

ผลของวงจร snubber ที่มีต่อมอสเฟตกำลังในด้าน EMI

THE EMI EFFECT OF SNUBBER CIRCUIT ON THE POWER MOSFET

ชุตินันท์ อุทัยไสม  
CHUTIPON U-YAISOM

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-871-4

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ผลของวงจร snubber ที่มีต่อมอสเฟตกำลังในด้าน EMI

THE EMI EFFECT OF SNUBBER CIRCUIT ON THE POWER MOSFET



ชุตินันท์ อุ้ยายโสสม

CHUTIPON U-YAISOM

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน 49584  
วัน, เดือน, ปี 24 ก.พ. 2547

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-871-4

**THE EMI EFFECT OF SNUBBER CIRCUIT ON THE POWER MOSFET**

**CHUTIPON U-YAISOM**

**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 974-324-871-4**

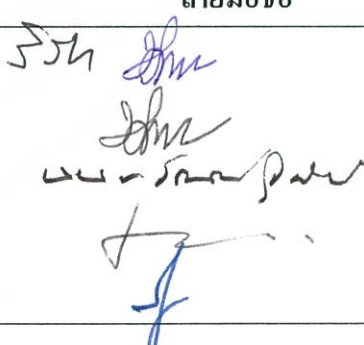
**COPYRIGHT 2003**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ ผลของวงจร snubber ที่มีต่อมอสเฟตกำลังในด้าน EMI  
THE EMI EFFECT OF SNUBBER CIRCUIT ON THE POWER  
MOSFET  
ชื่อนักศึกษา นายชุตินันท์ อู่ยายโสสม  
รหัสประจำตัว 42061183  
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า  
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.ร.อ.ดร.วีระเชษฐ จันเงิน

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วีริยะ	พิเชฐจำเริญ	
ผศ.ดร.วิจิตร	กิณเรศ	
ดร.นนทวัฒน์	จุลเดชะ	
ผศ.ดร.ชนินทร์	บุญลักษณ์านุสรณ์	
รศ.ร.อ.ดร.วีระเชษฐ	จันเงิน	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 30 ตุลาคม 2546 เวลา 14.00-16.00 น.  
สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-404)



วันที่.....๒๐.....เดือน.....พฤษภาคม.....พ.ศ.....๒๕๔๖.....

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ผลของวงจรสับเบอร์ที่มีต่อมอสเฟตกำลังในด้าน EMI
ชื่อนักศึกษา	นายชุตินันท์ อุ้ยยโสม
รหัสประจำตัว	42061183
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2546
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ร.อ.ดร.วีระเชษฐ ชันเงิน

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการศึกษาผลของวงจรสับเบอร์ที่มีต่อมอสเฟตกำลัง โดยทำการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ที่สำคัญในสถานะการทำงานต่างๆคือ อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสเทียบกับเวลาในขณะนำกระแส อัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเทียบกับเวลาในขณะหยุดนำกระแส แรงดันยอดแหลม กำลังสูญเสีย ประสิทธิภาพ และการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ในแบบโทมคร่วม ซึ่งในการจำลองจะทำการเปลี่ยนแปลงค่าของตัวเก็บประจุสับเบอร์ และตัวเหนี่ยวนำ  $\pm 200\%$  ของค่าที่นำเสนอ และการที่ความถี่ในการสวิตซ์ 25 kHz, 50 kHz และ 100 kHz โดยผลการจำลองได้จากการใช้โปรแกรม PSPICE ซึ่งแสดงให้เห็นผลได้คิระหว่างผลการทดลองกับผลการจำลอง

<b>Thesis Title</b>	The EMI Effect of Snubber Circuit on The Power MOSFET
<b>Student</b>	Mr. Chutipon U-Yaisom
<b>Student ID.</b>	42061183
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Electrical Engineering
<b>Year</b>	2003
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Dr. Werachet Khan-ngern

### **ABSTRACT**

This thesis presents a study of snubber circuit affects on the power MOSFET with various parameters. The parameters:  $di/dt$  during turn-on,  $dv/dt$  during turn-off, spike voltage, power loss, efficiency and EMI common mode are focused with the various operating conditions. The snubber capacitors ( $C_S$ ) and snubber inductors ( $L_S$ ) are varied up to  $\pm 200$  % of the proposed value. The switching frequencies are investigation at 25 kHz, 50 kHz and 100 kHz. The experimental results are in good agreement with the simulation results using PSPICE.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี ด้วยคำแนะนำ และคำปรึกษาในด้านต่างๆ ทุกหัวข้อเรื่อง จาก รศ. ร.อ. ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความเมตตาจากท่าน และขอแสดงความขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ Prof. Dr. Shuichi Nitta ที่ได้ให้คำแนะนำ และแนวทางในการทำงานวิจัย อันเป็นประโยชน์และมีค่ายิ่ง ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งในงานวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบคุณพี่ๆ เพื่อนๆ และน้องๆ ทุกท่าน ที่ร่วมกันแบ่งปันประสบการณ์ที่มีค่า และน้ำใจที่มีต่อกันด้วยความรักตลอดการทำงาน และนอกเวลางานตลอดมา

ขอขอบคุณ คุณณิชา สัตถาวรสิน (ศูนย์บริการและพัฒนาวิศวกรรม) และห้องปฏิบัติการ Electromagnetic Compatibility: (EMC), โครงการสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (Research Center for Communications and Information Technology : ReCCIT), Japan International Cooperation Agency (JICA), ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง คณะวิศวกรรมศาสตร์ บัณฑิตวิทยาลัย และสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

สุดท้ายนี้ ขอขอบพระคุณบิดามารดา และครอบครัว ที่ได้เป็นแรงใจ กำลังใจ พร้อมทั้งช่วยเหลือสนับสนุนในการศึกษาครั้งนี้ จนสำเร็จลุล่วงด้วยดีเสมอมา

คุณค่า และประโยชน์ต่างๆ อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอบอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน รวมทั้งจะใช้ความรู้ที่ได้ทำการศึกษาไว้ เพื่อประโยชน์ต่อส่วนรวม และประเทศชาติต่อไป

“แม้ว่าทุกๆครั้งที่พยายาม...จะไม่ประสบความสำเร็จ...แต่ทุกๆ ความสำเร็จ...ก็ไม่มีครั้งใด...ที่ปราศจากความพยายาม”

ชุตินันท์ อู่ยายโสม

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	1
1.3 ขั้นตอนการศึกษา.....	2
1.4 ขอบเขตการศึกษา.....	2
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	3
2.1 ทฤษฎีมอเตอร์สเฟดกำลัง.....	3
2.2 ทฤษฎีวงจรมอเตอร์.....	11
2.2.1 หลักการทำงาน.....	11
2.3 ทฤษฎีวงจรมอเตอร์.....	16
2.3.1 วงจร RCD สนับเบอร์ด.....	17
2.3.2 วงจร RLD สนับเบอร์ด.....	21
บทที่ 3 ทฤษฎีและการวัดการรบกวนกันทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	24
3.1 ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EMC).....	24
3.2 การเกิดสัญญาณรบกวนในตัวนำ.....	24
3.3 องค์ประกอบแผ่ของอุปกรณ์.....	26
3.3.1 ตัวเก็บประจุ.....	26
3.3.2 ตัวเหนี่ยวนำ.....	27
3.4 มาตรฐานและการวัดการรบกวนกันทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	29
3.4.1 การจัดวางอุปกรณ์ (ตามมาตรฐาน มอก. 1956-2542 ข้อ 8.4).....	29

