสัญญาณรบกวนรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ทางสายตัวนำ ในวงจรที่ทำงานแบบสวิตชิ่งท์ของบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมดลดแรงดัน และเพิ่มแรงดัน ทั้งในโหมดของกระแสต่อเนื่องและกระแสไม่ต่อเนื่อง พิจารณาถึงสาเหตุของปัญหาและแนวทางแก้ไขปัญหา โดยการปรับเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุของวงจรควบคุมเกท เพื่อลดผลการลดทอนสัญญาณการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้น และประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์โดยแสดงเงื่อนไขในการทำวิจัยสรุปได้ดังต่อไปนี้

1. บัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ ขนาด 200 วัตต์ โดยใช้โพลเป็นชนิดความต้านทาน
2. ความถี่ในการสวิตชิ่ง 100 kHz
3. แรงดันอินพุต 50 โวลต์
4. ปรับอัตราส่วนงาน (Duty ratio) 0.30-0.70

ตารางที่ 1.1 เงื่อนไขในการวัดและทดสอบการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ

กำลังเอาต์พุต (วัตต์)	อัตราส่วนงาน (D)	โหมดการนำกระแส โหมดกระแสต่อเนื่อง โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง	รูปแบบการควบคุมเกท
200	0.30		1. แบบที่ 1 Rg
100	0.35		2. แบบที่ 2 Rg, Cg=1nF
50	0.40		3. แบบที่ 3 Rg, Cg=2nF
	0.45		4. แบบที่ 4 Rg, Cg=3nF
	0.50		
	0.55		
	0.60		
	0.65		
	0.70		

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

วิทยานิพนธ์นี้ จะนำเสนอการลดผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโดยการลดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่แหล่งกำเนิดอีกวิธีหนึ่ง ซึ่งการลดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่แหล่งกำเนิดนั้นเป็นส่วนที่สำคัญเพราะเป็นลดปัญหาที่ต้นเหตุ และเป็นการลดผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่แหล่งกำเนิดในส่วนภาคควบคุม ซึ่งเป็นการดำเนินการที่ด้านแรงดันต่ำ ทำให้มีค่าใช้จ่ายในส่วนของอุปกรณ์ไม่มาก เมื่อเทียบกับการดำเนินการที่ด้านแรงดันสูง

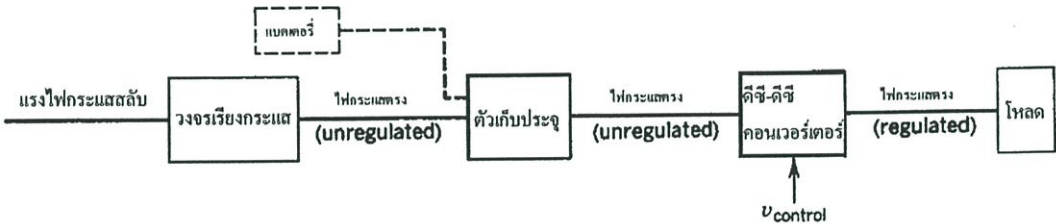
บทที่ 2

ทฤษฎีดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์และมอสเฟตกำลัง

2.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึง ลักษณะและการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบพื้นฐาน โดยจะเน้นในส่วนของคอนเวอร์เตอร์แบบบัค-บูส ดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์มีการใช้อย่างแพร่หลายในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงและในการใช้งานขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรง ระบบดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แสดงในรูปที่ 2.1 แรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มักจะเป็นแรงดันไฟตรงที่ไม่ได้ควบคุม ซึ่งได้จากแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับที่ผ่านวงจรเรียงกระแส แรงดันที่ได้จะมีการกระเพื่อมสูง เนื่องจากผลของแรงดันไฟกระแสสลับ ดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์ใช้ในการแปลงผันไฟกระแสตรงที่ยังไม่ได้ถูกควบคุมไปยังแรงดันที่สามารถควบคุมเพื่อให้ได้ตามระดับแรงดันที่ต้องการ

หากมองไปข้างหน้าการใช้งานของคอนเวอร์เตอร์เหล่านี้ จะใช้หม้อแปลงเพื่อการแยกกันทางไฟฟ้าในการใช้กับแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง และไม่มีการแยกกันทางไฟฟ้าในกรณีที่ใช้งานด้านขับเคลื่อนมอเตอร์ ดังนั้นในบทนี้จะกล่าวถึงคุณสมบัติทั่วไปของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ไม่มีการแยกกันทางไฟฟ้า



รูปที่ 2.1 ระบบดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์

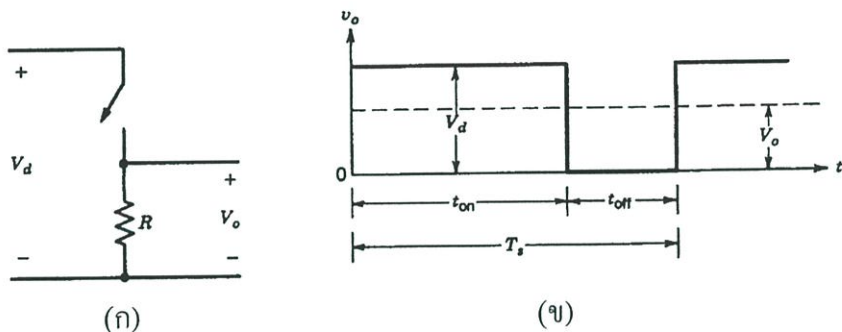
ในบทนี้คอนเวอร์เตอร์ จะวิเคราะห์ในสภาวะคงตัว อุปกรณ์สวิตชิงจะพิจารณาเป็นแบบอุดมคติ และไม่คำนึงถึงความสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ

แรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์สมมติว่ามีค่าอิมพีแดนซ์ภายในเป็นศูนย์ ซึ่งอาจจะเป็นแบตเตอรี่ อย่างไรก็ตามอาจจะเป็นแรงดันจากวงจรเรียงกระแสที่ต่อกับตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ เพื่อให้มีอิมพีแดนซ์อินพุตต่ำ และมีแรงดันกระเพื่อมน้อย

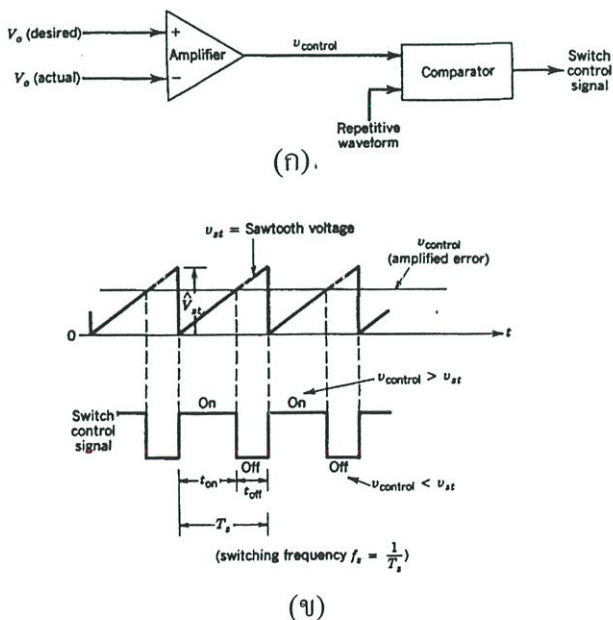
ด้านเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์สมมติว่าต่อกับโหลดซึ่งแสดงวงจรสมมูลย์เหมือนความต้านทานในกรณีที่แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงหรือวงจรสมมูลย์ของความต้านทานที่ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำในกรณีที่เป็นการใช้งานด้านขับเคลื่อนมอเตอร์

2.2 การควบคุมของดิซิปูดิซิคอนเวอร์เตอร์

ในดิซิปูดิซิคอนเวอร์เตอร์ แรงดันเฉลี่ยของไฟตรงด้านเอาต์พุตจะถูกควบคุมให้เท่ากับแรงดันที่ต้องการแม้ว่าแรงดันอินพุตหรือแรงดันเอาต์พุตมีการกระเพื่อม ดิซิปูดิซิคอนเวอร์เตอร์ใช้สวิตช์หนึ่งตัวหรือมากกว่าในการแปลงผันระดับแรงดันไฟตรง จากระดับหนึ่งไปอีกระดับหนึ่ง แรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ถูกควบคุมได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการเปิด-ปิดของสวิตช์ (t_{off} และ t_{on}) เพื่อให้เข้าใจได้ง่าย จะแสดงหลักการการทำงานของดิซิปูดิซิคอนเวอร์เตอร์ โดยพิจารณาคอนเวอร์เตอร์แบบพื้นฐานดังแสดงในรูปที่ 2.2 ค่าแรงดันเฉลี่ยของค่า V_o ของแรงดันเอาต์พุต v_o จะขึ้นอยู่กับช่วงเวลาการเปิด-ปิดของสวิตช์ วิธีหนึ่งของการควบคุมคือการใช้การสวิตซ์ซึ่งที่ความถี่คงที่ และปรับช่วงเวลาการทำงานของสวิตซ์เพื่อควบคุมค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุต วิธีนี้เรียกว่าการ สวิตซ์ซึ่งแบบ Pulse-width modulation (PWM) อัตราส่วนงาน (Duty ratio: D) ซึ่งกำหนดโดยอัตราส่วนของช่วงเวลาการปิดต่อควเวลาการสวิตซ์ [2]



รูปที่ 2.2 ดิซิปูดิซิคอนเวอร์เตอร์แบบพื้นฐาน



รูปที่ 2.3 การสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม (ก) แผนผังการทำงาน (ข) สัญญาณการเปรียบเทียบ

ในกรณีที่การสวิตซ์แบบ PWM ทำงานที่ความถี่คงที่ สัญญาณการควบคุมการทำงานของสวิตซ์จะสร้างจาก นำระดับแรงดันควบคุม $v_{control}$ มาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยม ดังรูปที่ 2.3 แล้วผ่านวงจรมหาสัญญาณก็จะได้แรงดันควบคุม ความถี่ของรูปคลื่นสามเหลี่ยมจะเป็นเท่ากับค่าความถี่ของการสวิตซ์ การสวิตซ์แบบ PWM ความถี่จะถูกรักษาให้คงที่และถูกเลือกให้อยู่ที่ระดับไม่กี่กิโลเฮิรตจนถึงระดับร้อยกิโลเฮิรต เมื่อแรงดันควบคุมมากกว่าระดับรูปคลื่นสามเหลี่ยมสวิตซ์จะได้สัญญาณควบคุมให้สวิตซ์ปิด และเมื่อแรงดันควบคุมต่ำกว่าระดับรูปคลื่นสามเหลี่ยมสวิตซ์จะได้สัญญาณควบคุมให้สวิตซ์เปิด ค่าสูงสุดของรูปคลื่นสามเหลี่ยม V_{st} รูปที่ 2.3 อัตราส่วนการทำงานของสวิตซ์ Duty ratio สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2.1)$$

คอนเวอร์เตอร์จะมีลักษณะการทำงานในโหมดที่ต่างกันสองโหมดคือ โหมดการนำกระแสต่อเนื่อง (Continuous conduction mode: CCM) และโหมดการนำกระแสไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous conduction mode: DCM) ในการทำงานจริงคอนเวอร์เตอร์อาจจะทำงานได้ทั้ง 2 โหมด ซึ่งมีคุณลักษณะที่ต่างกันจะกล่าวถึงในลำดับต่อไป

2.3 บัค-บูส คอนเวอร์เตอร์

2.3.1 บทนำ

หลักการการทำงานของบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์คือควบคุมแรงดันไฟตรง โดยจะได้แรงดันเอาต์พุตมีขั้วเป็นลบ เมื่อเทียบกับขั้วของแรงดันอินพุต และแรงดันเอาต์พุตที่ได้สามารถมากกว่าหรือน้อยกว่าแรงดันอินพุตได้

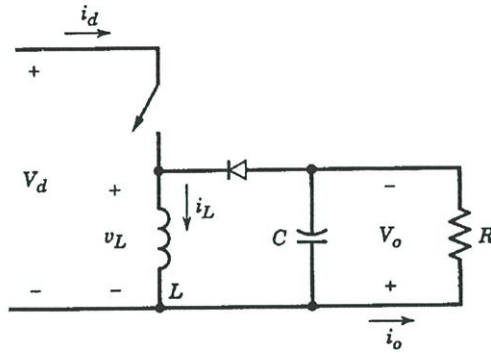
บัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ได้จากการต่อร่วมกันของคอนเวอร์เตอร์แบบพื้นฐาน แบบบัคคอนเวอร์เตอร์และบูสคอนเวอร์เตอร์ ในสภาวะการทำงานคงตัวอัตราส่วนการแปลงผันแรงดันดังแสดงในสมการ

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{(1-D)} \quad (2.2)$$

ดังนั้นแรงดันด้านเอาต์พุตจึงมีค่าน้อยกว่าแรงดันด้านอินพุตเมื่อ $D < 0.5$ และแรงดันทางด้านเอาต์พุตมีค่ามากกว่าแรงดันอินพุตเมื่อ $D > 0.5$ จึงหมายความว่า วงจรบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์สามารถที่จะทอน และทบแรงดันได้ แล้วแต่ค่าอัตราส่วนงาน (Duty ratio)

บัค-บูสคอนเวอร์เตอร์แสดงวงจรพื้นฐานได้ดังรูป 2.4 โดยเมื่อสวิตซ์ปิด พลังงานจากแหล่งจ่ายจะถูกจ่ายให้กับตัวเหนี่ยวนำและไดโอดจะถูกระงับแรงดันย้อนกลับ และเมื่อสวิตซ์เปิดพลังงาน

สะสมในตัวเหนี่ยวนำจะถ่ายเทไปยังด้านเอาต์พุต การวิเคราะห์ในสภาวะคงตัว ในที่นี้จะสมมติว่า ตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุตมีค่าใหญ่มาก ซึ่งเป็นผลให้แรงดันด้านเอาต์พุตมีค่าคงที่ $v_o = V_o$



รูปที่ 2.4 บัค-บูสคอนเวอร์เตอร์

2.3.2 วงจรบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ในโหมดกระแสต่อเนื่อง

วงจรบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์แสดงในรูป 2.4 ซึ่งมีรูปคลื่นกระแสและแรงดันแสดงในรูปที่ 2.5 ในช่วงเวลา DT แหล่งจ่าย V_s จ่ายพลังงานให้ตัวเหนี่ยวนำ L และในช่วงเวลา DT ตัวเหนี่ยวนำ L ถ่ายทอดพลังงานให้โหลด รูปที่ 2.5 แสดงรูปคลื่นสำหรับวงจรบัค-บูสในโหมดกระแสต่อเนื่องโดยที่กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไหลอย่างต่อเนื่อง

พิจารณาผลรวมของแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในหนึ่งคาบเวลาเป็นศูนย์

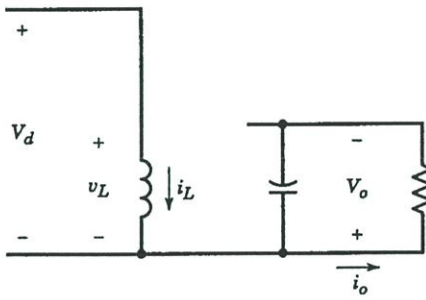
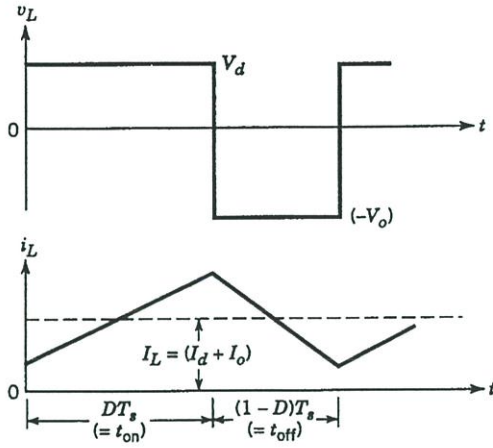
$$V_d DT_s + (-V_o)(1-D)T_s = 0 \quad (2.3)$$

ดังนั้น

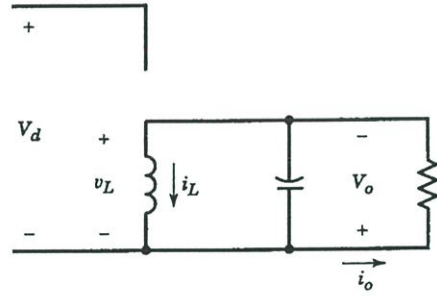
$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{(1-D)} \quad (2.4)$$

และ

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{(1-D)}{D} \quad (\text{สมมติว่า } P_d = P_o) \quad (2.5)$$



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.5 บัคคอนเวอร์เตอร์ (ก) เมื่อสวิตช์ปิด (ข) เมื่อสวิตช์เปิด

2.3.3 ชีตแบ่งของกระแสต่อเนื่อง-กระแสไม่ต่อเนื่อง

รูปที่ 2.6 แสดงรูปคลื่นที่ชีตแบ่งของการนำกระแสแบบต่อเนื่อง โดยกำหนดให้ $i_L = I_2/2$ ดังนั้นกระแสด้านเอาต์พุตที่มีชีตแบ่งเท่ากับ

จากรูปที่ 2.6

$$I_{LB} = 1/2 i_{L,Peak} \tag{2.6}$$

$$= T_s V_d D / 2L \tag{2.7}$$

จากรูป 2.4 $I_o = I_L - I_d$ (2.8)

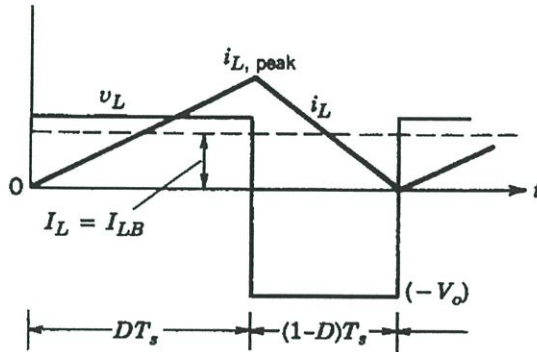
เนื่องจากกระแสเฉลี่ยของตัวเก็บประจุเป็นศูนย์

ดังนั้นจะได้ค่ากระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำและกระแสเอาต์พุต ณ ชีตแบ่งการนำกระแสต่อเนื่องในเทอมของ V_o โดยแทนค่าสมการ (2.4) ในสมการ (2.7) ดังนี้

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o (1-D)}{2L} \tag{2.9}$$

และ

$$I_{oB} = \frac{T_s V_o (1-D)^2}{2L} \quad (2.10)$$



รูปที่ 2.6 บัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ ที่ขีดแบ่งของการนำกระแสแบบต่อเนื่อง-ไม่ต่อเนื่อง

$$I_{LB,Max} = \frac{T_s V_o}{2L} \quad (2.11)$$

และ

$$I_{oB,Max} = \frac{T_s V_o}{2L} \quad (2.12)$$

จากสมการข้างต้นจะได้

$$I_{LB} = I_{LB,Max} (1-D) \quad (2.13)$$

$$I_{oB} = I_{oB,Max} (1-D)^2 \quad (2.14)$$

2.3.4 วงจรบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ระดับโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

จากรูปที่ 2.7 แสดงรูปคลื่นของกระแสไม่ต่อเนื่อง i_L ถ้าให้เราคำนวณโดยให้ผลรวมของแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำตลอดช่วงหนึ่งคาบเวลาเป็นศูนย์

$$V_d DT_s + (-V_o)(\Delta_1)T_s = 0 \quad (2.15)$$

ดังนั้น

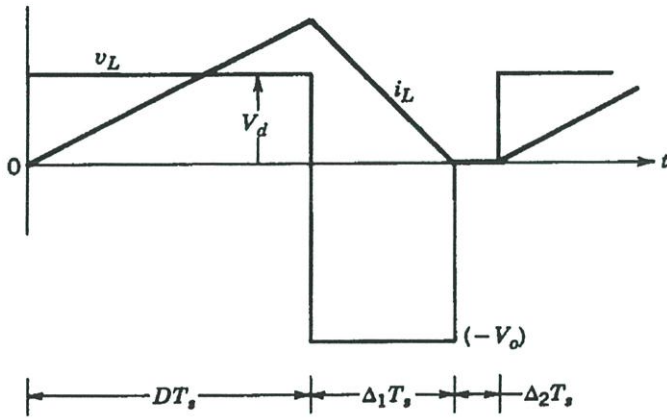
$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{(\Delta_1)} \tag{2.16}$$

และ

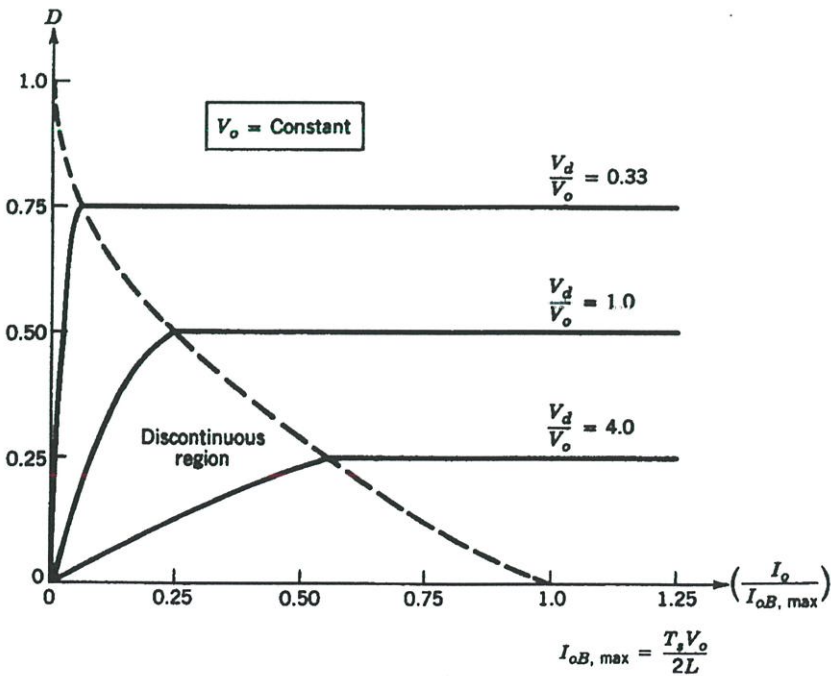
$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{(\Delta_1)}{D} \tag{2.17}$$

จากรูปที่ 2.7

$$I_L = \frac{V_d D T_s (D + \Delta_1)}{2L} \tag{2.18}$$



รูปที่ 2.7 รูปคลื่นของกระแสบังคับ-บวสคอนเวอร์เตอร์ในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง



รูปที่ 2.8 คุณลักษณะบังคับ-บวสคอนเวอร์เตอร์โดยให้ Vo คงที่

รูปที่ 2.8 แสดงกราฟของ D เป็นฟังก์ชันของ $I_o/I_{oB,max}$ สำหรับค่าของ V_d/V_o เส้นแบ่งระหว่างโหมดกระแสต่อเนื่องและโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องแสดงโดยเส้นประ

เนื่องจาก V_o คงที่ จะได้ D เป็นฟังก์ชันของกระแสโหลด I_o สำหรับที่ V_o/V_d ใด ๆ พิจารณาสมการ (2.4) กับ (2.14) จะได้

$$D = \frac{V_o}{V_d} \sqrt{\frac{I_o}{I_{oB,Max}}} \quad (2.19)$$

2.3.5 ค่าแรงดันกระเพื่อม

แรงดันกระเพื่อมด้านเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ สามารถคำนวณได้โดยพิจารณาจากรูปคลื่นดังแสดงในรูปที่ 2.9 สำหรับในโหมดกระแสต่อเนื่อง สมมติให้กระแสกระเพื่อมทั้งหมดของ i_D ไหลเข้าตัวเก็บประจุ และค่าเฉลี่ยของ i_D ไหลไปยังโหลดความต้านทาน พื้นที่ที่แรเงารูปที่ 2.9 แทนประจุ ΔQ ดังนั้น ค่า peak-to-peak ของแรงดันกระเพื่อมสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT_s}{C} \quad (2.20)$$

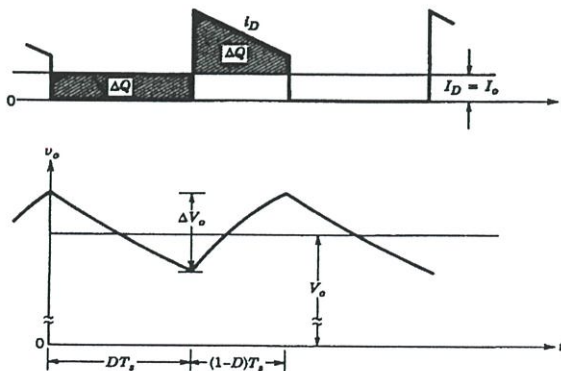
$$\Delta V_o = \frac{V_o DT_s}{RC} \quad (2.21)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT_s}{RC} \quad (2.22)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT_s}{\tau} \quad (2.23)$$

โดยที่ $\tau = RC$ ค่าคงที่เวลา

ในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องก็สามารถวิเคราะห์ได้ในลักษณะเดียวกัน



รูปที่ 2.9 แรงดันกระเพื่อมด้านเอาต์พุตในบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์

2.4 มอสเฟตกำลัง

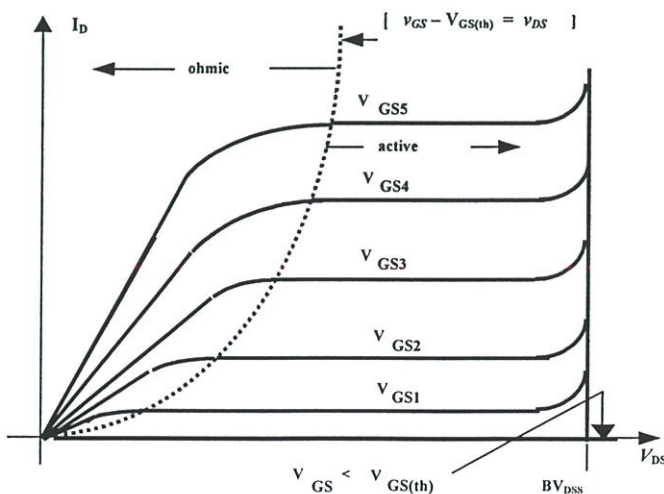
2.4.1 บทนำ

มอสเฟตกำลัง (Power MOSFETs) ได้ถูกนำมาใช้กันแพร่หลายเนื่องจากใช้ได้ที่มีความถี่สูงและการควบคุมได้ง่ายและใช้แรงดันในการควบคุมการทำงาน วงจรในชุดควบคุมเกทขับใช้กำลังงานสูญเสียเล็กน้อย ไม่มีปัญหาในเรื่อง secondary breakdown ในขณะที่ทำงานที่กระแสและแรงดันสูง ปัญหาเรื่องอุณหภูมิก็เล็กน้อย แต่ข้อเสียของมอสเฟตกำลังคือใช้งานที่ก้ำกึ่งไม่สูงนักและกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสค่อนข้างสูงเมื่อเทียบกับทรานซิสเตอร์กำลัง ซึ่งใช้กันอย่างแพร่หลายก่อนที่จะมีการใช้มอสเฟตกำลัง [2]

2.4.2 คุณลักษณะทางกระแส-แรงดัน

มอสเฟตกำลัง เหมือนกับทรานซิสเตอร์กำลัง คือมีสามขั้ว ขาเกตในมอสเฟตเป็นตัวควบคุมการไหลของกระแสในขาซอร์สและขาเดรน ขาซอร์สมักจะใช้เป็นขาคอมมอนของมอสเฟต คุณลักษณะของเอาต์พุต กระแสเดรน i_D เป็นฟังก์ชันของแรงดันระหว่างขาเดรนกับขาซอร์ส v_{DS} กับแรงดันระหว่างขาเกตกับขาซอร์ส V_{GS} ดังแสดงในรูปที่ 2.10 สำหรับ n-channel MOSFET คุณลักษณะของเอาต์พุต p-channel จะเหมือนกัน ต่างกันตรงที่กระแส และแรงดันจะมีขั้วที่ตรงกันข้ามเท่านั้นเอง ดังนั้นคุณลักษณะของ p-channel จะปรากฏในจุดภาคที่สาม ของระนาบ i_D - v_{DS} แทนที่จะเป็นจุดภาคที่หนึ่งดังแสดงในรูปที่ 2.10

ในด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง มอสเฟตถูกใช้เป็นตัวสวิตช์ในการควบคุมการไหลของพลังงานไปยังโหลดเช่นเดียวกับทรานซิสเตอร์กำลัง ในการใช้งานดังกล่าวนี้มอสเฟตจะข้ามผ่านคุณลักษณะ i_D - v_{DS} จากย่านคัทออฟ (cut off) ผ่านย่านแอคทีฟ (Active region) ไปยังย่านโอห์มมิกเมื่ออุปกรณ์เปิดวงจร และเป็นในทางกลับกันเมื่ออุปกรณ์ปิดวงจร คุณลักษณะของย่านคัทออฟ, แอคทีฟ, โอห์มมิก แสดงในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 คุณลักษณะ i_D - v_{DS} ของมอสเฟต

มอสเฟตจะอยู่ในย่านกัทออป เมื่อแรงดันเกต-ซอร์สน้อยกว่าค่าแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยน $V_{GS(th)}$ ซึ่งโดยทั่วไปจะอยู่ที่ประมาณ 2-3 โวลต์ อุปกรณ์จะเปิดวงจรและหยุดจ่ายแรงดันไปยังวงจร นั้นหมายความว่า แรงดันพังทลายเดรน-ซอร์ส BV_{DSS} แสดงในรูปที่ 2.11 ต้องมากกว่าแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขาเดรน-ซอร์ส เพื่อหลีกเลี่ยงการพังและการกระจายพลังอย่างรวดเร็วตามมา เมื่อมีการพังทลาย จะทำให้เกิดการพังทลายระหว่างขาเดรนกับรอยต่อตัวถัง

เมื่ออุปกรณ์ถูกขับด้วยแรงดันเกต-ซอร์สที่มีขนาดใหญ่ จะขับให้ไปอยู่ในช่วงโอห์มมิก โดยที่แรงดันเดรน-ซอร์ส $V_{DS(on)}$ จะมีค่าต่ำ มอสเฟตจะอยู่ในช่วง โสห์มมิก เมื่อ

$$V_{GS} - V_{GS(th)} > v_{DS} > 0 \quad (2.24)$$

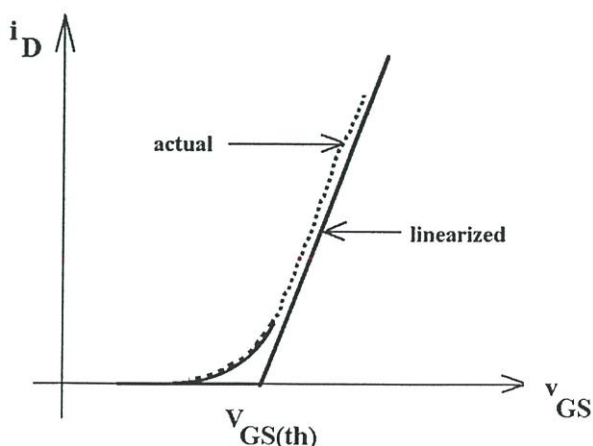
ในย่านแอกทีฟกระแสเดรนจะไม่อ้างอิงกับแรงดัน เดรน-ซอร์ส และขึ้นอยู่กับค่าแรงดันเกต-ซอร์สเท่านั้น กระแสบางครั้งอาจพูดได้ว่าอิมิตัว และบางครั้งก็เรียกช่วงนี้ว่าช่วงอิมิตัว เรา จะเรียกช่วงนี้ว่าย่านแอกทีฟ เพื่อไม่ให้สับสนกับการอิมิตัวและสับสนกับการอิมิตัวของทรานซิสเตอร์ ทฤษฎีง่ายๆ ที่ประมาณกระแสเดรนในย่านแอกทีฟได้โดย

$$i_D = K (v_{GS} - V_{GS(th)})^2 \quad (2.25)$$

โดยที่ K เป็นค่าคงที่ขึ้นกับลักษณะของอุปกรณ์ ขอบเขตระหว่างช่วง โสห์มมิก และ ย่านแอกทีฟ โดยที่ $v_{GS} - V_{GS(th)} = v_{DS}$ จะได้ว่า

$$i_D = K (v_{DS})^2 \quad (2.26)$$

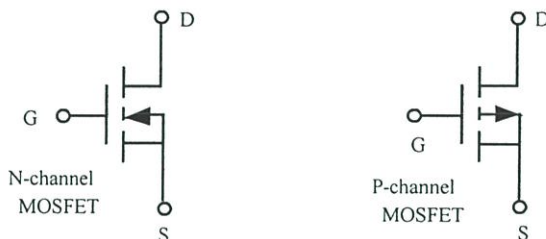
ซึ่งจะวิธีที่สะดวกในการแยกขอบเขตระหว่างช่วงการทำงานทั้งสองช่วงดังแสดงในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 โลกซ์ของการทำงานย่านความต้านทานกับย่านแอกทีฟ

2.4.3 โครงสร้างของมอสเฟตกำลัง

มอสเฟตกำลัง (Power MOSFETs) เป็นอุปกรณ์ที่นำกระแสโดยพาหะข้างมาก สัญลักษณ์ มอสเฟตกำลัง แสดงในรูปที่ 2.12

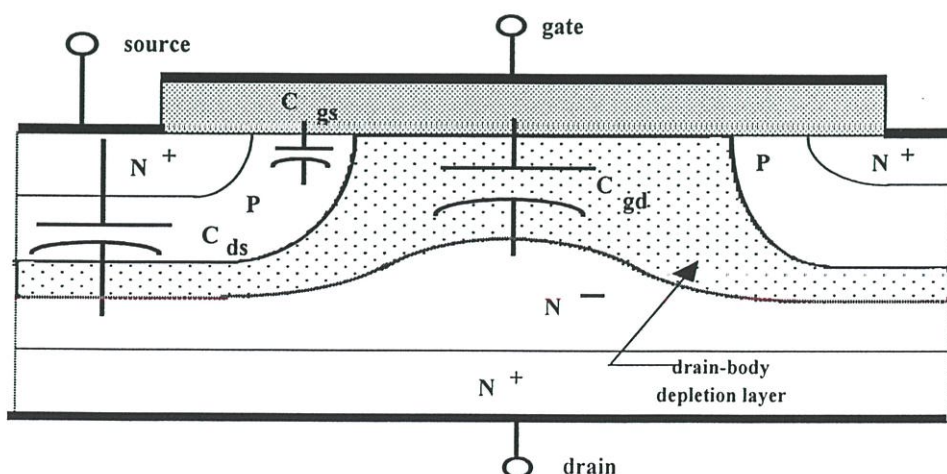


รูปที่ 2.12 สัญลักษณ์มอสเฟตกำลัง

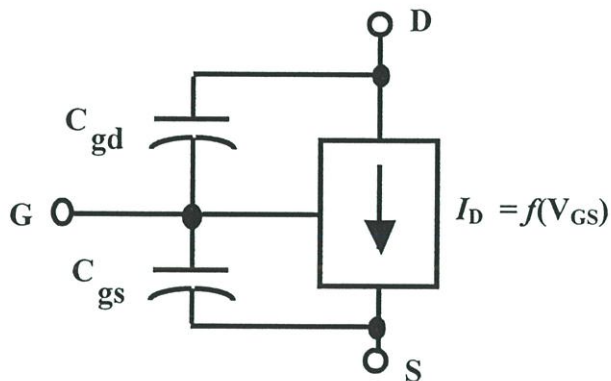
มอสเฟตกำลังสร้างจากเซลล์หลายเซลล์ต่อขนานกันด้วยโครงสร้างที่หลากหลายแล้ว แต่การออกแบบ

2.4.4 คุณสมบัติในการทำงานแบบสวิตชิง

มอสเฟตมีความเร็วกว่าอุปกรณ์ไบโพลาร์มาก เพราะที่ไม่มีพาหะส่วนน้อยซึ่งต้องเคลื่อนย้ายเข้าหรือออกจากอุปกรณ์ขณะที่เปิดและปิดวงจร มีเพียงประจุซึ่งต้องเคลื่อนย้ายคือ ค่าความเก็บประจุแผ่นและ ค่าความเก็บประจุ depletion layer ซึ่งแสดงในลักษณะตัดขวางของมอสเฟต ดังแสดงในรูปที่ 2.13 ค่าความเก็บประจุเหล่านี้สามารถสร้างเป็นแบบจำลองวงจรสมมูลย์ได้ดังรูป 2.14 ซึ่งจะถูกต้องเมื่อมอสเฟตอยู่ในย่านคัทออฟหรือย่านแอกทีฟ แบบจำลองวงจรนี้จำเป็นสำหรับการศึกษาในรายละเอียดคุณลักษณะการเปิด-ปิดของมอสเฟต เพื่อที่จะใช้ในการออกแบบวงจรขับเคลื่อน



รูปที่ 2.13 ลักษณะตัดขวางของมอสเฟต

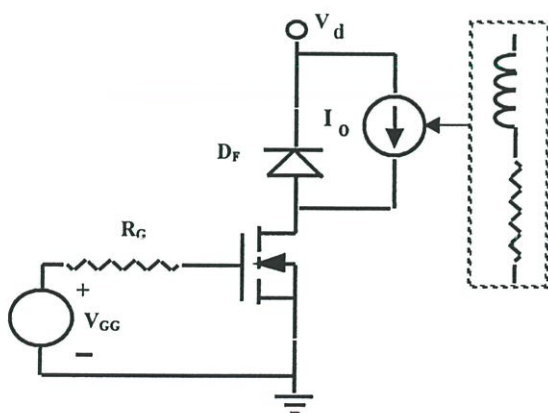


รูปที่ 2.14 วงจรสมมูลย์ของมอสเฟต

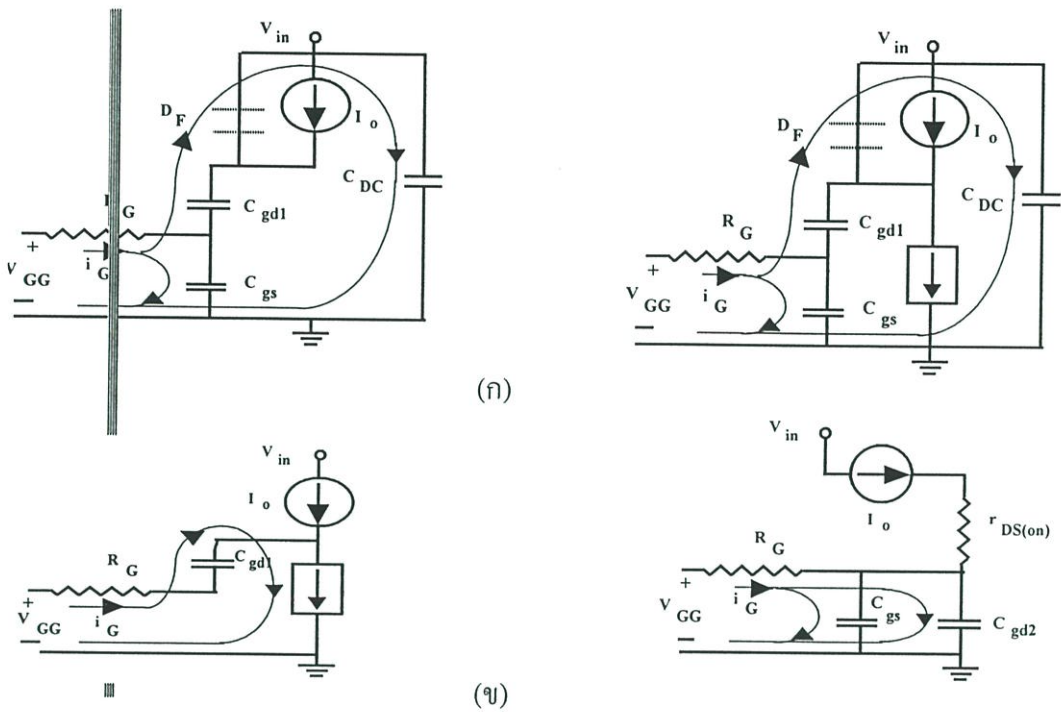
ค่าความเก็บประจุระหว่างเกต-ซอร์ส ไม่ได้นำมารวมในวงจรสมมูลย์ของมอสเฟต ในรูปที่ 2.14 เพราะว่ามันไม่มีผลกับคุณลักษณะการสวิตช์หรือรูปคลื่น อย่างไรก็ตามควรนำมาพิจารณาเพื่อใช้ในการออกแบบสลับเบอร์

แหล่งจ่ายกระแสฟิงแรงดันเกตที่แสดงในวงจรสมมูลย์รูปที่ 2.14 นั้น มีค่าเท่าศูนย์ เมื่อ $v_{GS} > V_{GS(th)}$ และจะเท่ากับ $g_m(v_{GS} - V_{GS(th)})$ เมื่ออุปกรณ์อยู่ในย่านแอกทีฟ