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.4.2 การจักระนาบพื้น.....	31
3.4.3 ชีตจำกัดสัญญาณรบกวนกันทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	31
3.4.4 โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์.....	32
<b>บทที่ 4 การออกแบบ.....</b>	<b>34</b>
4.1 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์.....	34
4.1.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ.....	34
4.1.2 การออกแบบตัวเก็บประจุ.....	36
4.1.3 การเลือกมอสเฟตกำลัง.....	37
4.1.4 การเลือกไดโอดกำลัง.....	37
4.1.5 การออกแบบวงจรควบคุมสัญญาณพัลส์.....	37
4.2 วงจรสับเบอร์.....	38
4.2.1 การออกแบบวงจรสับเบอร์สำหรับ Power MOSFETs ที่ความถี่ 50 kHz.....	38
<b>บทที่ 5 การจำลอง และการทดลอง.....</b>	<b>40</b>
5.1 ขั้นตอนการศึกษา.....	41
5.2 การจำลอง.....	43
5.3 การทดลอง.....	47
<b>บทที่ 6 ผลการจำลอง และการทดลอง.....</b>	<b>50</b>
6.1.การจำลองการทำงานเบื้องต้นของวงจรสับเบอร์แบบต่างๆ.....	51
6.1.1 กรณีไม่ใส่วงจรสับเบอร์.....	51
6.1.2 กรณีใส่วงจร RCD สับเบอร์.....	52
6.1.3 กรณีใส่วงจร RLD สับเบอร์.....	56
6.1.4 กรณีใส่วงจร RCD+RLD สับเบอร์.....	59
6.2 การจำลองโหมดการทำงานของวงจร (โหมดกระแสต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง).....	62
6.3 การจำลองผลของวงจรสับเบอร์ที่มีต่อวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์.....	63
6.3.1 กรณีไม่ใส่วงจรสับเบอร์.....	63
6.3.2 กรณีใส่วงจร RCD สับเบอร์.....	65

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
6.3.3 กรณีใส่วงจร <i>RLD</i> สนับเบอร์.....	67
6.3.4 กรณีใส่วงจร <i>RCD+RLD</i> สนับเบอร์.....	69
6.4 การจำลองผลของวงจรสับเบอร์ที่มีต่อ EMI.....	72
6.4.1 การจำลองพฤติกรรมทางอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ต่างๆ.....	74
6.4.1.1 ตัวเหนี่ยวนำหลัก ( $L_{main}$ ).....	74
6.4.1.2 ตัวเหนี่ยวนำสับเบอร์ ( $L_s$ ).....	75
6.4.1.3 ตัวเก็บประจุสับเบอร์ ( $C_s$ ).....	76
6.4.2 การจำลองการทำงานของวงจรรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (LISN).....	77
6.5 การจำลองผลของวงจรสับเบอร์ที่มีต่อวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ทางด้าน EMI.....	78
6.5.1 กรณีไม่ใส่วงจรสับเบอร์.....	78
6.5.2 กรณีใส่วงจร <i>RCD</i> สนับเบอร์.....	79
6.5.3 กรณีใส่วงจร <i>RLD</i> สนับเบอร์.....	80
6.5.4 กรณีใส่วงจร <i>RCD+RLD</i> สนับเบอร์.....	81
6.6 ผลการทดลอง.....	84
6.6.1 กรณีศึกษาที่ 1 : ไม่ใส่ และใส่วงจรสับเบอร์แบบต่างๆ.....	84
6.6.2 กรณีศึกษาที่ 2 : เพิ่ม-ลด ขนาดตัวสับเบอร์แบบต่างๆ.....	88
6.7 ผลการวัด EMI.....	91
6.7.1 กรณีศึกษาที่ 1 : ไม่ใส่ และใส่วงจรสับเบอร์แบบต่างๆ.....	91
6.7.2 กรณีศึกษาที่ 2 : เพิ่ม-ลด ขนาดตัวสับเบอร์แบบต่างๆ.....	93
6.7.3 กรณีศึกษาที่ 3 : เพิ่ม-ลด ค่าดิวตี้ไซเคิล.....	96
6.7.4 กรณีศึกษาที่ 4 : เพิ่ม-ลด ความถี่สวิตชิง.....	100
6.7.5 กรณีศึกษาที่ 5 : โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง.....	104
บทที่ 7 การวิเคราะห์ผลการทดลอง.....	111
7.1 การวิเคราะห์ผลการทดลอง.....	111
7.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณรบกวน.....	114
7.2.1 การจำลองผลของ $t_r$ ที่มีต่อสัญญาณรบกวน.....	114
7.2.1.1 กรณี $t_r=5$ ns.....	114
7.2.1.2 กรณี $t_r=50$ ns.....	115

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
7.2.1.3 กรณี $t_r = 500$ ns .....	116
7.2 การจำลองผลของคิวคิวไซเคิลที่มีต่อสัญญาณรบกวน .....	117
7.2.2.1 กรณี $D = 50\%$ .....	117
7.2.2.2 กรณี $D = 75\%$ .....	118
7.2.2.3 กรณี $D = 25\%$ .....	119
7.2.3 การจำลองผลของขนาดแรงดันด้านเข้า ที่มีต่อสัญญาณรบกวน .....	120
7.2.3.1 กรณี $V_i = 100$ V .....	120
7.2.3.2 กรณี $V_i = 200$ V .....	121
7.2.3.3 กรณี $V_i = 50$ V .....	122
บทที่ 8 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ .....	124
8.1 สรุปผลการวิจัย .....	124
8.2 แนวทางการแก้ปัญหาทางด้านการรบกวนกันทางแม่เหล็กไฟฟ้า EMI .....	125
8.3 ข้อเสนอแนะเพิ่มเติม .....	125
เอกสารอ้างอิง .....	126
ภาคผนวก ก .....	127
ภาคผนวก ข .....	129
ภาคผนวก ค .....	134
ภาคผนวก ง .....	170
ประวัติผู้เขียน .....	183

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 กรณีศึกษาที่ใช้ในการจำลอง และการทดลอง.....	40
5.2 กรณีศึกษาที่ 1: ไม่นใส่ และใส่วงจรสับเบอร์แบบต่างๆ.....	41
5.3 ค่าอุปกรณ์จริงของวงจรสับเบอร์แบบต่างๆในกรณีศึกษาที่ 1.....	41
5.4 กรณีศึกษาที่ 2: ขนาดตัวอุปกรณ์สับเบอร์แบบต่างๆ.....	41
5.5 ค่าอุปกรณ์จริงของวงจรสับเบอร์แบบต่างๆในกรณีศึกษาที่ 2.....	41
5.6 กรณีศึกษาที่ 3: เพิ่ม-ลด คิวดีไซ์เกิด.....	42
5.7 ค่าอุปกรณ์จริงของวงจรสับเบอร์แบบต่างๆในกรณีศึกษาที่ 3.....	42
5.8 กรณีศึกษาที่ 4: เพิ่ม-ลด ความถี่สวิตซ์.....	42
5.9 ค่าอุปกรณ์จริงของวงจรสับเบอร์แบบต่างๆในกรณีศึกษาที่ 4.....	42
5.10 กรณีศึกษาที่ 5: เปลี่ยน โหมคการทำงานเป็น โหมคกระแสไม่ต่อเนื่อง.....	43
5.11 ค่าอุปกรณ์จริงของวงจรสับเบอร์แบบต่างๆในกรณีศึกษาที่ 5.....	43
5.12 ตารางแสดงการปรับปรุงวงจรในการจำลอง.....	45
6.1 กรณีศึกษาที่ใช้ในการทดลอง.....	50
6.2 สรุปผลของวงจรสับเบอร์แบบต่างๆที่มีต่อการทำงานของมอสเฟตกำลัง.....	61
6.3 สรุปผลของวงจรสับเบอร์แบบต่างๆที่มีต่อการสูญเสียต่างๆ.....	61
6.4 สรุปผลของวงจรสับเบอร์แบบต่างๆที่มีต่อการทำงานของมอสเฟตกำลัง.....	71
6.5 สรุปผลของวงจรสับเบอร์แบบต่างๆที่มีต่อการสูญเสียต่างๆ.....	71
6.6 ค่าอุปกรณ์ที่ความถี่ต่างๆ และค่าความถี่เรโซแนนซ์ (SRF).....	72
6.7 แสดงค่าสภาวะการทำงานต่างๆของวงจร.....	78
6.8 แสดงค่าตัวสับเบอร์แบบต่างๆ.....	79
6.9 แสดงค่าตัวสับเบอร์แบบต่างๆ.....	80
6.10 แสดงค่าตัวสับเบอร์แบบต่างๆ.....	81
6.11 สรุปผลของวงจรสับเบอร์แบบต่างๆที่มีต่อการทำงานของมอสเฟตกำลัง.....	87
6.12 สรุปผลของวงจรสับเบอร์แบบต่างๆที่มีต่อการสูญเสียต่างๆ.....	87
6.13 สรุปผลของวงจรสับเบอร์แบบต่างๆที่มีต่อประสิทธิภาพการทำงานของวงจร.....	87
6.14 สรุปผลของวงจรสับเบอร์แบบต่างๆที่มีต่อโวลต์เตจเลกกาจูล์.....	87
6.15 สรุปผลของวงจรสับเบอร์แบบต่างๆที่มีต่อการทำงานของวงจร.....	90
6.16 สรุปผลของวงจรสับเบอร์แบบต่างๆที่มีต่อการสูญเสียต่างๆ.....	90
6.17 สรุปผลของวงจรสับเบอร์ที่มีต่อประสิทธิภาพการทำงานของวงจร.....	90

## สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
6.18 สรุปผลของวงจรสลับเบอร์ที่มีต่อ โวลต์เตจเลคกวลชั้น	90
6.19 แสดงค่าสภาวะการทำงานต่างๆของวงจร	91
6.20 แสดงค่าตัวสลับเบอร์แบบต่างๆ กรณีศึกษาที่ 1: ไม่นำ และนำวงจรสลับเบอร์แบบต่างๆ	91
6.21 สรุปผลด้าน EMI กรณีศึกษาที่ 1: ไม่นำ และนำวงจรสลับเบอร์	93
6.22 แสดงค่าสภาวะการทำงานต่างๆของวงจร	93
6.23 แสดงค่าตัวสลับเบอร์แบบต่างๆ	93
6.24 สรุปผลด้าน EMI กรณีศึกษาที่ 2: เพิ่ม-ลดขนาดสลับเบอร์ $\pm 200\%$	95
6.25 แสดงค่าสภาวะการทำงานต่างๆของวงจร	96
6.26 แสดงค่าตัวสลับเบอร์แบบต่างๆ	96
6.27 สรุปผลด้าน EMI กรณีศึกษาที่ 3: เพิ่ม-ลด คิวดีไซ์เกิด	100
6.28 แสดงค่าสภาวะการทำงานต่างๆของวงจร	100
6.29 แสดงค่าตัวสลับเบอร์แบบต่างๆ	100
6.30 สรุปผลด้าน EMI กรณีศึกษาที่ 4 : เพิ่ม-ลด ความถี่สวิตซ์	104
6.31 แสดงค่าสภาวะการทำงานต่างๆของวงจร	104
6.32 แสดงค่าตัวสลับเบอร์แบบต่างๆ	104
6.33 สรุปผลด้าน EMI กรณีศึกษาที่ 5: โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง	106
6.34 สรุปผลด้านต่างๆ (กรณีศึกษาที่ 1: ไม่นำ-นำ วงจรสลับเบอร์แบบต่างๆ)	107
6.35 สรุปผลด้านต่างๆ (กรณีศึกษาที่ 2: เพิ่ม-ลด ขนาดของตัวสลับเบอร์แบบต่างๆ)	108
6.36 สรุปผลด้าน EMI ทั้ง 5 กรณีศึกษา	109
6.37 สรุปเปรียบเทียบผลการจำลอง และผลการทดลองด้าน EMI	
กรณีศึกษาที่ 1: ไม่นำ-นำ วงจรสลับเบอร์แบบต่างๆ	110
7.1 ผลของแอมจูด (A) ที่มีต่อค่า $C_n$	113
7.2 ผลของช่วงเวลาขาขึ้น ( $t_r$ ) ที่มีต่อค่า $C_n$	113
7.3 ผลของความกว้างของพัลส์ $t_o$ ที่มีต่อค่า $C_n$	113
7.4 สรุปผลของค่า $t_r$ ที่มีต่อสัญญาณรบกวน	123
8.1 การเปรียบเทียบผลของวงจรสลับเบอร์แบบต่างๆ ในด้านต่างๆ	124

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 สัญลักษณ์ของเพาเวอร์มอสเฟตชนิด N-MOS และ P-MOS	3
2.2 การไบอัสให้มอสเฟตชนิด N-MOS และ P-MOS ทำงาน	3
2.3 ค่าตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต	4
2.4 ความสัมพันธ์ระหว่าง $V_{GS}$ และประจุ $Q_g$	5
2.5 พิกัดความปลอดภัยของมอสเฟต	6
2.6 แสดงการเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนขณะนำกระแสและหยุดนำกระแส	7
2.7 แสดงวงจรสมมูลของการถ่ายเทความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต ในรูปแบบของความต้านทาน	10
2.8 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	11
2.9 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ เมื่อสวิตช์ อยู่ในสถานะ “ON”	11
2.10 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ เมื่อสวิตช์ อยู่ในสถานะ “OFF”	12
2.11 ลักษณะกระแสเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้น เมื่อเพิ่มช่วงเวลานำกระแส ( $t_{on}$ ) ของสวิตช์	12
รูปที่ 2.12 ลักษณะกระแส และแรงดันของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน	13
2.13 ค่ากระแส $I_{LB}$ กับค่า ดิวตี้ไซเคิลเมื่อแรงดันอินพุตคงที่	13
2.14 ลักษณะของกระแสในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องในวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	14
2.15 คุณสมบัติของค่า $V_d$ คงที่ step-down converter	15
2.16 วงจรสับเบอรัขณะที่ $i_{CS}$ เป็นศูนย์ที่เวลา $t = 0$	17
2.17 เส้นทางของการสวิตชิง ในช่วงเวลาของสัญญาณขณะหยุดนำกระแสเมื่อ $C_r$ มีการเปลี่ยนแปลง	18
2.18 ผลกระทบของตัวเก็บประจุสับเบอรั	19
2.19 การกระจายพลังงานขณะสัญญาณหยุดนำกระแสของมอสเฟตและความต้านทานของ สับเบอรัที่เป็นฟังก์ชันของ $C_r$	20
2.20 วงจรสับเบอรั แบบ Turn-on	23
3.1 การเชื่อมโยงทางตัวเก็บประจุแฝง	25
3.2 การเชื่อมโยงผ่านทางตัวเหนี่ยวนำแฝง	25
3.3 การเกิดสัญญาณรบกวน	26
3.4 กราฟเส้น โคว์อิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ	27
3.5 กราฟเส้น โคว์อิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ	28

## สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.6 โครจแบบทดสอบ: บริภัณฑ์วางบนโต๊ะ (การวัดสัญญาณรบกวนที่นำตามสาย).....	30
3.7 ชีดจำกัดสำหรับการแพร่กระจายผ่านทางตัวนำตามมาตรฐาน CISPR.....	31
3.8 วงจรของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ AMN/LISN.....	32
3.9 กราฟอิมพีแดนซ์กับความถี่ของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ AMN/LISN.....	33
5.1 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการจำลอง.....	44
5.2 วงจรที่ใช้ในการจำลองในโปรแกรม PSPICE (วงจรที่ปรับปรุงแล้ว).....	46
5.3 วงจรภายในของ LISN (EMCO 3810-2HP / Agilent 11967D).....	47
5.4 บล็อกโคอะแกรมการวัด EMI (Conducted Emission.....	48
5.5 วงจรที่ใช้ในการวัด EMI.....	48
5.6 วงจรต้นแบบที่ใช้ในการทดลอง.....	48
6.1 วงจรการจำลองการทำงานเบื้องต้นของวงจรสับเบอร์ กรณีไม่ใส่วงจรสับเบอร์.....	51
6.2 แรงดันตกคร่อมเดรน-ซอร์ส ( $V_{ds}$ ) กรณีไม่ใส่วงจรสับเบอร์ และภาพขยาย.....	51
6.3 กระแสเดรน-ซอร์ส ( $I_{ds}$ ) กรณีไม่ใส่วงจรสับเบอร์ และภาพขยาย.....	51
6.4 กำลังสูญเสีย ( $V_{ds} \times I_{ds}$ ) กรณีไม่ใส่วงจรสับเบอร์.....	52
6.5 วงจรการจำลองการทำงานเบื้องต้นของวงจรสับเบอร์ กรณีใส่วงจรร CD สับเบอร์.....	53
6.6 แรงดันตกคร่อมเดรน-ซอร์ส ( $V_{ds}$ ) กรณีใส่วงจรร CD สับเบอร์ และภาพขยาย.....	53
6.7 กระแสเดรน-ซอร์ส ( $I_{ds}$ ) กรณีใส่วงจรร CD สับเบอร์ และภาพขยาย.....	53
6.8 กำลังสูญเสีย ( $V_{ds} \times I_{ds}$ ) กรณีใส่วงจรร CD สับเบอร์.....	54
6.9 การทำงานของอุปกรณ์สับเบอร์ ในวงจรร CD สับเบอร์.....	55
6.10 วงจรการจำลองการทำงานเบื้องต้นของวงจรสับเบอร์ กรณีใส่วงจรร LD สับเบอร์.....	56
6.11 แรงดันตกคร่อมเดรน-ซอร์ส ( $V_{ds}$ ) กรณีใส่วงจรร LD สับเบอร์ และภาพขยาย.....	56
6.12 กระแสเดรน-ซอร์ส ( $I_{ds}$ ) กรณีใส่วงจรร LD สับเบอร์ และภาพขยาย.....	56
6.13 กำลังสูญเสีย ( $V_{ds} \times I_{ds}$ ) กรณีใส่วงจรร LD สับเบอร์.....	57
6.14 การทำงานของอุปกรณ์สับเบอร์ ในวงจรร LD สับเบอร์.....	58
6.15 วงจรการจำลองการทำงานเบื้องต้นของวงจรสับเบอร์ กรณีใส่วงจรร CD + RLD สับเบอร์.....	59
6.16 แรงดันตกคร่อมเดรน-ซอร์ส ( $V_{ds}$ ) กรณีใส่วงจรร CD + RLD สับเบอร์ และภาพขยาย.....	59
6.17 กระแสเดรน-ซอร์ส ( $I_{ds}$ ) กรณีใส่วงจรร CD + RLD สับเบอร์ และภาพขยาย.....	59

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.18 กำลังสูญเสีย ( $V_{ds} \times I_{ds}$ ) กรณีใส่วงจร $RCD + RLD$ สนับเบอร์	60
6.19 วงจรที่ใช้ในการจำลองรูปคลื่นสัญญาณกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำหลัก $I_L$	62
6.20 ผลการจำลองรูปคลื่นสัญญาณ $I_L$	62
6.21 วงจรการจำลองการทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ (ไม่ใช่สับเบอร์)	63
6.22 แรงดันตกคร่อมไดโอด-ซอร์ส ( $V_{ds}$ ) กรณีไม่ใช่สับเบอร์ และภาพขยาย	63
6.23 กระแสไดโอด-ซอร์ส ( $I_{ds}$ ) กรณีไม่ใช่สับเบอร์ และภาพขยาย	63
6.24 กำลังสูญเสีย ( $V_{ds} \times I_{ds}$ ) กรณีไม่ใช่สับเบอร์	64
6.25 วงจรการจำลองการทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ (ใส่สับเบอร์ $RCD$ )	65
6.26 แรงดันตกคร่อมไดโอด-ซอร์ส ( $V_{ds}$ ) กรณีใส่สับเบอร์ $RCD$ และภาพขยาย	65
6.27 กระแสไดโอด-ซอร์ส ( $I_{ds}$ ) กรณีใส่สับเบอร์ $RCD$ และภาพขยาย	65
6.28 กำลังสูญเสีย ( $V_{ds} \times I_{ds}$ ) กรณีใส่สับเบอร์ $RCD$	66
6.29 วงจรการจำลองการทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ (ใส่สับเบอร์ $RLD$ )	67
6.30 แรงดันตกคร่อมไดโอด-ซอร์ส ( $V_{ds}$ ) กรณีใส่สับเบอร์ $RLD$ และภาพขยาย	67
6.31 กระแสไดโอด-ซอร์ส ( $I_{ds}$ )( $V_{ds}$ ) กรณีใส่สับเบอร์ $RLD$ และภาพขยาย	67
6.32 กำลังสูญเสีย ( $V_{ds} \times I_{ds}$ ) กรณีใส่สับเบอร์ $RLD$	68
6.33 วงจรการจำลองการทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ กรณีใส่สับเบอร์ $RCD + RLD$	69
6.34 แรงดันตกคร่อมไดโอด-ซอร์ส ( $V_{ds}$ ) กรณีใส่สับเบอร์ $RCD + RLD$ และภาพขยาย	69
6.35 กระแสไดโอด-ซอร์ส ( $I_{ds}$ ) กรณีใส่สับเบอร์ $RCD + RLD$ และภาพขยาย	69
6.36 กำลังสูญเสีย ( $V_{ds} \times I_{ds}$ ) กรณีใส่สับเบอร์ $RCD + RLD$	70
6.37 ฝั่งงานการจำลองพฤติกรรมทางอิมพีแดนซ์ของตัวอุปกรณ	72
6.38 ตัวอย่างการวัดค่าอิมพีแดนซ์ และค่า SRF ของตัวอุปกรณ	73
6.39 วงจรการจำลองพฤติกรรมทางอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำหลัก	74
6.40 ผลการจำลองพฤติกรรมทางอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำหลัก (SRF=0.89 MHz)	74
6.41 วงจรการจำลองพฤติกรรมทางอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำสับเบอร์	75
6.42 ผลการจำลองพฤติกรรมทางอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำสับเบอร์(SRF=9.53 MHz)	75