ในการพิจารณาคูสมบัตการสวิตซึ่งต้องวิเคราะห์ถึงพารามิเตอร์ต่างๆในขณะทรานเซียนทั้งช่วงเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแส ในการวิเคราะห์จะใช้วงจรรูปที่ 2.15 พิจารณาให้ clamping diode เป็นอุดมคติคือไม่มีช่วงคืนตัวย้อนกลับ (Reverse recovery time) และโหลดตัวเหนี่ยวนำ มีค่ามากจนกระทั่งสามารถคงค่ากระแส I_0 ให้คงที่ ในขณะที่ turn-on และ turn-off

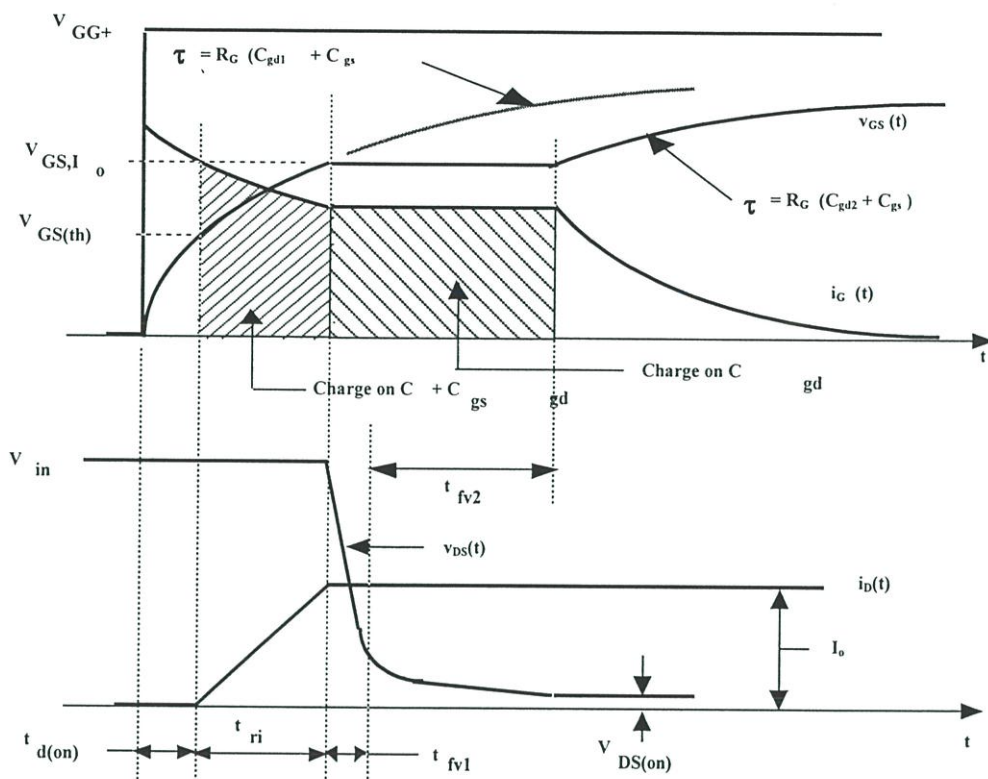


รูปที่ 2.15 วงจรเพื่อการวิเคราะห์การทำงานชั่วขณะของมอสเฟต



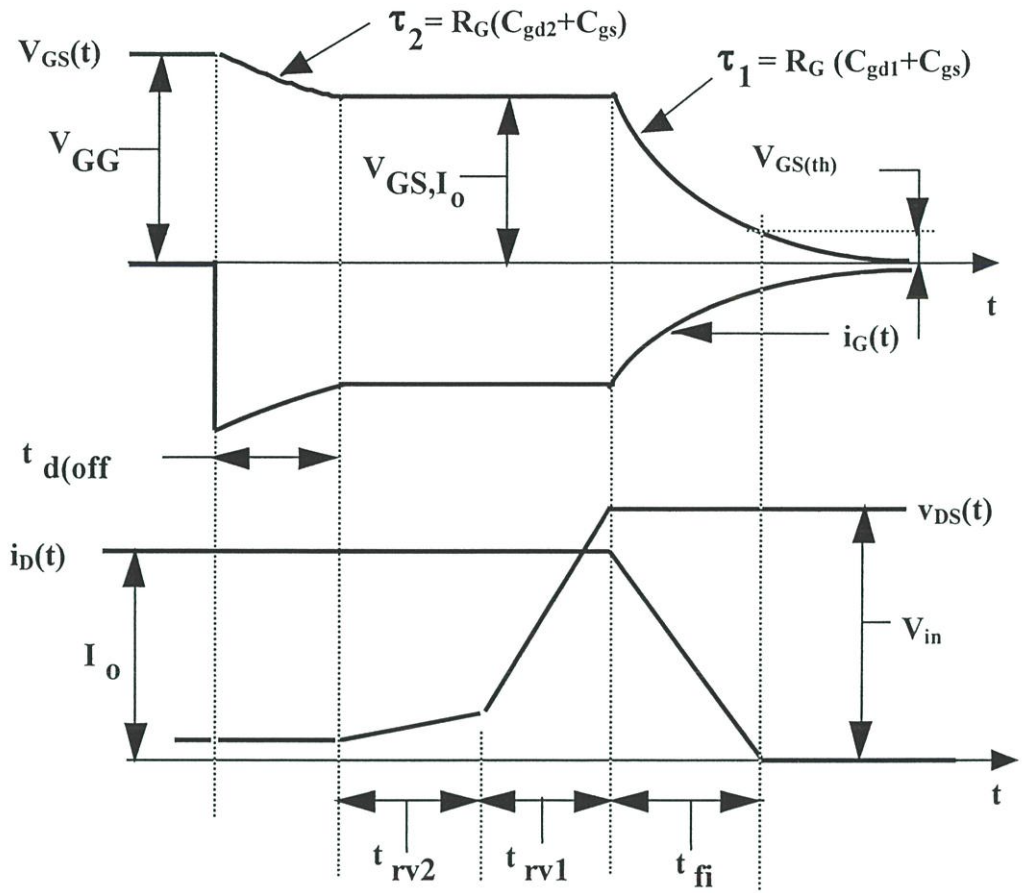
รูปที่ 2.16 วงจรสมมูลการทำงานชั่วขณะของมอสเฟต (ก)ขณะปิดสวิตซ์ (ข)ขณะเปิดสวิตซ์

วงจรการทดสอบมอสเฟตที่ต่อกับโหลดเหนี่ยวนำแสดงในรูป 2.15 พฤติกรรม turn-on ของมอสเฟต แสดงในรูป 2.16 แแรงดันควบคุมเกตเปลี่ยนแปลงในลักษณะของขั้นบันไดจากศูนย์ ไปยัง V_{gg} ซึ่งมีค่าสูงกว่าแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยน $V_{GS(th)}$ ช่วงเวลาที่ล่าช้าของการ turn-on $t_{d(on)}$ แรงดันเกต-ซอร์ท V_{gs} เริ่มเพิ่มขึ้นจาก 0 ไป $V_{GS(th)}$ เหมือนว่าเป็นวงจร RC เนื่องจากความต้านทานภายในของวงจรสมมูลย์ของค่าตัวเก็บประจุภายในมอสเฟต (C_{gs} และ C_{gd}) ค่าคงที่เวลาขาขึ้น ถูกกำหนดได้ด้วย $\tau_1 = R_G(C_{gs} + C_{gd1})$ เมื่อมากกว่า $V_{GS(th)}$ V_{gs} จะยังคงเพิ่มขึ้นและก่อนการกระแส I_d เริ่มต้นเพิ่มตามฟังก์ชันดังในรูปที่ 2.1 และเมื่อมอสเฟต นำกระแสไฟฟ้าสภาวะโหลดเต็มพิกัด I_o ที่มอสเฟตความต่างศักย์เกต-ซอร์ทขึ้นกับ V_{GG} มีจำนวนคงที่เวลา $\tau_2 = R_G(C_{gs} + C_{gd2})$ หมายเหตุ ค่าของ C_{gd} มี 2 ค่า เพราะว่าคุณสมบัติของขนาดตัวเก็บประจุที่ไม่เป็นเชิงเส้น



รูปที่ 2.17 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันของมอสเฟต เมื่อเริ่มนำกระแส

การเริ่มหยุดนำกระแส กระบวนการหยุดนำกระแสเป็นกระบวนการที่ย้อนทางกับกระบวนการเริ่มนำกระแส เมื่อแหล่งแรงดันขับนำเกิดเปลี่ยนระดับจาก V_{GG} เป็น 0 ที่เวลา $t = 0$ แรงดัน V_{GS} จะเริ่มลดลงแบบเอกซ์โพเนนเชียล โดยมีค่าคงตัวเวลา $\tau_2 = R_G(C_{gd2} + C_{gs})$ เมื่อเวลาผ่านไปเท่ากับเวลาหน่วงขณะปิด t_d (off) V_{GS} ลดค่าเท่ากับ V_{GSL} ซึ่งก็คือค่าระดับราบของ V_{GS} ที่สมนัยกับกระแสครนเท่ากับ i_L มอสเฟตจะเริ่มดึงประจุออกจากเกตด้วยกระแสคงตัว และแรงดัน V_{GS} จะเพิ่มขึ้นสู่ค่า V_S โดยเริ่มเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ในช่วงเวลา t_{fv1} เนื่องจากการดึงประจุออกจาก C_{gd2} ซึ่งเป็นค่าที่ใหญ่ แล้วจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วในช่วงเวลา t_{fv2} เมื่อ C_{gd} ลดค่าลงเป็น C_{gd1} เมื่อ V_{DS} เพิ่มค่าจนถึง V_S แล้วไดโอดหมุนเปล้าก็จะเริ่มนำกระแสและรับช่วงกระแสไหล i_L แทนมอสเฟตโดยใช้เวลา t_{fi} เมื่อไดโอดเริ่มนำกระแส V_{GS} และ i_G จะเริ่มแปรสู่ค่าศูนย์ โดยค่าคงตัวเวลา $\tau_1 = R_G(C_{gd1} + C_{gs})$ ในบางครั้งเพื่อลดเวลาประวิง t_d (off) และเวลาในการสับเปลี่ยน t_c เราอาจให้ V_{GG} มีค่าเป็นลบ เมื่อต้องการให้มอสเฟตหยุดนำกระแส



รูปที่ 2.18 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันของมอสเฟต เมื่อหยุดนำกระแส

บทที่ 3

ทฤษฎีพื้นฐานสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

3.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหาการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อให้เห็นความจำเป็นและเล็งเห็นความสำคัญของปัญหาดังกล่าว และกล่าวถึงนิยามของความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า(Electromagnetic Compatibility: EMC) เพื่อให้เข้าใจในหลักการของความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า อีกพื้นฐานของการเกิดสัญญาณรบกวนในตัวนำ เพื่อให้ทราบถึงที่มาของปัญหา และกล่าวถึงวิธีการ มาตรฐานในวัดสัญญาณรบกวนโดยสังเขป และอธิบายหลักการวิเคราะห์สัญญาณในลักษณะของโดเมนเวลากับ โดเมนความถี่

3.2 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นเรื่องหนึ่งที่มีบทบาทในการพัฒนาคุณภาพของผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ที่มีความสำคัญมาก นับตั้งแต่ขั้นตอนของการออกแบบผลิตภัณฑ์ที่ต้องคำนึงถึงการใช้งานที่ต้องอยู่ภายใต้สภาวะการถูกรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ในรูปแบบต่างๆ การทดสอบเครื่องต้นแบบ การปรับปรุงเครื่องต้นแบบ ก่อนนำลงสู่สายการผลิตจะต้องผ่านทดสอบการทำงานว่าผลิตภัณฑ์นั้นขณะที่ถูกใช้งานในสภาวะปกติ จะต้องไม่เป็นตัวสร้างสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าออกมารบกวนการทำงานของอุปกรณ์ที่อยู่ใกล้เคียง และในขณะเดียวกันก็ต้องสามารถทนต่อการรบกวนจากแหล่งอื่นๆ ได้ดี ไม่ทำให้ประสิทธิภาพในการทำงานด้อยลง โดยมีข้อกำหนดทางการค้าและมาตรฐานสากลเข้ามาเกี่ยวข้อง เช่น มาตรฐาน CISPR มาตรฐาน IEC มาตรฐาน EN/CENELEC เป็นต้น หากผู้ประกอบการไม่คำนึงถึงมาตรฐานที่บังคับใช้ในตลาดสากล จะทำให้ไม่สามารถจำหน่ายสินค้าไปยังประเทศคู่ค้าในตลาดสำคัญ เช่น สหรัฐอเมริกา และสหภาพยุโรปได้ เนื่องจากในประเทศเหล่านั้นมีระเบียบที่เข้มงวดในเรื่องมาตรฐานสินค้าประกาศเป็นกฎหมายบังคับใช้กับผู้ผลิตและผู้จำหน่ายสินค้าในตลาด ตลอดจนมีผลบังคับใช้กับสินค้าที่นำเข้าจากต่างประเทศด้วย จึงมีความจำเป็นและมีความสำคัญกับผู้ที่เกี่ยวข้องในเรื่องและผู้ที่จะได้รับผลจากปัญหาการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ที่จะต้องรู้และเข้าใจในปัญหาเหล่านี้เพื่อหาวิธีการป้องกันและลดสาเหตุการเกิดปัญหาการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

3.3 ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า

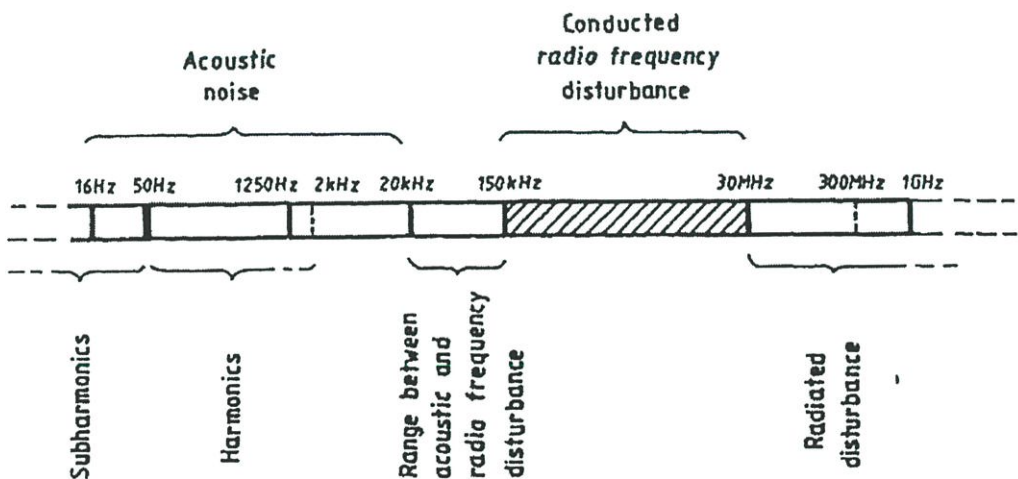
ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า คือ ความสามารถของผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่สามารถทำงานได้ โดยที่ไม่ก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า และใน

ขณะเดียวกันต้องสามารถทนต่อการถูกรบกวนจากการรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic disturbance) จากภายนอกได้

สัญญาณรบกวนคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic interference EMI) คือ การรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ก่อให้เกิดความผิดพลาดในการทำงาน หรือเกิดความเสียหายต่ออุปกรณ์ (device) เครื่องมือ (equipment) หรือระบบ (system)

โดยทั่วไปการรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถแบ่งออกได้หลายรูปแบบ ตามพิสัยความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 3.1 การรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่ในพิสัย 0 ถึงประมาณ 2000 เฮิรต์จะจัดอยู่ในพิสัยการรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่ต่ำ และจะมีผลทำให้สัญญาณรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าจากระบบไฟฟ้ากำลังมีความผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณไซน์ และนอกจากนั้นยังเพิ่มความสูญเสียในระบบไฟฟ้ากำลังอีกด้วย

สำหรับความถี่ในพิสัย 1.25 ถึง 150 kHz ในปัจจุบัน (2002) ยังไม่จัดว่าเป็นปัญหาที่จะต้องแก้ไขด้วยวิศวกรทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EMC engineers) แต่อย่างไรก็ตามมาตรฐานนานาชาติหลายฉบับได้ขยายพิสัยความถี่ฮาร์โมนิก (Harmonics) ให้ครอบคลุมถึงพิสัยความถี่ดังกล่าวบ้างแล้ว



รูปที่ 3.1 พิสัยความถี่ของการรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

ส่วนพิสัยความถี่ของการรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า หรือบางครั้งจะเรียกแทนว่าการรบกวนความถี่วิทยุ (Radio frequency disturbance) จะจัดอยู่ในการรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่สูง โดยเริ่มพิจารณาความถี่ตั้งแต่ 150 kHz ถึง 1 GHz สามารถแบ่งออกได้เป็นสองแบบด้วยกันคือ ที่ความถี่ตั้งแต่ 150 kHz ถึง 30 MHz จะพิจารณาว่าเป็นสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ (Conducted EMI) และพิสัยความถี่ตั้งแต่ 30 MHz ถึง 1 GHz จะพิจารณาว่าเป็นสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางอากาศ (Radiated EMI) ซึ่งทั้งสองแบบจะมีรูปแบบใน

การรบกวน และวิธีในการตรวจจับสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าไม่เหมือนกัน อย่างไรก็ตามโดยแท้จริงแล้วคำว่า “การรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า” กับ “การรบกวนความถี่วิทยุ” จะไม่สามารถนำมาใช้แทนกันได้เพราะการรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นเพียงส่วนหนึ่งในพิสัยความถี่วิทยุเท่านั้น [3]

สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถเคลื่อนที่จากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน (Source) ไปยังตัวรับผลกระทบ (Receptor) ซึ่งตัวรับผลกระทบดังกล่าวอาจหมายถึง อุปกรณ์, เครื่องมือหรือระบบก็ได้ มีหลายรูปแบบดังรูปที่ 3.2 แสดงไว้ดังต่อไปนี้

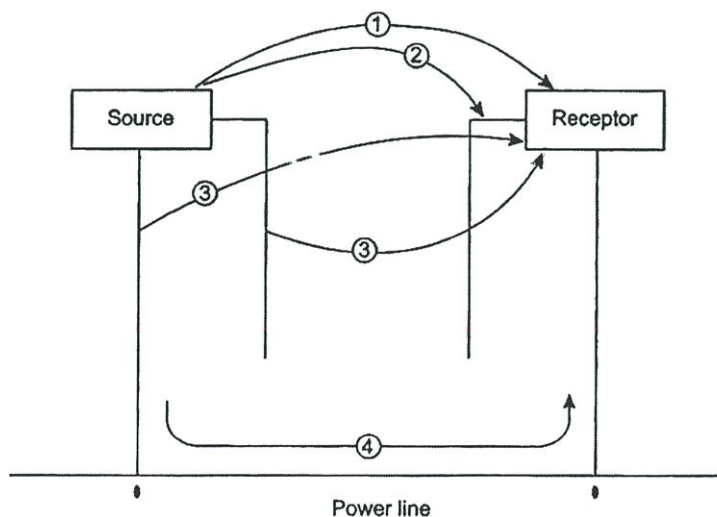
-แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนแผ่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้า โดยผ่านทางอากาศไปยังตัวรับผลกระทบโดยตรง (รูปแบบที่1)

-แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนแผ่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้า โดยผ่านทางอากาศไปยังสายเคเบิลกำลัง/สัญญาณ/ควบคุม ที่เชื่อมต่อกับตัวรับผลกระทบโดยที่สายเคเบิลดังกล่าว จะเป็นตัวนำสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นไปยังตัวรับผลกระทบ (รูปแบบที่2)

-สายเคเบิลกำลัง/สัญญาณ/ควบคุม ที่ต่ออยู่กับแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนเป็นตัวแผ่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าไปยังตัวรับผลกระทบ (รูปแบบที่ 3)

-สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน ส่งผลกระทบไปยังตัวรับผลกระทบ โดยผ่านทางสายเคเบิลกำลัง/สัญญาณ/ควบคุม ที่เชื่อมต่อกันกับตัวรับผลกระทบ (รูปแบบที่4)

- สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่อยู่ในสายเคเบิลกำลัง/สัญญาณ/ควบคุม ที่ต่ออยู่กับแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน เหนี่ยวนำไปยังสายเคเบิลกำลัง/สัญญาณ/ควบคุม ที่ต่ออยู่กับตัวรับผลกระทบ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อสายดังกล่าวอยู่ใกล้ชิดกันมากเท่าไรก็จะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ตัวรับผลกระทบมากขึ้นเท่านั้น



รูปที่ 3.2 รูปแบบการรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากตัวกำเนิดสัญญาณรบกวน เมื่อมีขนาดเกินกว่าระดับความทนทานต่อสัญญาณรบกวน (Immunity) ของตัวรับผลกระทบที่สามารถทนได้ ก็จะทำให้ตัวรับผลกระทบนั้นเกิดความผิดพลาดในการทำงานหรือเกิดความเสียหายขึ้นซึ่งนั่นก็หมายถึงการไม่สามารถเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า ดังนั้นคำว่า “ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Compatibility) หรือ EMC ก็จะหมายถึงความสามารถของตัวรับผลกระทบ (อุปกรณ์, เครื่องมือ, ระบบ) ที่สามารถทำงานได้โดยปกติในสิ่งแวดล้อมทางแม่เหล็กไฟฟ้า”[4]

ในขณะที่เดียวกันตัวรับผลกระทบดังกล่าวจะต้องไม่ก่อให้เกิดการรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่มากเกินไปจนก่อกวนกันสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่สามารถทนได้ของ อุปกรณ์, เครื่องมือ หรือระบบอื่นๆ

3.4 การแพร่ของสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ

3.4.1 บทนำ

ดังที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ผ่านมา สามารถสรุปองค์ประกอบที่สำคัญที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า คือ แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI source), เส้นทางเดินของสัญญาณรบกวน (Coupling path) และตัวรับผลกระทบ (victim receptor) โดยที่การส่งผ่านสัญญาณรบกวนของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน อาจอยู่ในรูปของแรงดัน ไฟฟ้าหรือกระแสในสายตัวนำ, สนามไฟฟ้าหรือสนามแม่เหล็กที่แผ่กระจายไปทางอากาศก็ได้

ตัวอย่างของทั้งแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนและตัวรับผลกระทบได้แสดงไว้เช่นกัน และจะสังเกตเห็นได้ว่าเครื่องมือหรือระบบบางแบบจะเป็นได้ทั้งแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน และตัวรับผลกระทบ เส้นทางเดินของสัญญาณรบกวนระหว่างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนไปยังตัวรับผลกระทบสามารถแบ่งออกได้เป็นสองรูปแบบด้วยกันคือ

- การแผ่กระจาย (Radiation) หรือการเชื่อมต่อโดยใช้สนามแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านอากาศหรือวัตถุอื่นๆ
- การเชื่อมต่อผ่านทางสายตัวนำที่มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่าน

เมื่อสังเกตปรากฏการณ์บางอย่างในชีวิตประจำวัน มักพบเหตุการณ์ต่างๆ เกิดขึ้น เช่น เสียงรบกวนที่ออกมาจากวิทยุในขณะที่ปิดหรือเปิดหลอดไฟ หน้าจอโทรทัศน์มีสัญญาณรบกวนทันทีที่เปิดเครื่องคอมพิวเตอร์ ภาพบนจอคอมพิวเตอร์สั่นเป็นคลื่นเมื่อใช้โทรศัพท์มือถือถือใกล้เครื่องคอมพิวเตอร์ หรือมีเสียงซ่าขณะใช้โทรศัพท์เมื่อเกิดพายุฝนฟ้าคะนอง เหล่านี้ล้วนเป็นตัวอย่างของการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่พบเห็นได้ทั่วไป

โดยปกติแล้วสามารถแบ่งชนิดของแหล่งกำเนิดสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าได้เป็น 2 ประเภทใหญ่คือ แหล่งกำเนิดตามธรรมชาติ เช่น ฟ้าผ่า หรือปฏิกิริยาบนดวงอาทิตย์ และแหล่งกำเนิดที่มนุษย์สร้างขึ้น เช่น สถานีส่งสัญญาณต่าง ๆ สัญญาณจากเครื่องใช้ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ และสัญญาณจากเครื่องจักรกลและรถยนต์

หากสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้างกล่าวไปทำให้ระบบ หรืออุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าทำงานไม่ถูกต้อง ผิดไปจากปกติ หรืออาจทำให้ไม่สามารถทำงานได้ หรือร้ายแรงขนาดทำให้เสียหายแล้ว จะเรียกสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้านี้ว่าเป็น สัญญาณรบกวน และเรียกลักษณะของการปฏิสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไปรบกวนการทำงานของเครื่องมือและเครื่องใช้ว่า การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งสามารถแบ่งได้เป็นสองประเภทคือ

1. การรบกวนระหว่างระบบ (Inter-system interference) คือ เกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าขึ้นระหว่างระบบใดๆตั้งแต่สองระบบขึ้นไปจะเรียกรบกวนดังกล่าวว่า เป็นการรบกวนกันระหว่างระบบ เช่น การที่การ์ดเสียงถูกรบกวนโดยสัญญาณที่ส่งออกมาจากแผงวงจรแม่ในเครื่องคอมพิวเตอร์ เป็นต้น

การเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างระบบ ซึ่งแต่ละระบบจะทำงานที่ความถี่ไม่เท่ากัน พิสัยความถี่ในการทำงานจะอยู่ระหว่างความถี่ไฟฟ้ากำลังไปจนกระทั่งถึงความถี่ในย่านไมโครเวฟ (50/60Hz ~ GHz) พิกัดกำลังไฟฟ้าจะมีขนาดตั้งแต่ไม่กี่วัตต์ไปจนกระทั่งถึงระดับเมกะวัตต์ ดังนั้นเพื่อให้ระหว่างระบบเกิดความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าจึงต้องมีการควบคุมสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากระบบต่างๆให้เหมาะสม แต่อย่างไรก็ตามการควบคุมดังกล่าวไม่สามารถกระทำได้โดยองค์กรใด หรือหน่วยงานใดหน่วยงานหนึ่งเท่านั้น แต่ต้องหมายถึงการร่วมมือกันของสมาคมอุตสาหกรรม (Industrial association) หน่วยงานอิสระ (Voluntary regulation), รัฐบาลโดยการออกกฎหมายควบคุม จนกระทั่งถึงข้อตกลงระหว่างประเทศ

โดยทั่วไปแล้วการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างระบบนั้น มักจะเป็นการแผ่กระจายทางอากาศ เช่น ผ่านทางเสาอากาศไปยังเสาอากาศ (Antenna-to-antenna) หรือจากเสาอากาศไปยังสายตัวนำ เป็นต้น

2. การรบกวนภายในระบบ (Intra-system interference) ถ้าเป็นการรบกวนกันระหว่างองค์ประกอบภายในที่อยู่ในระบบเดียวกันจะเรียก การรบกวนดังกล่าวว่าเป็นการรบกวนภายในระบบ การเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าภายในระบบก็จะเหมือนกับการรบกวนกันเองอยู่แต่เฉพาะภายในระบบเท่านั้น (Self-jamming) ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นภายในระบบ

สัญญาณรบกวนอาจจะอยู่ในรูปของแรงดันไฟฟ้าภาวะชั่วขณะ (Transient voltage) หรือสไปร์ค ของกระแสไฟฟ้า (current spike) ที่มาตามสายตัวนำ สไปร์คของกระแสไฟฟ้างกล่าวอาจจะอยู่ในรูปของไฟฟ้า (Electrically) สามารถแทนให้อยู่ในรูปของตัวเก็บประจุ (capacitively) หรืออยู่ในรูปของสนามแม่เหล็ก (magnetically) ก็จะแทนให้อยู่ในรูปของตัว

เหนี่ยวนำ (inductively) โดยที่ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำเหล่านี้จะเป็นตัวเชื่อมต่อในการนำสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากสายเคเบิล ที่มีสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ให้สามารถส่งผ่านสัญญาณรบกวนดังกล่าวไปยังสายเคเบิลที่ไม่มีสัญญาณรบกวนนั่นเอง[5]-[7]

สำหรับการควบคุมสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับการรบกวนภายในระบบ นั้นจะแตกต่างจากการควบคุมระหว่างระบบกล่าวคือ การควบคุมดังกล่าวสามารถทำได้ด้วยวิศวกรผู้ทำหน้าที่ในการออกแบบระบบหรือเครื่องมือดังกล่าว เช่น การที่จอกคอมพิวเตอร์ถูกรบกวนจากสัญญาณสื่อสารของโทรศัพท์มือถือ เป็นต้น

3.4.2 แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน

รูปแบบของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทางด้านแม่เหล็กไฟฟ้าอาจมาได้จาก เครื่องส่งวิทยุ เครื่องกำเนิดพัลส์ ออสซิลเลเตอร์ วงจรดิจิทัล สวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย และ วงจรคอนเวอร์เตอร์ รีเลย์มอเตอร์ เป็นต้น โดยส่วนใหญ่แล้วสัญญาณความถี่ที่เราไม่ต้องการนั้นเกิดจากสัญญาณสวิตซ์ชิงและสัญญาณชั่วขณะ โดยส่วนใหญ่แล้ววิศวกรจะทำการวัดสัญญาณดิจิทัลและอิมพัลส์ในโดเมนของเวลา ด้วยเครื่องมือวัดจำพวกออสซิลโลสโคป หรือ Logic Analyzer แต่ในเรื่องของ EMI ต้องทำการวัดในรูปแบบโดเมนของความถี่ ดังนั้นวิธีการวิเคราะห์แบบฟูเรียร์ และการแปลงลาปลาซ จะถูกนำมาใช้คำนวณหาค่าแอมพลิจูด ของความถี่ที่เกิดขึ้นจากสัญญาณรบกวนอิมพัลส์นั้นๆ (ในรูปแบบของสเปกตรัม) หรือ การใช้สเปกตรัม Spectrum Analyzer หรือ Receiver จะได้ถูกนำมาใช้วัดสัญญาณในเทอมของความถี่ เครื่องมือวัดต้องง่ายในการใช้งาน และมีความเที่ยงตรงโดยเฉพาะอย่างยิ่งในงานที่รูปคลื่นมีรูปร่างที่ซับซ้อน

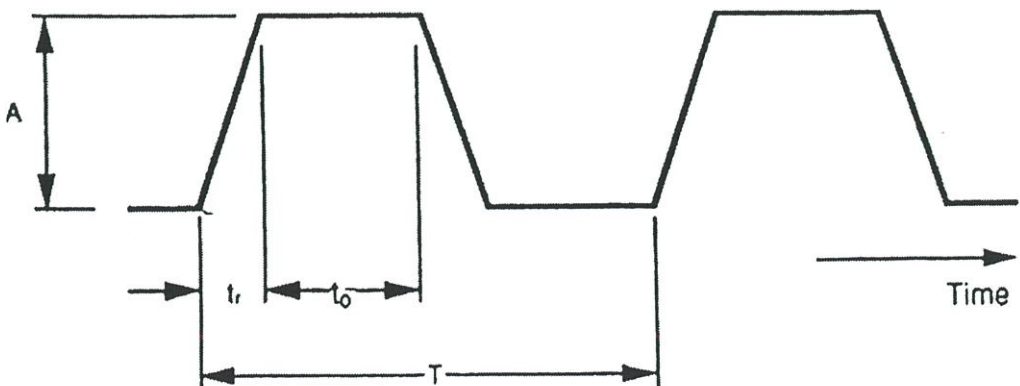
เมื่อสร้างอุปกรณ์ไฟฟ้าต้นแบบขึ้นมาแล้ว สัญญาณรบกวนและความถี่ที่เกิดขึ้นนั้นมาโดยหลักๆ แล้ว จากวงจรซึ่งทำให้เกิดปัญหาด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า มีเพียงข้อมูลบางส่วนเท่านั้นที่พอจะนำมาวิเคราะห์หาค่าสาเหตุของ EMI โดยสมมติว่าไม่มี Spectrum Analyzer ด้วยเทคนิคต่างๆ ในการแปลงสัญญาณในโดเมนของเวลา ในอยู่ในรูปของโดเมนความถี่ ในบทนี้ได้นำเสนอถึงการวิเคราะห์โมเชิงความถี่จากรูปคลื่นต่างๆ ไป ด้วยสูตรต่างๆ ในการคำนวณในแกนของแอมพลิจูดเทียบกับแกนเวลา พร้อมทั้งแนะนำเทคนิคการแปลงอย่างรวดเร็ว และนำเสนอกรณีศึกษาในการวัดวงจรถอนเวอร์เตอร์ (ที่เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนแบบที่เห็นทั่วไป)

ธรรมชาติของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้า นักออกแบบโดยทั่วไปไม่ได้ตั้งใจที่จะให้อุปกรณ์ที่ออกแบบเป็นแหล่งกำเนิดของสัญญาณรบกวน แต่อย่างไรก็ตาม สัญญาณ (Signal) ในเส้นทางหนึ่งอาจเป็นสัญญาณที่ไม่พึงประสงค์ หรือสัญญาณรบกวน (Noise) ของอีกเส้นทางหนึ่ง ด้วยการเชื่อมโยงไม่ได้ตั้งใจ ดังนั้นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ใดก็

สามารถเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนได้ Conducted interference เป็นการรบกวนที่แพร่กระจายทางตัวนำ ซึ่งหมายถึง ตัวนำ หรือโครงสร้างที่เป็นโลหะ ซึ่งรวมถึงสัญญาณรบกวนที่แพร่ทางตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ และหม้อแปลงไฟฟ้า เนื่องจากลวดตัวนำที่มีกระแสไหลผ่านจะสามารถหรือแสดงตัวเองเป็นสายอากาศ ดังนั้น หลายแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนที่แพร่ทางตัวนำก็มักจะเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่ทางอากาศด้วย แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า อาจเป็นจากความไม่ตั้งใจ เช่น การคายประจุ หรือสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นการเปลี่ยนแปลงของกระแสในตัวนำทันทีทันใด ซึ่งมักจะเกี่ยวกับอุปกรณ์ เครื่องกลไฟฟ้า การเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดของกระแสในตัวนำสามารถสร้างแรงดันทันทีทันใด เป็นไปตามความสัมพันธ์ $v = L di/dt$ เมื่อ L เป็นค่าความเหนี่ยวนำของตัวนำ และ di/dt เป็น อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ผ่านตัวนำ แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนแบบที่ตั้งใจหรือเป็นฟังก์ชัน กล่าวคือการทำงานในสภาวะปกติของอุปกรณ์ใดอุปกรณ์หนึ่ง แหล่งกำเนิดแบบนี้ จะง่ายในการจัดการกว่าแบบที่ไม่ได้ตั้งใจ เนื่องจากการออกแบบทั้งความถี่ และพิกัดกำลัง ตัวอย่างแหล่งกำเนิดแบบที่ตั้งใจ เช่น เาท์พุทของแหล่งกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ หรือรูปคลื่นสี่เหลี่ยม สัญญาณนาฬิกาของคอมพิวเตอร์ เป็นต้น

3.4.3 ความสัมพันธ์ของฮาร์มอนิกกับสัญญาณรบกวนจากพัลส์ที่เป็นคาบเวลา

สำหรับพัลส์ที่เป็นคาบเวลา จะมีสเปกตรัมที่ความถี่ต่ำ ประกอบด้วย Pulse Repetition Rate (PRR) และ ฮาร์มอนิกของมัน ในรูปที่ 3.3 แสดงพัลส์รูปสี่เหลี่ยมคางหมูที่สมมาตรกันทั้งด้านบวก และ ลบ โดยที่ $t_0 + t_r = T/2$

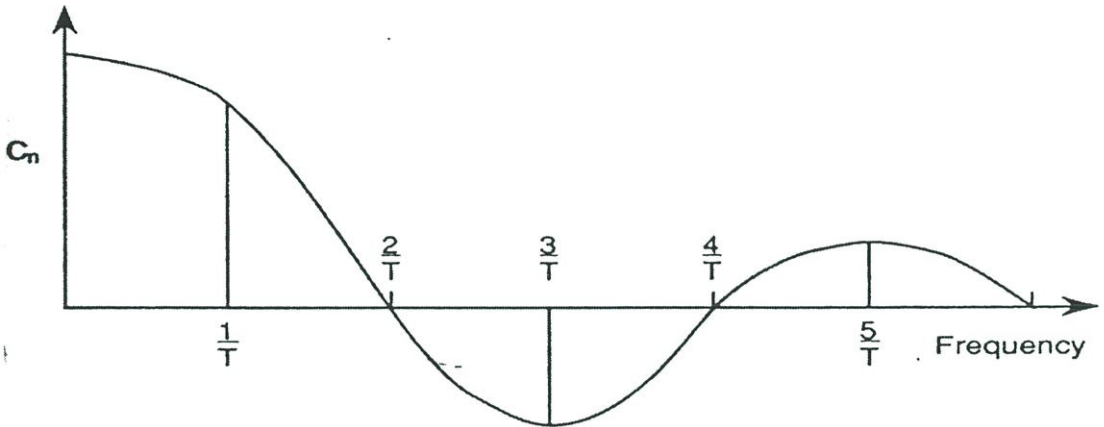


รูปที่ 3.3 พัลส์ที่เป็นคาบสี่เหลี่ยมคางหมูแบบสมมาตร

โดยการวิเคราะห์ฟูเรียร์จะได้ค่าแอมพลิจูดที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ต่างๆดังนี้

$$C_n = 2A \cdot \frac{(t_0 + t_r)}{T} \cdot \frac{\sin[\pi n(t_0 + t_r)/T]}{\pi n(t_0 + t_r)/T} \cdot \frac{\sin(\pi n t_r / T)}{\pi n t_r / T} \quad (3-1)$$

ค่ามุมของฟังก์ชันไซน์ มีหน่วยเป็นเรเดียน



รูปที่ 3.4 สเปกตรัมของฮาโมนิกส์ที่ความถี่ต่ำของพัลส์สี่เหลี่ยมคางหมู ที่มีค่า $t_0 + t_r = T/2$

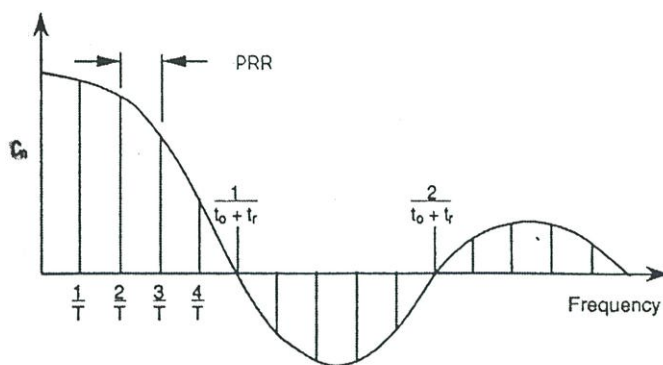
ในรูปที่ 3.4 แสดงการประมาณค่าแอมพลิจูดของเส้นสเปกตรัมที่ $1/T$, $3/T$ และ $5/T$ (สังเกตเส้นสเปกตรัมที่ $2/T$ และ $4/T$ มีค่าแอมพลิจูดเท่ากับศูนย์)

ในรูปที่ 3.5 แสดงเส้นสเปกตรัมของพัลส์สี่เหลี่ยมที่มีค่า $t_0 + t_r = T/5$ ค่าแอมพลิจูดด้านลบจะมีแอมพลิจูดตามสมการ $\sin x/x$ แสดงในรูป 3.5, 3.6 และ 3.7 ถ้าสนใจเฉพาะขนาดและความถี่ เมื่อทำการกลับทิศสเปกตรัมแล้วจะเห็นได้ว่าแอมพลิจูดลดลงแต่ความถี่เพิ่มขึ้น

การวิเคราะห์สเปกตรัมจะทำการอินเวอร์สแอมพลิจูดด้านลบให้เป็นบวกนั้นขึ้นอยู่กับความละเอียดของย่านสัญญาณที่วัด และการตั้งเวลาการกวาดที่แสดงบนเส้นสเปกตรัม โดยเริ่มที่ 0 Hz

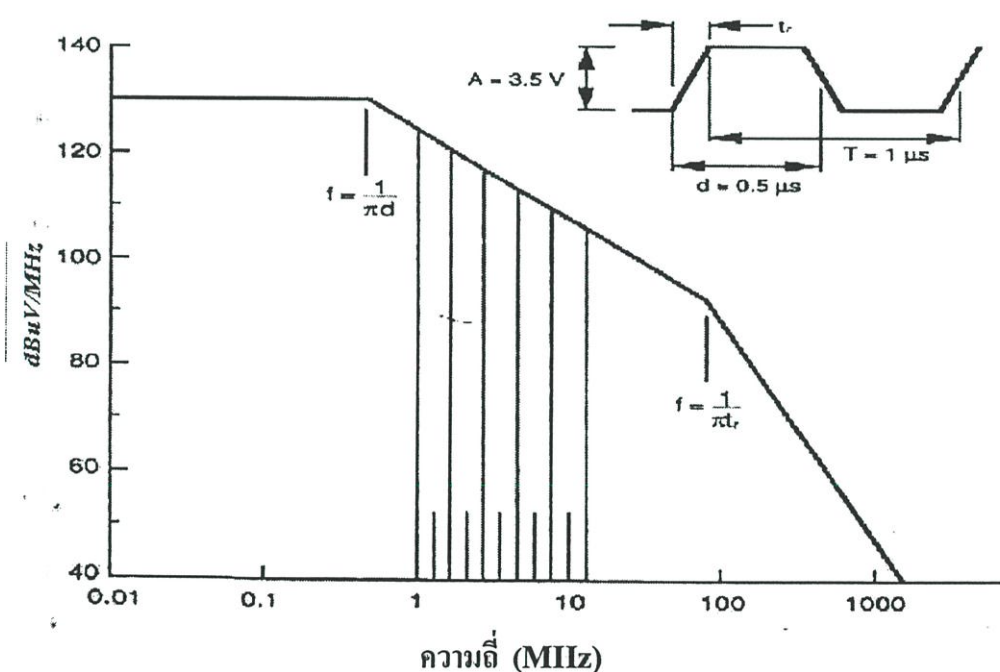
ความกว้างของพัลส์สามารถหาจากความถี่ที่ Sidelobe ได้ค่า $1/(t_0 + t_r)$ และ หา Pulse Repetition Rate (PRR) มีค่าเท่ากับ $1/T$ แสดงดังรูป 3.5 สมมติว่า $T=1\text{ms}$ ในรูปที่ 3.4 $t_0 + t_r = 0.5\text{ms}$ ($T/2$) และค่าความถี่ Sidelobe 2 MHz ($1/0.5\text{ms}$)

ในรูปที่ 3.4 เส้นสเปกตรัมที่ Sidelobe มีค่าแอมพลิจูดศูนย์ และมีเส้นที่เป็นที่ความถี่ $3/T$ ซึ่งถ้าหากใช้ Spectrum Analyzer เส้นนี้จะถูกอินเวอร์ส ค่า PRR หาได้จากเส้นสเปกตรัมระหว่าง 2 เส้นซึ่งมีค่า $2/T$



รูปที่ 3.5 แสดงสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่ต่ำของรูปคลื่นพัลส์สี่เหลี่ยมคางหมู

ตัวอย่างต่อไปเป็นการใช้สมการที่ให้มาที่อยู่ได้รูป 3.6 มาใช้คำนวณหาองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของ TTL clock pulse แสดงดังรูปที่ 3.6



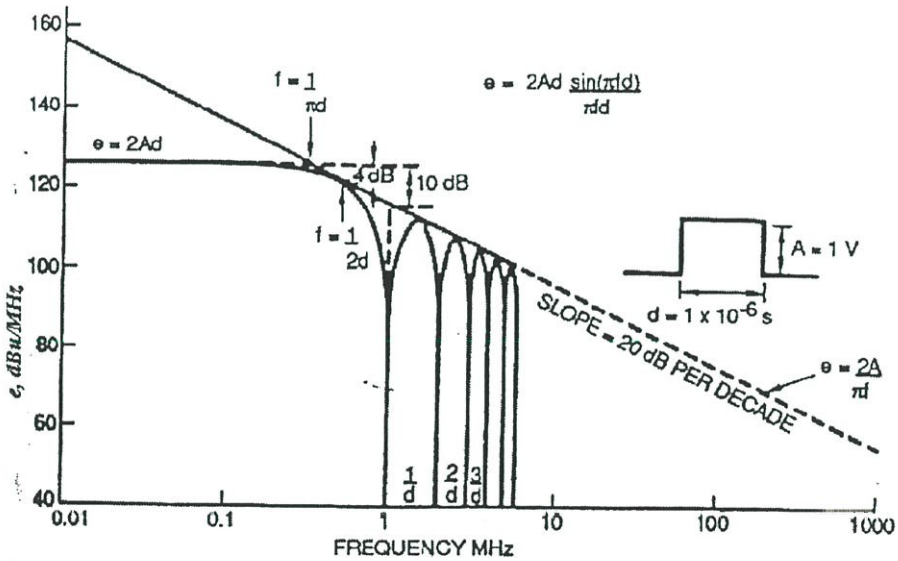
รูปที่ 3.6 สเปกตรัมที่ความถี่สูง ของ TTL clock pulse ที่ความถี่ 1 MHz

ในรูปที่ 3.6 แสดงให้เห็นถึงสเปกตรัมความถี่สูงของรูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมู จุดหักเหมุมจุดแรกที่ $1/(\pi t_r + t_0)$ และ จุดที่สองที่ $1/\pi t_r$ แอมพลิจูดที่ความถี่ต่ำกว่า $1/\pi t_r + t_0/T$ มีค่าเท่ากับ $2A t_0 + t_r$

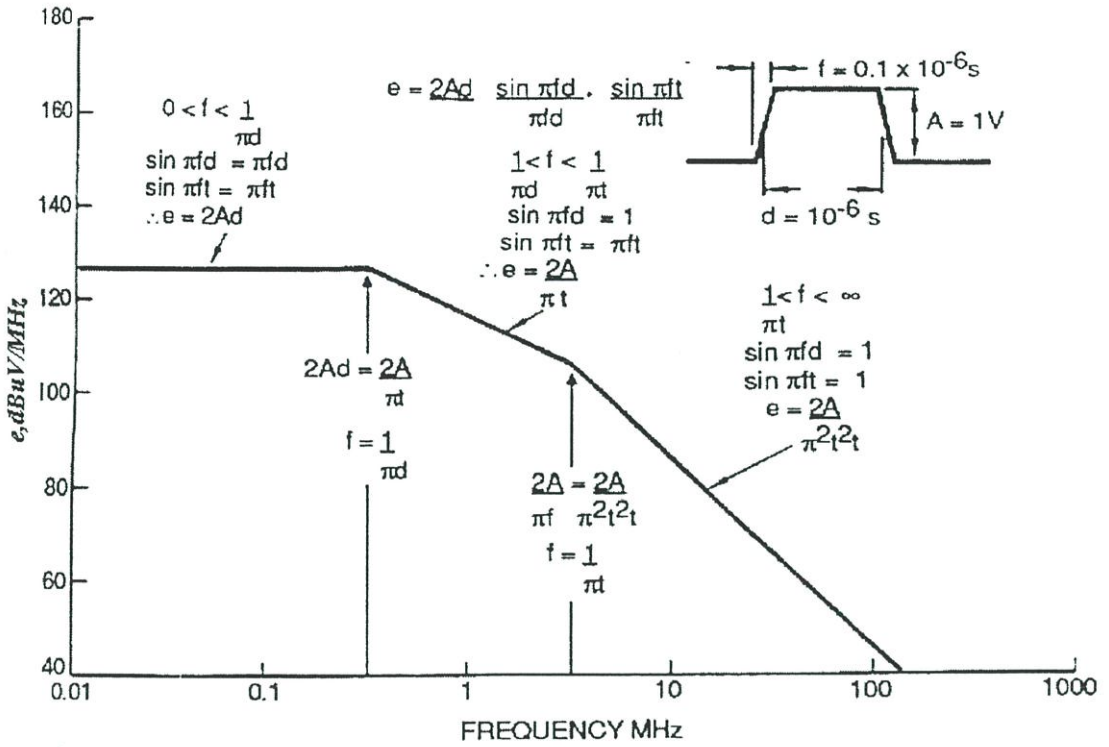
สเปกตรัมของสัญญาณนาฬิกาขนาด 3.5 V ความถี่ 1 MHz มีค่าเวลาขาขึ้นและลง เท่ากับ 3.5 ns ซึ่งรูปแบบของระดับสัญญาณ TTL แสดงดังรูป 3.6 เราจะใช้สัญญาณนาฬิกา 1 MHz นี้เป็นตัวอย่างในการคำนวณหาค่าแอมพลิจูดฮาโมนิกส์ต่างๆจากสมการหาค่าแอมพลิจูดของฮาโมนิกส์ที่ narrowband

ค่าแอมพลิจูด narrowband (C_n) ที่ความถี่มูลฐาน(Fundamental: 1st harmonic) มีค่า 2.226 V จากสมการได้รูป 3.5 ใช้หาค่าแอมพลิจูด broadband ได้ดังนี้ จาก narrowband C_n/PRR ได้ $2.226V / 1MHz = 2.226\mu V/Hz$ การแสดงค่าระดับของbroadband ในหน่วยของ $dB\mu V/MHz$ จาก $2.226\mu V$ เป็น $dB\mu V$ (ได้ $6.9 dB\mu V$) และการต้องบวกค่า 120 dB เข้าไป อีกถ้าเปลี่ยนจาก 1 Hz เป็น 1 MHz ผลรวมจะเป็น $127 dB\mu V/MHz$

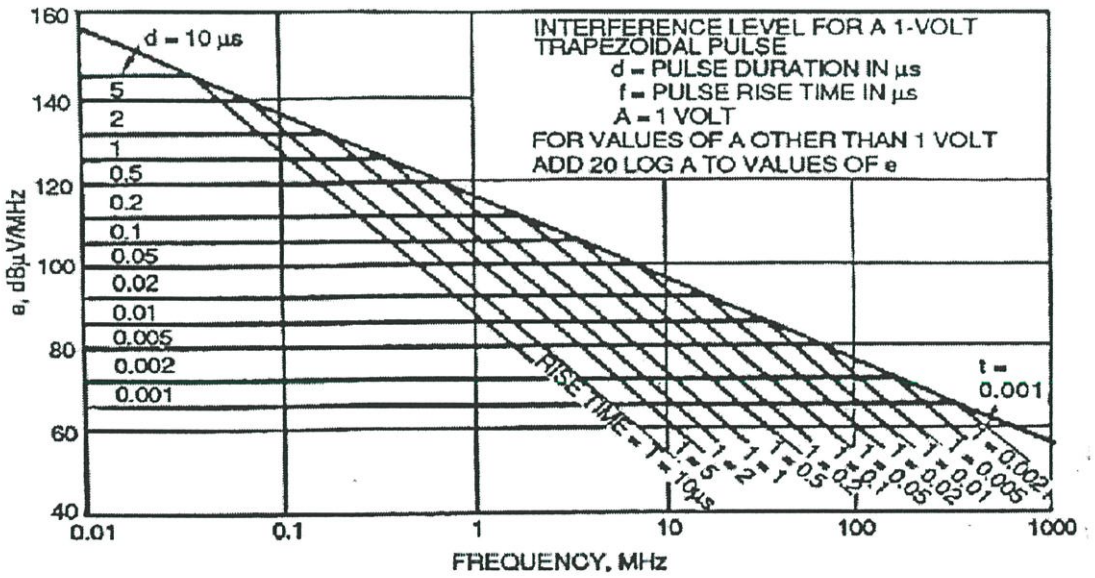
สมการที่สองเป็นการใช้ $dB\mu V(narrowband)$ และ PRR ในหน่วยของ MHz ได้ดังนี้ $dB\mu V narrowband - 20\log(PRR \text{ หน่วย MHz})$ ค่าแอมพลิจูดที่ 1 MHz มีค่าเท่ากับ $2.226 V$ ในหน่วยของ $dB\mu V = 127 dB\mu V$ ถ้าเป็น broadband จะได้ $127 dB\mu V - 20\log 1 = 127 dB\mu V/MHz$ ส่วนที่ฮาโมนิกส์อันดับสองคือ $53 dB\mu V/MHz$ อันดับที่สามคือ $117 dB\mu V/MHz$ อันดับที่เจ็ด คือ $110 dB\mu V/MHz$ อันดับที่ 8 คือ $53 dB\mu V/MHz$ โดยทำการพล็อตแนวโน้มตามรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 ระดับสัญญาณรบกวน 1 V 1μs ของพัลส์รูปสี่เหลี่ยม



รูปที่ 3.8 ระดับสัญญาณรบกวน 1 V 1μs ของรูปสี่เหลี่ยมคางหมู



รูปที่ 3.9 สัญญาณรบกวนของ สี่เหลี่ยมคางหมู

ลักษณะของกราฟได้มาจากการลากจุดยอดของสเปกตรัมที่แต่ละความถี่มาต่อกัน แสดงให้เห็นแนวโน้ม ดังรูป 3.7 รูปลักษณะมีประโยชน์อย่างมากในการออกแบบที่ต้องจำกัดค่าแอมพลิจูดที่ความถี่ต่ำและสูงที่แพร่ออกมาจากพัลส์ รูปที่ 3.9 เป็นตัวอย่าง แสดงให้เห็นองค์ประกอบความถี่ต่ำของรูปสี่เหลี่ยมคางหมูสามารถลดลงได้ก็ต่อเมื่อลดค่าความกว้างของพัลส์ แต่ก็ถูกจำกัดที่ค่าเวลา

ขาขึ้นและลง การเพิ่มขึ้นของค่าเวลาขาขึ้นและลงนั้นเป็นการลดความถี่ ณ จุดหักเห และลดค่าแอมพลิจูดที่องค์ประกอบความถี่สูง

สรุป สำหรับรูปคลื่นพัลส์ลักษณะต่างๆ ระดับของสัญญาณรบกวนที่ความถี่ต่างๆนั้นขึ้นอยู่กับพื้นที่ใต้พัลส์เท่านั้น ส่วนที่ความถี่สูงขึ้นอยู่กับค่า PRR และ ความชันของพัลส์(ค่าเวลาขาขึ้นและลง)

ลักษณะของพัลส์ที่มีค่าเวลาขาขึ้นและลงค่อนข้างมนจะเป็นการลดองค์ประกอบสัญญาณที่ความถี่สูง ในทางกลับกันพัลส์ที่การ Overshoot หรือ Undershoot หรือมีการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใด dV/dt ที่ขอบขาขึ้นและลง มีผลทำให้องค์ประกอบสัญญาณที่ความถี่สูงปรากฏ เพื่อลดผลดังกล่าวจึงต้องมีการเพิ่มเวลาขาขึ้นและลงของพัลส์

จากการแปลงลาปลาซของค่าแอมพลิจูดที่มาจากฟังก์ชันที่มีการเปลี่ยนแปลงแบบขั้นบันไดในเหตุการณ์นี้เราจะสนใจที่ความถี่ f ที่มีค่าสูงกว่า $1/t_r$ โดยการประมาณค่าดังนี้

$$V = \frac{0.05V_1 - V_2}{t_r f^2} \quad (3-5)$$

สำหรับ $f > 1/t_r$

โดยที่

V_1 = แรงดันเริ่มต้น

V_2 = แรงดันหลังจากเปลี่ยนแปลง

t_r = ขอบเวลาขาขึ้น (s)

f = ความถี่ (Hz)

แนวโน้มของกราฟ(V กับ f) ที่พล็อตได้มีค่าลดลงด้วยอัตรา 40dB/decade เหมือนแบบพัลส์สี่เหลี่ยม ค่าขนาดของอยู่ในรูปของ V/Hz แสดงในลักษณะของ หน่วยของ broadband $dB\mu V/MHz$ 120dB ที่ต้องบวกเข้าไปให้เป็นหน่วยของ $dB\mu V$ ยกตัวอย่าง เช่น $0.1 \mu V/Hz$ สามารถเปลี่ยนเป็น $dB\mu V/Hz$ ได้ดังนี้ $0.1\mu V/Hz = 20 \log(0.1/1) = -20 \text{ dB}\mu V/Hz$ และสามารถเปลี่ยนเป็น $dB\mu V/MHz$ ได้ดังนี้ $-20 \text{ dB}\mu V/Hz + 120 \text{ dB} = 100 \text{ dB}\mu V/MHz$

3.5 การทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

การทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ผ่านทางสายตัวนำ (Conducted EMI testing) เป็นการทดสอบหาระดับสัญญาณรบกวนที่ออกมาจากผลิตภัณฑ์ที่ย้อนกลับเข้าไปในแหล่งจ่ายไฟฟ้า (AC main supply) โดยมีสายตัวนำเป็นตัวกลางในการส่งผ่าน (Coupling path) โดยในการทดสอบนี้ต้องนำตัวอย่างที่จะทำการทดสอบไปจัดวางในห้องปิดกั้น

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (shielded room) แล้ววัดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการทำงานของตัวอย่าง โดยอ่านค่าที่วัดได้ที่เครื่องวัดสัญญาณรบกวน (EMI receiver) ผ่านตัวตรวจวัดแล้วเทียบค่าที่วัดได้กับค่าขีดจำกัดที่ระบุในมาตรฐาน การวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่มาตามตัวนำไฟฟ้า อาจเกิดจากการรบกวนที่เกิดโดยธรรมชาติ เช่น ปรากฏการณ์ฟ้าผ่า และพายุฝนฟ้าคะนอง หรืออาจเกิดจากการทำงานของอุปกรณ์ไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งถือว่าเป็นสาเหตุหลักของการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ในตัวนำ ดังนั้นในการวัดและทดสอบระดับของสัญญาณรบกวนที่ปล่อยออกมาเนื่องจากการทำงานของอุปกรณ์ไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์

ตามมาตรฐานทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งในระดับสากล และระดับภูมิภาคต่างๆ นั้นได้กำหนดค่าระดับความแรงของสัญญาณรบกวนที่ยอมรับได้ไว้ ซึ่งอุปกรณ์หรือผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าที่จะได้รับการรับรองตามมาตรฐานด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้านั้น ต้องไม่สร้างสัญญาณรบกวนออกมามากเกินขีดจำกัดที่กำหนดไว้ในมาตรฐาน มาตรฐานสากลที่กำหนดให้มีการทดสอบเรื่องการแพร่กระจาย (Emission) ได้แก่ CISPR11 CISPR14 CISPR15 CISPR22 FCC CFR47 Part 15

3.5.1 เครื่องมือวัด

สำหรับความต้องการเครื่องมือในการวัดสัญญาณรบกวนในย่านความถี่วิทยุ ได้กำหนดไว้ในมาตรฐาน CISPR16-1 ซึ่งตรงกับมาตรฐาน มอก.1441-2540 ได้กำหนดคุณลักษณะของเครื่องมือวัดไว้

- แถบความกว้าง (Bandwidth) และย่านความถี่
- คุณลักษณะการตรวจจับสัญญาณ
- ความแน่นอนของสัญญาณอินพุตรูปคลื่นไซน์
- อินพุตอิมพีแดนซ์ และ VSWR

สำหรับในการวัดสัญญาณรบกวนในย่านความถี่วิทยุ ได้แบ่งย่านความถี่ออกเป็น 4 แถบความถี่คือ คือแถบ A และ B (9 kHz – 30 MHz) เป็นการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ แถบ C และ D (30 MHz – 1000 MHz) เป็นการวัดสัญญาณรบกวนที่แพร่ทางอากาศ โดยในการวัดได้กำหนดแถบความถี่ในการวัดในแต่ละย่าน และความแน่นอนของสัญญาณอินพุตรูปคลื่นไซน์ และอินพุตอิมพีแดนซ์ได้แสดงในตารางที่ 3.1 สำหรับการตรวจจับสัญญาณในมาตรฐาน CISPR16-1 ได้แบ่งชนิดของการตรวจจับดังนี้คือ การตรวจจับยอดคลื่น (peak mode) การตรวจจับยอดคลื่นเสมือน (quasi-peak mode) การตรวจจับยอดคลื่นเฉลี่ย (average mode) และเครื่องมือที่จำเป็นสำหรับการวัดสัญญาณรบกวนในย่านความถี่วิทยุ ตามมาตรฐาน CISPR16-1 ดังนี้

ตารางที่ 3.1 การวัดของเครื่องวัดตามมาตรฐาน CISPR

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

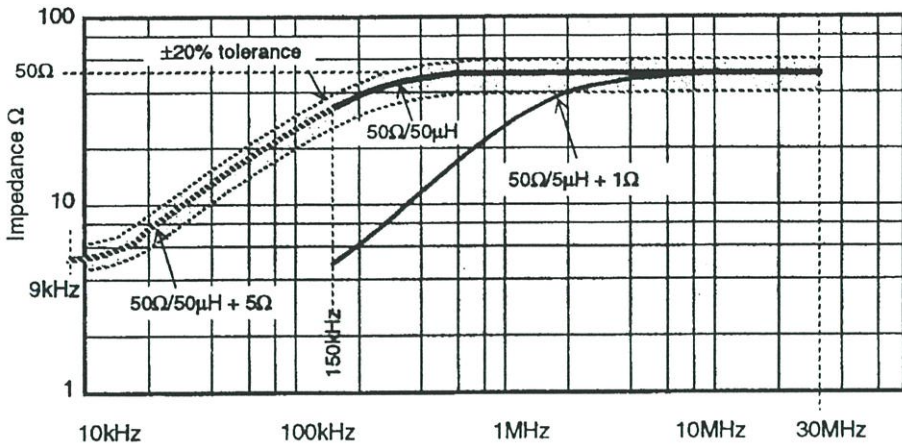
3.5.2 โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (LISN)

สำหรับการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำที่ขึ้น ในขณะที่อุปกรณ์ไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ทำงานที่ปล่อยออกมาสู่ระบบไฟฟ้าหลัก โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (Line Impedance Stabilization Network: LISN) หรือโครงข่ายไฟฟ้าประชานเทียม (Artificial Main Network: AMN) เป็นเครื่องมือชนิดหนึ่งที่ใช้ในการแยกสัญญาณรบกวนในย่านความถี่ตั้งแต่ 9 kHz ถึง 30 MHz ซึ่งเป็นย่านของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำออกมาเพื่อทำการวิเคราะห์ด้วยเครื่องวัดหรือเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum Analyzer) เพื่อตรวจสอบว่าอุปกรณ์หรือเครื่องมืออื่นๆ อยู่ในระดับตามที่มาตรฐานกำหนดไว้หรือไม่

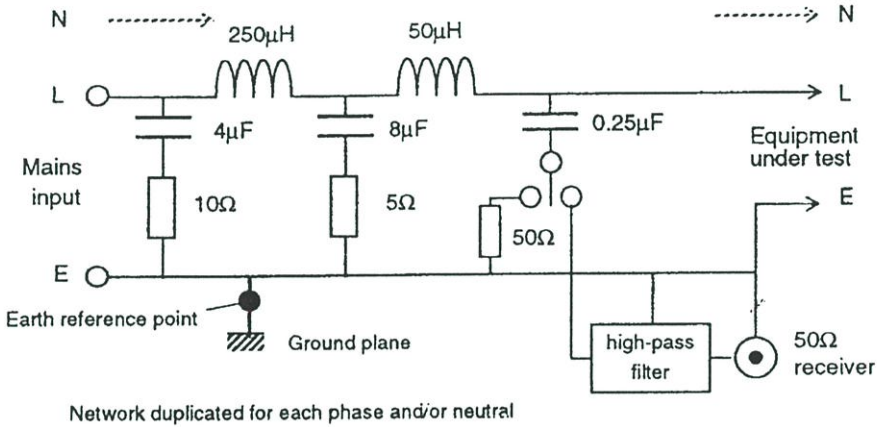
ความต้องการของ AMN/LISN ได้กำหนดไว้ในมาตรฐาน CISPR 16-1 หรือเป็นที่ทราบกันดีในนาม 50W/50 μ H + 5W AMN/LISN โดยมีหน้าหลักดังต่อไปนี้

- สามารถรักษาอิมพีแดนซ์ระหว่างสายแต่สายของแหล่งจ่ายกับจุดกราวด์อ้างอิง ให้คงที่ ที่ 50 Ω โดยมีตัวเหนี่ยวนำ 50 μ H ขนาดอยู่ด้วย สำหรับความถี่ตั้งแต่ 150 kHz ถึง 30 MHz ดังแสดงในรูปที่ 3.10
- สามารถแยกสัญญาณรบกวนที่ปล่อยออกมาจากเครื่องมือ หรืออุปกรณ์ที่อยู่ภายใต้การทดสอบ (Equipment Under Test: EUT) เพื่อนำเข้าสู่เครื่องมือวิเคราะห์
- สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนที่มากับแหล่งจ่ายไฟฟ้าหลักออกไปได้ ไม่ให้เข้าไปสู่ระบบที่กำลังวัดอยู่ได้

สำหรับวงจรภายในของ AMN/LISN ตามมาตรฐานจะแสดงดังรูปที่ 3.11 และเพื่อความปลอดภัยในการทดสอบจำเป็นต้องมีการต่อจุดอ้างอิงของ AMN/LISN ลงดิน



รูปที่ 3.10 กราฟของอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของ AMN/LISN ตามมาตรฐาน CISPR



รูปที่ 3.11 วงจรของ AMN/LISN ตามมาตรฐาน CISPR

สำหรับการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้านำตามตัวนำที่ได้จาก LISN จะเป็นผลรวมของสัญญาณรบกวนที่เกิดการรบกวนในโหมดร่วมและโหมดแตกต่าง ดังนั้นถ้าหากต้องการได้สัญญาณรบกวนในแต่ละโหมดจำเป็นต้องมีอุปกรณ์ในการแยกสัญญาณรบกวนที่ได้ออกจากกัน

3.5.3 ระนาบพื้น

สำหรับระนาบพื้น (Ground Plane) สำหรับการวัดสัญญาณรบกวนนั้นตามมาตรฐาน มอก. 1441-2540 (CISPR16-1) ได้กำหนดไว้ดังนี้คือ

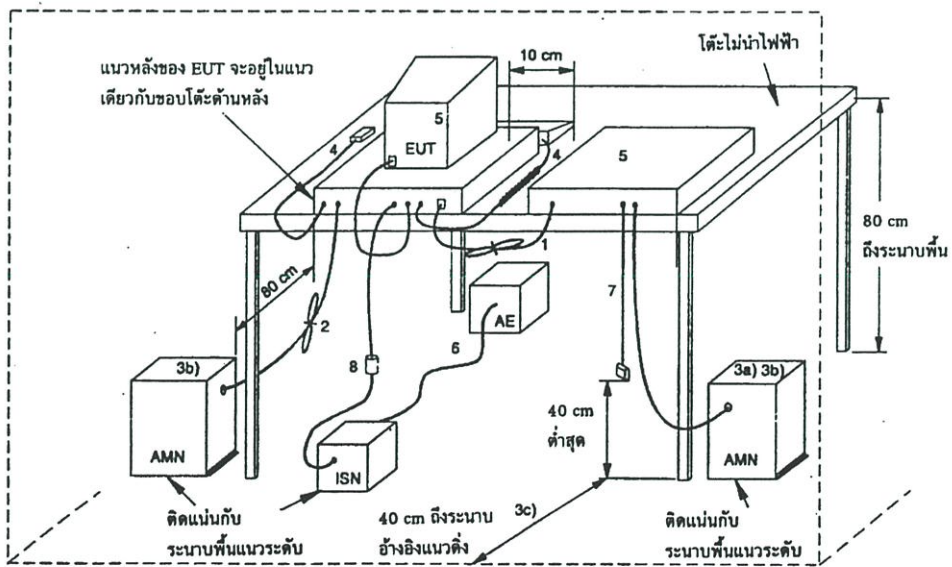
- วาง EUT ซึ่งประสงค์ให้ใช้งานบนโต๊ะ 0.4 เมตร ห่างจากระนาบอ้างอิงโลหะในแนวตั้ง ที่มีขนาดอย่างน้อย 2 เมตร และต้องรักษาระยะอย่างน้อย 0.8 เมตร จากผิวพื้นผิวโลหะอื่นใด ๆ หรือ ระนาบพื้นอื่นที่ไม่ได้เป็นส่วนของ EUT ถ้าทำการวัดในเปลือกหุ้มกันการรบกวน ระยะ 0.4 เมตร อาจอ้างอิงกับผนังข้างหนึ่งของเปลือกหุ้ม ถ้าทำการวัดในบริเวณทดสอบพื้นที่เปิดหรือในเปลือกหุ้มกันการรบกวน ระยะ 0.4 เมตร อาจอ้างอิงกับระนาบพื้นโลหะในแนวระดับ

- อุปกรณ์ทดสอบตั้งพื้นต้องวางบนระนาบพื้นโลหะในแนวระดับ
- จุดสัมผัสต้องสอดคล้องกับการใช้งานตามปกติ แต่ต้องไม่สัมผัสทางโลหะกับระนาบพื้น อาจแทนพื้นโลหะด้วยระนาบพื้นอ้างอิง ระนาบพื้นอ้างอิงต้องยื่นพื้นเส้นขอบของ EUT อย่างน้อย 0.5 เมตร และต้องมีขนาดอย่างน้อย 2 เมตร x 2 เมตร
- จุดดินอ้างอิงของ AMN/LISN ต้องต่อเข้ากับระนาบพื้นอ้างอิงด้วยตัวนำที่สั้นที่สุดเท่าที่จะทำได้

3.5.4 การจัดวางอุปกรณ์ (มอก. 1956-2542)

อุปกรณ์ที่ออกแบบสำหรับการทำงานทั้งวงบนโต๊ะและวางบนพื้น เมื่อใช้โครงแบบนี้ต้องทดสอบเฉพาะในโครงแบบวงบนโต๊ะเท่านั้น นอกจากว่าการติดตั้งใช้งานตามปกติเป็นการวางบนพื้นก็ให้ทดสอบวางบนพื้น อุปกรณ์ที่ออกแบบสำหรับติดตั้งต้องทดสอบในลักษณะเหมือนแบบวางบนโต๊ะ การหันเหทิศทางของอุปกรณ์ต้องสอดคล้องกับการใช้งานตามปกติ

สำหรับการต่อช่องทางแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้ากับ AMN ผ่านทางสายอ่อนแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า และต่อสายเคเบิลสัญญาณเข้ากับ LISN และการจัดวางอุปกรณ์ในการทดสอบจะเป็นไปตามขั้นตอนดังต่อไปนี้ ดังแสดงในรูปที่ 3.12 สำหรับการวัดสัญญาณรบกวนที่นำตามสายในกรณี EUT วงบนโต๊ะ[8]



AE = อุปกรณ์ที่เกี่ยวข้อง

EUT = อุปกรณ์ที่ทำการทดสอบ

ISN (LISN) = โครงข่ายสร้างเสถียรภาพอิมพีแดนซ์

รูปที่ 3.12 โครงแบบทดสอบอุปกรณ์วางบนโต๊ะ (การวัดสัญญาณรบกวนที่นำตามสาย)

การจัดวางอุปกรณ์เพื่อวัดสัญญาณรบกวนที่นำตามสายในกรณี EUT อยู่บนโต๊ะ

1) ถ้าสายเคเบิลที่ห้อยอยู่ใกล้ระนาบพื้น โลหะแนวระดับในระยะต่ำกว่า 40 เซนติเมตร และไม่สามารถทำให้สั้นลงมีความยาวที่เหมาะสมได้ ส่วนที่เกินต้องม้วนทาบให้เป็นมัดที่ยาว 30 ถึง 40 เซนติเมตร

2) สายอ่อนแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักที่ยาวเกินต้องม้วนทาบให้เป็นมัดที่กลางสาย หรือทำให้สั้นลงจนมีความยาวเหมาะสม

3) ให้ต่อ EUT เข้ากับ AMN เครื่องหนึ่ง AMN และ LISN ทุกเครื่องอาจเลือกติดตั้งกับระนาบอ้างอิงแนวตั้ง หรือผนังโลหะ

- หน่วยอื่นทั้งหมดของระบบได้รับกำลังไฟฟ้าจาก AMN เครื่องที่ 2 อาจใช้ตัวรับชุดสำหรับสายอ่อนแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักหลายเส้น

- AMN และ LISN ห่างจาก EUT 80 เซนติเมตร และห่างจากหน่วยอื่นและระนาบโลหะอื่นอย่างน้อย 80 เมตร

- ต้องจัดตำแหน่งสายอ่อนแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักและสายเคเบิลสัญญาณตลอดความยาวของสายเท่าที่จะทำได้ ที่ระยะ 40 เซนติเมตร ห่างจากระนาบอ้างอิงแนวตั้ง

4) สายเคเบิลของอุปกรณ์ที่ทำงานด้วยมือ เช่น แผงแป้นอักขระ เมาส์ ฯลฯ ต้องวางในลักษณะใช้งานปกติ

5) อุปกรณ์รอบข้างต้องวางที่ระยะ 10 เซนติเมตรจากเครื่องอื่นๆ และจากตัวควบคุม ยกเว้นจอภาพซึ่งถ้ายอมรับได้ในทางปฏิบัติเกี่ยวกับการติดตั้งก็ให้วางบนตัวควบคุมโดยตรง

6) สายเคเบิลสัญญาณเข้า/ออกซึ่งมีไว้สำหรับการต่อภายนอก

7) ปลายของสายเคเบิลสัญญาณเข้า/ออกซึ่งไม่ได้ต่อเข้ากับ AE อาจสั้นสุดจนจรดถ้าต้องการ โดยใช้ฉนวนพีแวนซ์สั้นสุดจนจรดที่ถูกต้อง

8) ถ้าใช้โพรบกระแส ต้องวางอยู่ที่ระยะ 0.1 เมตรจาก LISN

3.5.5 สถานที่ในการวัดและทดสอบ

เพื่อให้ได้ผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจริงหรือใกล้เคียงมากที่สุด สถานที่ที่ใช้ในการวัดและทดสอบก็มีส่วนสำคัญอย่างมาก โดยสถานที่ที่ใช้ในการทดสอบจะถูกแบ่งออกเป็นสองประเภทหลัก คือ สถานที่ทำการทดสอบแบบพื้นที่เปิด (Open Area Test Site: OATS) และในห้องทดสอบหรือพื้นที่ปิด

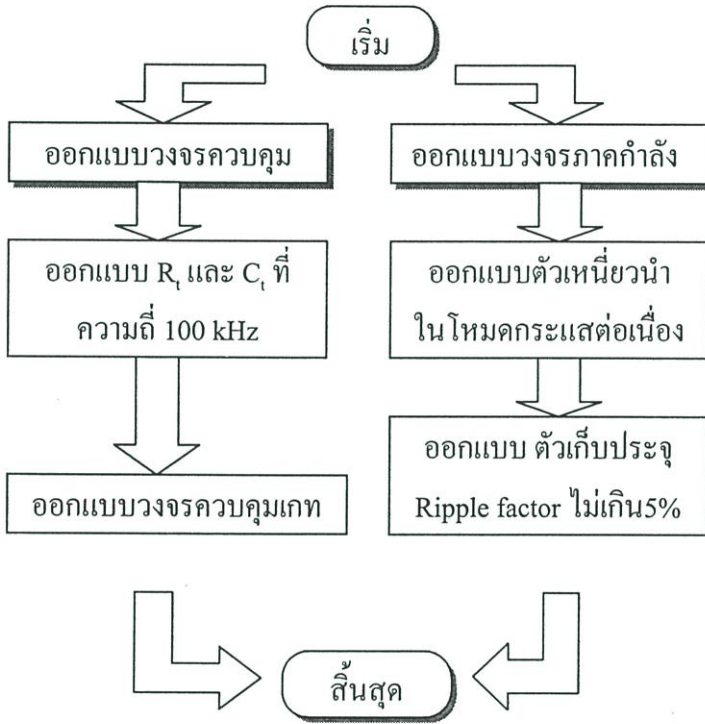
บทที่ 4

การออกแบบวงจร

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึง ลักษณะและการออกแบบคอนเวอร์เตอร์ ทั้งในส่วนของวงจรกำลัง และวงจรควบคุม และอุปกรณ์อื่น

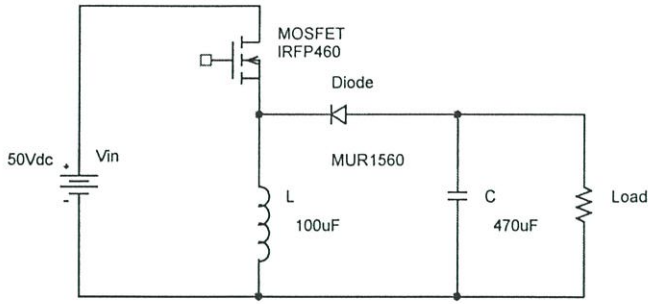
ขั้นตอนการออกแบบวงจร สามารถแสดงดังแผนผังได้ต่อไปนี้



รูปที่ 4.1 แผนผังแสดงขั้นตอนการออกแบบวงจร

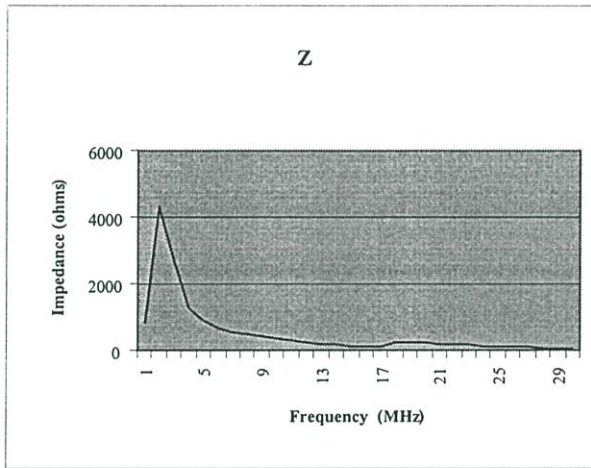
4.2 การออกแบบวงจรกำลัง

สำหรับวงจรบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ได้กำหนดขอบเขตงานคือให้สามารถจ่ายกำลังเอาต์พุตได้ 200 วัตต์ จากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันอินพุต 50 โวลต์ ซึ่งได้จากวงจรเรียงกระแสและตัวเก็บประจุ 10000 ไมโครฟารัด ใช้ MOSFET IRFP 460 เป็นอุปกรณ์สวิตชิ่งซึ่งมีพิกัดแรงดัน 500 โวลต์และพิกัดกระแส 20 แอมแปร์ และไดโอด MUR 1560 มีพิกัดแรงดันแรงดัน 600 โวลต์และพิกัดกระแส 15 แอมแปร์ สองตัวขนานกัน ตัวเหนี่ยวนำมีค่า 100 ไมโครเฮนรี่ ซึ่งเป็นค่าที่ได้จากคำนวณเพื่อทำให้คอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องตลอดช่วงค่า D 0.3-0.7 ที่กำลังเอาต์พุต 200 วัตต์ และ 100 วัตต์ และใช้ค่าตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุต 470 ไมโครฟารัด

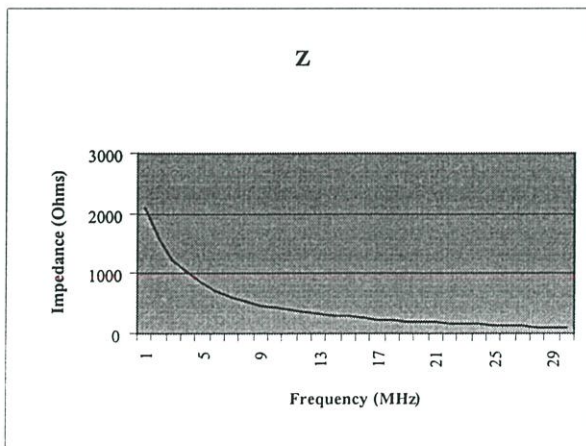


รูปที่ 4.2 วงจรภาคกำลัง

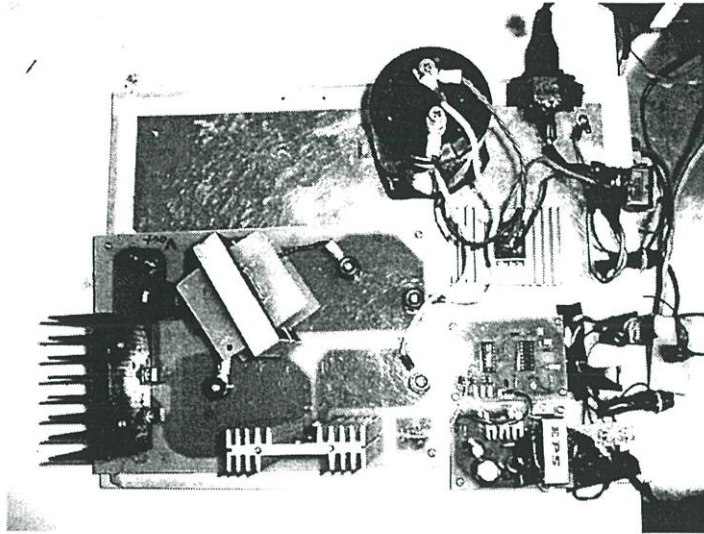
ค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ในวงจรกำลังคือ ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ได้จากวัดในย่านความถี่ สูง ตั้งแต่ 1MHz –30 MHz เพื่อจะเป็นข้อมูลในการวิเคราะห์การเกิดผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า แสดงในรูปที่ 4.3 และ 4.4 ตามลำดับ



รูปที่ 4.3 ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจรกำลังต่อความถี่



รูปที่ 4.4 ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุในวงจรกำลังต่อความถี่