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.43 วงจรการจำลองพฤติกรรมทางอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุสลับเบอร์	76
6.44 ผลการจำลองพฤติกรรมทางอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุสลับเบอร์	76
6.45 วงจรที่ใช้ในการทำงานวงจรรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (LISN)	77
6.46 ผลการจำลองการทำงานวงจรรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (LISN)	77
6.47 วงจรที่ใช้ในการจำลองการสัญญาณรบกวน EMI กรณีไม่ใส่วงจรสลับเบอร์	78
6.48 ผลการจำลองการสัญญาณรบกวน EMI กรณีไม่ใส่วงจรสลับเบอร์	79
6.49 วงจรที่ใช้ในการจำลองการสัญญาณรบกวน EMI กรณีใส่วงจร RCD สลับเบอร์	79
6.50 ผลการจำลองการสัญญาณรบกวน EMI กรณีใส่วงจร RCD สลับเบอร์	80
6.51 วงจรที่ใช้ในการจำลองการสัญญาณรบกวน EMI กรณีใส่วงจร RLD สลับเบอร์	80
6.52 ผลการจำลองการสัญญาณรบกวน EMI กรณีใส่วงจร RLD สลับเบอร์	81
6.53 วงจรที่ใช้ในการจำลองการสัญญาณรบกวน EMI กรณีใส่วงจร RCD + RLD สลับเบอร์	81
6.54 ผลการจำลองการสัญญาณรบกวน EMI กรณีใส่วงจร RCD + RLD สลับเบอร์	82
6.55 สรุปเปรียบเทียบผลการจำลองการสัญญาณรบกวน EMI	83
6.56 แรงดันตกคร่อมไดโอด-ซอร์ส ( $V_{ds}$ )	84
6.57 กระแสไดโอด-ซอร์ส ( $I_{ds}$ )	85
6.58 กำลังไฟฟ้าสูญเสีย ( $P_{loss}$ ) ที่มอสเฟตกำลัง	86
6.59 แรงดันตกคร่อมไดโอด-ซอร์ส ( $V_{ds}$ )	88
6.60 กระแสไดโอด-ซอร์ส ( $I_{ds}$ )	89
6.61 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีไม่ใส่วงจรสลับเบอร์	91
6.62 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีใส่วงจรสลับเบอร์แบบ RCD	91
6.63 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีใส่วงจรสลับเบอร์แบบ RLD	92
6.64 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีใส่วงจรสลับเบอร์แบบ RCD + RLD	92
6.65 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีไม่ใส่ และใส่วงจรสลับเบอร์แบบต่างๆ	92
6.66 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีใส่วงจรสลับเบอร์แบบ RCD, $C_S+200\%$	93
6.67 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีใส่วงจรสลับเบอร์แบบ RCD, $C_S-200\%$	94
6.68 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีใส่วงจรสลับเบอร์แบบ RCD, $C_S \pm 200\%$	94
6.69 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีใส่วงจรสลับเบอร์แบบ RLD, $L_S+200\%$	94

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.70 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีใส่วงจรสับเบอร์แบบ <i>RLD</i> , $L_S$ -200 %	95
6.71 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีใส่วงจรสับเบอร์แบบ <i>RLD</i> , $L_S \pm 200\%$	95
6.72 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีไม่ใส่วงจรสับเบอร์ คิวตี้ไซเคิล 75%	96
6.73 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีไม่ใส่วงจรสับเบอร์ คิวตี้ไซเคิล 25%	96
6.74 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีไม่ใส่วงจรสับเบอร์ คิวตี้ไซเคิล 75% และ 25%	97
6.75 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีใส่วงจรสับเบอร์แบบ <i>RCD</i> คิวตี้ไซเคิล 75%	97
6.76 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีใส่วงจรสับเบอร์แบบ <i>RLD</i> คิวตี้ไซเคิล 75%	97
6.77 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีใส่วงจรสับเบอร์แบบ <i>RCD + RLD</i> คิวตี้ไซเคิล 75%	98
6.78 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีไม่ใส่ และใส่วงจรสับเบอร์แบบต่างๆ คิวตี้ไซเคิล 75%	98
6.79 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีใส่วงจรสับเบอร์แบบ <i>RCD</i> คิวตี้ไซเคิล 25%	98
6.80 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีใส่วงจรสับเบอร์แบบ <i>RLD</i> คิวตี้ไซเคิล 25%	99
6.81 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีใส่วงจรสับเบอร์แบบ <i>RCD + RLD</i> คิวตี้ไซเคิล 25%	99
6.82 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีไม่ใส่ และใส่วงจรสับเบอร์แบบต่างๆ คิวตี้ไซเคิล 25%	99
6.83 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีไม่ใส่วงจรสับเบอร์ ความถี่ 100 kHz	100
6.84 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีไม่ใส่วงจรสับเบอร์ ความถี่ 25 kHz	101
6.85 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีไม่ใส่วงจรสับเบอร์ ความถี่ 100 kHz และ 25 kHz	101
6.86 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีใส่วงจรสับเบอร์แบบ <i>RCD</i> ความถี่ 100 kHz	101
6.87 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีใส่วงจรสับเบอร์แบบ <i>RLD</i> ความถี่ 100 kHz	102
6.88 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีใส่วงจรสับเบอร์แบบ <i>RCD + RLD</i> ความถี่ 100 kHz	102
6.89 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีไม่ใส่ และวงจรสับเบอร์แบบต่างๆ ความถี่ 100 kHz	102
6.90 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีใส่วงจรสับเบอร์แบบ <i>RCD</i> ความถี่ 25 kHz	103
6.91 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีใส่วงจรสับเบอร์แบบ <i>RLD</i> ความถี่ 25 kHz	103
6.92 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีใส่วงจรสับเบอร์แบบ <i>RCD + RLD</i> ความถี่ 25 kHz	103
6.93 ผลของสัญญาณรบกวน กรณีไม่ใส่ และวงจรสับเบอร์แบบต่างๆ ความถี่ 25 kHz	104
6.94 ผลของสัญญาณรบกวน โหมดกระแสต่อเนื่อง และไม่ต่อเนื่องโดยไม่ใส่วงจรสับเบอร์	105
6.95 ผลของสัญญาณรบกวน โหมดกระแสต่อเนื่อง และไม่ต่อเนื่อง โดยใส่วงจรสับเบอร์แบบ <i>RCD</i>	105
6.96 ผลของสัญญาณรบกวน โหมดกระแสต่อเนื่อง และไม่ต่อเนื่อง โดยใส่วงจรสับเบอร์แบบ <i>RLD</i>	105