รูปที่ 4.5 บัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

4.3 การออกแบบวงจรควบคุม

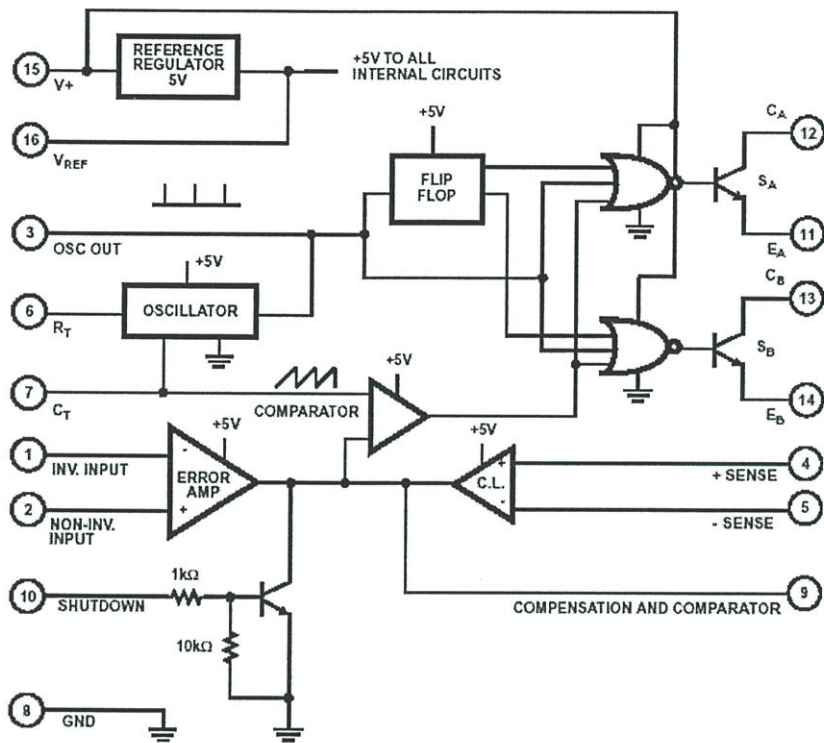
ในการที่จะทำให้อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งเปิดและปิดตามเวลาที่ต้องการนี้ จะต้องใช้วงจรควบคุม ซึ่งโดยทั่วไปจะใช้สัญญาณ Pulse Width Modulation (PWM) โดยสัญญาณ PWM ที่ค่านั้นต้องควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ และจะต้องให้แรงดันเอาต์พุต มีฮาร์มอนิกส์น้อย วิธีการทำให้รูปคลื่นของแรงดันเอาต์พุตเป็นพัลส์ขนาดที่ถูกต้อง

4.3.1 การสร้างสัญญาณ PWM

การสร้างสัญญาณ PWM สำหรับคอนเวอร์เตอร์ การใช้ไอซีสำเร็จรูปสร้างสัญญาณ PWM นั้นมีมากมายหลายเบอร์ให้เลือกใช้ ซึ่งลักษณะข้อแตกต่างของไอซีในแต่ละเบอร์นั้นขึ้นอยู่กับลักษณะของการใช้งานของวงจร

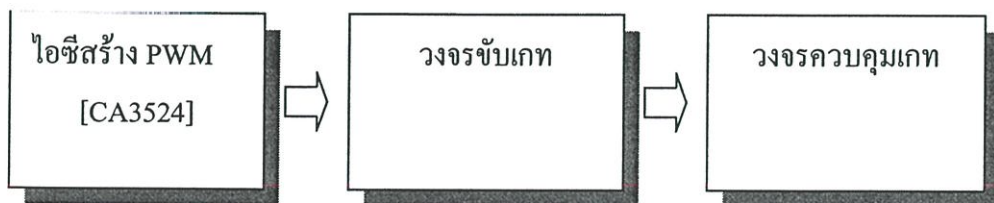
หลักการทำงานของไอซีโดยส่วนมากจะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยาย โดยวงจรขยายความแตกต่าง ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM โดยค่าที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปคลื่นฟันเลื่อยอีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปคลื่นฟันเลื่อย และมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดดูเลชั่นของค่าแรงดันจากวงจรขยายความแตกต่าง และของวงจร PWM ค่าความกว้างพัลส์นี้เอง ที่เป็นตัวกำหนดช่วงเวลากำหนดกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์

สำหรับในการสร้างคอนเวอร์เตอร์ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้ ไอซีเบอร์ CA 3524 เป็นตัวสร้างสัญญาณ PWM เนื่องจากเป็นไอซีที่ง่ายต่อการใช้งานอีกทั้งมีการป้องกันกลับจากเอาต์พุตด้วยจึงทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถทำงานในโหมดการควบคุมแบบป้อนกลับได้



รูปที่ 4.6 วงจรภายในของไอซี สวิตชิงเร็กกูเลเตอร์เบอร์ CA 3524

ค่าความถี่ของออสซิลเลเตอร์ ในไอซี CA 3524 ความถี่ ถูกกำหนดโดยค่า R_T และ C_T ซึ่งในการทดลองนี้จะเลือกทำงานที่ความถี่ 100 kHz จากข้อมูลของไอซี CA 3524 เลือกใช้ C_T เท่ากับ 4.7 uF R_T เท่ากับ 2.2 kΩ ก็จะได้ ความถี่ของสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม 100 kHz ไปป้อนให้วงจรขับเกทต่อไป



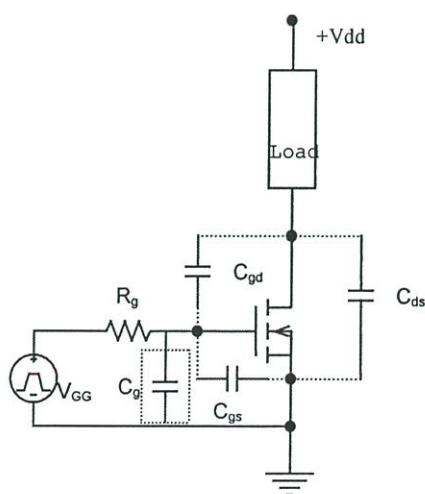
รูปที่ 4.7 ผังวงจรกควบคุมซึ่งใช้แบบ Opened Loop

4.3.2 วงจรขับเกท

หลังจากที่ได้รับสัญญาณ PWM จากวงจรสร้างสัญญาณ PWM แล้วยังไม่สามารถนำไปขับได้โดยตรงเนื่องจากภาคเอาต์พุตของวงจร สร้างสัญญาณ PWM มีการทำงานในบริเวณเชิงเส้นเป็นเวลานานกว่าจะถึงจุดอิ่มตัว ทำให้มอสเฟตไม่สามารถทำงานที่จุดที่ดีที่สุดได้ ซึ่งก็มีหลายวิธีในการทดลองในวิทยานิพนธ์นี้ ได้ใช้ ไอซีเบอร์ TC 4010BP เพื่อทำให้จะสามารถจ่ายกระแสได้สูงและให้สามารถขับมอสเฟตให้ทำงานได้เป็นส่วนวงจรขับเกท ซึ่งรายละเอียดข้อมูลของ ไอซีเบอร์ TC 4010BP สามารถดูได้จากภาคผนวก เมื่อได้สัญญาณ PWM ตามต้องการแล้ว จะต้องผ่านเข้าสู่วงจรควบคุมเกท

4.3.3 วงจรควบคุมเกท

คุณสมบัติของขาเกทของมอสเฟตแตกต่างจากพวกไบโพลาร์ เกทจะแยกกันทางไฟฟ้าจากขาซอร์ท ถ้าในอุดมคติก็จะไม่มีกระแสไหลแต่ในทางปฏิบัติจะมีกระแสไหลเล็กน้อย อย่างไรก็ตามค่าความเก็บประจุของมอสเฟต กับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายของวงจรขับเกทจะเป็นตัวกำหนดความเร็วของการสวิตชิง ซึ่งมีค่าความเก็บประจุ 3 ค่า และเป็นลักษณะที่ไม่เชิงเส้น และขึ้นกับระดับแรงดัน ดังรูปที่ 4.8 เมื่อมอสเฟตเปิดวงจร C_{gd} จะถูกชาร์จด้วยแรงดัน V_{dd} ผ่าน R_g และเมื่อควบคุมให้มอสเฟตปิดวงจร วงจรก็จะจ่ายกระแสเพื่อชาร์จตัวเก็บประจุ C_{gs} และ C_{gd} โดยผ่าน R_g ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ ได้เสนอเพิ่มเก็บประจุเพิ่มขึ้น เรียกว่า C_g ดังในกล่องเส้นประในรูปที่ 4.8 เมื่อควบคุมความเร็วของการ สวิตชิงของมอสเฟต เพื่อนำมาพิจารณาและหยิบยกมาเป็นหัวข้อการศึกษาการลดผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ดังสมมติฐานและแนวคิดในการกำหนดพารามิเตอร์ได้กล่าวในบทก่อนหน้า



รูปที่ 4.8 มอสเฟตแบบ N-Channel ชนิด enhancement กับค่าความเก็บประจุ

วงจรควบคุมเกทนี้จะกำหนดพารามิเตอร์เพื่อควบคุมสัญญาณตามเงื่อนไข เพื่อวิเคราะห์การลดผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งพิจารณา ค่า C_g ที่ค่า 1nF 2nF และ 3nF ด้วยวิธีควบคุมเกทด้วยค่าพารามิเตอร์นี้ จะวัดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น ประกอบกับสมบัติทางไฟฟ้า

เนื่องจากวงจรควบคุมเกทนี้จะปรับเฉพาะค่า C_g โดยข้ามประเด็นของการปรับค่า ความต้านเกท R_g เนื่องจากได้มีการนำเสนอบทความหลายบทความที่ชี้ประเด็นให้เห็นว่า ค่าความต้านที่มากขึ้นจะช่วยลดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าแต่เพิ่มการสูญเสียเนื่องจากการสวิตซ์ซึ่งค่าโดยประมาณของเวลาขาขึ้นและเวลาขาลงจะได้จากสมการต่อไปนี้

$$t_r, t_f \approx 2.2 R_g * C_{iss} \quad (4.1)$$

โดยที่	t_r	คือ เวลาขาขึ้นของมอสเฟต [ns]
	t_f	คือ เวลาขาลงของมอสเฟต [ns]
	R_g	คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายวงจรขับ [Ω]
	C_{iss}	คือ ค่าความจุไฟฟ้าทางด้านอินพุตของมอสเฟต [pF]

บทที่ 5

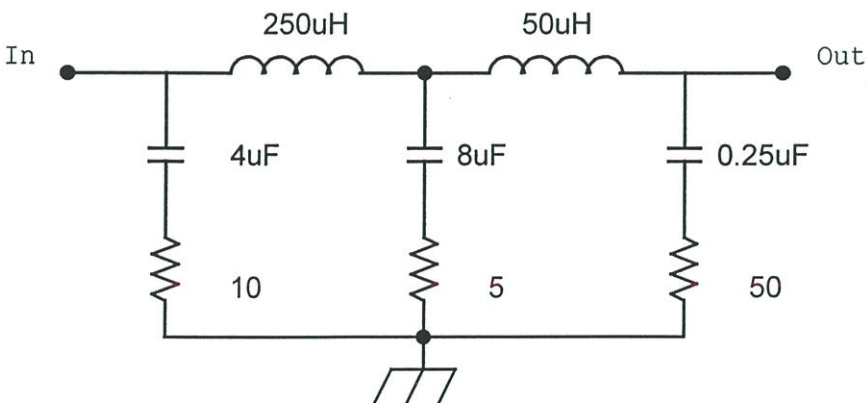
การจำลองการทำงานและผลการทดลอง

5.1 บทนำ

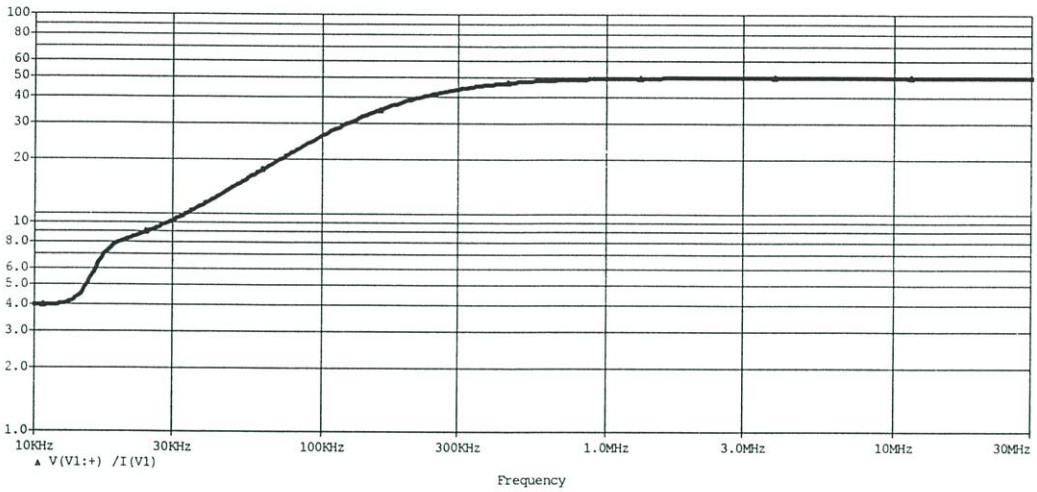
ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์เพื่อวิเคราะห์คุณสมบัติของกระแสที่ผ่านมอสเฟตและแรงดันตกคร่อมมอสเฟตซึ่งใช้เป็นอุปกรณ์สวิตชิงของบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ และการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ในตัวนำเพื่อเปรียบเทียบกับผลการทดลองจริง โดยในการจำลองการทำงานจะใช้โปรแกรม PSpice สำหรับประกอบการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า และจะใช้ฟังก์ชัน FFT (Fast Fourier Transform) ของโปรแกรม PSpice ในการวิเคราะห์องค์ประกอบของความถี่ของสัญญาณที่ต้องการวิเคราะห์

5.2 การสร้างแบบจำลองการทำงาน

ในการสร้างแบบจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์เพื่อวิเคราะห์ผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้านั้น วงจรกำลังและวงจร LISN ได้ใช้โมเดลอุปกรณ์ที่มีอยู่ในไลบรารีของโปรแกรม แต่เนื่องจากอุปกรณ์ต่างมีลักษณะโมเดลเป็นแบบอุดมคติจึงจำเป็นต้องมีการเพิ่มองค์ประกอบแฝงของอุปกรณ์ไฟฟ้าต่างๆ ในคอนเวอร์เตอร์ เพื่อการวิเคราะห์ผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้ามีความถูกต้องมากขึ้น วงจร LISN มีหน้าที่ในการกรองสัญญาณรบกวน และรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ จะแสดงดังรูปที่ 5.1 และคุณสมบัติการตอบสนองความถี่และอิมพีแดนซ์ของวงจร ของ LISN ที่ใช้ในการจำลองแสดง ดังรูปที่ 5.2 ซึ่งให้ค่าที่ตอบสนองความถี่ย่านความถี่ 150 kHz-1MHz ใกล้เคียง 50Ω ขณะที่ความถี่สูงกว่า 1MHz มีค่า 50 Ω



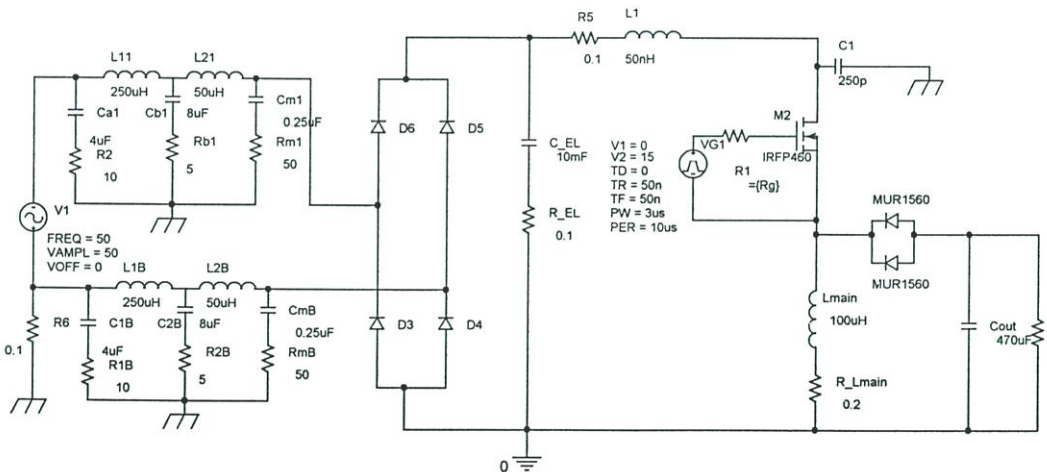
รูปที่ 5.1 รูปวงจรในการจำลองของ LISN



รูปที่ 5.2 อิมพีแดนซ์ของวงจร LISN ในการจำลองวงจร ในย่านความถี่ 150 kHz-30 MHz

ระบบรวมในการจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำจะแสดงดัง

รูปที่ 5.3

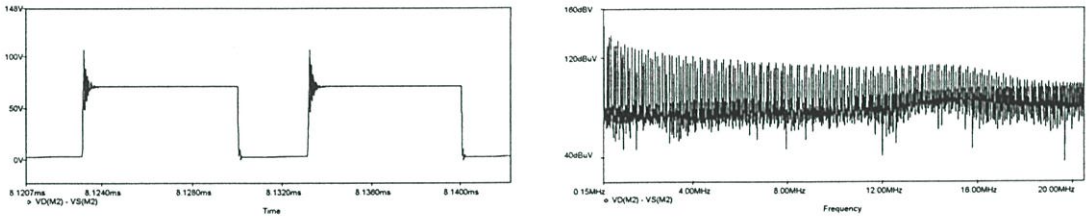


รูปที่ 5.3 ระบบรวมในการจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ

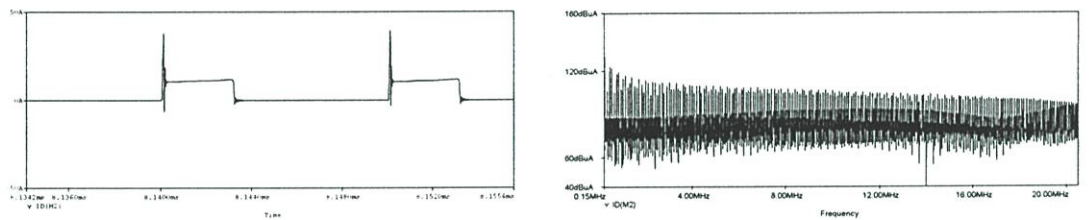
5.3 ผลการจำลองการทำงาน

ผลลัพธ์ที่ได้จากการจำลองการทำงานของดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์จะแบ่งออกเป็นสองส่วน คือ ส่วนสัญญาณ V_{ds} และผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในแต่ละลักษณะของการควบคุมเกท ที่ค่า D 0.3-0.7 ซึ่งได้ กำหนดไว้ในวิทยานิพนธ์แล้ว

ผลลัพธ์ที่ได้จากการจำลองการทำงานซึ่งประกอบไปด้วย v_d , i_d และ v_o , i_o ซึ่งจะถูกนำมาพิจารณาประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ และในการจำลองการทำงานจะใช้แรงดันไฟตรง 50 โวลต์ และโหลดความต้านทาน และให้ได้กำลังงานเอาต์พุตที่ 200 วัตต์ โดยตัวอย่างการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ ที่ทำงานในบัคโหมด ที่ $D=0.3$ $D=0.5$ และที่ทำงานในบูสโหมด $D=0.7$ แสดงดังรูปที่ 5.4-5.6

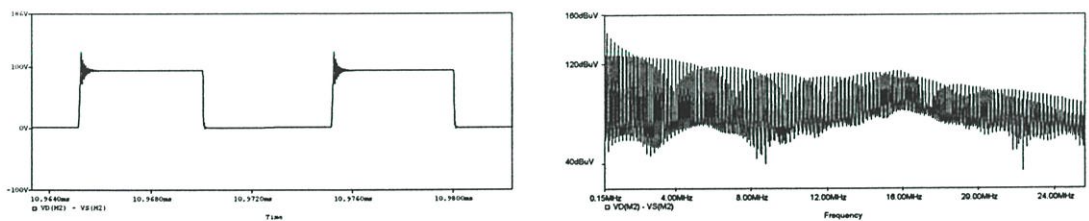


(ก) รูปคลื่นและสเปกตรัมของแรงดัน v_{ds}

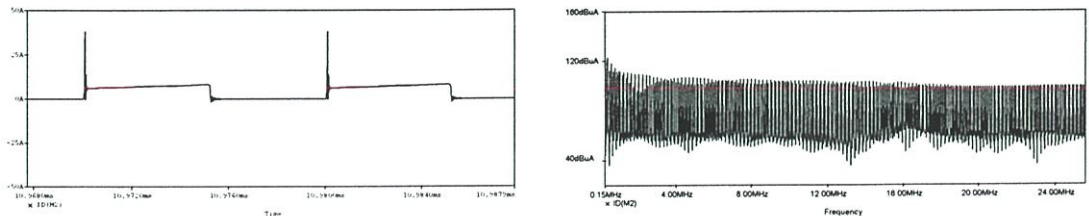


(ข) รูปคลื่นและสเปกตรัมของกระแส i_d

รูปที่ 5.4 รูปคลื่นและสเปกตรัมแรงดัน v_{ds} กระแส i_d ที่ $D=0.3$

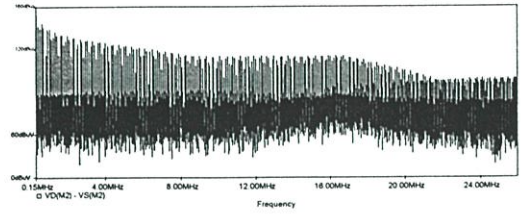
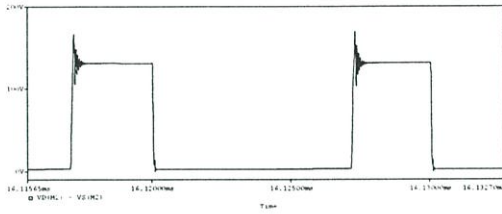


(ก) รูปคลื่นและสเปกตรัมของแรงดัน v_{ds}

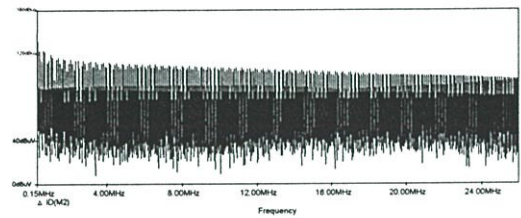
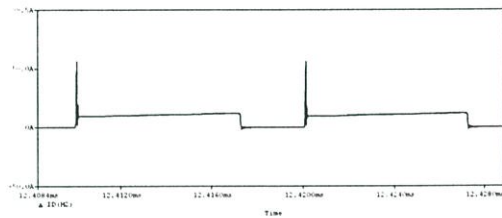


(ข) รูปคลื่นและสเปกตรัมของกระแส i_d

รูปที่ 5.5 รูปคลื่นและสเปกตรัมแรงดัน v_{ds} กระแส i_d ที่ $D=0.5$



(ก) รูปคลื่นและสเปกตรัมของแรงดัน V_{ds}



(ข) รูปคลื่นและสเปกตรัมของกระแส i_d

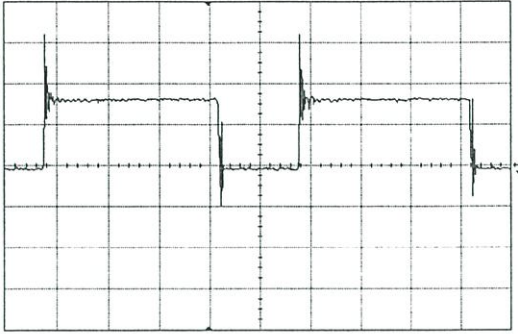
รูปที่ 5.6 รูปคลื่นและสเปกตรัมของแรงดัน V_{ds} กระแส i_d ที่ $D=0.7$

5.4 ผลการทดลองจากระบบจริง

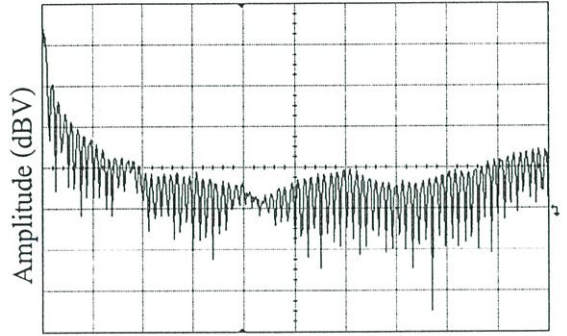
ในการทดลองกับระบบจริงซึ่งเป็นระบบที่สร้างขึ้นมาเพื่อวัดและทดสอบการลดผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าตัวนำด้วยการพิจารณาเล็กลงจวบจนกระทั่งที่เหมาะสม การแสดงผลการวัดในระบบจริงจะนำเสนอในส่วนของสัญญาณ แรงดันระหว่าง เกรน-ซอร์ท และกระแสผ่านมอสเฟต เพื่อนำมาพิจารณาในเรื่องการเปลี่ยนแปลง dv/dt และ di/dt และสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นและปล่อยออกมาจากระบบ โดยเงื่อนไขจะเป็นเช่นเดียวกับการจำลองการทำงาน

5.4.1 การวัดรูปคลื่นแรงดัน และกระแส ผ่านมอสเฟต

สำหรับผลของแรงดันเกรน-ซอร์ท จะนำมาเปรียบเทียบกับผลการจำลองการทำงาน และเก็บรูปคลื่นของสัญญาณดังกล่าวมาในรูปแบบของแอสกีไฟล์เพื่อที่จะสามารถนำมาวิเคราะห์สัญญาณในลักษณะของโคเมนความถี่ และผลการทดลองจะแสดงดังรูปที่ 5.7-5.11 ซึ่งเป็นตัวอย่างของรูปคลื่นของคอนเวอร์เตอร์ที่ค่าอัตราส่วนงานต่างๆ ทั้งในโหมดบัค คือค่า อัตราส่วนงานน้อยกว่า 0.5 และในโหมดบูส คือค่าอัตราส่วนงานมากกว่า 0.5 และที่ค่า อัตราส่วนงานที่ 0.5 ด้วย ต่อไปแสดงตัวอย่างผลการทดลองที่ กำลังเอาต์พุต 200 วัตต์

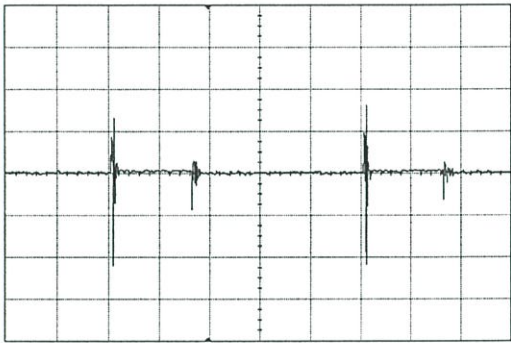


X: 2 μ s/ Div Y: 50 V/ Div

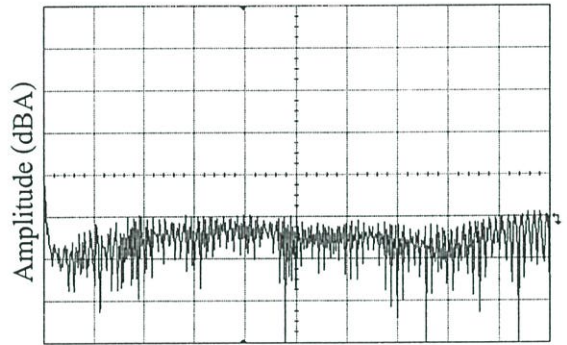


X: 2.5MHz/Div Y: 10dB/Div

(ก) รูปคลื่นและสเปกตร้าของแรงดัน V_{ds}

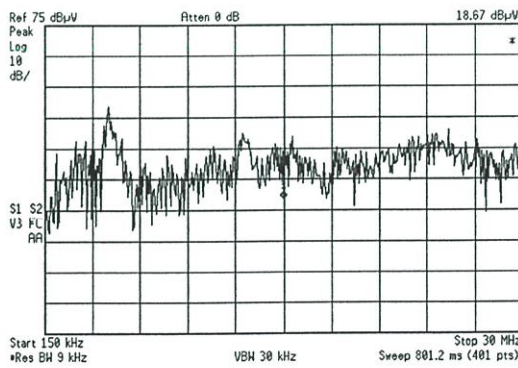


X: 2 μ s/ Div Y: 20A/ Div



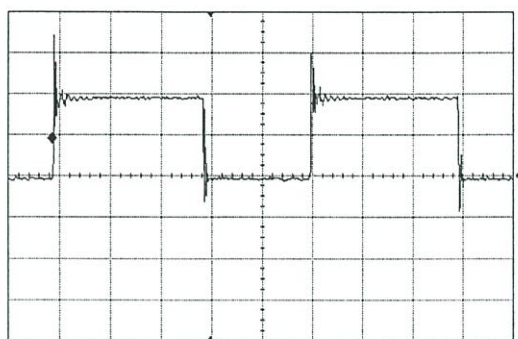
X: 2.5MHz/Div Y: 10dB/Div

(ข) รูปคลื่นและสเปกตร้าของกระแส i_d

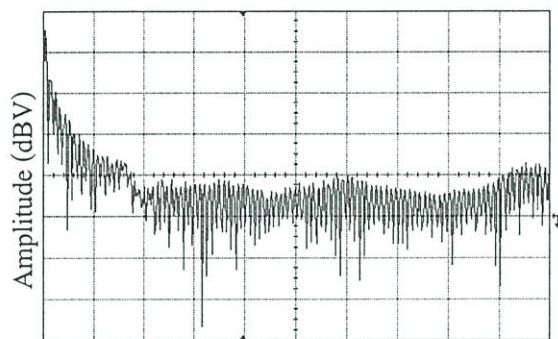


(ค) สัญญาณรบกวน

รูปที่ 5.7 รูปคลื่นและสเปกตร้าของแรงดัน V_{ds} กระแส i_d และสัญญาณรบกวนที่ $D=0.3$

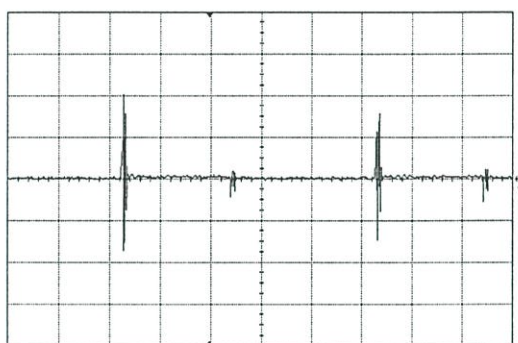


X: 2us/ Div Y: 50 V/ Div

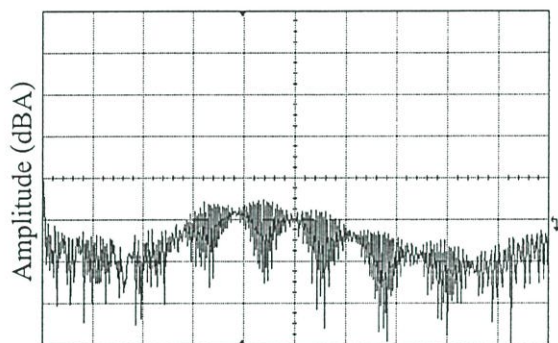


X: 2.5MHz/Div Y: 10dB/Div

(ก) รูปคลื่นและสเปกตร้าของแรงดัน v_{ds}

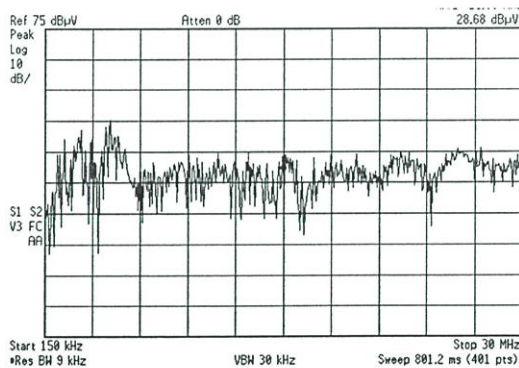


X: 2us/ Div Y: 20A/ Div



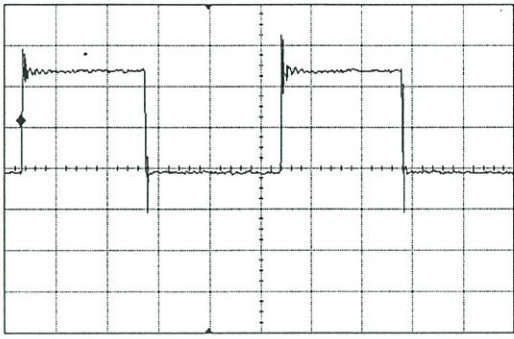
X: 2.5MHz/Div Y: 10dB/Div

(ข) รูปคลื่นและสเปกตร้า ของกระแส i_d

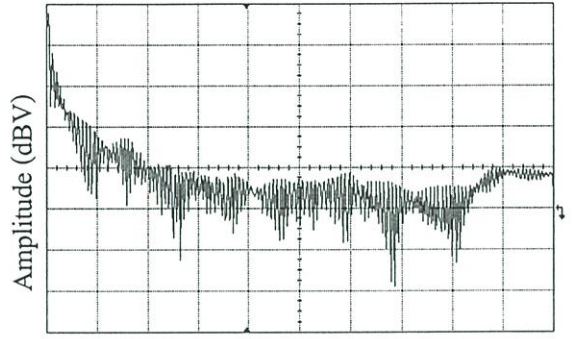


(ค) สัญญาณรบกวน

รูปที่ 5.8 รูปคลื่นและสเปกตร้าแรงดัน v_{ds} กระแส i_d และสัญญาณรบกวน ที่ $D=0.4$

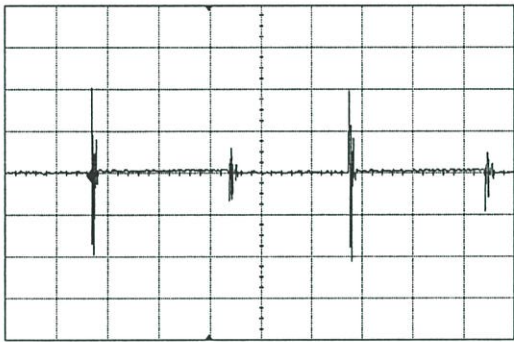


X: 2 μ s/ Div Y: 50 V/ Div

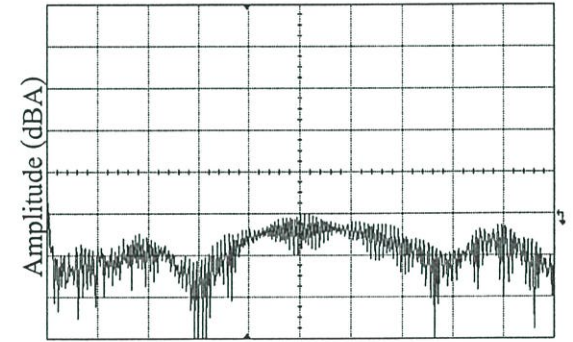


X: 2.5MHz/Div Y: 10dB/Div

(ก) รูปคลื่นและสเปกตรามของแรงดัน v_{ds}

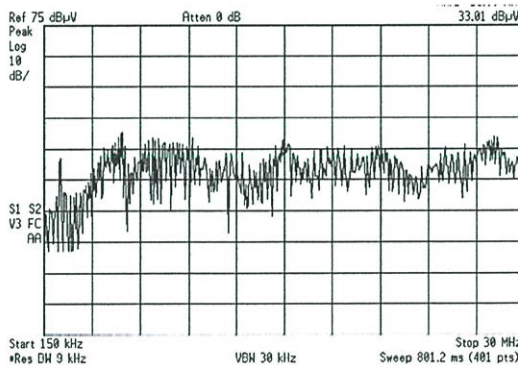


X: 2 μ s/ Div Y: 20A/ Div



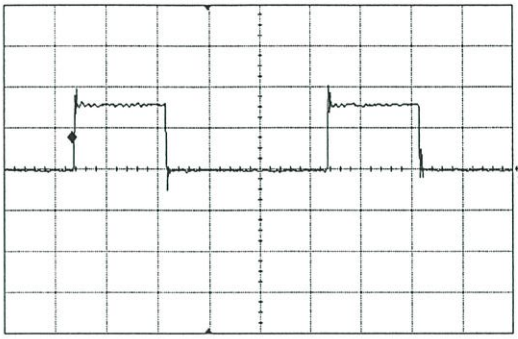
X: 2.5MHz/Div Y: 10dB/Div

(ข) รูปคลื่นและสเปกตรามของกระแส i_d

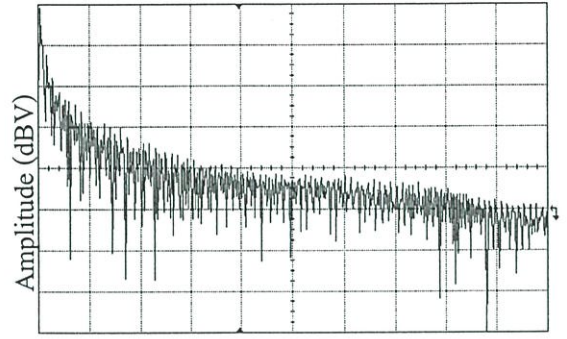


(ค) สัญญาณรบกวน

รูปที่ 5.9 รูปคลื่นและสเปกตรามแรงดัน v_{ds} กระแส i_d ที่ $D=0.5$

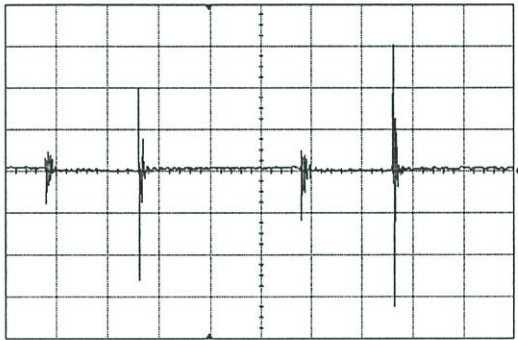


X: 2 μ s/ Div Y: 100 V/ Div

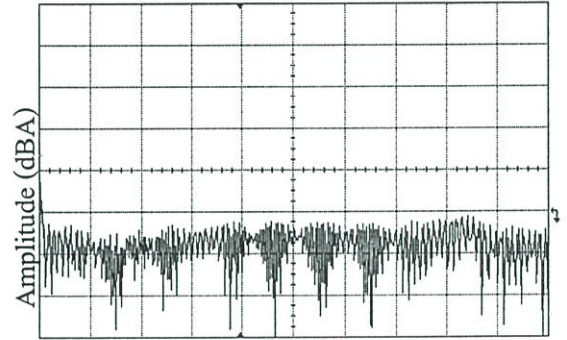


X: 2.5MHz/Div Y: 10dB/Div

(ก) รูปคลื่นและสเปกตร้าของแรงดัน v_{ds}

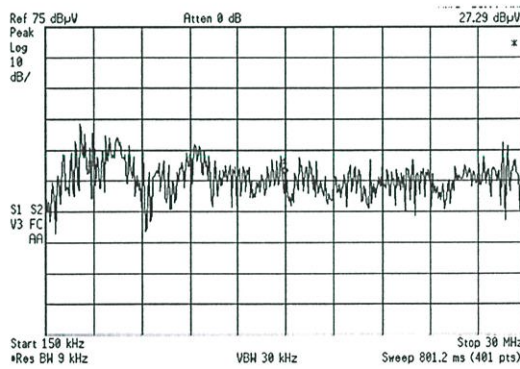


X: 2 μ s/ Div Y: 20A/ Div



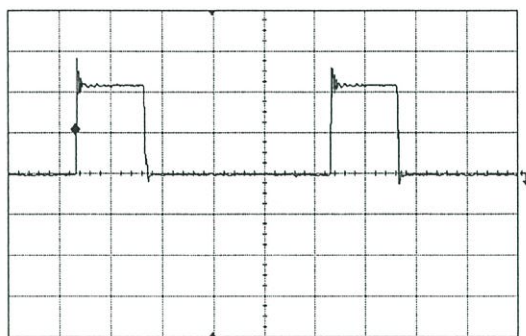
X: 2.5MHz/Div Y: 10dB/Div

(ข) รูปคลื่นและสเปกตร้าของกระแส i_d

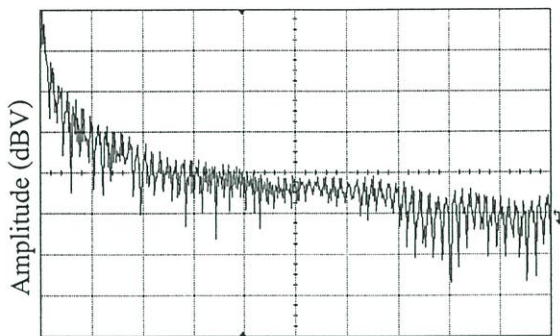


(ค) สัญญาณรบกวน

รูปที่ 5.10 รูปคลื่นและสเปกตร้าของแรงดัน v_{ds} และกระแส i_d และสัญญาณรบกวนที่ $D=0.6$

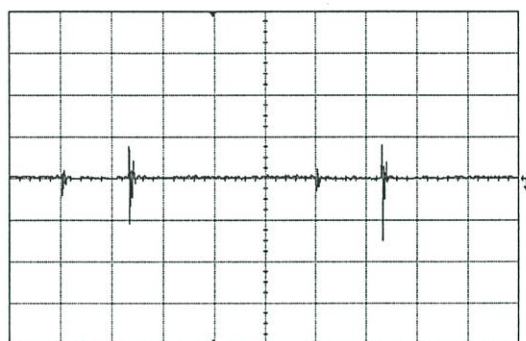


X: 2us/ Div Y: 100 V/ Div

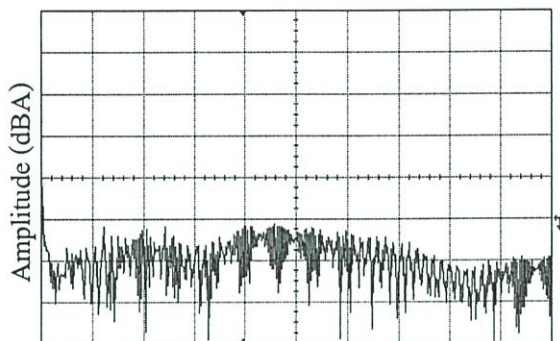


X: 2.5MHz/Div Y: 10dB/Div

(ก) รูปคลื่นและสเปกตร้าของแรงดัน V_{ds}

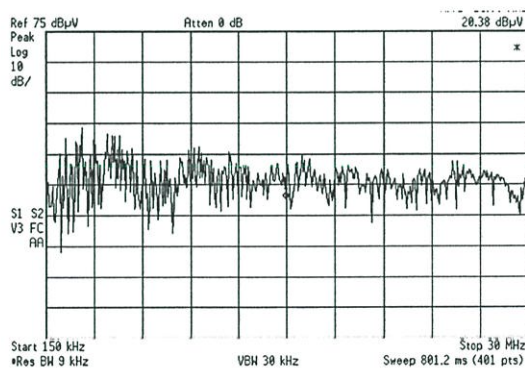


X: 2us/ Div Y: 20A/ Div



X: 2.5MHz/Div Y: 10dB/Div

(ข) รูปคลื่นและสเปกตร้าของกระแส i_d

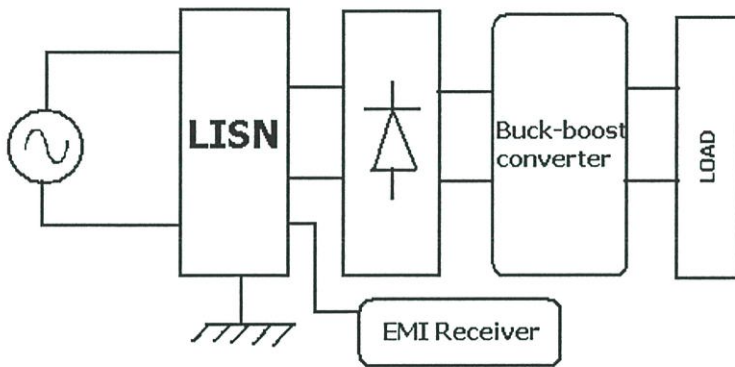


(ค) สัญญาณรบกวน

รูปที่ 5.11 รูปคลื่นและสเปกตร้าแรงดัน V_{ds} กระแส i_d และสัญญาณรบกวนที่ $D=0.7$

5.4.2 การวัดสัญญาณรบกวน

การวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 5.7-5.11 นั้น จะใช้ LISN ในการตรวจวัดสัญญาณรบกวน ออกมาเพื่อเข้าสู่ EMC Analyzer เพื่อวิเคราะห์ระดับของสัญญาณรบกวน การติดตั้งสำหรับการจัดดูได้ในบทที่ 3 ซึ่งสามารถแสดงแผนผังให้เห็นได้ง่าย ดังรูปที่ 5.12



รูปที่ 5.12 บล็อกไดอะแกรมสำหรับการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ

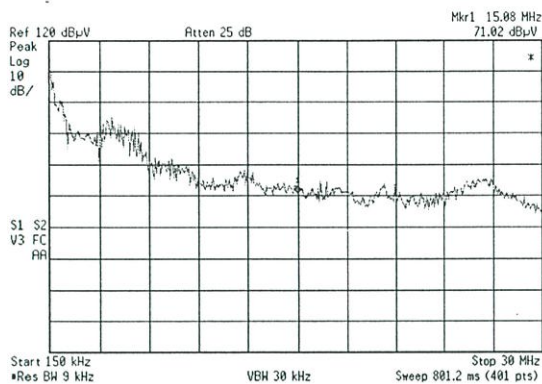
สำหรับเครื่องมือที่ใช้ในการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในสายตัวนำ

ประกอบด้วย

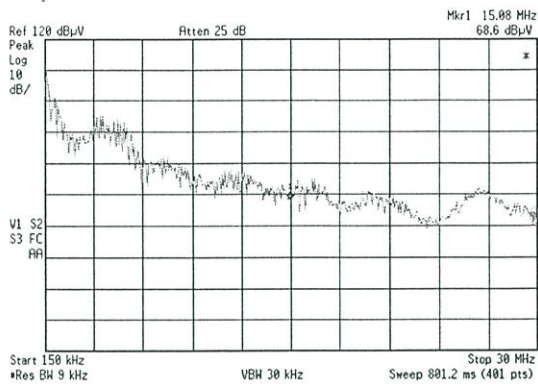
- LISN : EMCO Model 3810/2 50Ω $50/250\mu\text{H}$ $9\text{kHz}-30\text{MHz}$
- EMC Analyzer : Agilent E741A $9 \text{ kHz}-1.5 \text{ GHz}$

เงื่อนไขการวัดสัญญาณรบกวนจะเป็นเช่นเดียวกับการจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนในหัวข้อที่ผ่านมา

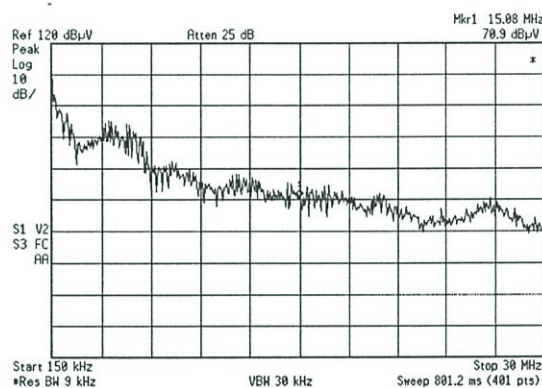
ในหัวข้อที่ผ่านมาได้นำเสนอลักษณะสัญญาณรบกวนที่การทำงานที่ค่า D ต่างๆ ซึ่งผลการทดลองที่ได้ใช้ วงจรควบคุมที่ยังไม่ปรับค่าเวลาขอบขาขึ้นของสัญญาณเกทที่ต้องการนำเสนอ เพื่อให้เห็นภาพรวมของการของรูปคลื่นกระแส และแรงดันที่มอสเฟต และสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น ต่อไปจะแสดงตัวอย่างผลการวัดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากคอนเวอร์เตอร์ที่ค่า $D=0.5$ ที่ใช้ค่า C_g ที่ต่างกันซึ่งผลการวัดที่ได้ แสดงให้เห็นว่าเมื่อเพิ่มค่า C_g เพิ่มขึ้นจะทำให้ระดับสัญญาณรบกวนมีค่าลดลงที่ความถี่สูง ขณะเดียวกันหากพิจารณาประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์จะพบว่าผลการจำลองและการให้แนวโน้มที่สอดคล้องกันคือว่าประสิทธิภาพจะลดเมื่อเพิ่ม C_g เพิ่มขึ้นดังรูปที่ 5.14



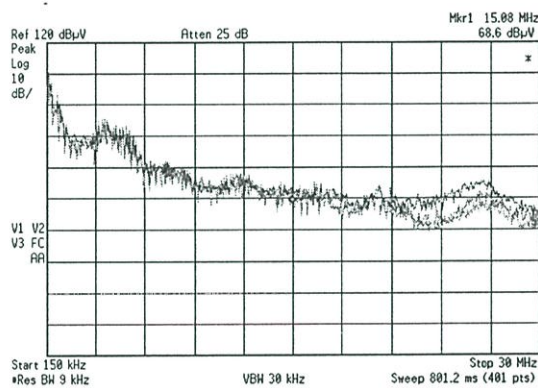
(ก) ไม่ต่อ C_g



(ข) $C_g = 1 \text{ nF}$

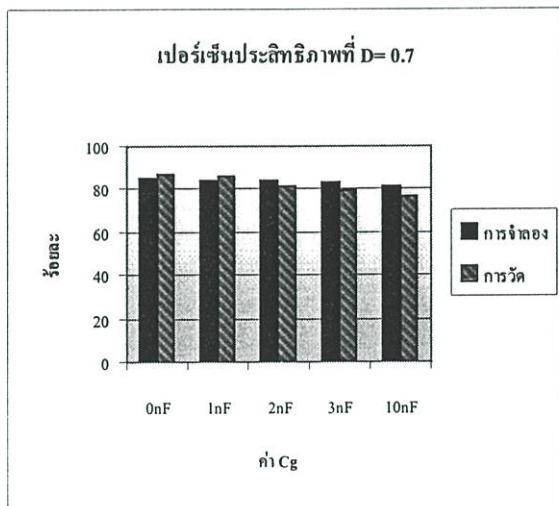
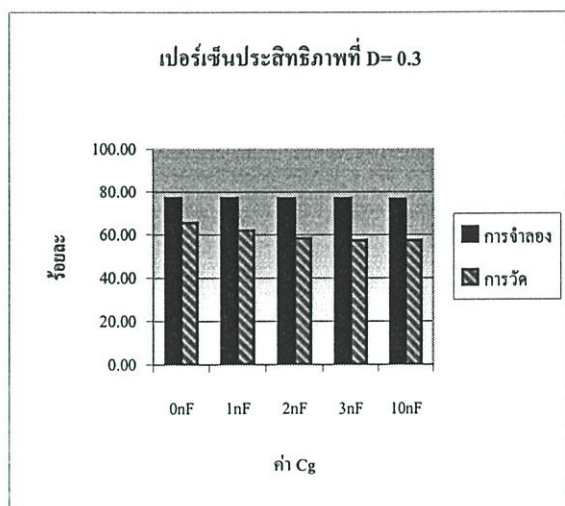


(ค) $C_g = 3 \text{ nF}$

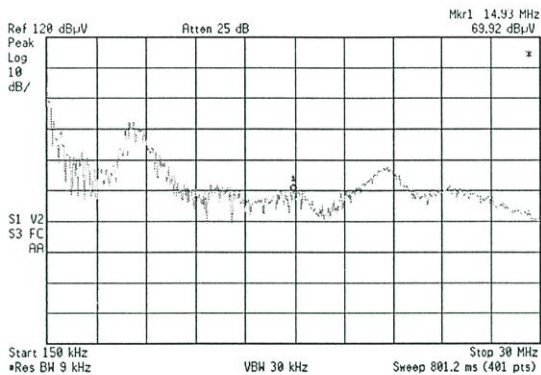


(ง) เปรียบเทียบสัญญาณที่แสดงในรูป (ก),(ข) และ (ค)

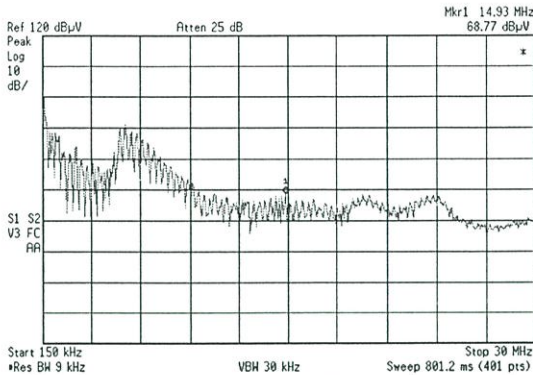
รูปที่ 5.13 สัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรควบคุมแต่ละค่าพารามิเตอร์



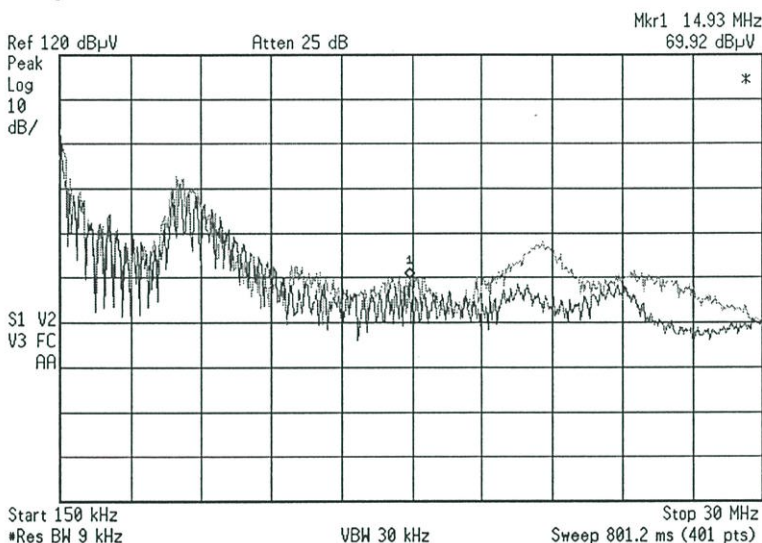
รูปที่ 5.14 ประสิทธิภาพของบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ เมื่อค่า C_g ค่าต่างๆที่กำลังเอาท์พุท 200 วัตต์



(ก) ทำงานในบัคโหมด



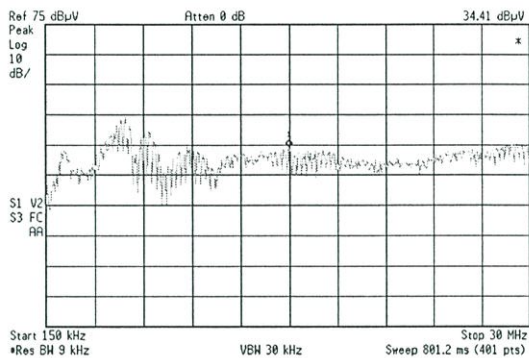
(ข) ทำงานในบูสโหมด



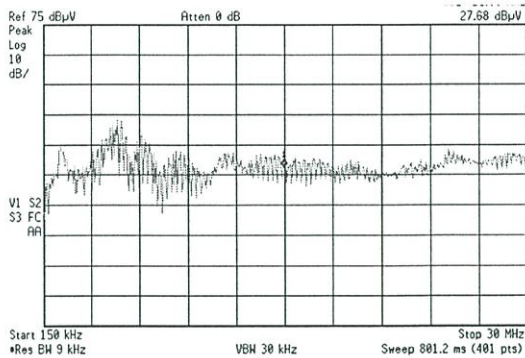
(ค) เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนที่เกิดจากโหมดทำงานในบัคโหมด-บูสโหมด

รูปที่ 5.15 สัญญาณรบกวนที่เกิดจากบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานใน โหมดที่ต่างกัน

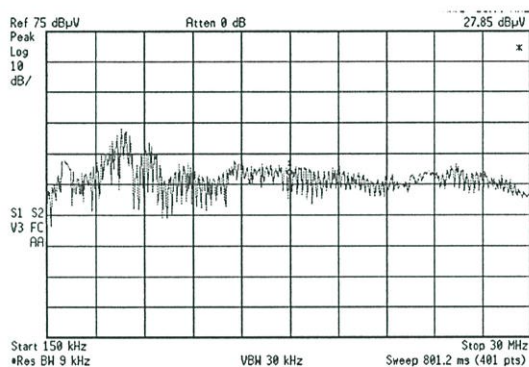
ต่อไปนำเสนอผลการวัดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง โดยใช้ควบคุมกำลังเอาต์พุตเท่ากันที่ 20 วัตต์ โดยใช้ตัวเหนี่ยวนำ 100 μH ซึ่งได้ใช้ในการทดลองที่ผ่านมา กับตัวเหนี่ยวนำมีค่า 1 mH ซึ่งจะให้คอนเวอร์เตอร์ทำงานกระแสต่อเนื่องขณะที่จ่ายกำลังเอาต์พุต 20 วัตต์ และวงจรควบคุมเกท ที่ใช้ค่า C_g ที่ต่างกันซึ่งผลการวัดที่ได้ แสดงให้เห็นว่าเมื่อเพิ่มค่า C_g เพิ่มขึ้นจะทำให้ระดับสัญญาณรบกวนมีค่าลดลงที่ความถี่สูง



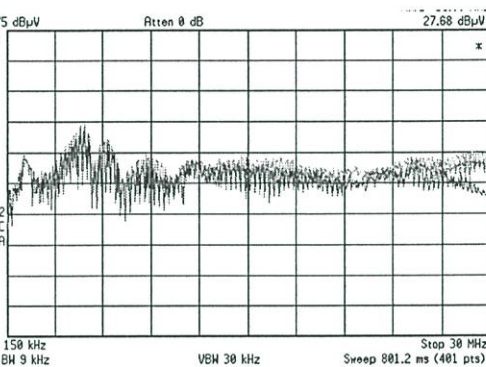
(ก) ไม่ต่อ C_g



(ข) $C_g = 2 \text{ nF}$



(ค) $C_g = 10 \text{ nF}$



(ง) เปรียบเทียบสัญญาณที่แสดงในรูป (ก),(ข) และ (ค)

รูปที่ 5.16 สัญญาณรบกวนที่เกิดจากบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานที่ไม่กระแสดต่อเนื่อง

5.5 สรุป

ในการจำลองการทำงานจะนำเสนอในส่วนการวิเคราะห์ของสัญญาณรูปคลื่นแรงดันและกระแสผ่านมอสเฟตเป็นสำคัญ ซึ่งเมื่อพิจารณารูปคลื่นแรงดันและกระแสซึ่งเป็นรูปคลื่นลักษณะฟังก์ชันคาบเวลา หากวิเคราะห์ด้วยอนุกรมฟูเรียร์แล้วประกอบด้วยองค์ประกอบความถี่ต่างๆ มากมาย ซึ่งที่นี้จะพิจารณาองค์ประกอบความถี่ ในย่าน 150 kHz- 30MHz เพื่อนำไปสู่การวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าและการลดผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยวงจรควบคุมเกท จากการทดลองได้ชี้ให้เห็นว่าสัญญาณรูปคลื่นแรงดันนั้นเป็นฟังก์ชันกับสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า และการใช้ C_g เพิ่มมาในวงจรควบคุมจะลดระดับสัญญาณรบกวนที่ความถี่สูงกว่า 22 MHz ขึ้นไปแต่ก็จะทำให้ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ลดต่ำลง และโหมดการทำงานก็มีผลต่อระดับของสัญญาณรบกวนคือบูสโหมคมีระดับสัญญาณรบกวนสูงกว่าบัคโหมค

บทที่ 6

การวิเคราะห์การลดการเกิดสัญญาณรบกวน

6.1 บทนำ

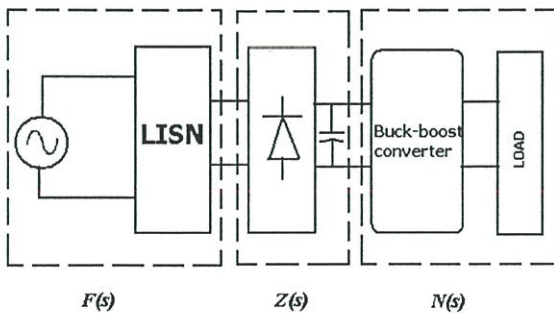
ในการวิเคราะห์การเกิดและการแพร่ของสัญญาณรบกวนด้วยต้องมีค่าที่ถูกต้องของค่าพารามิเตอร์ขององค์ประกอบ วิธีการนี้จะยากมาก เพราะมีองค์ประกอบจำนวนมากที่ต้องนำมาพิจารณา คือองค์ประกอบแฝงของตำแหน่งการวางอุปกรณ์ ของโมเดลอุปกรณ์ และอื่นๆ สำหรับบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอในบทความนี้ ก็นำมาเป็นต้นแบบเพื่อลดความซับซ้อนของอุปกรณ์เพื่อลดความซับซ้อนของการวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวน วิธีการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้เป็นการศึกษาสเปกตรัมของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนในบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ และวิธีการที่จะลดการแพร่ของสัญญาณรบกวนที่แหล่งกำเนิด

กระแสตรงสามารถนำมาพิจารณาเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนได้ เช่นเดียวกับ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันระหว่างแคโทด-แอโนด ซึ่งแสดงรูปคลื่นแรงดันและรูปคลื่นกระแส ดังที่ได้นำเสนอไปแล้วในผลการทดลอง

โดยทั่วไป การเปลี่ยนแปลง di/dt เป็นสาเหตุของสัญญาณรบกวนแบบโหมคผลต่าง และการเปลี่ยนแปลง dv/dt เป็นสาเหตุของสัญญาณรบกวนแบบโหมคร่วม [9]ซึ่งในวิเคราะห์ผลการรบกวนที่เกิดจากบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ได้นำ di/dt , dv/dt เป็นองค์ประกอบการวิเคราะห์

หากพิจารณาเป็นวงจรง่ายสำหรับบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์เพื่อให้เห็นภาพการเกิดภาพสัญญาณรบกวนที่รูปที่ 6.1 โดย $N(s)$ แทนเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนในโดเมนความถี่ และอิมพีแดนซ์ของสัญญาณรบกวนจะแพร่ผ่านโครงข่าย $Z(s)$ และผลของตอบสนองไปแสดงใน LISN ซึ่งคือ $F(s)$ ดังสมการ[10]

$$F(s) = N(s) * Z(s) \quad (6.1)$$



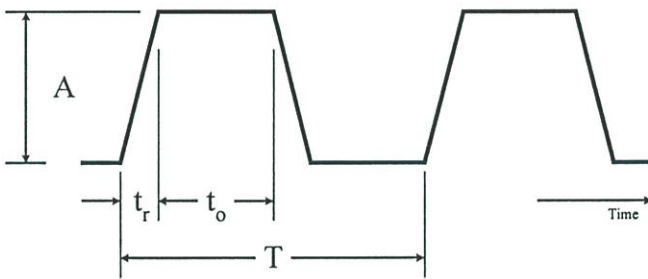
รูปที่ 6.1 วงจรง่ายของการแพร่และแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน

$N(s)$ จะมีความสัมพันธ์โดยตรงและวิเคราะห์ได้ง่าย โดยการวิเคราะห์ฟูเรียร์ กล่าวหากรูปคลื่นสัญญาณคาบเวลาใด ๆ จะมีองค์ประกอบของสัญญาณไซน์ที่ ความถี่และแอมพลิจูดต่าง ๆ สำหรับ $Z(s)$ ซึ่งกำหนดด้วยพารามิเตอร์ของอุปกรณ์และค่าองค์ประกอบของอุปกรณ์ ซึ่งส่วนนี้จะยากในการที่จะได้ค่าที่ถูกต้อง แต่อย่างไรก็ตามเราสามารถประเมินค่าของ $Z(s)$ ด้วยการทดลอง ซึ่งเป็นโครงข่ายวงจรที่ไม่เป็นเชิงเส้นเนื่องจากมีส่วนของวงจรเรียงกระแสด้วย

หลังจากเปรียบเทียบค่าสเปกตร้าของแรงดันแตรน-ซอร์ท กับสัญญาณรบกวนที่จัดได้จาก LISN ซึ่งมีความคล้ายคลึงกัน

6.2 พื้นฐานการวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวน

การวิเคราะห์ฟูเรียร์ใช้วิเคราะห์สเปกตร้าขององค์ประกอบของสัญญาณรบกวน รูปคลื่นพัลส์แรงดัน และกระแส ที่เป็นสี่เหลี่ยม และรูปสี่เหลี่ยมคางหมู สามารถแสดงในรูปที่ 6.3 สามารถหาสเปกตร้าของรูปดังกล่าวได้จากสมการ



รูปที่ 6.2 รูปคลื่นของฟังก์ชันคาบ

$$C_n = 2A \cdot \frac{(t_o + t_r)}{T} \cdot \frac{\sin[m(t_o + t_r)/T]}{m(t_o + t_r)/T} \cdot \frac{\sin(mt_r/T)}{mt_r/T} \quad (6.2)$$

โดยที่

C_n คือแอมพลิจูดของสเปกตรัมหรือระดับของแรงดันหรือกระแส

A คือแอมพลิจูดของพัลส์

t_o คือความกว้างของพัลส์

t_r คือเวลาขาขึ้น

n คือลำดับของฮาร์มอนิก

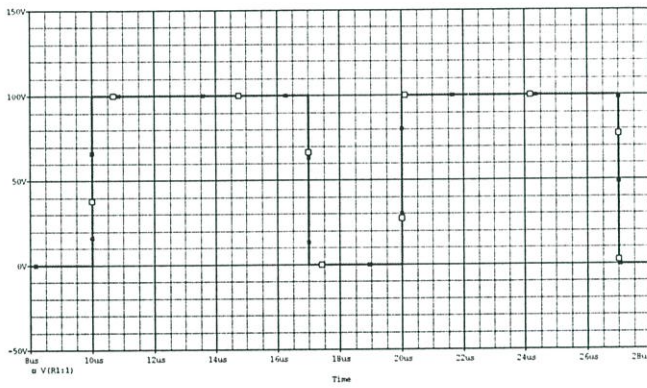
T คือคาบเวลา

6.3 การลดสัญญาณรบกวนด้วยเทคนิคการควบคุมเกท

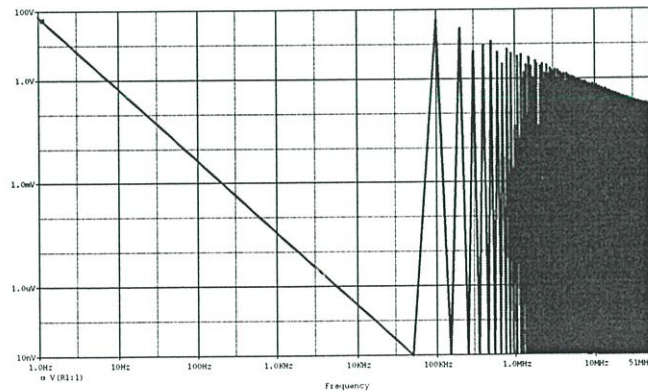
บัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ ทำงานในลักษณะของการสวิตช์ซึ่ง ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน dv/dt และกระแส di/dt ซึ่งได้พิจารณาเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนของระบบที่กำลังศึกษาอยู่ การเพิ่ม C_g ในการควบคุมเกทด้วยเทคนิคนี้เปรียบได้กับที่มอสเฟตมี C_{gs} มากขึ้นส่งผลคุณสมบัติการสวิตช์ของมอสเฟตดังได้อธิบายแล้วในบทที่ 2 ทำให้เพิ่มช่วงเวลาขาขึ้นและขาลงของมอสเฟต ทำให้องค์ประกอบที่มีความถี่สูงลดลงดังอธิบายด้วยสมการ 6.2

การใช้เทคนิคการเพิ่มเวลาขาขึ้นและขาลงนี้จะให้ผลการปรับปรุงสมรรถนะด้านการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในย่านความถี่สูง และจะไม่ปรับปรุงในย่านความถี่ต่ำ

ซึ่งหากจำลองโดยใช้โปรแกรม PSpice เพื่อสร้างสัญญาณฟังก์ชันคาบที่เป็นรูปสี่เหลี่ยมและสี่เหลี่ยมคางหมูเพื่อประกอบการวิเคราะห์ด้วย จะได้ดังรูปที่ 6.3 และ 6.4 ตามลำดับ

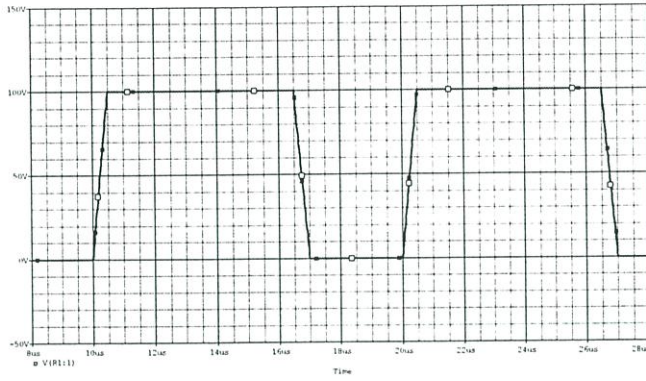


(ก) รูปคลื่นสี่เหลี่ยม

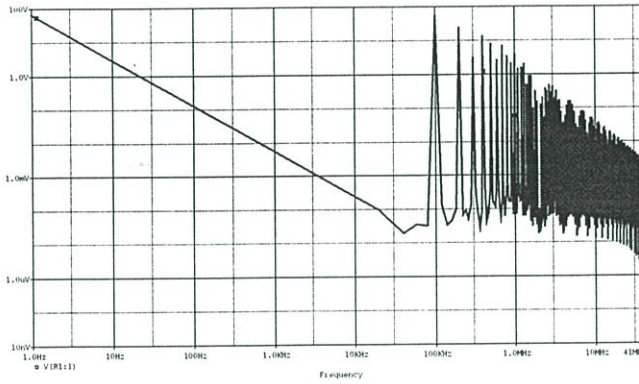


(ข) สเปกตร้า

รูปที่ 6.3 รูปคลื่นสี่เหลี่ยม และสเปกตร้า



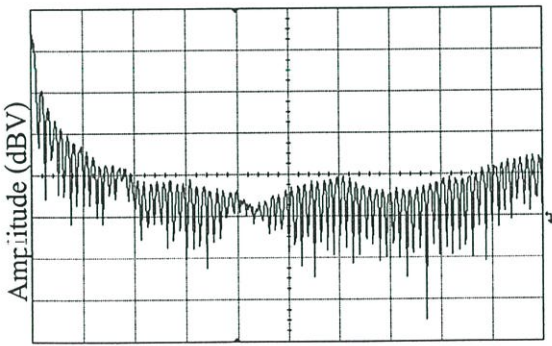
(ก) รูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมู และสเปกตรา



(ข) สเปกตรา

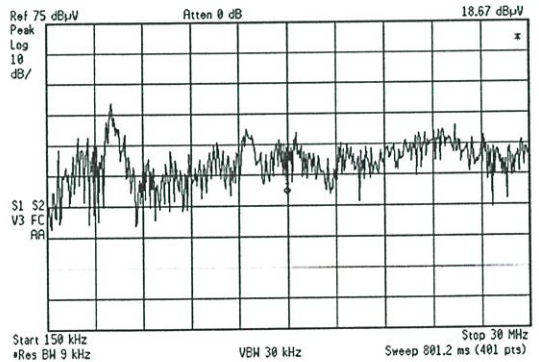
รูปที่ 6.4 รูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมู และสเปกตรา

หากพิจารณาสเปกตรารของรูปคลื่นแรงดันและกระแสของคอนเวอร์เตอร์ จากรูปที่ 5.7 จะเห็นได้ว่าสเปกตรารของแรงดันมีระดับองค์ประกอบความถี่สูงมากกว่าสเปกตรารของกระแส



X: 2.5MHz/Div Y: 10dB/Div

(ก) สเปกตรารของแรงดัน V_{ds}

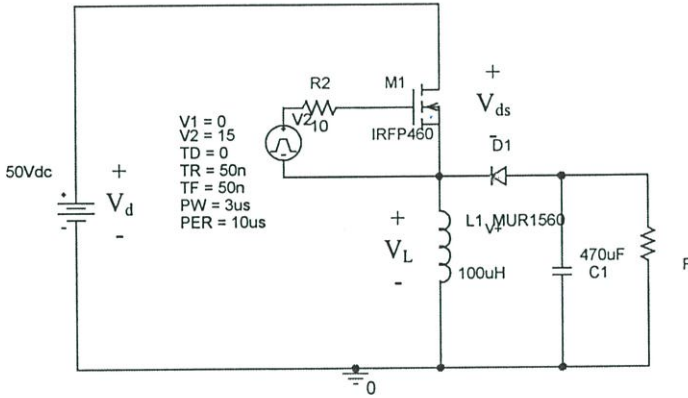


(ค) สัญญาณรบกวน

รูปที่ 6.5 สเปกตรารของแรงดัน V_{ds} และสัญญาณรบกวน ที่ $D=0.3$

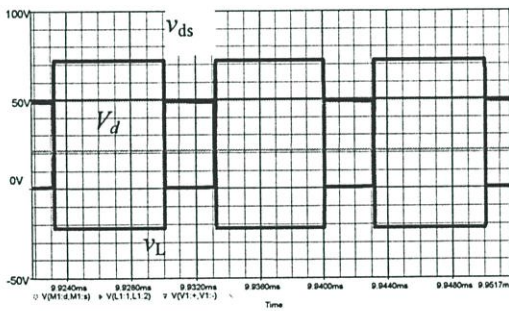
ซึ่งเมื่อวงจรควบคุมเกททำให้ช่วงเวลาขาขึ้นและขาลงของแรงดัน V_{ds} เพิ่มขึ้นทำให้ระดับของสัญญาณรบกวนก็ลดลงด้วยนั่นเอง

เมื่อบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ทำงานในบุสโหมคจะมีผลให้ระดับสัญญาณรบกวนมากกว่าทำงานในบัคโหมค เนื่องจากการทำงานในบุสโหมคแรงดันเอาต์พุตสูง เป็นผลให้แรงดัน v_{ds} สูงขึ้นไปด้วยเป็นผลให้ dv/dt สูงขึ้นไปด้วยนั่นเอง

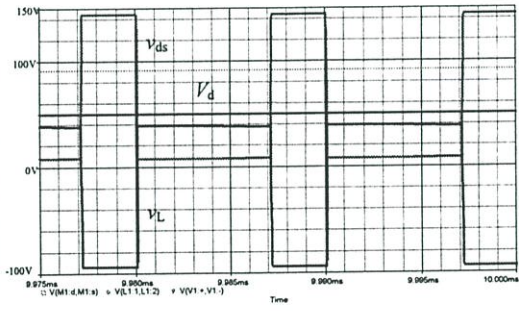


รูปที่ 6.6 วงจรบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์

เมื่อพิจารณา พบว่า $v_{ds} = v_s - v_L$ ซึ่งผลการจำลองขึ้นขึ้นแสดงดังรูปที่ 6.7



(ก) D=0.3



(ข) D=0.7

รูปที่ 6.7 ผลการจำลองบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์พื้นฐาน

บทที่ 7

สรุปผลการวิจัย

จากการที่ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอส่วนหนึ่งของแนวทางปรับปรุงสมรรถนะด้านการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยนำใช้บัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งควบคุมด้วยเทคนิคควบคุมเกทที่จะลดช่วงเวลาขาขึ้นและขาลงของมอสเฟต ซึ่งเปรียบเทียบผลการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าและคุณสมบัติทางไฟฟ้าซึ่งได้นำเสนอแล้วในบทที่ 5 ซึ่งจากทดลองและการวิเคราะห์ผลการทดลองในที่ 5 และ 6 ตามลำดับนั้นสามารถสรุปเป็นประเด็นสำคัญ ๆ ได้ดังต่อไปนี้

1. สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากวงจรควบคุมเกทแบบที่มีค่า C_g จะให้ผลที่ช่วยในการปรับปรุงสมรรถนะด้านการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในย่านความถี่ 22-30 MHz ซึ่งได้อธิบายได้แล้วในบทที่ 6

2. การเปลี่ยนแปลง dv/dt ในบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์เป็นองค์ประกอบสำคัญในการเกิดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งพิจารณาได้จากสเปกตร้าของรูปคลื่นแรงดัน v_{ds} ซึ่งเปรียบเหมือนแหล่งกำเนิดความถี่ต่าง ๆ ด้วยแอมพลิจูดต่างๆ มีความสอดคล้องการสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้ามากกว่า สเปกตร้าของรูปคลื่นกระแส i_d

3. แม้ว่าค่าอัตราส่วนงาน (Duty ratio) จะไม่ส่งผลต่อการเกิดสัญญาณรบกวน เมื่อพิจารณาตามสมการ 6.2 ความกว้างของพัลส์ที่ต่างกันไม่มีผลต่อองค์ประกอบของความถี่ต่างๆ แต่เนื่องจากการทำงานของบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์เมื่อทำงานในบวสโหมดแรงดันตกคร่อมเดรน-ซอร์ท v_{ds} จะมากกว่าเมื่อทำงานในบัคโหมด ดังนั้นจึงส่งผลให้ dv/dt ให้มากขึ้นด้วย ดังนั้นเมื่อทำงานบวสโหมดก่อให้เกิดแรงสัญญาณรบกวนมากกว่าบัคโหมด

4. วงจรควบคุมแม้ว่าจะปรับปรุงสมรรถนะด้านการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าให้ดีขึ้นแต่ก็ลดประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นการพิจารณาค่าที่เหมาะสมเพื่อของจุดเหมาะสมของทั้งสองอย่างจึงควรนำมาพิจารณาในการใช้วงจรควบคุมเกท

5. การปรับปรุงสมรรถนะการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยเทคนิคการควบคุมเกทเป็นส่วนของการควบคุมการเกิดสัญญาณรบกวน ณ แหล่งกำเนิดจึงเป็นการลดต้นตอของปัญหา อีกทั้งการควบคุมด้วยเทคนิคนี้เป็นการดำเนินการทางด้านแรงดันต่ำทำจึงทำให้อุปกรณ์มีราคาไม่สูง เมื่อเทียบกับดำเนินการควบคุมทางด้านแรงดันสูง

เอกสารอ้างอิง

- [1] Lin, F.; Chen, D.Y., “Reduction of power supply EMI emission by switching frequency modulation”, Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record, 24th Annual IEEE, 1993 Page(s): 127 -133
- [2] N. Mohan, T.M. Undeland and W.P. Pobbins. **Power Electronics Converters Applications and Design**. Second edition, John Wiley & Sons: Singapore, Inc 1995
- [3] V. Prasad Kodali, **Engineering Electromagnetic Compatibility**, IEEE Press, 1996
- [4] Henry W. Ott. **Noise Reduction Techniques in Electronic Systems**. 2nd Ed. Singapore: JOHN WILEY & SONS. Inc. 1998.
- [5] Tim Williams and Keith Armstrong. **EMC for Systems and Installations**. Oxford: Newnes. Inc. 2000.
- [6] Jasper Goedbloed. **Electromagnetic Compatibility**. Singapore: Prentice Hall. Inc. 1992.
- [7] Pierre Degauque and Joël Hamelin. **Electromagnetic Compatibility**. Oxford: Oxford University Press. 1993
- [8] สำนักงานมาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม. 2543. มอก. 1956-2542 บริษัทเทคโนโลยีสารสนเทศ: ชิดจำกัดสัญญาณรบกวนวิทยุ. กรุงเทพฯ : ไทยเจริญการพิมพ์
- [9] Chung, H.; Hui, S. Y. R., Tse, K. K. “Reduction of Power Converter EMI Emission Using Soft-Switching Technique”, IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, Vol.: 40, No. 3, August 199, pp. 282-2873
- [10] 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.
- [11] Nagrial, M.H.; Hellany, A., “EMI/EMC issues in switch mode power supplies (SMPS)”, Electromagnetic Compatibility, 1999. EMC York 99. International Conference and Exhibition on (Conf. Publ. No. 464), 1999, Page(s): 180 -185

- [12] Takizawa, S.; Igarashi, S.; Kuroki, K., “A new di/dt control gate drive circuit for IGBTs to reduce EMI noise and switching losses” Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE, Volume: 2, 1998, Page(s): 1443 –1449
- [13] Vilathgamuwa, M.; Deng, J.; Tseng, K.J., “EMI suppression with switching frequency modulated DC-DC converters”, IEEE Industry Applications Magazine, Volume: 5, Issue: 6, Nov.-Dec. 1999, Page(s): 27 –33
- [14] Zverev, I.; Konrad, S.; Voelker, H.; Petzoldt, J.; Klotz, F., “Influence of the gate drive techniques on the conducted EMI behavior of a power converter” Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record, 28th Annual IEEE , Volume: 2 , 1997 Page(s): 1522 -1528
- [15] Rossetto, L.; Buso, S.; Spiazzi, G. “Conducted EMI issues in a 600-W single-phase boost PFC design”, Industry Applications, IEEE Transactions on, Volume: 36 Issue: 2, March-April 2000 Page(s): 578 -585

ภาคผนวก ก

ข้อมูลเกี่ยวกับไอซี

CA 3524
MUR1560
IRFP 460



CA1524, CA2524 CA3524

April 1994

Regulating Pulse Width Modulator

Features

- Complete PWM Power Control Circuitry
- Separate Outputs for Single-Ended or Push-Pull Operation
- Line and Load Regulation 0.2% (Typ)
- Internal Reference Supply with 1% (Max) Oscillator and Reference Voltage Variation Over Full Temperature Range
- Standby Current of Less Than 10mA
- Frequency of Operation Beyond 100kHz
- Variable-Output Dead Time of 0.5 μ s to 5 μ s
- Low $V_{CE(sat)}$ Over the Temperature Range

Applications

- Positive and Negative Regulated Supplies
- Dual-Output Regulators
- Flyback Converters
- DC-DC Transformer-Coupled Regulating Converters
- Single-Ended DC-DC Converters
- Variable Power Supplies

Description

The CA1524, CA2524, and CA3524 are silicon monolithic integrated circuits designed to provide all the control circuitry for use in a broad range of switching regulator circuits.

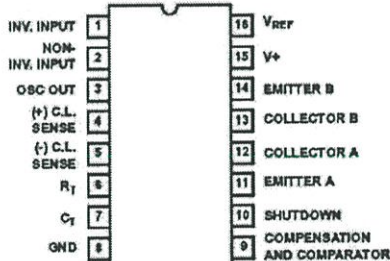
The CA1524, CA2524, and CA3524 have all the features of the industry types SG1524, SG2524, and SG3524, respectively. A block diagram of the CA1524 series is shown in Figure 1. The circuit includes a zener voltage reference, transconductance error amplifier, precision R-C oscillator, pulse-width modulator, pulse-steering flip-flop, dual alternating output switches, and current-limiting and shutdown circuitry. This device can be used for switching regulators of either polarity, transformer-coupled dc-dc converter, transformerless voltage doublers, dc-ac power inverters, highly efficient variable power supplies, and polarity converter, as well as other power-control applications.

Ordering Information

PART NUMBER	TEMPERATURE RANGE	PACKAGE
CA1524E	-55°C to +125°C	16 Lead Plastic DIP
CA1524F	-55°C to +125°C	18 Lead CerDIP
CA2524E	0°C to +70°C	18 Lead Plastic DIP
CA2524F	0°C to +70°C	18 Lead CerDIP
CA3524E	0°C to +70°C	18 Lead Plastic DIP
CA3524F	0°C to +70°C	18 Lead CerDIP

Pinout

CA1524, CA2524, CA3524
(PDIP, CERDIP)
TOP VIEW

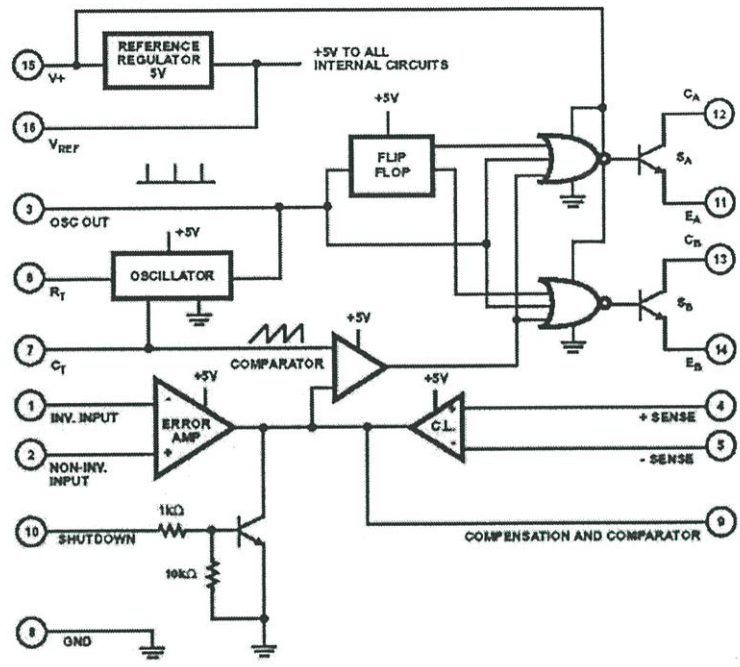


CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge; follow proper IC Handling Procedures.
407-727-9207 | Copyright © Intersil Corporation 1999

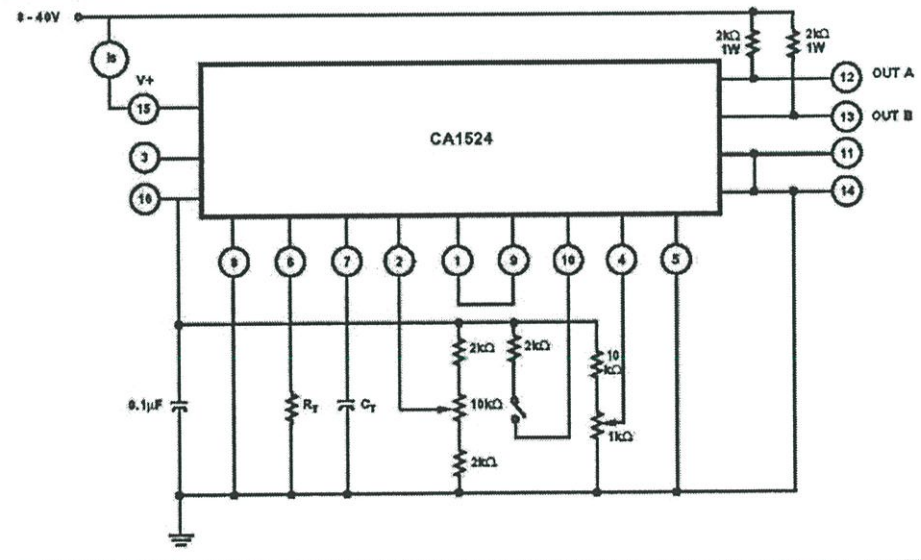
File Number 1239.3

CA1524, CA2524, CA3524

Functional Block Diagram



Test Circuit



Specifications CA1524, CA2524, CA3524

Absolute Maximum Ratings

Input Voltage (Between V_{IN} and GND Terminals)	40V
Operating Voltage Range (V_{IN} to GND)	8 to 40V
Output Current Each Output (Terminal 11, 12 or 13, 14)	100mA
Output Current (Reference Regulator)	50mA
Oscillator Charging Current	5mA

Thermal Information

Thermal Resistance	θ_{JA}
Plastic DIP Package	100°C/W
Device Dissipation	
Up to $T_A = +25^\circ\text{C}$	1.25W
Above $T_A = +25^\circ\text{C}$	Derate Linearly at 10mW/°C
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (During Soldering)	
At distance 1/16 ± in. (1.59mm ± 0.79mm)	
from case for 10s Max.	+265°C

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

Electrical Specifications $T_A = -55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$ for CA1524, 0°C to $+70^\circ\text{C}$ for the CA2524 and CA3524; $V_+ = 20\text{V}$ and $f = 20\text{kHz}$, Unless Otherwise Stated.


PARAMETER	TEST CONDITIONS	CA1524, CA2524			CA3524			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
REFERENCE SECTION								
Output Voltage		4.8	5	5.2	4.6	5	5.4	V
Line Regulation	$V_+ = 8$ to 40V	-	10	20	-	10	30	mV
Load Regulation	$I_L = 0$ to 20mA	-	20	50	-	20	50	mV
Ripple Rejection	$f = 120\text{Hz}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	66	-	-	66	-	db
Short Circuit Current Limit	$V_{REF} = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	100	-	-	100	-	mA
Temperature Stability	Over Operating Temperature Range	-	0.3	1	-	0.3	1	%
Long Term Stability	$T_A = 25^\circ\text{C}$	-	20	-	-	20	-	mV/chr
OSCILLATOR SECTION								
Maximum Frequency	$C_T = 0.001\mu\text{F}$, $R_T = 2\text{K}\Omega$	-	300	-	-	300	-	kHz
Initial Accuracy	R_T and C_T Constant	-	5	-	-	5	-	%
Voltage Stability	$V_+ = 8$ to 40V, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	-	1	-	-	1	%
Temperature Stability	Over Operating Temperature Range	-	-	2	-	-	2	%
Output Amplitude	Terminal 3, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	3.5	-	-	3.5	-	V
Output Pulse Width (Pin 3)	$C_T = 0.01\mu\text{F}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	0.5	-	-	0.5	-	μs
Ramp Voltage Low (Note 1)	Pin 7	-	0.6	-	-	0.8	-	V
Ramp Voltage High (Note 1)	Pin 7	-	3.5	-	-	3.5	-	V
Capacitor Charging Current Range	Pin 7 ($5 \cdot 2 V_{BE} / R_T$)	0.03	-	2	0.03	-	2	mA
Timing Resistance Range	Pin 6	1.8	-	120	1.8	-	120	k Ω
Charging Capacitor Range	Pin 7	0.001	-	0.1	0.001	-	0.1	μF
Dead Time Expansion Capacitor on Pin 3 (when a small osc. cap is used)	Pin 3	100	-	1000	100	-	1000	pF
ERROR AMPLIFIER SECTION								
Input Offset Voltage	$V_{CM} = 2.5\text{V}$	-	0.5	5	-	2	10	mV
Input Bias Current	$V_{CM} = 2.5\text{V}$	-	1	10	-	1	10	μA
Open Loop Voltage Gain		72	80	-	60	80	-	dB
Common Mode Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$	1.8	-	3.4	1.8	-	3.4	V
Common Mode Rejection Ratio	$T_A = 25^\circ\text{C}$	-	70	-	-	70	-	dB
Small Signal Bandwidth	$A_V = 0\text{dB}$, $I_A = 25^\circ\text{C}$	-	3	-	-	3	-	MHz

Specifications CA1524, CA2524, CA3524

Electrical Specifications $T_A = -55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$ for CA1524, 0°C to $+70^\circ\text{C}$ for the CA2524 and CA3524; $V_+ = 20\text{V}$ and $f = 20\text{kHz}$, Unless Otherwise Stated. (Continued)

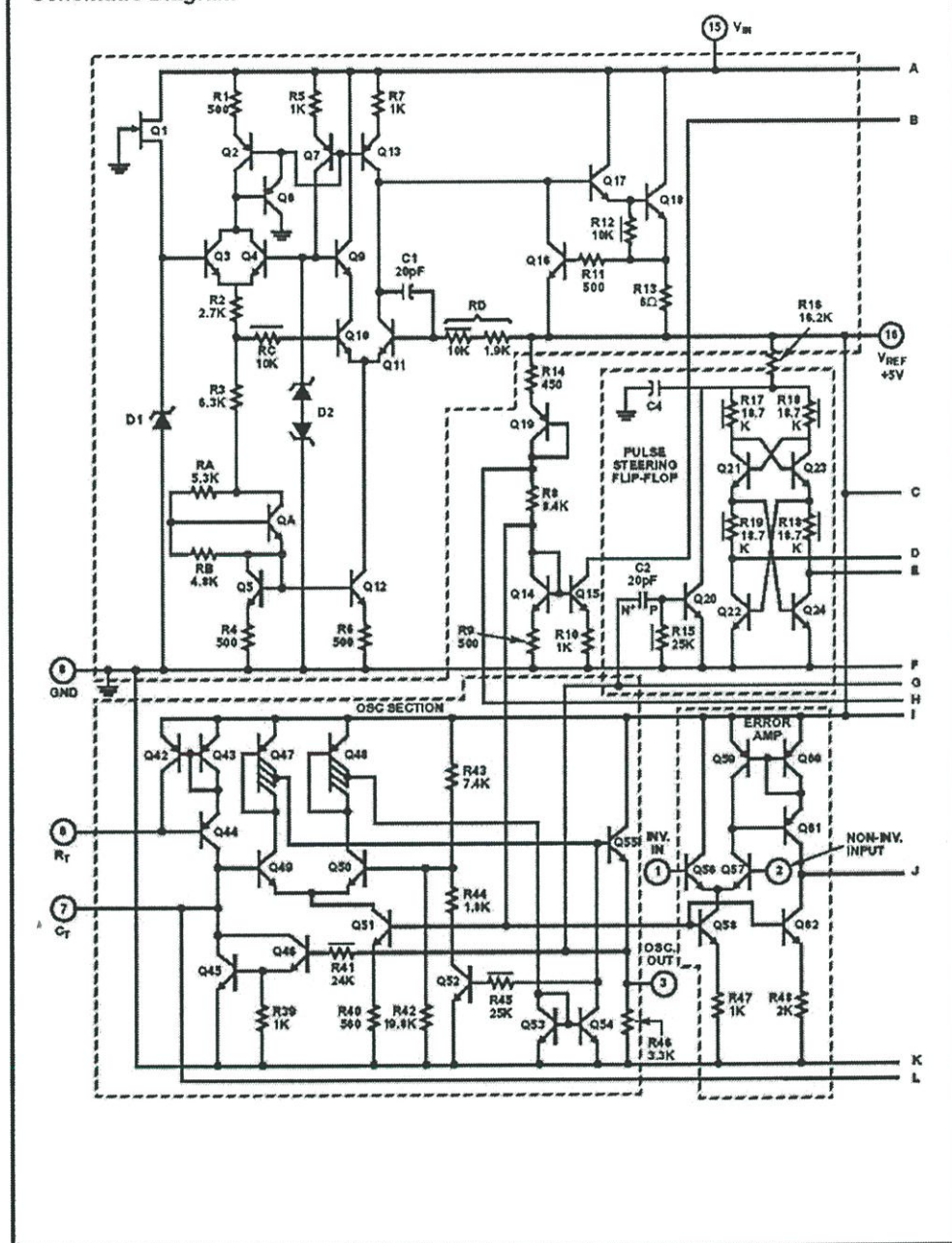
PARAMETER	TEST CONDITIONS	CA1524, CA2524			CA3524			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Output Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.5	-	3.8	0.5	-	3.8	V
Amplifier Pole		-	250	-	-	250	-	Hz
Pin 9 Shutdown Current	External Sink	-	200	-	-	200	-	μA
COMPARATOR SECTION								
Duty Cycle	% Each Output On	0	-	45	0	-	45	%
Input Threshold	Zero Duty Cycle	-	1	-	-	1	-	V
Input Threshold	Max. Duty Cycle	-	3.5	-	-	3.5	-	V
Input Bias Current		-	1	-	-	1	-	μA
CURRENT LIMITING SECTION								
Sense Voltage for 25% Output Duty Cycle	Terminal 9 = 2V with Error Amplifier Set for Max Out, $T_A = 25^\circ\text{C}$	190	200	210	180	200	220	mV
Sense Voltage T.C.		-	0.2	-	-	0.2	-	mV/ $^\circ\text{C}$
Common Mode Voltage		-1	-	+1	-1	-	+1	V
Rolloff Pole of R51 C3 + Q64		-	300	-	-	300	-	Hz
OUTPUT SECTION (EACH OUTPUT)								
Collector-Emitter Voltage		40	-	-	40	-	-	V
Collector Leakage Current	$V_{CE} = 40\text{V}$	-	0.1	50	-	0.1	50	μA
Saturation Voltage	$V_+ = 40\text{V}$, $I_C = 50\text{mA}$	-	0.8	2	-	0.8	2	V
Emitter Output Voltage	$V_+ = 20\text{V}$	17	18	-	17	18	-	V
Rise Time	$R_C = 2\text{k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	0.2	-	-	0.2	-	μs
Fall Time	$R_C = 2\text{k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	0.1	-	-	0.1	-	μs
Total Standby Current: (Note 2) I_S	$V_+ = 40\text{V}$	-	4	10	-	4	10	mA

NOTES:

- 1 Ramp voltage at Pin 7  where $t = \text{OSC period in microseconds}$
 $t \approx R_T C_T$ with C_T in microfarads and R_T in ohms
 Output frequency at each output transistor is half OSC frequency when each output is used separately and is equal to the OSC frequency when each output is connected in parallel.
- 2 Excluding oscillator charging current, error and current limit dividers, and with outputs open

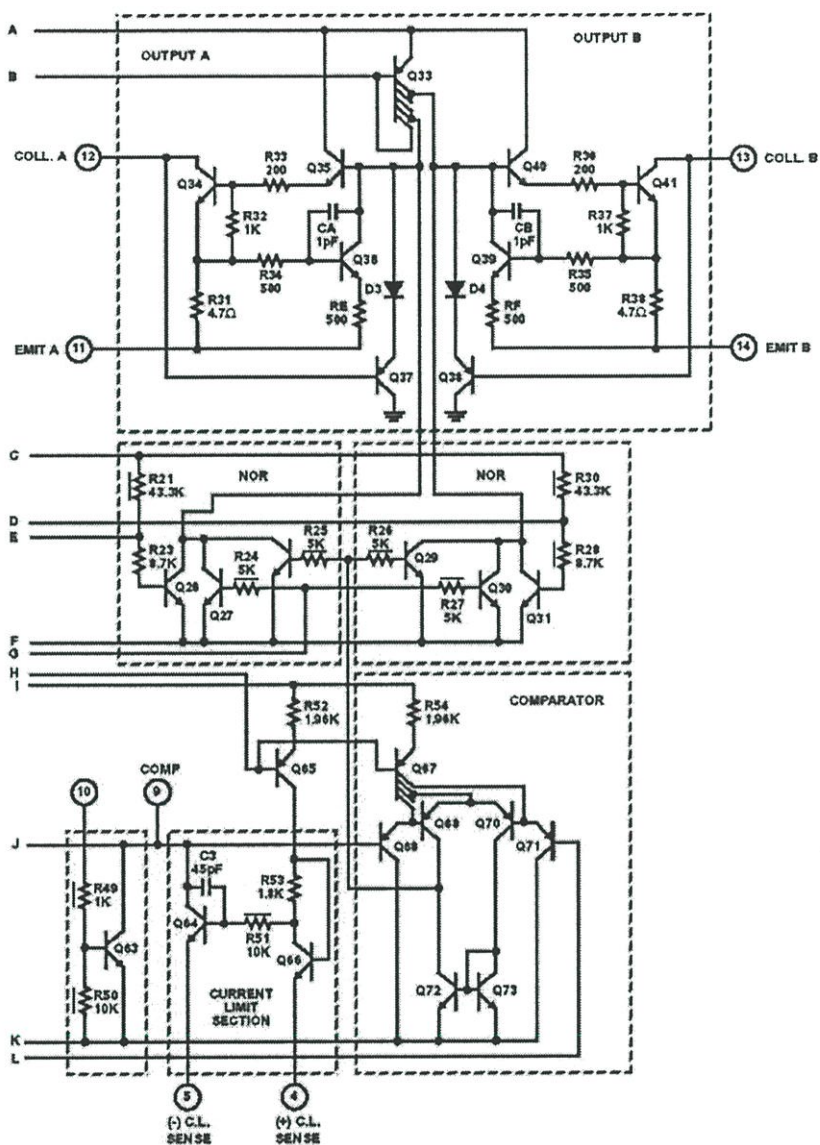
CA1524, CA2524, CA3524

Schematic Diagram



CA1524, CA2524, CA3524

Schematic Diagram (Continued)



CA1524, CA2524, CA3524

Circuit Description

Voltage Reference Section

The CA1524 series contains an internal series voltage regulator employing a zener reference to provide a nominal 5-volt output, which is used to bias all internal timing and control circuitry. The output of this regulator is available at terminal 16 and is capable of supplying up to 50mA output current.

Figure 1 shows the temperature variation of the reference voltage with supply voltages of 8V to 40V and load currents up to 20mA. Load regulation and line regulation curves are shown in Figures 2 and 3, respectively.

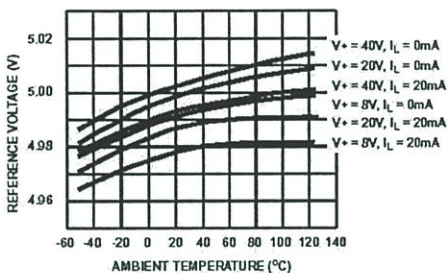


FIGURE 1. TYPICAL REFERENCE VOLTAGE AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE

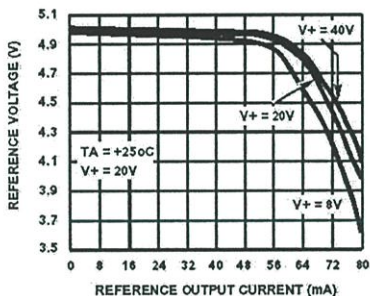


FIGURE 2. TYPICAL REFERENCE VOLTAGE AS A FUNCTION OF REFERENCE OUTPUT CURRENT

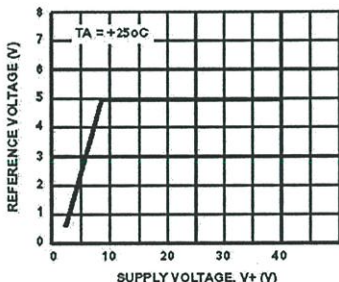


FIGURE 3. TYPICAL REFERENCE VOLTAGE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE

Oscillator Section

Transistors Q42, Q43 and Q44, in conjunction with an external resistor R_T , establishes a constant charging current into an external capacitor C_T to provide a linear ramp voltage at terminal 7. The ramp voltage has a value that ranges from 0.6V to 3.5V and is used as the reference for the comparator in the device. The charging current is equal to $(5-2V_{BE})/R_T$ or approximately $3.6/R_T$ and should be kept within the range of 30pA to 2mA by varying R_T . The discharge time of C_T determines the pulse width of the oscillator output pulse at terminal 3. This pulse has a practical range of 0.5 μ s to 5 μ s for a capacitor range of 0.001 to 0.1 μ F. The pulse has two internal uses: as a dead-time control of blanking pulse to the output stages to assure that both outputs cannot be on simultaneously and as a trigger pulse to the internal flip-flop which controls the switching of the output between the two output channels. The output dead-time relationship is shown in Figure 4. Pulse widths less than 0.5 μ s may allow false triggering of one output by removing the blanking pulse prior to a stable state in the flip-flop.

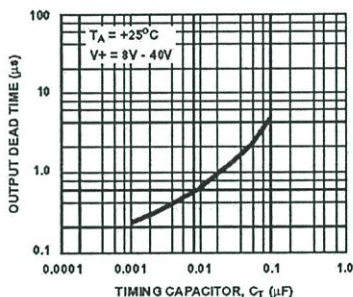


FIGURE 4. TYPICAL OUTPUT STAGE DEAD TIME AS A FUNCTION OF TIMING CAPACITOR VALUE

If a small value of C_T must be used, the pulse width can be further expanded by the addition of a shunt capacitor in the order of 100pF but no greater than 1000pF, from terminal 3 to ground. When the oscillator output pulse is used as a sync input to an oscilloscope, the cable and input capacitances may increase the pulse width slightly. A 2-K Ω resistor at terminal 3 will usually provide sufficient decoupling of the cable. The upper limit of the pulse width is determined by the maximum duty cycle acceptable.

The oscillator period is determined by R_T and C_T , with an approximate value of $t = R_T C_T$, where R_T is in ohms, C_T is in μ F, and t is in μ s. Excess lead lengths, which produce stray capacitances, should be avoided in connecting R_T and C_T to their respective terminals. Figure 5 provides curves for selecting these values for a wide range of oscillator periods. For series regulator applications, the two outputs can be connected in parallel for an effective 0-90% duty cycle with the output stage frequency the same as the oscillator frequency. Since the outputs are separate, push-pull and flyback applications are possible. The flip-flop divides the frequency such that the duty cycle of each output is 0-45% and the overall frequency is half that of the oscillator. Curves

CA1524, CA2524, CA3524

of the output duty cycle as a function of the voltage at terminal 9 are shown in Figure 7. To synchronize two or more CA1524's, one must be designated as master, with R_T C_T set for the correct period. Each of the remaining units (slaves) must have a C_T of 1/2 the value used in the master and approximately a 10:1 longer $R_T C_T$ period than the master. Connecting terminal 3 together on all units assures that the master output pulse, which occurs first and has a wider pulse width, will reset the slave units.

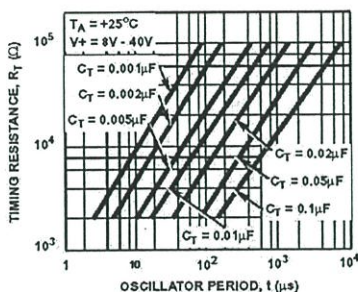


FIGURE 5. TYPICAL OSCILLATOR PERIOD AS A FUNCTION OF R_T AND C_T

Error Amplifier Section

The error amplifier consists of a differential pair (Q56, Q57) with an active load (Q61 and Q62) forming a differential transconductance amplifier. Since Q61 is driven by a constant current source, Q62, the output impedance R_{OUT} , terminal 9, is very high ($\approx 5M\Omega$).

The gain is:

$$A_V = g_m R = 8 I_C R / 2KT = 10^4,$$

$$\text{where } R = \frac{R_{OUT} R_L}{R_{OUT} + R_L}, \quad R_L = \infty, \quad A_V \approx 10^4$$

Since R_{OUT} is extremely high, the gain can be easily reduced from a nominal 10^4 (80dB) by the addition of an external shunt resistor from terminal 9 to ground as shown in Figure 6.

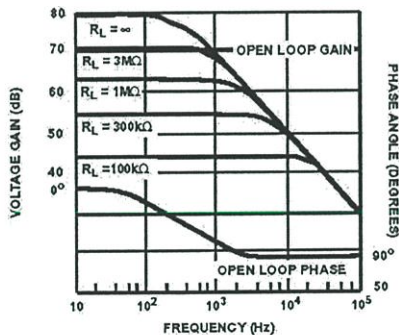


FIGURE 6. OPEN-LOOP ERROR AMPLIFIER RESPONSE CHARACTERISTICS.

The output amplifier terminal is also used to compensate the system for ac stability. The frequency response and phase shift curves are shown in Figure 7. The uncompensated amplifier has a single pole at approximately 250Hz and a unity gain cross-over at 3MHz.

Since most output filter designs introduce one or more additional poles at a lower frequency, the best network to stabilize the system is a series RC combination at terminal 9 to ground. This network should be designed to introduce a zero to cancel out one of the output filter poles. A good starting point to determine the external poles is a 1000-pF capacitor and a variable series 50-K Ω potentiometer from terminal 9 to ground. The compensation point is also a convenient place to insert any programming signal to override the error amplifier. Internal shutdown and current limiting are also connected at terminal 9. Any external circuit that can sink 200 μ A can pull this point to ground and shut off both output drivers.

While feedback is normally applied around the entire regulator, the error amplifier can be used with conventional operational amplifier feedback and will be stable in either the inverting or non-inverting mode. Input common-mode limits must be observed; if not, output signal inversion may result. The internal 5V reference can be used for conventional regulator applications if divided as shown in Figure 8. If the error amplifier is connected as a unity gain amplifier, a fixed duty cycle application results.

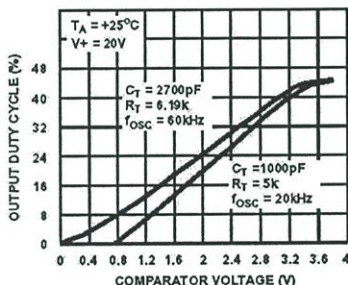


FIGURE 7. TYPICAL DUTY CYCLE AS A FUNCTION OF COMPARATOR VOLTAGE (AT TERMINAL 9).

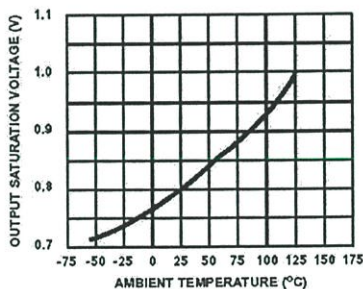


FIGURE 8. TYPICAL OUTPUT SATURATION VOLTAGE AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE.

CA1524, CA2524, CA3524

Output Section

The CA1524 series outputs are two identical n-p-n transistors with both collectors and emitters uncommitted. Each output transistor has antisaturation circuitry that enables a fast transient response for the wide range of oscillator frequencies. Current limiting of the output section is set at 100mA for each output and 100mA total if both outputs are paralleled. Having both emitters and collectors available provides the versatility to drive either n-p-n or p-n-p external transistors. Curves of the output saturation voltage as a function of temperature and output current are shown in Figures 8 and 9, respectively. There are a number of output configurations possible in the application of the CA1524 to voltage regulator circuits which fall into three basic classifications:

1. Capacitor-diode coupled voltage multipliers
2. Inductor-capacitor single-ended circuits
3. Transformer-coupled circuits

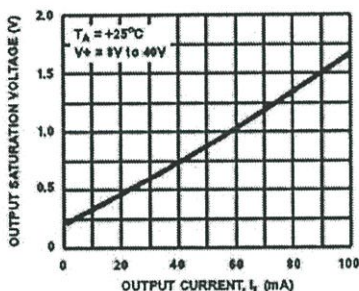


FIGURE 9. TYPICAL OUTPUT SATURATION VOLTAGE AS A FUNCTION OF OUTPUT CURRENT

Device Application Suggestions

For higher currents, the circuit of Figure 10 may be used with an external p-n-p transistor and bias resistor. The internal regulator may be bypassed for operation from a fixed 5V supply by connecting both terminals 15 and 16 to the input voltage, which must not exceed 6V.

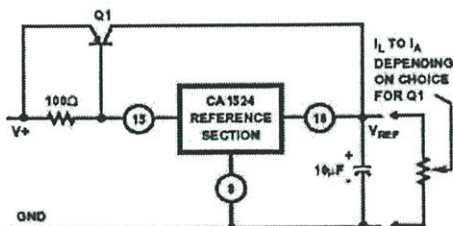


FIGURE 10. CIRCUIT FOR EXPANDING THE REFERENCE CURRENT CAPABILITY

The internal 5V reference can be used for conventional regulator applications if divided as shown in Figure 11. If the error amplifier is connected as a unity gain amplifier, a fixed duty cycle application results.

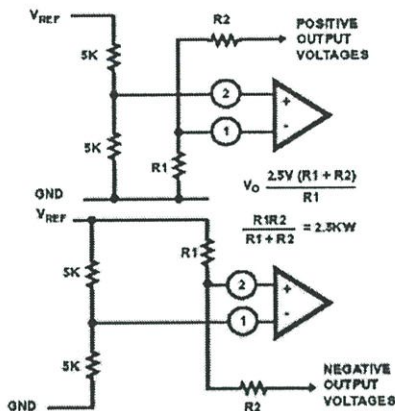
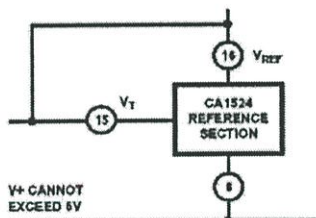


FIGURE 11. ERROR AMPLIFIER BIASING CIRCUITS



NOTE: $V+$ Should Be in the 5V Range And Must Not Exceed 6V

FIGURE 12. CIRCUIT TO ALLOW EXTERNAL BYPASS OF THE REFERENCE REGULATION

To provide an expansion of the dead time without loading the oscillator, the circuit of Figure 13 may be used.

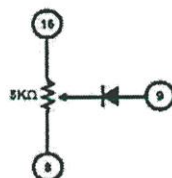


FIGURE 13. CIRCUIT FOR EXPANSION OF DEAD TIME, WITHOUT USING A CAPACITOR ON PIN 3 OR WHEN A LOW VALUE OSCILLATOR CAPACITOR IS USED

CA1524, CA2524, CA3524

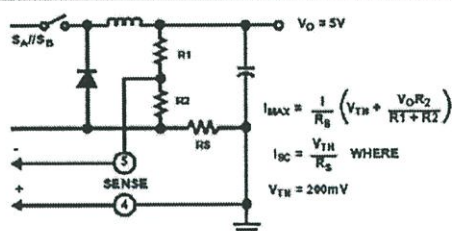
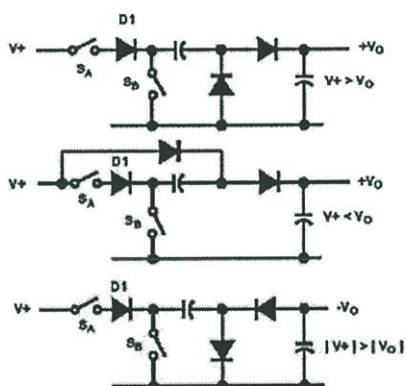


FIGURE 14. FOLDBACK CURRENT-LIMITING CIRCUIT USED TO REDUCE POWER DISSIPATION UNDER SHORTED OUTPUT CONDITIONS



NOTE: Diode D1 is Necessary To Prevent Reverse Emitter-Base Breakdown of Transistor Switch S_A.

FIGURE 15. CAPACITOR-DIODE COUPLED VOLTAGE MULTIPLIER OUTPUT STAGES

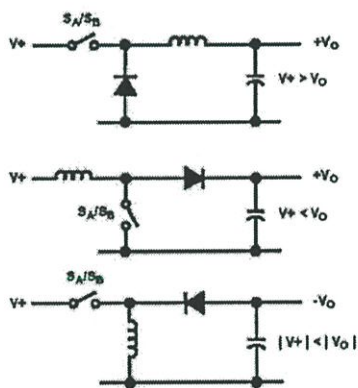


FIGURE 16. SINGLE-ENDED INDUCTOR CIRCUITS WHERE THE TWO OUTPUTS OF THE 1524 ARE CONNECTED IN PARALLEL

TABLE 1. INPUT vs. OUTPUT VOLTAGE, AND FEEDBACK RESISTOR VALUES FOR I_L = 40mA (FOR CAPACITOR-DIODE OUTPUT CIRCUIT IN FIGURE 18)

V _O (V)	R ₂ (KΩ)	V ₊ (Min.) (V)
-0.5	6	8
-2.5	10	9
-3	11	10
-4	13	11
-5	15	12
-6	17	13
-7	19	14
-8	21	15
-9	23	16
-10	25	17
-11	27	18
-12	29	19
-13	31	20
-14	33	21
-15	35	22
-16	37	23
-17	39	24
-18	41	25
-19	43	26
-20	45	27

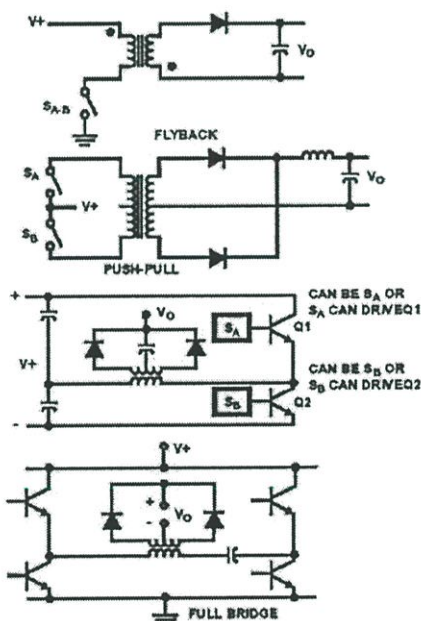


FIGURE 17. TRANSFORMER-COUPLED OUTPUTS

CA1524, CA2524, CA3524

Applications (Note 1)

A capacitor-diode output filter is used in Figure 19 to convert $+15V_{DC}$ to $-5V_{DC}$ at output currents up to 50mA. Since the output transistors have built-in current limiting, no additional current limiting is needed. Table 1 gives the required minimum input voltage and feedback resistor values, R2, for an output voltage.

Capacitor-Diode Output Circuit

A capacitor-diode output filter is used in Figure 18 to convert $+15V_{DC}$ to $-5V_{DC}$ at output currents up to 50mA. Since the output transistors have built-in current limiting, no additional current limiting is needed. Table 1 gives the required minimum input voltage and feedback resistor values, R2, for an output voltage range of $-0.5V$ to $-20V$ with an output current of 40mA.

Single-Ended Switching Regulator

The CA1524 in the circuit of Figure 19 has both output stages connected in parallel to produce an effective 0% - 90% duty cycle. Transistor Q1 is pulsed on and off by these output stages. Regulation is achieved from the feedback provided by R1 and R2 to the error amplifier which adjusts the on-time of the output transistors according to the load current being drawn. Various output voltages can be obtained by adjusting R1 and R2. The use of an output inductor requires an R-C phase compensation network to stabilize the system. Current limiting is set at 1.9 amperes by the sense resistor R3.

NOTE:

- 1 For additional information on the application of this device and a further explanation of the circuits below, see Intersil Application Note AN6915 "Application of the CA1524 series PWM IC"

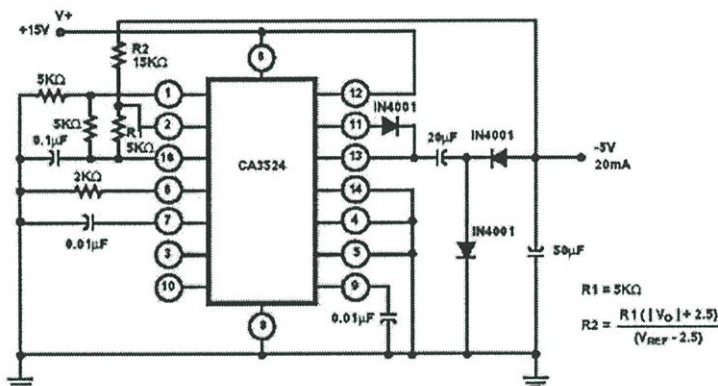


FIGURE 18. CAPACITOR-DIODE OUTPUT CIRCUIT

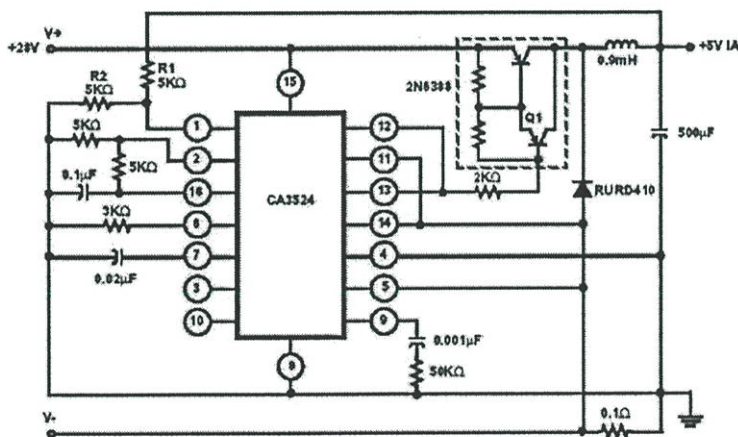


FIGURE 19. SINGLE-ENDED LC SWITCHING REGULATOR CIRCUIT

CA1524, CA2524, CA3524

Flyback Converter

Figure 20 shows a flyback converter circuit for generating a dual 15V output at 20mA from a 5V regulated line. Reference voltage is provided by the input and the internal reference generator is unused. Current limiting in this circuit is accomplished by sensing current in the primary line and resetting the soft-start circuit.

Push-Pull Converter

The output stages of the CA1524 provide the drive for transistors Q1 and Q2 in the push-pull application of Figure 21. Since the internal flip-flop divides the oscillator frequency by two, the oscillator must be set at twice the output frequency. Current limiting for this circuit is done in the primary of transformer T1 so that the pulse width will be reduced if transformer saturation should occur.

Low-Frequency Pulse Generator

Figure 22 shows the CA1524 being used as a low-frequency pulse generator. Since all components (error amplifier, oscillator, oscillator reference regulator, output transistor drivers) are on the IC, a regulated 5-V (or 2.5-V) pulse of 0% - 45% (or 0% - 90%) on time is possible over a frequency range of 150 to 500Hz. Switch S1 is used to go from a 5-V output pulse (S1 closed) to a 2.5-V output pulse (S1 open) with a duty cycle range of 0% to 45%. The output frequency will be roughly half of the oscillator frequency when the output transistors are not connected in parallel (75Hz to 250Hz, respectively). Switch S2 will allow both output stages to be paralleled for an effective duty cycle of 0%-90% with the output frequency range from 150 to 500Hz. The frequency is adjusted by R1; R2 controls duty cycle.

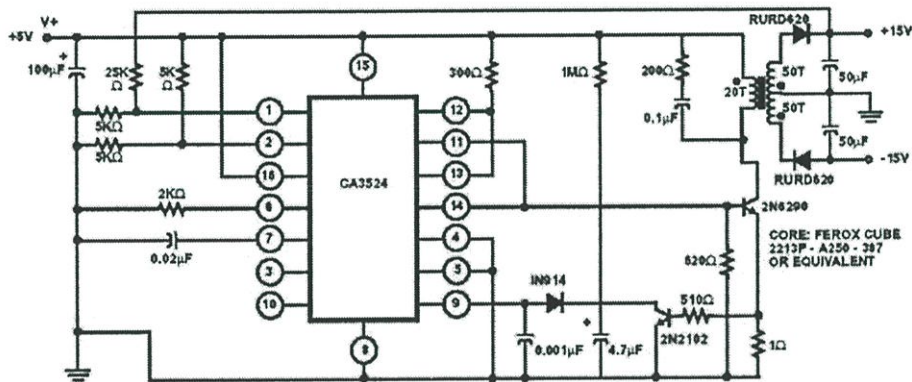


FIGURE 20. FLYBACK CONVERTER CIRCUIT

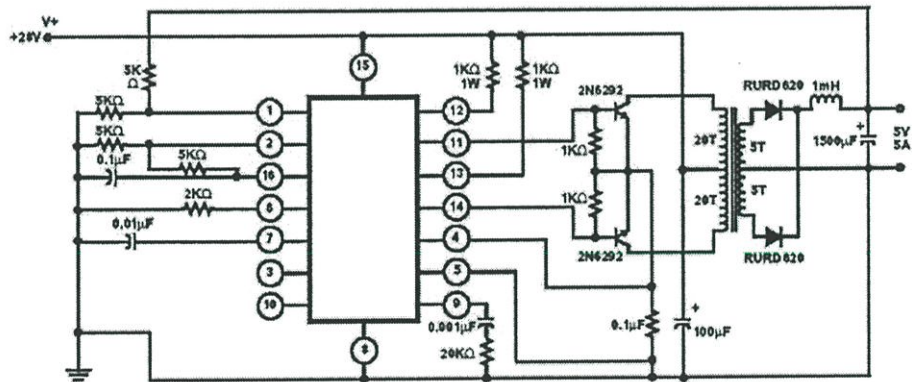
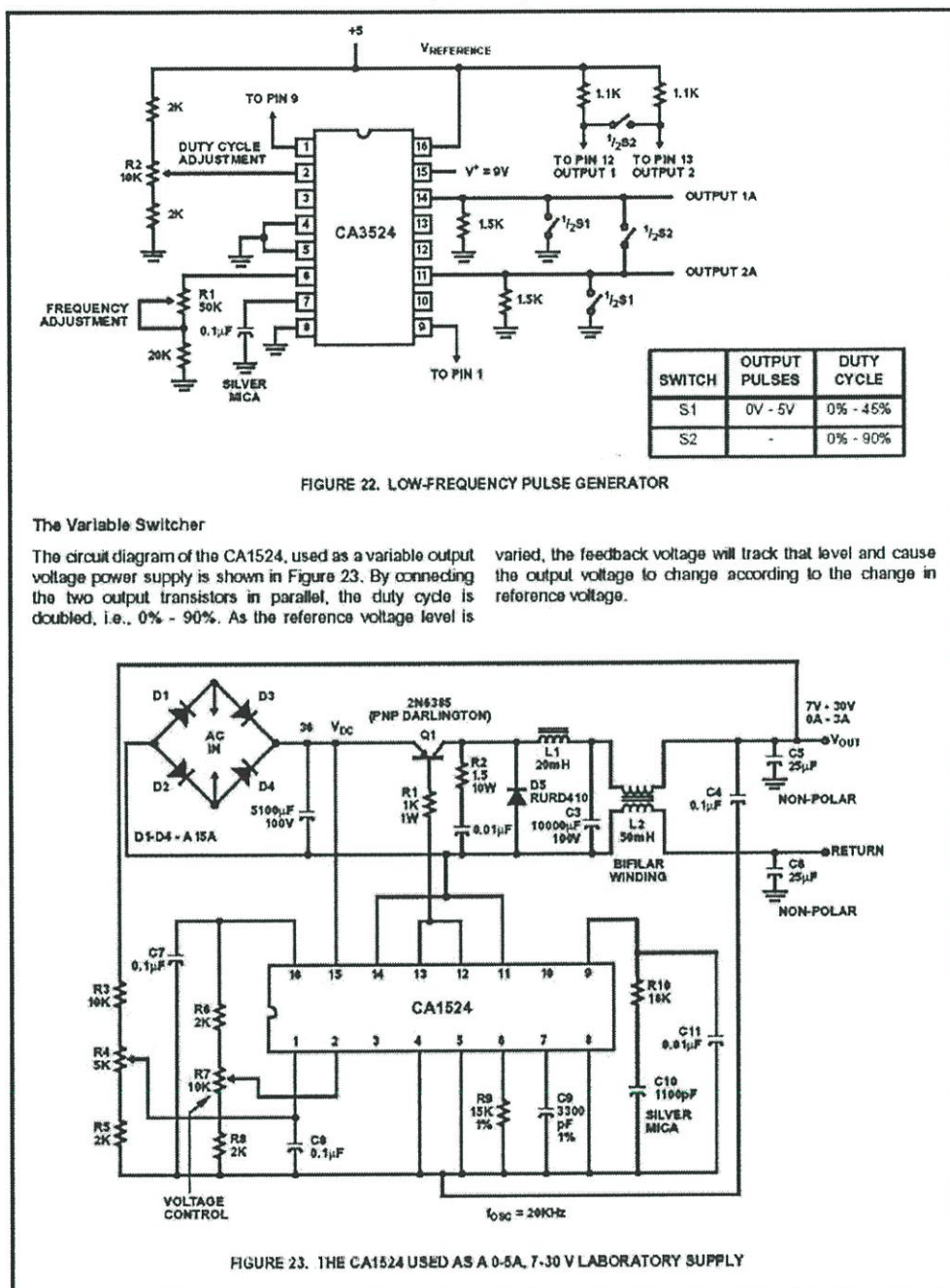


FIGURE 21. PUSH-PULL TRANSFORMER-COUPLED CONVERTER

CA1524, CA2524, CA3524



15A, 400V - 600V Ultrafast Diodes

The MUR1540, MUR1560, RURP1540, and RURP1560 are ultrafast diodes ($t_{rr} < 55ns$) with soft recovery characteristics. They have a low forward voltage drop and are of planar, silicon nitride passivated, ion-implanted, epitaxial construction.

These devices are intended for use as energy steering/clamping diodes and rectifiers in a variety of switching power supplies and other power switching applications. Their low stored charge and ultrafast recovery with soft recovery characteristics minimizes ringing and electrical noise in many power switching circuits, thus reducing power loss in the switching transistor.

Formerly developmental type TA09905.

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
MUR1540	TO-220AC	MUR1540
RURP1540	TO-220AC	RURP1540
MUR1560	TO-220AC	MUR1560
RURP1560	TO-220AC	RURP1560

NOTE: When ordering, use the entire part number

Symbol



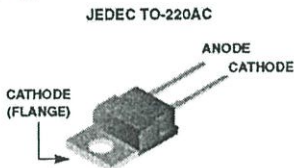
Features

- Ultrafast with Soft Recovery <55ns
- Operating Temperature 175°C
- Reverse Voltage Up to 600V
- Avalanche Energy Rated
- Planar Construction

Applications

- Switching Power Supply
- Power Switching Circuits
- General Purpose

Packaging



Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ C$, Unless Otherwise Specified

	MUR1540 RURP1540	MUR1560 RURP1560	UNITS
Peak Repetitive Reverse Voltage V_{RRM}	400	600	V
Working Peak Reverse Voltage V_{RWM}	400	600	V
DC Blocking Voltage V_R	400	600	V
Average Rectified Forward Current $I_{F(AV)}$ ($T_C = 145^\circ C$)	15	15	A
Repetitive Peak Surge Current I_{FRM} (Square Wave 20kHz)	30	30	A
Nonrepetitive Peak Surge Current I_{FSM} (Halfwave 1 Phase 60Hz)	200	200	A
Maximum Power Dissipation P_D	100	100	W
Avalanche Energy (See Figures 7 and 8) E_{AVL}	20	20	mJ
Operating and Storage Temperature T_{STG, T_J}	-55 to 175	-55 to 175	°C

MUR1540, MUR1560, RURP1540, RURP1560

Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

SYMBOL	TEST CONDITION	MUR1540, RURP1540			MUR1560, RURP1560			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_F	$I_F = 15\text{A}$	-	-	1.25	-	-	1.5	V
	$I_F = 15\text{A}, T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	1.12	-	-	1.2	V
I_R	$V_R = 400\text{V}$	-	-	100	-	-	-	μA
	$V_R = 600\text{V}$	-	-	-	-	-	100	μA
	$V_R = 400\text{V}, T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	500	-	-	-	μA
	$V_R = 600\text{V}, T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	-	-	-	500	μA
t_{rr}	$I_F = 1\text{A}, dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	55	-	-	55	ns
	$I_F = 15\text{A}, dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	60	-	-	60	ns
t_a	$I_F = 15\text{A}, dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	30	-	-	30	-	ns
t_b	$I_F = 15\text{A}, dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	17	-	-	20	-	ns
$R_{\theta JC}$		-	-	1.5	-	-	1.5	$^\circ\text{C}/\text{W}$

DEFINITIONS

V_F = instantaneous forward voltage (pw = 300 μs , D = 2%).

I_R = instantaneous reverse current.

t_{rr} = Reverse recovery time at $dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ (See Figure 6), summation of $t_a + t_b$.

t_a = Time to reach peak reverse current at $dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ (See Figure 6).

t_b = Time from peak I_{RM} to projected zero crossing of I_{RM} based on a straight line from peak I_{RM} through 25% of I_{RM} (See Figure 6).

$R_{\theta JC}$ = Thermal resistance junction to case.

pw = pulse width

D = duty cycle.

Typical Performance Curves

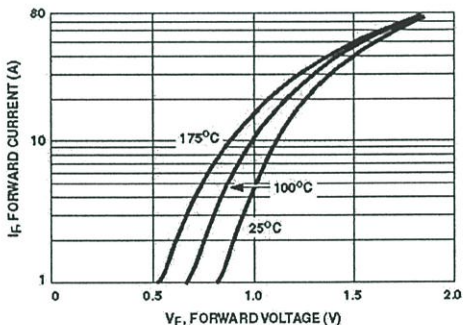


FIGURE 1. FORWARD CURRENT vs FORWARD VOLTAGE

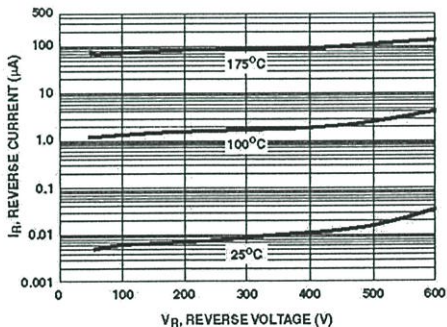


FIGURE 2. REVERSE CURRENT vs REVERSE VOLTAGE

MUR1540, MUR1560, RURP1540, RURP1560

Typical Performance Curves (Continued)

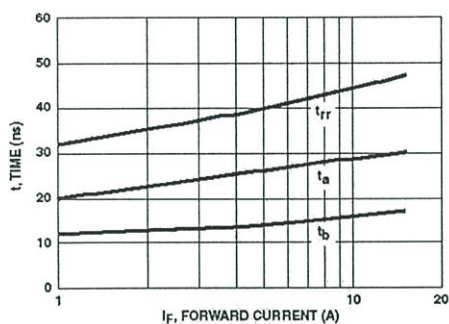
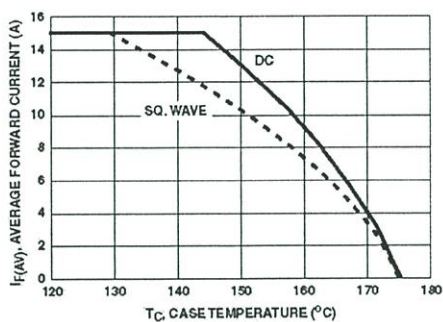
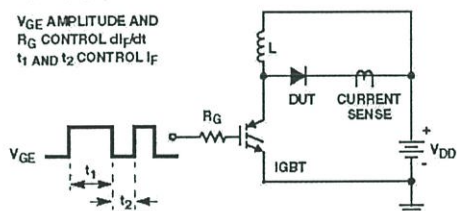
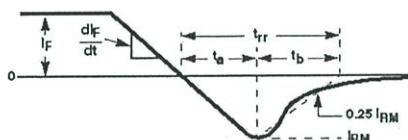
FIGURE 3. t_{tr} , t_a AND t_b CURVES vs FORWARD CURRENT

FIGURE 4. CURRENT DERATING CURVE

Test Circuits and Waveforms

FIGURE 5. t_{tr} TEST CIRCUITFIGURE 6. t_{tr} WAVEFORMS AND DEFINITIONS

$I = 1A$
 $L = 40mH$
 $R < 0.1\Omega$
 $E_{AVL} = 1/2LI^2 [V_{R(AVL)}(V_{R(AVL)} - V_{DD})]$
 $Q_1 = IGBT (BV_{CES} > DUT V_{R(AVL)})$

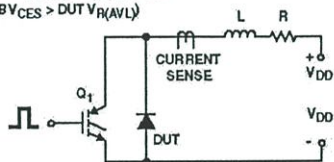


FIGURE 7. AVALANCHE ENERGY TEST CIRCUIT

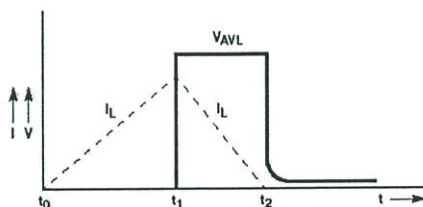


FIGURE 8. AVALANCHE CURRENT AND VOLTAGE WAVEFORMS



IRFP460

N - CHANNEL 500V - 0.22 Ω - 20 A - TO-247
PowerMESH™ MOSFET

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D
IRFP460	500 V	< 0.22 Ω	20 A

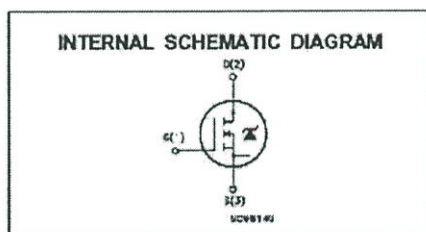
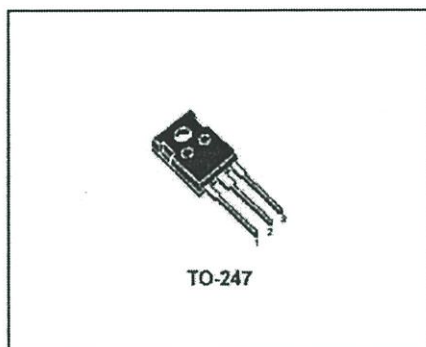
- TYPICAL R_{DS(on)} = 0.22 Ω
- EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- VERY LOW INTRINSIC CAPACITANCES
- GATE CHARGE MINIMIZED

DESCRIPTION

This power MOSFET is designed using the company's consolidated strip layout-based MESH OVERLAY™ process. This technology matches and improves the performances compared with standard parts from various sources.

APPLICATIONS

- HIGH CURRENT SWITCHING
- UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY (UPS)
- DC/DC CONVERTERS FOR TELECOM, INDUSTRIAL, AND LIGHTING EQUIPMENT.



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	500	V
V _{DGR}	Drain- gate Voltage (R _{GS} = 20 k Ω)	500	V
V _{GS}	Gate-source Voltage	± 20	V
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 25 °C	20	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 100 °C	13	A
I _{DM} (*)	Drain Current (pulsed)	80	A
P _{tot}	Total Dissipation at T _c = 25 °C	250	W
	Derating Factor	2	W/°C
dv/dt(1)	Peak Diode Recovery voltage slope	3.5	V/ns
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to 150	°C
T _j	Max. Operating Junction Temperature	150	°C

(*) Pulse width limited by safe operating area

(1) I_D \leq 20 A, dv/dt \leq 160 A/ μ s, V_{GS} \leq V_{GSmax}, T_j \leq T_{jmax}

IRFP460

THERMAL DATA

$R_{th(j-case)}$	Thermal Resistance Junction-case	Max	0.5	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$R_{th(j-amb)}$	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	30	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$R_{th(c-sink)}$	Thermal Resistance Case-sink	Typ	0.1	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
T_l	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose		300	$^{\circ}\text{C}$

AVALANCHE CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
I_{AR}	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (pulse width limited by T_l max)	20	A
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (starting $T_l = 25^{\circ}\text{C}$, $I_D = I_{AR}$, $V_{DD} = 50\text{V}$)	1000	mJ

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{case} = 25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified)

OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source Breakdown Voltage	$I_D = 250\ \mu\text{A}$ $V_{GS} = 0$	500			V
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current ($V_{GS} = 0$)	$V_{DS} = \text{Max Rating}$ $V_{DS} = \text{Max Rating}$ $T_c = 125^{\circ}\text{C}$			10 100	μA μA
I_{GSS}	Gate-body Leakage Current ($V_{DS} = 0$)	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$			± 100	nA

ON (*)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS} = V_{GS}$ $I_D = 250\ \mu\text{A}$	2	3	4	V
$R_{DS(on)}$	Static Drain-source On Resistance	$V_{GS} = 10\text{V}$ $I_D = 12\text{A}$		0.22	0.27	Ω
$I_{D(on)}$	On State Drain Current	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)max}$ $V_{GS} = 10\text{V}$	20			A

DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$g_{fs} (*)$	Forward Transconductance	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)max}$ $I_D = 12\text{A}$	13			S
C_{iss}	Input Capacitance	$V_{DS} = 25\text{V}$ $f = 1\text{MHz}$ $V_{GS} = 0$		4200		pF
C_{oss}	Output Capacitance			500		pF
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance			50		pF

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

SWITCHING ON

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$ t_r	Turn-on Time Rise Time	$V_{DD} = 250\text{ V}$ $I_D = 10\text{ A}$ $R_G = 4.7\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 1)		32 15		ns ns
Q_g Q_{gs} Q_{gd}	Total Gate Charge Gate-Source Charge Gate-Drain Charge	$V_{DD} = 400\text{ V}$ $I_D = 20\text{ A}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$		100 21 37	130	nC nC nC

SWITCHING OFF

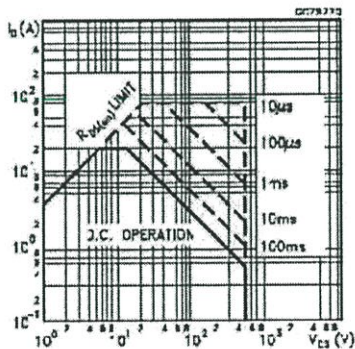
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{r(OV)}$ t_f t_c	Off-voltage Rise Time Fall Time Cross-over Time	$V_{DD} = 400\text{ V}$ $I_D = 20\text{ A}$ $R_G = 4.7\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 5)		20 25 47		ns ns ns

SOURCE DRAIN DIODE

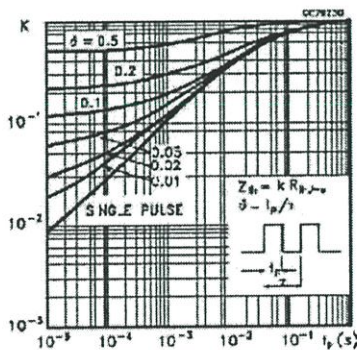
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{SD} $I_{SDM} (*)$	Source-drain Current Source-drain Current (pulsed)				20 80	A A
$V_{SD} (*)$	Forward On Voltage	$I_{SD} = 20\text{ A}$ $V_{GS} = 0$			1.6	V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 20\text{ A}$ $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{DD} = 100\text{ V}$ $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$ (see test circuit, figure 3)		700		ns
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge			9		μC
I_{RRM}	Reverse Recovery Current			25		A

(*) Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5 %
(*) Pulse width limited by safe operating area

Safe Operating Area

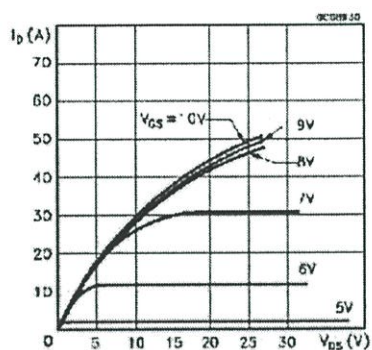


Thermal Impedance

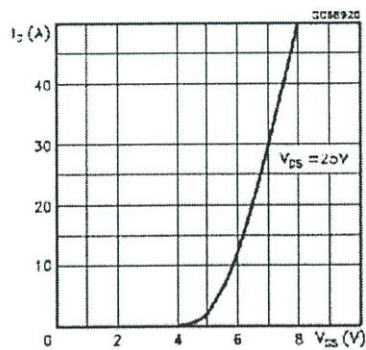


IRFP460

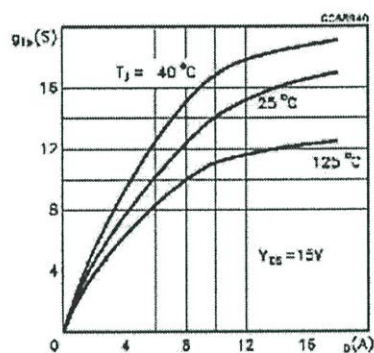
Output Characteristics



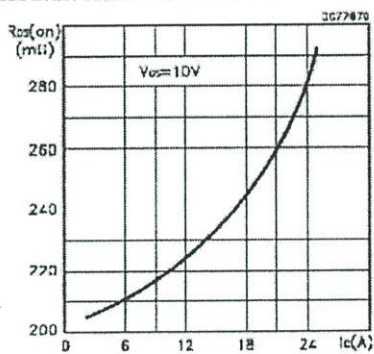
Transfer Characteristics



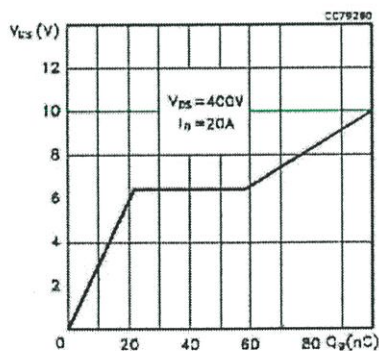
Transconductance



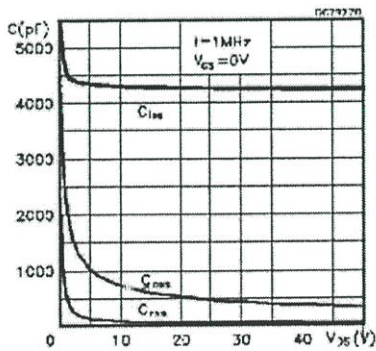
Static Drain-source On Resistance



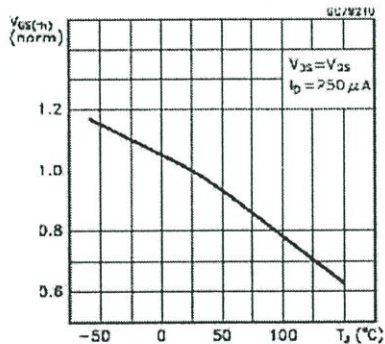
Gate Charge vs Gate-source Voltage



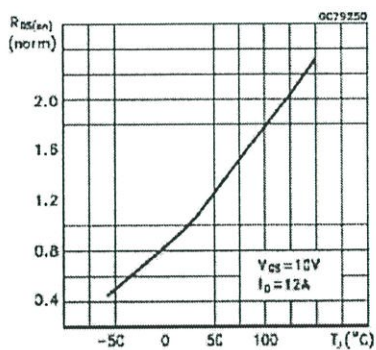
Capacitance Variations



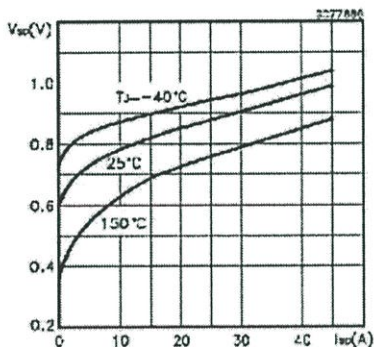
Normalized Gate Threshold Voltage vs



Normalized On Resistance vs Temperature



Source-drain Diode Forward Characteristics



IRFP460

Fig. 1: Undamped Inductive Load Test Circuit

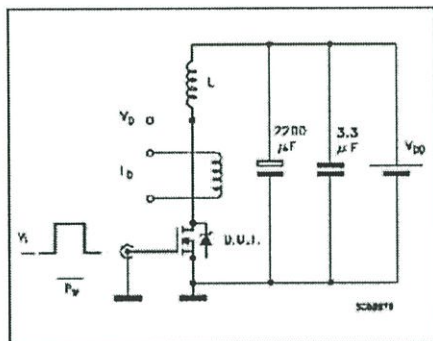


Fig. 1: Undamped Inductive Waveform

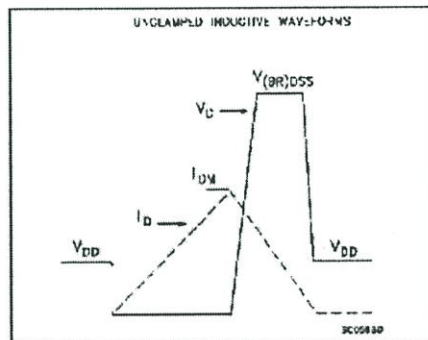


Fig. 3: Switching Times Test Circuits For Resistive Load

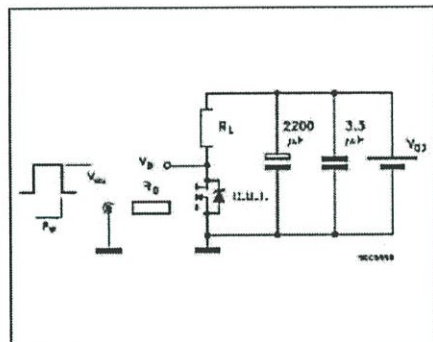


Fig. 4: Gate Charge test Circuit

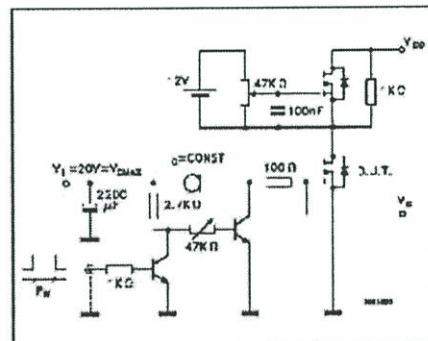
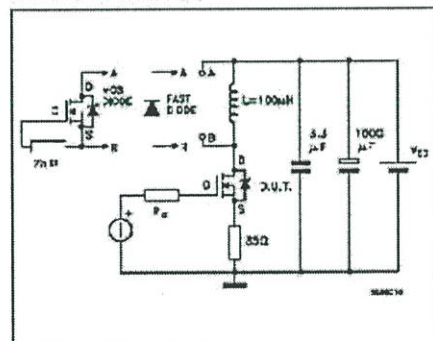
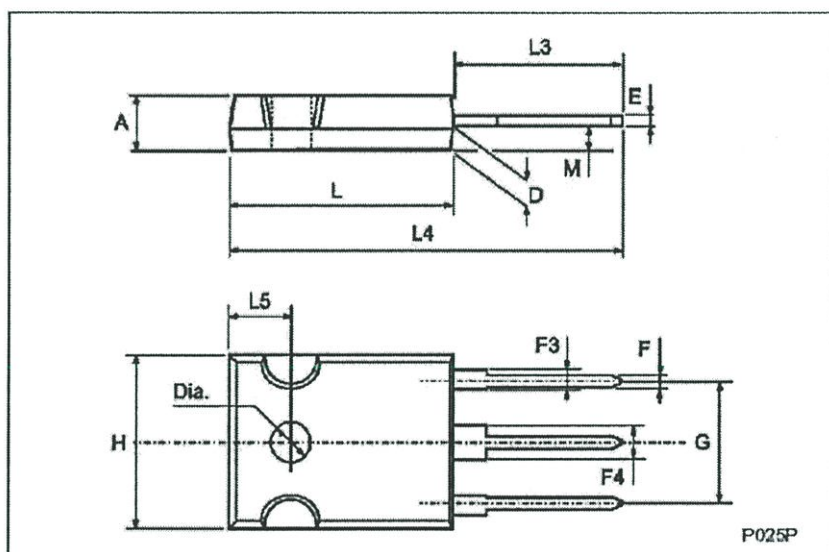


Fig. 5: Test Circuit For Inductive Load Switching And Diode Recovery Times



TO-247 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.7		5.3	0.185		0.209
D	2.2		2.8	0.087		0.102
E	0.4		0.8	0.016		0.031
F	1		1.4	0.039		0.055
F3	2		2.4	0.079		0.094
F4	3		3.4	0.118		0.134
G		10.9			0.429	
H	15.3		15.9	0.602		0.626
L	19.7		20.3	0.776		0.779
L3	14.2		14.8	0.559	0.413	0.582
L4		34.8			1.362	
L5		5.5			0.217	
M	2		3	0.079		0.118
Dia	3.55		3.65	0.140		0.144



ภาคผนวก ข

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

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

Controlling Conducted EMI emission on a Buck-boost converter using gate controlled circuit

Jamras Kaewchal, Werachet Khangern and Shuichi Nitta*

Faculty of Engineering and EMC laboratory,

Research Center for Communications and Information Technology (ReC.CIT),

King Mongkut's Institute of technology ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand.

Phone/Fax: +662 737-3000 Ext. 3322, E-mail: kkveerac@kmitl.ac.th, s1061035@kmitl.ac.th.

*Graduate School, Production System Engineering Saiesian Polytechnic,

2-35-11 Igusa Suginami, Tokyo, 167-0021, Japan.

Email: nitta@cc.tuat.ac.jp

Abstract -The suppression of conducted EMI emissions of a Buck-boost converter using a gate controlled circuit is presented. The results indicate that the conducted EMI could be suppressed by controlling the rise and fall time of gate signal for a MOSFET as a switching device. The simulated results of Buckboost converter at 100 kHz switching frequency of are compared with the experimental results.

Index terms-- Conducted EMI, EMI Suppression, Electromagnetic compatiblity (EMC), BuBoost converter.

I. INTRODUCTION

Switched mode power supplies (SMPS) are widely used in power electronics systems because of smaller size, and lower weight in comparison with to linear power supplies.

However, some drawback of SMPS that operates at high frequency is to generate high di/dt and high dv/dt rate. These two rates are the cause of conducted EMI emission. EMI studies can be divided into three parts that are the EMI source, the EMI coupling path, and the EMI victim [1, 2, 3].

In this paper, another means of EMI suppression at the EMI source by controlling the rise time and fall time of a MOSFET's gate drive signal is proposed. In this paper, the effectiveness of the EMI suppression at the EMI source by controlling the rise and fall time of the gate drive signal of the MOSFET switching device is presented. The measurement of drain-source voltage is shown and conducted EMI emission is verified. Finally it is shown that it is possible to suppress conducted EMI by the proposed circuit.

II. THEORY AND GATE-DRIVING STRATEGIES

The switching behavior of MOSFET can be obtained from the gate drive curve [4]. The voltage slope is related to the rate of supply of charge to the gate during the Miller-effect zone and to the change of the capacitance values. Supplying voltage pulses to power MOSFET generates switching waveforms that can be considered a

step voltage. The current slope is defined by the following equations [4, 5]:

$$\frac{dI_d}{dt} = \frac{g_m I_g}{C_{iss}} = \frac{g_m I_g}{C_{iss}} \quad (1)$$

$$\frac{dV_{ds}}{dt} = \frac{I_g}{C_{gd(1)}} \quad (2)$$

$$\frac{dV_{ds}}{dt} = \frac{I_g}{C_{gd(2)}} \quad (3)$$

Where

V_{ds} Drain-source voltage.

I_d Drain current.

I_g Gate current.

g_m Forward transconductance.

C_{iss} Input capacitance

C_{gs} Parasitic capacitance between gate and source.

$C_{gd(1)}$, $C_{gd(2)}$ Parasitic capacitance between gate and drain.

The MOSFET switching behavior can be controlled the by the above parameters.

III. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

The proposed gate control circuit is applied to the buck-boost converter using a MOSFET as a switching device. The EMI performance of the device (MOSFET) is improved with the usage of gate control circuit. The simulated circuit is shown in Fig 1. The dotted box shows the controlled delay gate circuit. The PWM signal (V_g) is delayed according to RC parameters.

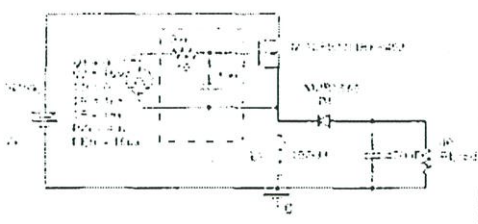


Fig. 1 The simulated circuit

The RC parameters of the gate circuit for simulation are shown in Table I.

TABLE I
RC PARAMETERS FOR SIMULATION

Case	R_{on} (Ω)	C_{on} (nF)
1	10	None
2	10	1
3	10	2
4	10	3

The simulated gate waveforms are shown in Fig. 2. The first waveform is the simulated result of the RC parameter of gate circuit according to case 1 in the table 1 and the second waveform is the simulated result of case 4. The simulated results in Fig. 3 (see (A) in (a) and (b)) show that the current decreases during the switching transients so the level of EMI decreases, while the simulated results show that the rise time in case 4 is longer than it in case 1. The drain-source voltage shown in time domain waveforms identifies that the high frequency component of drain-source voltage decreases. By considering equations (1), (2) and (3) the current transition varies according to both R and C parameters in the gate control circuit, meanwhile the voltage transition varies according to R.

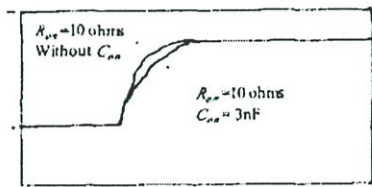


Fig. 2 The simulated gate control waveforms

Fig. 4 shows the frequency spectrum corresponding to the waveforms shown in Fig. 3 for observing the effectiveness of RC circuit.

The buck-boost converter is designed and constructed to test the hypothesis described previously. The operating conditions are as follows:

Switching frequency: 100 kHz
Input Voltage : 30 V.
Output Voltage : 20-70 V.

A PWM regulator CA3524 and TC4010BP are used to generate a PWM signal and used as a high current integrated buffer in the control circuit. The prototype buck-boost converter is shown in Fig 5.

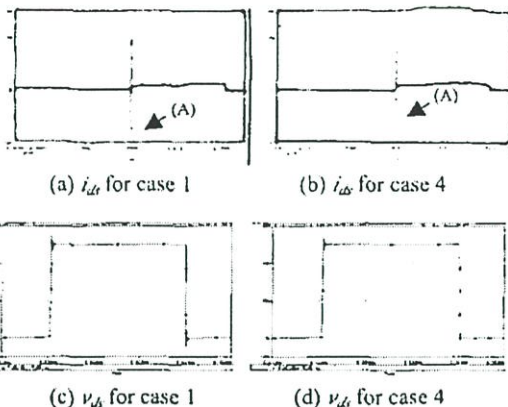


Fig.3 Simulated drain current and drain-source voltage waveforms

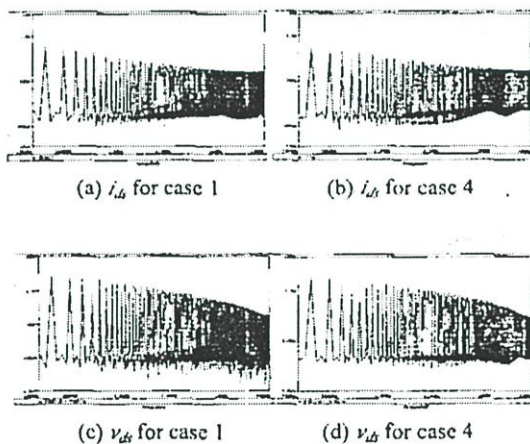


Fig.4 Frequency spectrums of drain voltage and drain current

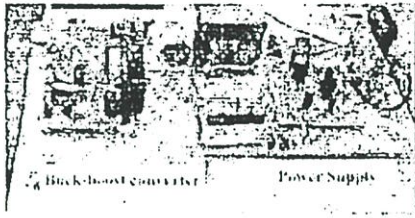


Fig. 5 The prototype

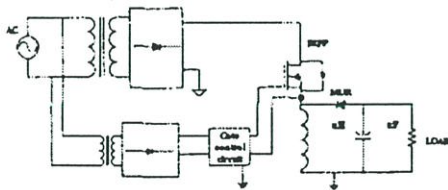


Fig.6 Conducted emission measurement configuration

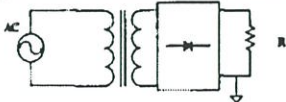
IV. CONDUCTED EMI TEST

A. Measurement configuration

The configuration of Conducted EMI emission measurement of Buck-boost converter is shown in Fig 6. The converter as equipment under test is connected to the main power via the LISN model 3810/2 as a network buffer [6]. The E7401A Agilent EMC analyzer is used as a receiver to display the frequency spectrum of the signals coming from the LISN. The results of the conducted emission measurement are displayed over the frequency range from 150 kHz to 30 MHz [7]. A personal computer (PC) with the E7415A EMI measurement software is used to process the report and allows an easy display of measured data in graphical form. Peak, quasi-peak and average detection can be selected for the measured results.



(a) EUT with buck-boost converter



(b) EUT without buck-boost converter

Fig. 7 Schematic of the equipment under test (EUT)

B. Methodology

Conducted emission from EUT in Fig 7(a) consists of both EMI from AC-DC power supply and EMI from Buck-boost converter. In Fig 7(b), a resistive load is replaced instead of the Buck-boost converter. The current through resistor is adjusted to the same value as the buck-boost converter is connected. The conducted emission from the buck boost converter is obtained by subtracting the measured EMI in Fig 7(b) from the measured total EMI in Fig 7(a).

C. EMI measured results

The most of the converters, which is the main EMI source have the switching devices, and the conducted EMI noises can be divided into common mode noise (CM) and differential mode noise (DM). The main source of the DM noise is the parasitic resistance of the input capacitor, whereas the main source of the CM noise is the high frequency current generated by the fast rise and fall time of the drain voltage over the capacitance between the drain and ground of the switching device [8]. The accuracy of EMI analysis is corresponding to the precision of parasitic component modeling. In this paper, the parasitic modeling is not explained in details.

EMI analysis from Buck-boost converter is considered by the drain-source voltage frequency spectrum and the drain current frequency spectrum. The simulated results in case 2, 3 have the similar results in case 4. Therefore, the comparisons are shown for only case 1 and case 4. In Fig 3, the i_{ds} and v_{ds} are shown in time domain waveforms. Fig 4(d), the drain-source voltage spectrum is suppressed at high frequency range at around 20 MHz in the proposed circuits.

The measured EMI results in Figure 8, 9 show that EMI emission is reduced at high frequency according to the decrement of drain-source voltage spectrum. The EMI results in case 1 are compared with case 4 in the same Figure, so that the difference results are clearly shown in the Fig 8. In boost operation at duty cycle $D=0.6$, the measured EMI is shown in Fig 8. The waveforms in case 1 and case 4 are the measured EMI from Buck-boost converter for the case that gate signal is applied according to operating condition of case 1 and case 4 in table I, respectively. For the buck operation at duty cycle $D=0.4$, with control circuit in case of 1 and 4, the EMI measured results are shown in Fig 9(a) and 9(b), respectively. The EMI emission could be suppressed at high frequency range at around 20 MHz to 30 MHz (double arrow lines A, B).

V. CONCLUSION

The simulation results show that the reduction of the drain-source voltage contributes to the reduction of EMI at high frequency by controlling rise time and fall time of gate driver circuit. This technique can also be combined with other EMI reduction techniques. The future issues are to obtain the quantitative conductive EMI by simulation.

VI. REFERENCES

- [1] M.H. Nagrial and A. Hellany, "EMI/EMC Issues in Switch Mode Power Supplies (SMPS)", *EMC York 99*, Conference Publication, No.464, pp.180-185, 1999.
- [2] F.Lin and D.Y. Chen, "Reduction of Power Supply EMI Emission by Switching Frequency Modulation", *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol.9, pp.132-137, Jan.1994
- [3] H. Chung, S. Y. Hui, and K. K. Tse, "Reduction of Power Converter EMI Emission Using Soft-Switching Technique", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol.40, no.3, Aug. 1998,pp.282-287.
- [4] S. Musumeci; A.Raciti, A. Testa, A. Galluzzo, and M. Melito, "Switching-behavior improvement of insulated gate-controlled devices", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, Volume:12 Issue: 4, July 1997, pp. 645-653.
- [5] N. Mohan, T. M. Underland, and W.P. Robbins, "Power Electronics Converters, Application and Design", Second Edition, Chapter 6,12.
- [6] A. Consoli, Musumeci, S.; Oriti, G.; A. Testa, "An innovative EMI reduction design technique in power converters", *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, Volume: 38 Issue: 4, Nov. 1996, Page(s): 567 -575.
- [7] Bernhard E. Keiser, "Principles of Electromagnetic compatibility", third Edition, pp. 339-340.
- [8] P.F. Okyere, L. Heinemann, "Computer-aided analysis and reduction of conducted EMI in switched-mode power converter", *Applied Power Electronics Conference and Exposition Conference Proceedings, 1998, Thirteenth Annual, Volume: 2, 1998. Page(s): 924 -928.*

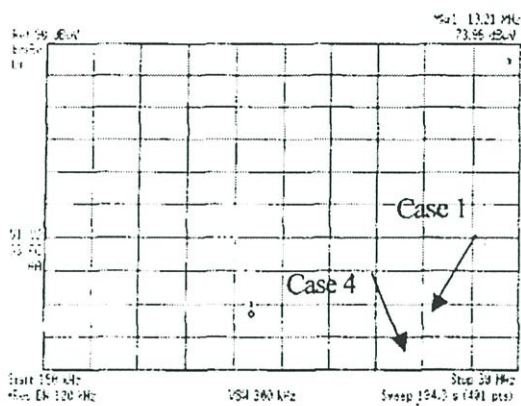
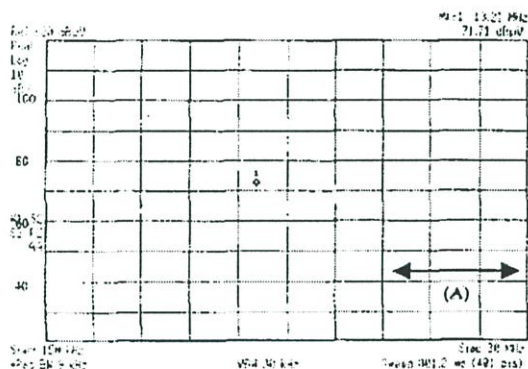
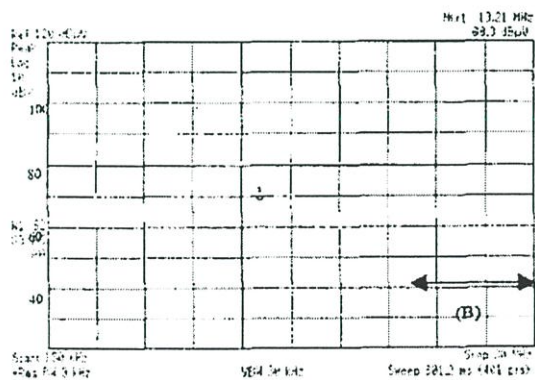


Fig. 8 The measured EMI from EUT in boost operation

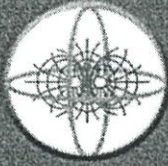


(a) Gate control circuit in case of 1



(b) Gate control circuit in case of 4

Fig. 9 The measured EMI from EUT in buck operation



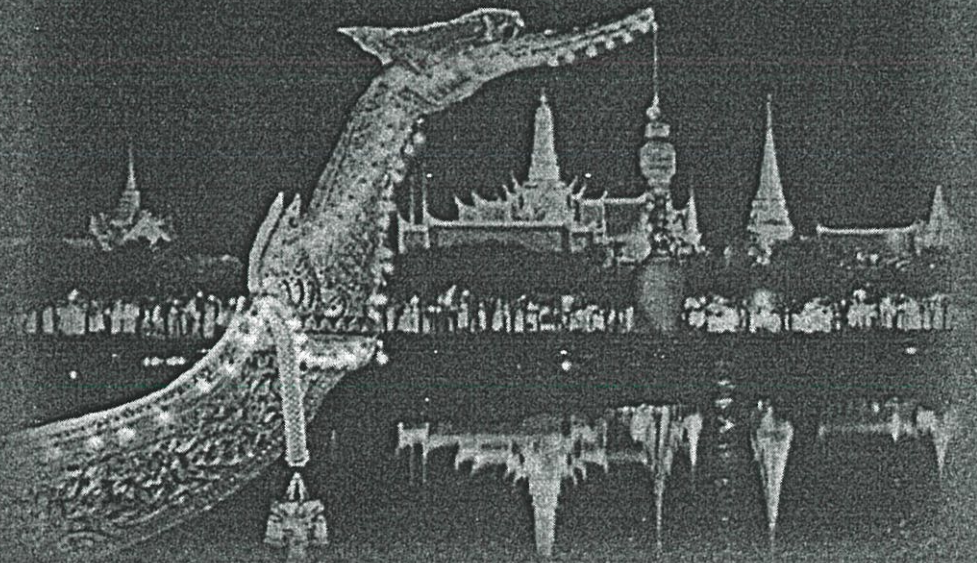
2002



*International Conference on
IC EMC 2002 Electromagnetic Compatibility
Bangkok, Thailand*

KMUTT

Proceeding



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



Japan International Cooperation Agency

A snubber for reducing reverse-recovery current related to EMI reduction in Boost converter

J. Kaewchai, W. Khan-ngern and S. Nitta*

Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand
Phone +66-2737-3000 Ext. 3322, Fax +66-2737-3000 Ext. 3322, E-mail: *sl061035@kmitl.ac.th*, *kkveerac@kmitl.ac.th*

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

Abstract

This paper is concerned with the suppression of conducted electromagnetic interference (EMI) emission produced from conventional boost converter using turn on snubber to suppress recovery current of diode. A proposed technique can be used to improve the EMI performance. The experimental results are compared with simulation results.

Index Term: EMI suppression, Recovery current reduction, Conducted EMI Emission.

1. Introduction

In power electronics converter, the power stress is imposed on a power semiconductor device beyond its ratings. One of the basic ways to relieve the problem is to add the snubber circuits. The function of a snubber circuit is to reduce the electrical stress placed on a device during switching by power converter and the dv/dt and di/dt that are essential effect on EMI during the switching period [1].

In switched mode power supply, diode recovery current spike have been paid attention. This diode recovery current is known to be the main EMI source [2].

This paper proposes the boost converter with LR snubber to reduce recovery current of diode for the EMI reduction. This RLD snubber is not needed to minimize over voltages, therefore the snubber design is focused significantly on to minimize reverse recovery current. The reverse recovery current reduced by RLD snubber and EMI performance of the system will be discussed.

2. Principles of Operation

In switched mode power supplies or other applications that require high frequency rectifier response, not only the voltage and current rating of diode match the designed rating, but also diode characteristics are considered significantly in term of recovery time (t_{rr}) [3]. The reverse recovery current waveform is shown in figure 1. The boost converter circuit with a snubber circuit (in solid line box) is shown in figure 2.

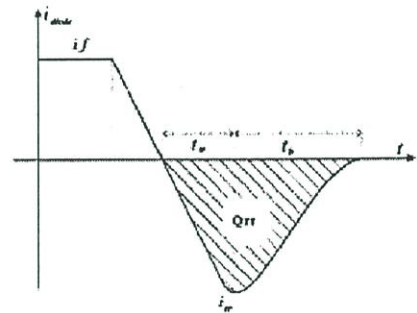


Fig. 1 The diode reverses recovery current

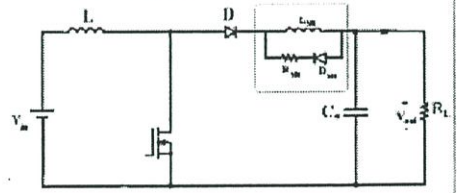


Fig. 2 Boost Converter with and a snubber circuit

The operation of the diode in boost converter, when the switch is turned on, the diode is reversed bias. When the switch is turned off, the diode is conducted. Considering the instant at switch turned on, the reverse recovery current i_{rr} feed though MOSFET owing to the characteristic of diode and the discharge current of output capacitor results in a large current feed through the switch [4].

3. Conducted EMI and Test Setup

The conducted emission can be separated into common mode (CM) and differential mode (DM)[4]. Both CM and DM conducted emission are measured through required Line Impedance Stabilization Network (LISN) to provide constant impedance (50 ohms) and isolate the EUT from

external is conducted noise on the power [5-10]. The boost converter connected to main power line through LISN. The block diagram figuration of conducted EMI test is shown in Fig 3. The EMCO LISN model 3810/2 is used a LISN. The E7401A Agilent EMC analyzer is used as a EMI receiver to display the magnitude spectrum of the signals coming from the LISN. Moreover, the peak detector is used for all the tests. The simulation results are compared with the measured results over in the frequency of 150 kHz to 30 MHz.

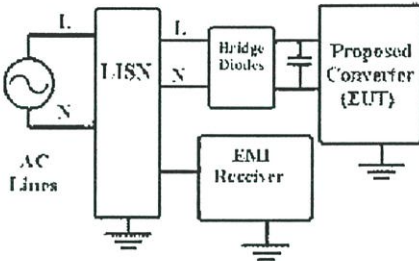


Fig.3 The EMI measured Test circuit

4. Simulation and Experimental Results

4.1 Simulation

The simulated circuit is shown in figure 4. The circuit is simulated with $V_{in}=100$ V, $L_m=700$ uH, $C_o= 560$ uF and $R_L=200$ ohms. The simulated results are shown in figure 5 for and figure 6.

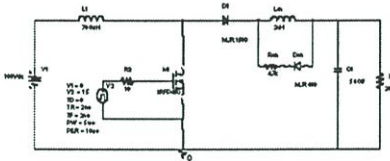
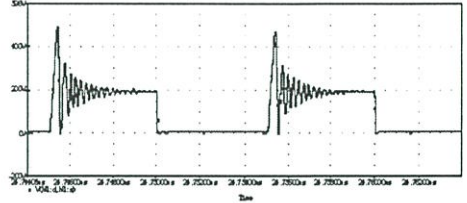


Fig. 4 Circuit schematic for simulation

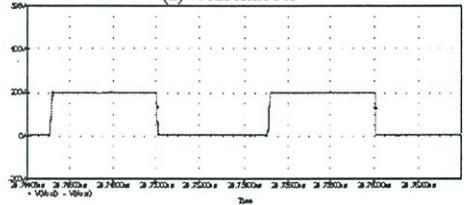
The simulation circuit of the boost converter with the turn-on snubber is shown in figure 4.

The current waveform of diode (D1) with snubber and without snubber is shown in figure 5(a), 5(b), respectively. The spectrum frequency current waveform of D1 with snubber and without snubber is shown in figure 6(a), 6(b), respectively.

A circuit model of the LISN that used in the EMI simulation is shown in figure 7.

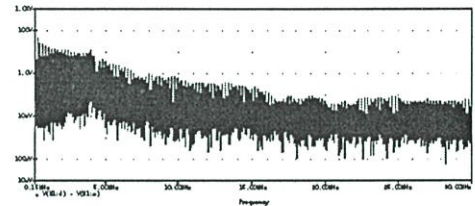


(a) With snubber

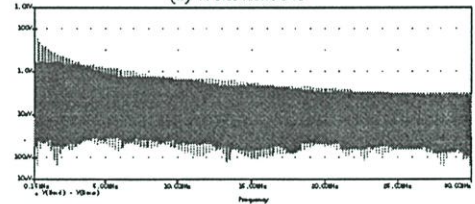


(b) Without snubber

Fig. 5 v_{ds} of MOSFET with snubber and without snubber



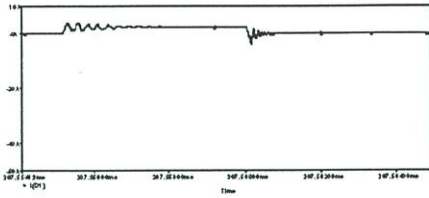
(a) With snubber



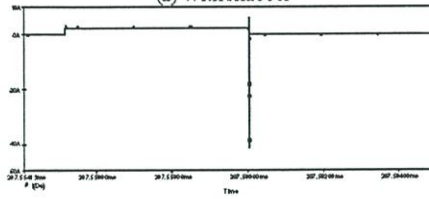
(b) Without snubber



(c) Envelop waveforms of spectra of v_{ds}
Fig.6 Frequency spectrum of v_{ds}

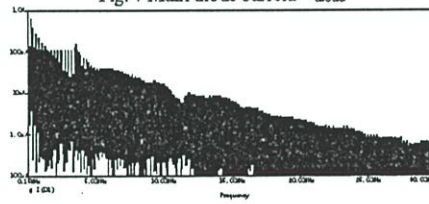


(a) With snubber

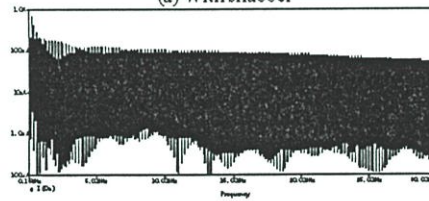


(b) Without snubber

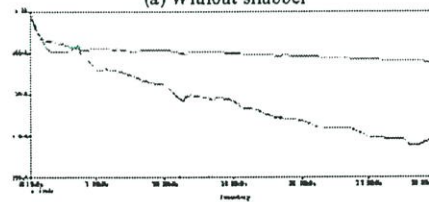
Fig. 7 Main diode current i_{diode}



(a) With snubber



(a) Without snubber



(c) Envelop waveforms of spectra of i_{diode}

Fig. 8 Frequency spectrum of diode current i_{diode}

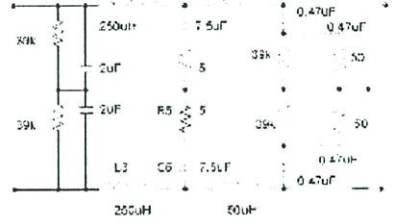


Fig.9 Circuit model of LISN for simulation

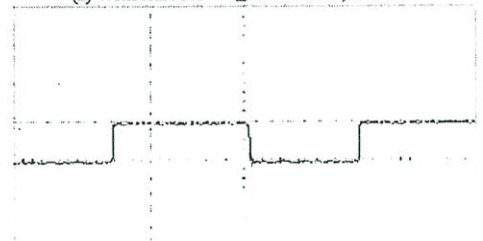
4.2 Experiment

The boost converter has been used for analysis and EMI emission measurement. Ultra fast diode MUR1560 has been selected as D1 in the boost converter. The MOSFET IRF460 is used.

The converter operates in continuous current mode. $V_{in} = 100$ V, Duty cycle $D=0.5$, switching frequency $f=100$ kHz, $R_{Load} = 200$ ohms.



(a) With snubber $v_{ds} : 200$ V/div; 2us/div



(b) Without snubber $v_{ds} : 200$ V/div; 2us/div

Fig. 10 v_{ds} of Boost converter of boost converter

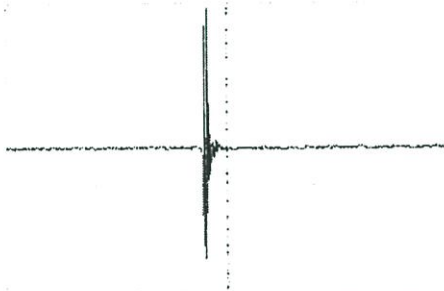
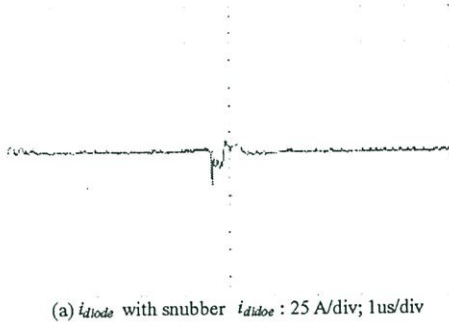


Fig.11 i_{diodes} of Boost converter with snubber and without snubber

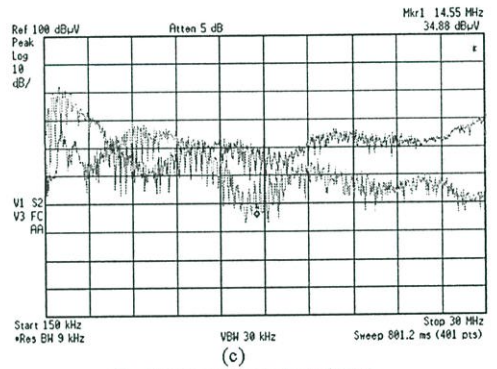
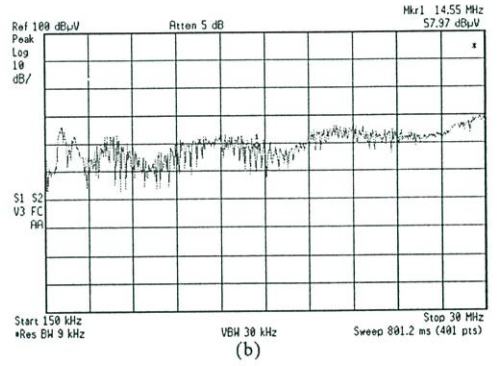
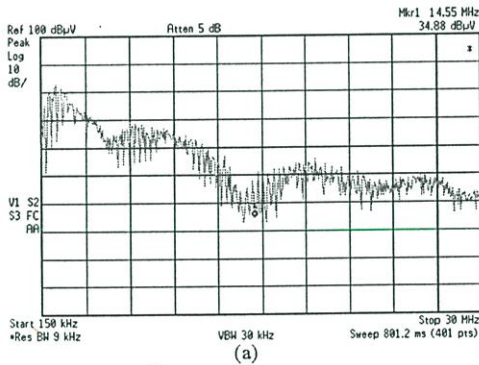


Fig.12 Measured conducted EMI

- (a) The green line for boost converter with snubber
 - (b) The pink line for conventional boost converter
 - (c) The comparison between with and without snubber
5. Discussion

The snubber for reducing recovery current related to EMI reduction was studied by measuring conducted EMI with and without snubber. The snubber inductor L_{sn} helps to reduce the discharge current from output capacitor during the recovery time of diode. The peak recovery current of diode is suppressed as shown in the figure 11 and the experimental results in figure 11 agree with the simulation results in figure 7.

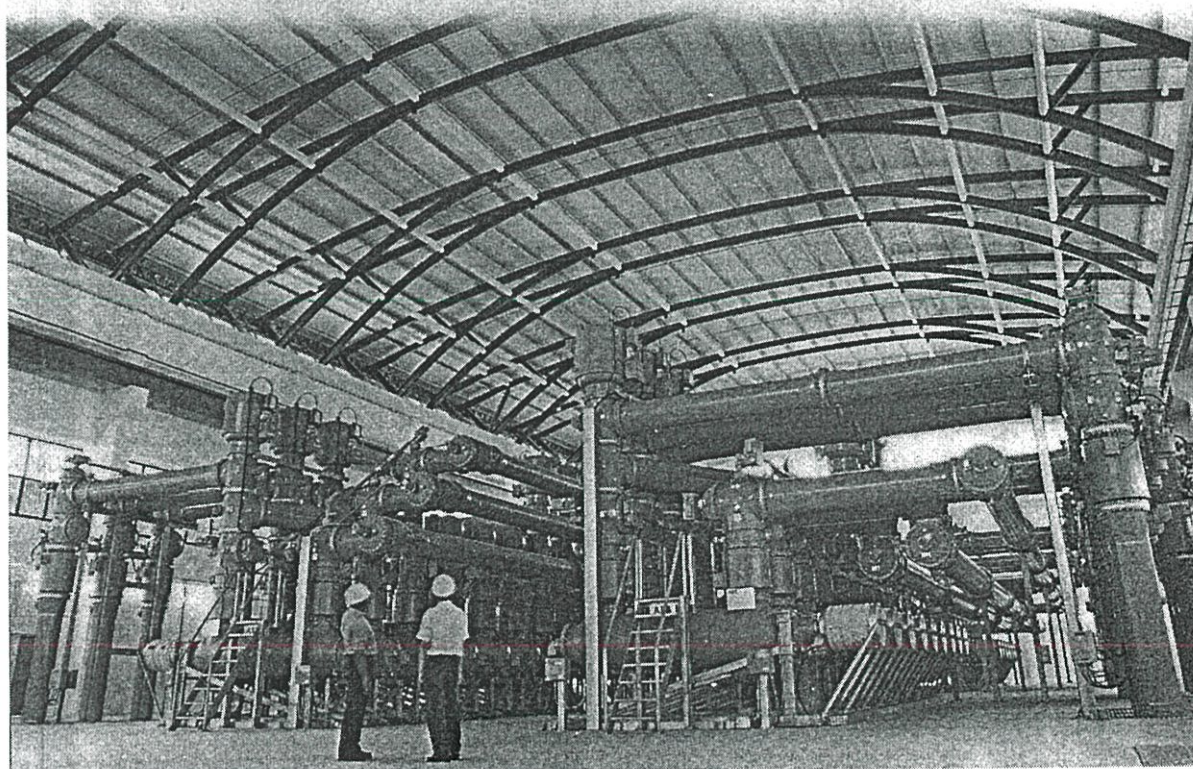
The snubber inductor L_{sn} affects to the higher ringing voltage at the drain-source voltage v_{ds} . The frequency components of v_{ds} with snubber are greater than without snubber in 150kHz-10MHz frequency range and less than in 10MHz-30MHz frequency range. The conducted EMI generated from converter with snubber is improved at 10MHz-30MHz frequency range.

IPEC '99

24 - 26 May 1999
Mandarin Hotel Singapore

Proceedings of the International Power Engineering Conference

Volume II



INTERACTIVE POWER ELECTRONICS EDUCATION

S. Kaitwanidvilai J. Kaewchai and W. Khan-ngern

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Chaokhunthaharn, Ladkrabang, (KMITL)
Thailand

Abstract

The presentation of inverter performance in visual, Matlab with Simulink program is used. The presentation shows the circuit, waveform, math equations of waveform, and inverter performance of switching patterns. The important point for this simulation program for education is that the students can interactively modify a load, modulation index, DC link voltage, voltage switching method (unipolar or bipolar switching) and also effect of dead time by themselves. Then waveform and all output properties are achieved by modifying input parameters. This advantage makes a good understanding and an effectively learning for students in the field of power electronics. Finally, The algorithms of program simulation as an interactive tool are arranged in good way for understanding.

Keywords

Interactive power electronics, Inverter education, PWM, THD.

1 INTRODUCTION

In power electronics, various switching patterns are widely employed to control the output of static power converter. Development of these switching techniques is rapidly growing, for example, from phase control to pulse width modulation(PWM). In PWM techniques, there are various types of switching patterns which have different characteristic output voltage, harmonic contents, voltage and current waveforms etc. Various techniques of PWM switching patterns are for instance, sinusoidal PWM(SPWM), Harmonics Injection PWM (HIPWM), Space Vector PWM (SVPWM) and Discontinuous PWM (DPWM) or dead band switching have been developed. In this paper, the simulation of waveform qualities, voltage and current spectrum are presented and arranged in program.

Nowaday the development of each switching technique is rapidly growing, therefore it's hard to study in properties of each technique. Several switching pattern are presented in [1] and [3]. However, most of them described the performance and modeling of switching pattern in the form of mathematical equations make it more difficult to learn and understand. This interactive education program was designed to help the process of learning and understanding the power electronic subjects. The studies of learning the performance and modeling of switching patterns by using mathematics

equations are difficult to students who are starting to learn in power electronics. Most of the students would like to have a user friendly program that help them to understand and enjoy to study. In this paper, the capabilities of this interactive program, input required and output from this program, block diagram and Simulink boxes are shown in the way that easy to understand and use. The first step of designing and writing the program, programmer must know and learn more about inverter performance, switching pattern technique and simulation program using MATLAB. The second step, the algorithms are arranged by programmer for easy useful and good understanding of the switching technique performance. Finally, the arrangement of simulation program and visual output are shown to present each switching pattern in visual. In this work, the interactive program to can help undergraduate students to learn in switching pattern performance by their own facilities.

2 THEORY

In this paper, SPWM, HIPWM, DPWM, and SVPWM are presented for selection in the simulation program. The development of switching pattern makes more good performance of output waveform qualities, for example, HIPWM (Harmonic Injection PWM) is PWM technique that is injected 3th harmonics to control signal. The advantage is increasing efficiency of output performance. The another switching patterns properties and the advantage can be seen in [4] for more details. Tables 1 and 2 show the summary of the mathematics model of patterns and definition of output performances that be studied before beginning to writing the program.

Table 1 :Output Inverter Performance Definitions

Value	Definition
THD_i	$\frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h}}{I_1}$
THD_v	$\frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h}}{V_1}$
V_{rms}	$(V_{peak})/\sqrt{2}$
V_{rms}	$\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h}$ (not include dc component)

I_{rms}	$(I_{peak})/\sqrt{2}$
I_{rms}	$\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}$

Table 2 : Switching Patterns Mathematics Equations

Switching patterns	Model
SPWM	$M \sin(\omega t) : 0 \leq \omega t \leq 2\pi$
HIPWM	$\frac{2}{\sqrt{3}} M (\sin(\omega t) + \frac{a}{6} \sin(3\omega t)) : 0 \leq \omega t \leq 2\pi$
DPWM	$M \sin(\omega t) : 0 \leq \omega t \leq 2\pi/3$
	$M \sin(\omega t - \frac{\pi}{3}) : 2\pi/3 \leq \omega t \leq 4\pi/3$
	$0 : 4\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi$
SVPWM	$M\sqrt{3} \sin(\omega t) : 0 \leq \omega t \leq \pi/6$
	$M \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) : \pi/6 \leq \omega t \leq \pi/2$
	$M \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) : \pi/2 \leq \omega t \leq 5\pi/6$
	$M\sqrt{3} \sin(\omega t) : 5\pi/6 \leq \omega t \leq 7\pi/6$
	$M \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) : 7\pi/6 \leq \omega t \leq 3\pi/2$
	$M \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) : 3\pi/2 \leq \omega t \leq 11\pi/6$
	$M\sqrt{3} \sin(\omega t) : 11\pi/6 \leq \omega t \leq 2\pi$

Then M is modulation index

V_h is peak voltage at harmonics order h

I_h is peak current at harmonics order h

THD_v is total harmonics distortion in voltage

THD_i is total harmonics distortion in current

a is magnitude constants of 3th harmonic

Method of current analysis in this paper use this concept: the voltage waveform produced by synchronous pulse width modulation is generated by comparing a reference waveform with a triangular wave. The output voltage waveform includes the deadtime or load current distribution which are the functions of the load power factor. The voltage and current harmonic is obtained by applying the Fast Fourier Transform (FFT) to the waveform generated by using the forward difference or prediction method. For a single phase inverter shown in Figure 1, the relation between $v(t)$ and $i(t)$ is expressed as in following equation :

For a single phase inverter, the voltage can be expressed as in equation (1).

$$v(t) = Ri(t) + L \frac{di}{dt} \tag{1}$$

The forward difference method is shown in equation (2)

$$\frac{di}{dt} = \frac{i(t + \Delta t) - i(t)}{\Delta t} \tag{2}$$

By using Equation (3), the load current can be calculated as Equation (3) show below.

$$\begin{aligned} v(t + \Delta t) &= Ri(t + \Delta t) + \frac{L \{i(t + \Delta t) - i(t)\}}{\Delta t} \\ &= Ri(t + \Delta t) + \frac{Li(t + \Delta t)}{\Delta t} - \frac{Li(t)}{\Delta t} \\ &= i(t + \Delta t) \left[R + \frac{L}{\Delta t} \right] - L \frac{i(t)}{\Delta t} \end{aligned}$$

Thus,

$$i(t + \Delta t) = \frac{v(t + \Delta t) + \frac{Li(t)}{\Delta t}}{R + \frac{L}{\Delta t}} \tag{3}$$

Equation (3) expresses the effect of a R-L load on current commutation using this method. However, only the steady-state operation is of interest for this study. The next section describes the inverter simulation using MATLAB to generate voltage and current waveforms and their harmonic contents. For more detail see in appendix.

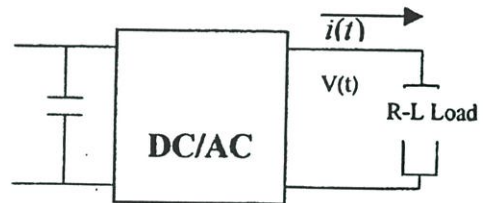


Figure 1 : A single phase Inverter

3 SIMULATION ALGORITHM

For clearly describes to simulation algorithm of this programs, Simulink box diagram in Figure 2 and Tables 3 and 4 are shown. When start to use these program, students necessary enter some required data as shown in Table 3 to Simulink of MATLAB and it will be processed to generate the matrix data file (.mat) that be used in MATLAB program. The MATLAB program (.m file) will process again and generated outputs that shown in Table 4. Tables 3 and 4 show the parameters of entered inputs and outputs respectively. The outputs would be shown in visual and clearly to understand.

4. EXAMPLE OF RESULTS

Various switching patterns simulation control signal are shown in Figure 2 that shows the different patterns at modulation index 0.8. This results come from the process as shown in Fig 2. Another results, Figure 3 shows the outputs waveforms and spectrum in various switching patterns at modulation index 0.8 at the input parameters. Tables 5 and 6 show the output values in various switching patterns agree well with theory value that can be derived by mathematical equations.

Every outputs can be proved and verify with the theory, the results are in with agreement. All results in Tables 5 and 6 are calculated based on harmonics order 200th. That calculation results can vary by students to another range.

In case 1 phase can also modify by select in the Simulink box interface but not show in this paper. From example of results, it has been seen *THD_v* value are large because PWM generate in this paper still not pass filter, That make students too understand in nature of PWM pattern.

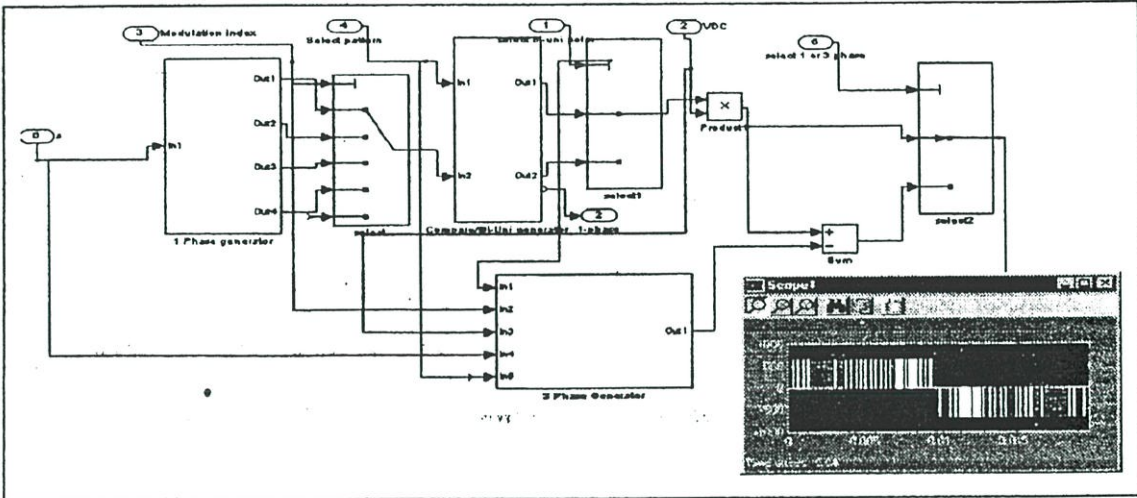


Figure 2 : Simulink Box to interface user

Table 3 : Input Parameters of Simulation Program

Switching Pattern	Switching Methods (Bi/Uni)	1-phase	3-phase	Modulation Index (0-overmod)	Deadtime (0-10 % of Ts)	DC link voltage (V)
SPWM	B/U	S	S	Xi	Xi	Xi
HIPWM	B/U	-	S	Xi	Xi	Xi
DPWM	B/U	S	S	Xi	Xi	Xi
SVPWM	B/U	-	S	Xi	Xi	Xi

Table 4: Output of Simulation Program

Patterns	V_1	V_{rms}	I_1	I_{rms}	THD_i	THD_v	V & I Spectra	V & I waveforms
SPWM	Xo	Xo	Xo	Xo	Xo	Xo	P	P
HIPWM	Xo	Xo	Xo	Xo	Xo	Xo	P	P
DPWM	Xo	Xo	Xo	Xo	Xo	Xo	P	P
SVPWM	Xo	Xo	Xo	Xo	Xo	Xo	P	P

B/U : select between bipolar or unipolar switching methods
 S : select or not select Xi : Input value is changed by students.
 Xo : output results. P : output waveform or frequency spectrum in picture.

Table 5 : Output Performance, results at the same input parameter as Figure 3, $M = 0.8$

Patterns	V_{1rms}	V_{rms}	I_{1rms}	I_{rms}	THD_i	THD_v
SPWM	323.0	438.1	4.61	4.61	0.97	77.09
HIPWM	373.9	471.1	5.34	5.34	0.80	60.43
SVWM	374.2	471.5	5.34	5.34	0.81	60.47
DPWM	374.0	471.0	5.34	5.34	1.07	69.23

Table 6 : Output Performance, results at the same input parameter as Figure 3, $M = 0.5$

Patterns	V_{1rms}	V_{rms}	I_{1rms}	I_{rms}	THD_i	THD_v
SPWM	201.7	346.3	2.88	2.88	1.32	117.9
HIPWM	233.5	372.3	3.33	3.33	1.12	106.6
SVPWM	234.5	373.1	3.35	3.35	1.11	106.3
DPWM	233.9	373.2	3.34	3.39	1.92	112.2

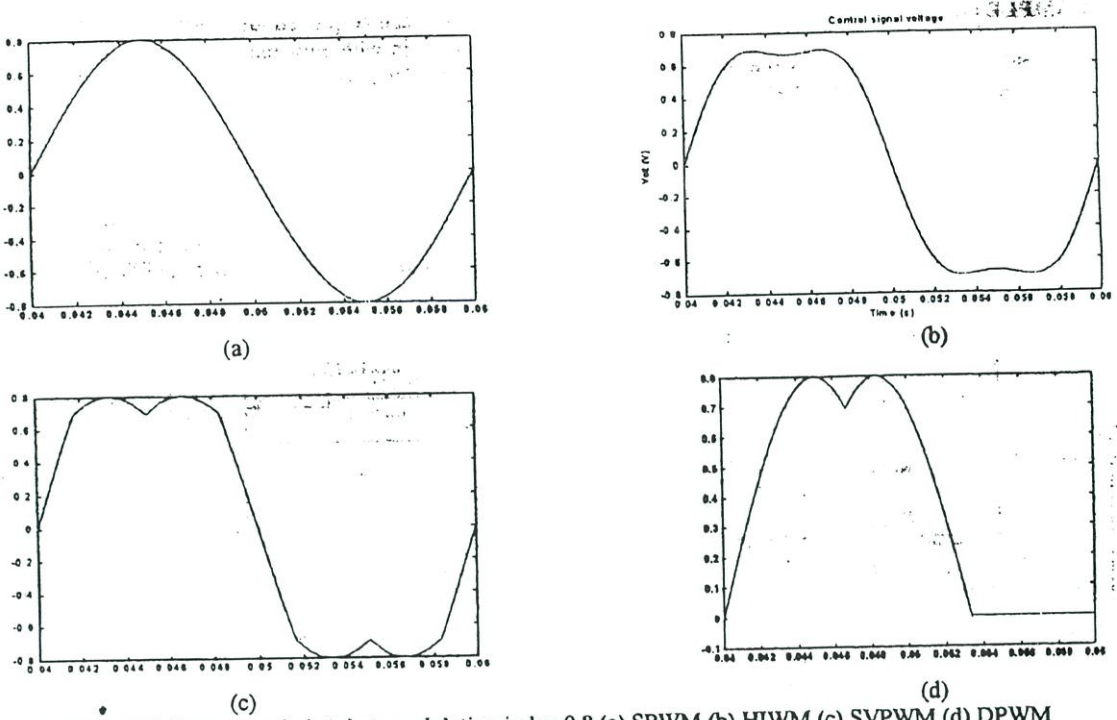


Figure 2 : Various control signal at modulation index 0.8 (a) SPWM (b) HIWM (c) SVPWM (d) DPWM

Input parameter at operating conditions: V_{dc} =658 Volt, Switching Pattern : Unipolar, Phase ; 3 Phase Y connection, Dead time : 0 Carrier frequency = 3 kHz, Power factor=0.5, Load impedance= $70/\sqrt{3}$ ohms, Control signal frequency = 50 Hz, Modulation index = 0.8

Pattern	Voltage waveform	Current waveform
SPWM		
HIPWM		
SVPWM		

Figure 3 : Simulation waveform in various switching pattern

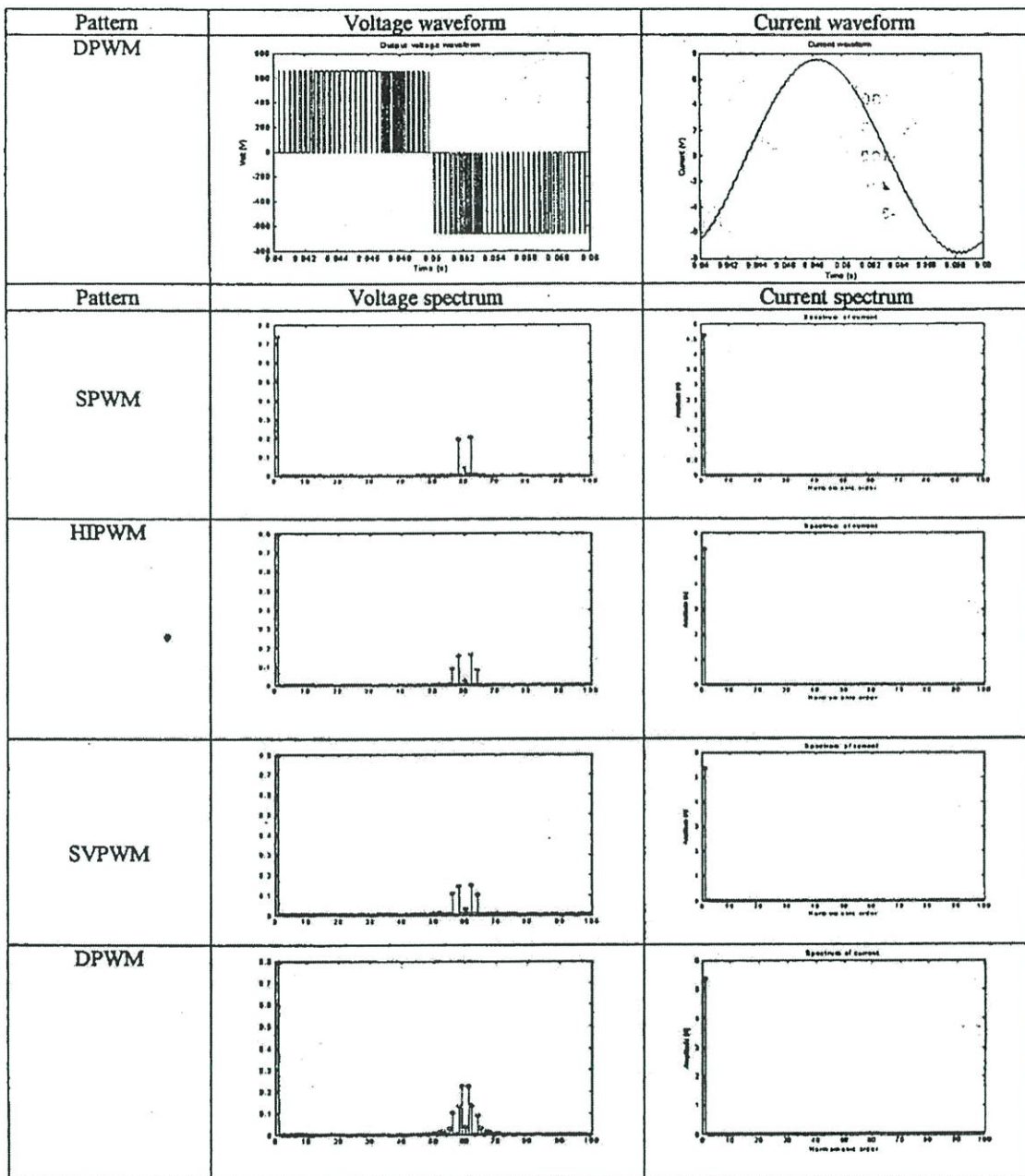


Figure 3 : Simulation waveform in various switching pattern.

In the results, it can be seen that HIPWM, SVPWM, and DPWM voltage output are about 15% more than that SPWM. That is one of their advantages.

Figure 4 is shown the effect of dead time, it can see that harmonic order near the fundamental are generated by this effect. The error voltage generated by dead time effect is shown in equation(4).[5]

$$\text{Error voltage} = V_{ideal} - V_{actual} \quad (4)$$

$$= \begin{cases} \frac{2t_d}{T_s} V_d & \text{if } i > 0 \\ -\frac{2t_d}{T_s} V_d & \text{if } i < 0 \end{cases} \quad (5)$$

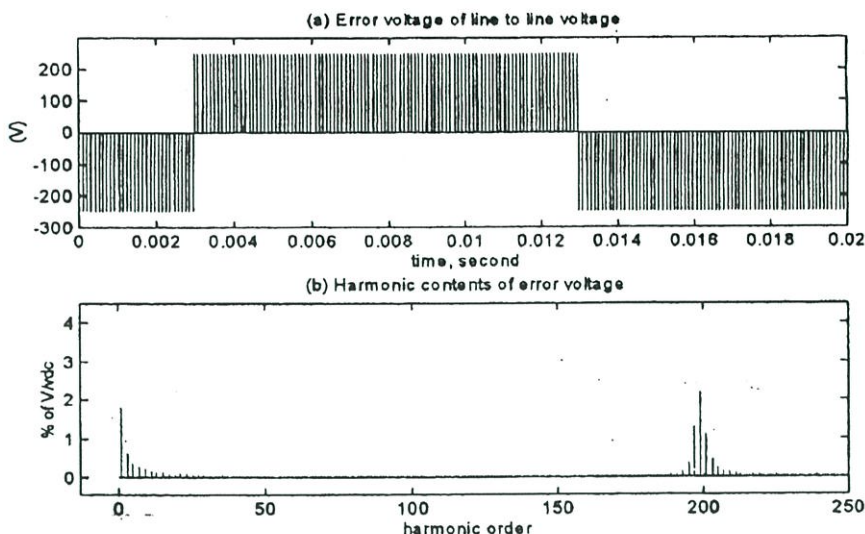


Figure 4 Impact of deadtime in single phase SPWM, deadtime = 1.0% of t_s

The example of the result of dead time impact on SPWM shown in Figure 4 shows the error voltage waveform at deadtime = 1.0% of t_s (switching period). This figure is shown both error voltage and frequency spectrum of waveform that effected by deadtime.

5 CONCLUSIONS

The user friendly simulation program for the understanding and effective leaning in field of power electronics is proposed. Interactive tool is arranged in such as way for better understanding. It would help independent learning. This interactive program is suitable for undergraduate level using at faculty of Engineering, KMITL. For the future work, the device effect will be included in the next simulation version.

APPENDIX

Some parts of MATLAB program used in Figure 2:

```

....%Find Current
pf=0.5;
Z=70;
angle=acos(pf);
R=sqrt(1/(1+(tan(angle)^2)));
L=(sqrt(1-R^2))/(2*pi*50);
step=0.0000048828125;
%step=0.02/m
tf=0.02;
t=0:step:tf;
XL=2*pi*50*L;
Zt=Z*(sqrt(R^2+XL^2));
angle1=atan(XL/R);
I=1*(sin(-angle1))/(Zt*sqrt(2));V=V/Z;

```

```

IINC=V;
TS=0;
for q=1:(tf/step)+1
    IINC(q)=(V(q)+L*I/step)/(R+L/step);
    TS=TS+step;
    T(q)=TS;
    I = IINC(q);
end

```

.....iteration

REFERENCES

- [1] V. A. Agelidis, P. D. Ziogas, and G. Joos. *Dead-Band PWM Switching Patterns*, 23rd Annual Power Electronic Specialists Conf. Toledo, pp. 247-243, 1992.
- [2] F. Blaabjerg, U. Jaeger, S. Munk-Nielsen, and J. K. Pedersen. *Power losses in PWM-VSI inverter Using NPT or PT IGBT Devices*. IEEE Trans. on Power Electronics. Vol. 10, No. 3, pp. 358-367, 1995.
- [3] A. Boglietti, G. Griva, M. Pastorelli, F. Profumo, and T. Adam. *Different PWM Modulation Technique Indexes Performance Evaluation*. ISIE'93 Budapest, pp. 193-199, 1993.
- [4] M. Boost and P. D. Ziogas. *State of the Art PWM Techniques: A Critical Evaluation*. IEEE Trans. on Ind. Applications. No. 2, pp. 271-280, 1988.
- [5] Mohan, Undeland and Robbin. *Power electronics, Converter Applications, and Design*. 2nd editor, John-Wiley, pp 231-232

ประวัติผู้เขียน

นายจรัส แก้วชัย เกิดเมื่อวันที่ 21 กันยายน พ.ศ.2519 ที่จังหวัดพัทลุง สำเร็จการศึกษา
ระดับวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วศ.บ.) สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบัน
เทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2541