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.97 ผลของสัญญาณรบกวน โหมคกระแสต่อเนื่อง และไม่ต่อเนื่อง โดยใส่วงจรสับเบอ์แบบ $RCD + RLD$ .....	106
6.98 ผลของสัญญาณรบกวน โหมคกระแสต่อเนื่อง และไม่ต่อเนื่อง โดยไม่ใส่ และใส่วงจรสับเบอ์แบบต่างๆ.....	106
7.1 รูปคลื่นของฟังก์ชันคาบเวลา.....	112
7.2 วงจรการจำลองผลของ $t_r$ ที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี $t_r = 5$ ns).....	114
7.3 ผลการจำลองผลของ $t_r$ ที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี $t_r = 5$ ns).....	114
7.4 วงจรการจำลองผลของ $t_r$ ที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี $t_r = 50$ ns).....	115
7.5 ผลการจำลองผลของ $t_r$ ที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี $t_r = 50$ ns).....	115
7.6 วงจรการจำลองผลของ $t_r$ ที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี $t_r = 500$ ns).....	116
7.7 ผลการจำลองผลของ $t_r$ ที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี $t_r = 500$ ns).....	116
7.8 วงจรการจำลองผลของควิตซ์ไชเคิล ที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี $D = 50\%$ ).....	117
7.9 ผลการจำลองผลของควิตซ์ไชเคิล ที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี $D = 50\%$ ).....	117
7.10 วงจรการจำลองผลของควิตซ์ไชเคิล ที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี $D = 75\%$ ).....	118
7.11 ผลการจำลองผลของควิตซ์ไชเคิล ที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี $D = 75\%$ ).....	118
7.12 วงจรการจำลองผลของควิตซ์ไชเคิล ที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี $D = 25\%$ ).....	119
7.13 ผลการจำลองผลของควิตซ์ไชเคิล ที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี $D = 25\%$ ).....	119
7.14 วงจรการจำลองผลของควิตซ์ไชเคิล ที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี $V_i = 100$ V).....	120
7.15 ผลการจำลองผลของควิตซ์ไชเคิล ที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี $V_i = 100$ V).....	120
7.16 วงจรการจำลองผลของควิตซ์ไชเคิล ที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี $V_i = 200$ V).....	121
7.17 ผลการจำลองผลของควิตซ์ไชเคิล ที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี $V_i = 200$ V).....	121
7.18 วงจรการจำลองผลของควิตซ์ไชเคิล ที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี $V_i = 50$ V).....	122
7.19 ผลการจำลองผลของ $t_r$ และ $t_f$ ที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี $V_i = 50$ V).....	122

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เนื่องจากในปัจจุบันมีการใช้งานวงจรสวิตชิง เพื่อที่จะนำไปสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตชิง (switching power supply) ซึ่งเป็นที่นิยมเป็นอย่างมาก เนื่องจากมีข้อดีกว่าแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบเชิงเส้น (linear power supply) แต่อย่างไรก็ตามการใช้งานวงจรสวิตชิงได้ก่อให้เกิดปัญหาในเรื่องการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic interference) หรือ EMI ซึ่งมีการรบกวนกันผ่านทางตัวนำ (conducted EMI emission) และทางอากาศ (radiated EMI emission) ซึ่งการเกิดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้านั้นจะทำให้มีผลกระทบต่อการทำงานที่ตัวอุปกรณ์เอง และตัวอุปกรณ์ที่อยู่ใกล้เคียง โดยจะทำให้เกิดการรบกวนที่ผิดพลาด หรือเกิดการเสียหายของตัวอุปกรณ์ได้ และยังเป็นอันตรายต่อสุขภาพของมนุษย์อีกด้วย ซึ่งในไม่ช้านี้จะมีการออกกฎหมายบังคับควบคุมมาตรฐานและข้อกำหนดระดับการแพร่ของ EMI ดังนั้นผู้ออกแบบจำเป็นต้องพิจารณาปัญหาเรื่องดังกล่าวด้วย

### 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

ในการออกแบบวงจรสวิตชิงเพื่อนำไปสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตชิง (switching power supply) หรือใช้งานอื่นๆที่ผู้ออกแบบจะต้องนำมาพิจารณาคือ ช่วงเวลาในการสวิตชิงทั้งในช่วงนำกระแส (turn-on) และช่วงหยุดนำกระแส (turn-off) เพราะในช่วงเวลานี้มีพารามิเตอร์ที่จะสร้างความเสียหาย หรือการทำงานที่ผิดพลาดให้แก่ตัวอุปกรณ์สวิตชิง (switching device) และที่สำคัญคือทำให้ประสิทธิภาพของวงจรลดลง ซึ่งพารามิเตอร์ต่างๆที่สำคัญเหล่านั้นคือ การเปลี่ยนแปลงของกระแสเทียบกับเวลา หรือ  $\frac{di}{dt}$ , การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเทียบกับเวลา หรือ  $\frac{dv}{dt}$ , แรงดันยอดแหลม (spike voltage), ประสิทธิภาพ (efficiency) และค่าสูญเสียที่เกิดขึ้นในขณะสวิตชิง (switching loss) และการรบกวนกันทางแม่เหล็กไฟฟ้า หรือ EMI ซึ่งมีการรบกวนกันผ่านทางตัวนำ (conducted emission) ดังนั้นเพื่อให้ อุปกรณ์สวิตชิง ทำงานได้อย่างปลอดภัย และไม่ผิดพลาดรวมทั้งทำให้ ประสิทธิภาพของวงจรดีขึ้น จึงได้ทำการศึกษาทดลองวิจัย โดยนำวงจรสับเบอร์ มาใช้ในการจำกัดค่าพารามิเตอร์ดังกล่าว ซึ่งวงจรสับเบอร์ที่นำเสนอขึ้นจะเป็นแบบพาสซีฟ (passive component) โดยแบ่งเป็นวงจรสับเบอร์ 2 แบบคือ *RLD* สับเบอร์ และ *RCD* สับเบอร์ ซึ่งทำงานในช่วงนำกระแส และช่วงหยุดนำกระแสตามลำดับ

ในส่วนของวงจรที่ใช้ในการทดลองนั้นจะประกอบไปด้วย วงจรลดทอนระดับแรงดันแบบ บัคคอนเวอร์เตอร์ (step down converter: Buck converter) 1 เฟส พิกัดกำลัง 100 วัตต์ ลดทอนแรงดันจาก 100 โวลต์ เหลือ 50 โวลต์, กระแสโหลด 2 แอมป์, ความถี่สวิตชิง 50 kHz, ดิวตี้ไซเคิล 50%

และวงจรสับเบอร์ 2 แบบคือ แบบ *RCD* สับเบอร์ และแบบ *RLD* สับเบอร์ โดยทำการออกแบบให้เหมาะสมกับการทำงาน ซึ่งในการทดลองจะทำการเปรียบเทียบผลของวงจรก่อน และหลังใส่วงจรสับเบอร์แบบต่างๆ โดยผลการทดลองของวงจรจะนำมาเปรียบเทียบกับทฤษฎี และการจำลอง ซึ่งได้จากโปรแกรม PSPICE

### 1.3 ขั้นตอนการศึกษา

1. ศึกษาทฤษฎีวงจรลดทอนระดับแรงดันแบบบัคคอนเวอร์เตอร์
2. ศึกษาทฤษฎีวงจรสับเบอร์แบบต่างๆ
3. ศึกษาการใช้งานโปรแกรม PSPICE
4. ศึกษาทฤษฎีและมาตรฐานต่างๆที่เกี่ยวข้องกับ EMI
5. ออกแบบวงจรต้นแบบ (วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ และวงจรสับเบอร์)
6. จำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE
7. สร้าง และทดลองการทำงานของวงจรต้นแบบ
8. ทำการวัดผลของ การรบกวนกันทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI)
9. เปรียบเทียบผลการทดลองกับ ทฤษฎี และผลการจำลอง
10. สรุป และวิเคราะห์การทดลอง

### 1.4 ขอบเขตการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เน้นผลของวงจรสับเบอร์ที่มีต่อมอสเฟตกำลังในเรื่องการรบกวนกันทางแม่เหล็กไฟฟ้า หรือ EMI ซึ่งเป็นการเน้นการรบกวนผ่านทางตัวนำ (conducted emission) เป็นสำคัญ โดยใช่วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรทดลอง ซึ่งจะทดลองในแบบ 2 โหมดการทำงานคือ แบบ โหมดกระแสต่อเนื่อง (continuous mode) และ โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง (discontinuous mode) โดยการปรับค่าสวิตชิ่งเป็น 25 kHz, 50 kHz และ 100 kHz ตามลำดับ และทำการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดลองกับทฤษฎีและการจำลอง

### 1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

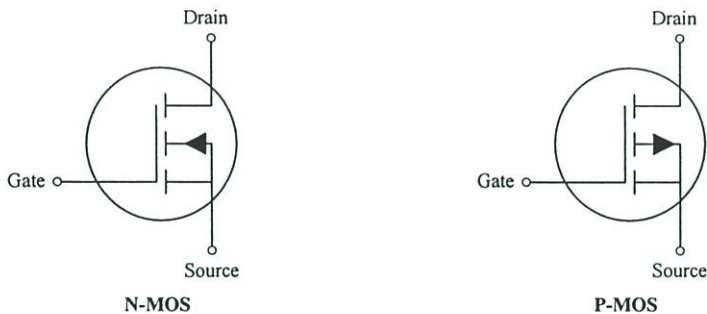
ผู้ออกแบบวงจรสวิตชิ่งเพื่อจะนำไปสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตชิ่ง หรือใช้งานอื่นๆ สามารถออกแบบ และเลือกใช่วงจรสับเบอร์แบบต่างๆได้อย่างเหมาะสม และถูกต้อง โดยจะสามารถช่วยลดผลของ EMI ที่เกิดขึ้นได้ ซึ่งจะสอดคล้องกับมาตรฐานด้าน EMI ในอนาคต

## บทที่ 2

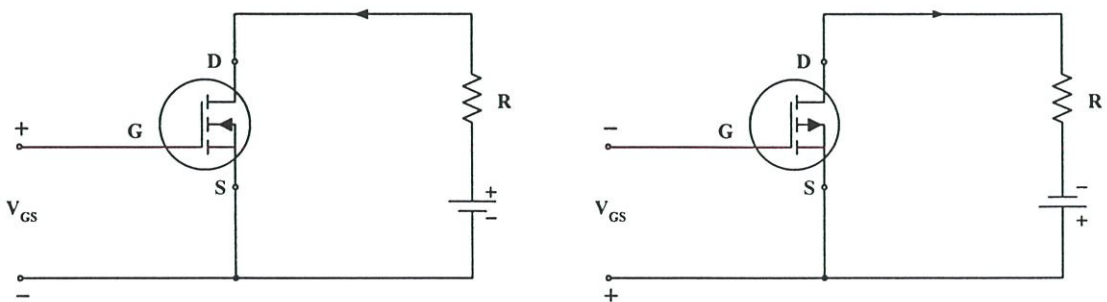
### ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 ทฤษฎีมอสเฟตกำลัง (Power MOSFETs)

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ประเภทเซมิคอนดักเตอร์ที่นิยมใช้กันมากในปัจจุบัน เนื่องจากใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะการทำงานที่ค่อนข้างสั้น จึงสามารถใช้งานได้ดีที่ความถี่สูง โดยสามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 kHz ถึง 400 kHz ดังนั้นการนำเพาเวอร์มอสเฟตมาใช้กับสวิตช์ความเร็วสูงกำลังสูง และแรงดันสูงก็จะลดค่า storage time ได้เกือบทั้งหมดโดยไม่มีผลกระทบ ส่วนวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย เนื่องจากควบคุมด้วยแรงดัน และใช้กระแสที่อินพุตมีค่าต่ำมาก และไม่มีปัญหาเกี่ยวกับปรากฏการณ์เซคันดารีเบรคดาวน์ (secondary breakdown) เหมือนกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (ปรากฏการณ์เซคันดารีเบรคดาวน์ คือ กรณีที่เราใช้งานทรานซิสเตอร์เกินขอบเขตพื้นที่ (safe operating area: SOA) จนเกิดความร้อนสูงและมีกระแสที่คอลเลคเตอร์ (collector) ไหลมากจนส่งผลให้ทรานซิสเตอร์เสียหาย โดยโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปได้ทั้งในลักษณะ N-channel (N-MOS) และ P-channel (P-MOS) สัญลักษณ์ของเพาเวอร์มอสเฟตดังแสดงในรูปที่ 2.1

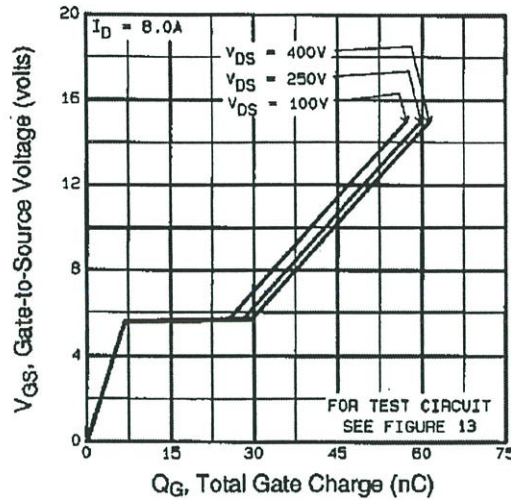


รูปที่ 2.1 สัญลักษณ์ของเพาเวอร์มอสเฟตชนิด N-MOS และ P-MOS



รูปที่ 2.2 การไบอัสให้มอสเฟตชนิด N-MOS และ P-MOS





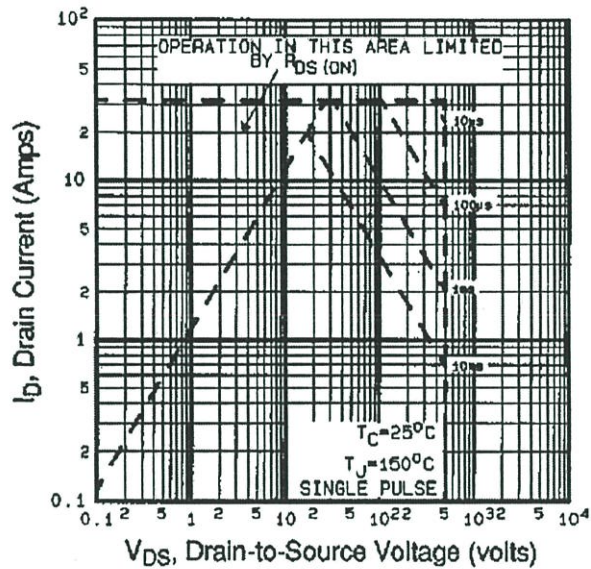
รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{GS}$  และประจุ  $Q_G$

การขับเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องทราบค่าที่เหมาะสมของแรงดัน  $V_{GS}$  ที่จะใช้ไปขับให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงาน แม้ว่าจะป้อนแรงดันที่มีค่ามากกว่าแรงดัน  $V_T$  ของเพาเวอร์มอสเฟตก็จะนำกระแสได้ แต่สิ่งที่ต้องการอีกสิ่งหนึ่งก็คือกระแส โดยจะต้องป้อนแรงดันที่เหมาะสมเพื่อขับให้เพาเวอร์มอสเฟตสามารถนำกระแสได้เพียงพอต่อความต้องการของเอาท์พุท นอกจากนี้สิ่งสำคัญในการเลือกค่าแรงดันขับที่เหมาะสมคือ ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะ อันเป็นผลเนื่องมาจากประจุสะสมที่ขาเกต ซึ่งเป็นผลโดยตรงมาจากแรงดัน  $V_{GS}$  โดยสามารถหาค่าแรงดันขับที่เหมาะสมได้จากกราฟการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานนั้นสิ่งที่สำคัญก็คือ ผลของแรงดัน  $V_{DS}$  ขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงสถานะจากที่เราทราบมาแล้วว่าแรงดัน  $V_{DS}$  มีผลต่อค่าความจุแฝงในเพาเวอร์มอสเฟต ดังนั้นในขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงสถานะการทำงานอย่างรวดเร็ว แรงดันที่เปลี่ยนแปลงที่ขาเดรนจะก่อให้เกิดผล  $dv/dt$  ซึ่งจะเกิดกระแสประจุให้กับค่าประจุแฝงระหว่างขาเกต และขาเดรน  $Q_{GD}$  หากในวงจรขับมีเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ที่สูงเกินไป กรณีนี้ก็จะก่อให้เกิดแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขาเกต และขาเดรน หากแรงดันนี้มีค่าสูงพอก็จะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแสในขณะที่เราไม่ต้องการได้ ดังนั้นพอสรุปได้ว่า วงจรขับสำหรับเพาเวอร์มอสเฟตควรมีเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ต่ำในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแสนั้นโดยปกติแล้ว จะมีค่าแรงดันค่าหนึ่งตกคร่อมระหว่างขาเดรนและขาซอร์สซึ่งเป็นผลมาจากค่าความต้านทาน  $R_{DS(ON)}$  ของเพาเวอร์มอสเฟตเองโดยที่ความต้านทานนี้จะเพิ่มขึ้นตามอุณหภูมิที่รอยต่อ นี่ก็คือเหตุผลที่ไม่ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดปรากฏการณ์ secondary breakdown เหมือนกับทรานซิสเตอร์ที่เมื่อมีอุณหภูมิที่รอยต่อเพิ่มขึ้น กระแสก็จะไหลเพิ่มขึ้นด้วย แต่ค่า  $R_{DS(ON)}$  ก็มีผลเสีย เช่น ทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานขึ้นที่รอยต่อขณะที่นำกระแส

ช่วงการทำงานที่ปลอดภัย (safe operating area: SOA) ของมอสเฟต ในกรณีใช้มอสเฟตในงานแบบสวิตชิ่งนั้นจะต้องคำนึงถึงคือ จำกัดจำกัดในการที่จะใช้งานมอสเฟตในขณะที่น่ากระแสและหยุดนำกระแส เพื่อป้องกันการเสียหายของมอสเฟต ซึ่งอาจพอสรุปได้ 4 อย่าง คือ

1. จำกัดแรงดันตกคร่อมขาเดรนและขาซอส  $V_{DS}$  และประจุ  $Q_g$
2. ค่ากระแสเดรน ( $I_D$ ) สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้โดยที่ไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย
3. จำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะให้นำกระแส  $R_{DS(ON)}$
4. จำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง

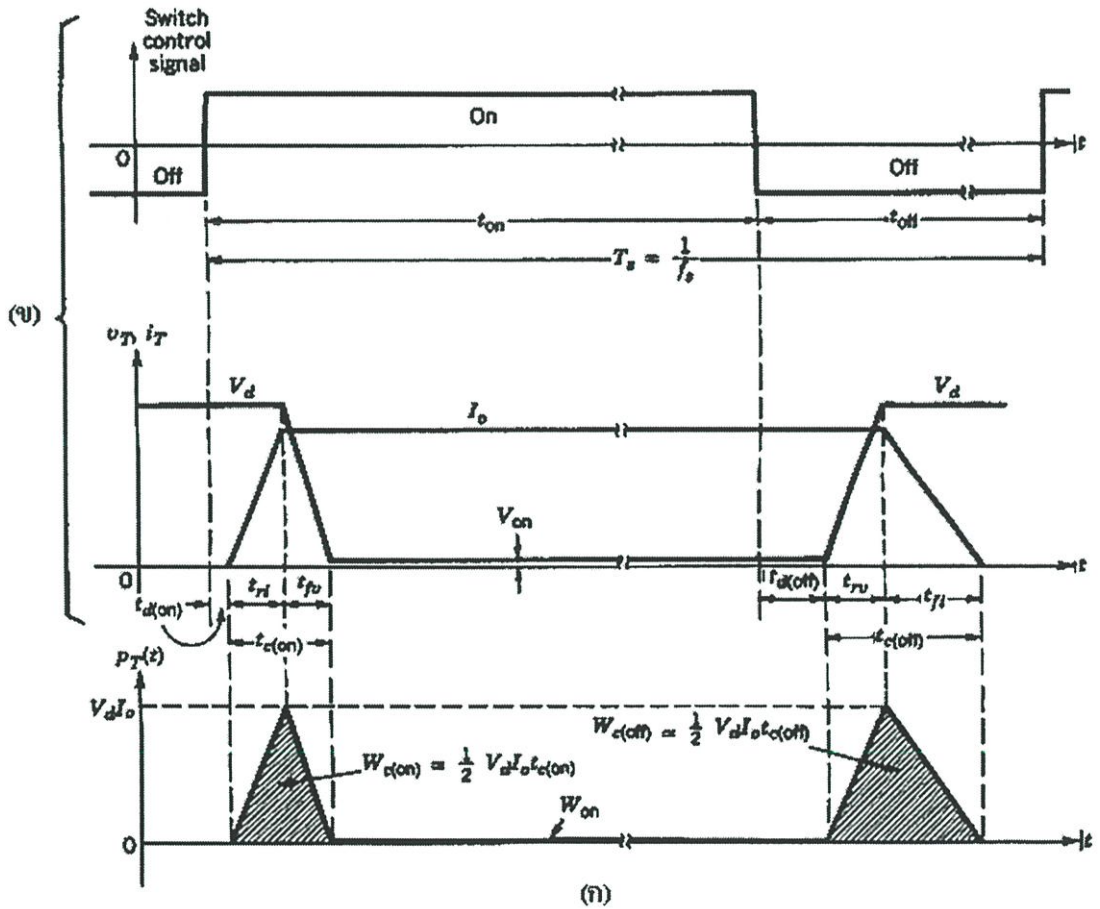
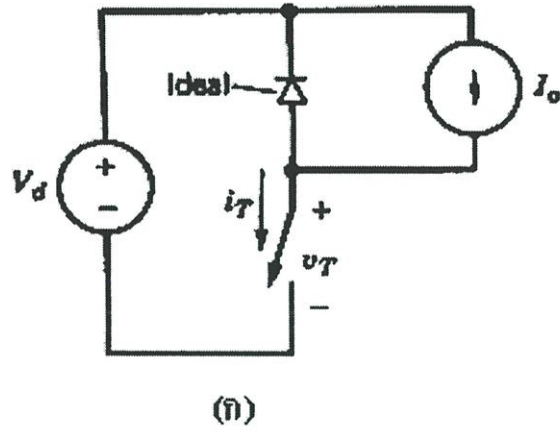
ตามปกติแล้วค่าเหล่านี้จะบอกมาในคาต้าชีต (data sheet) ของมอสเฟตเบอร์ที่ต้องการใช้งานหรืออาจบอกมาในลักษณะของกราฟพิคัดความปลอดภัย ดังแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 พิกัดความปลอดภัยของมอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ 2 ลักษณะคือ กำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะ และกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสสั้น เพราะตามโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสค่อนข้างสูง การสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะนำกระแสจึงสูงกว่า

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่สูงกว่า 50 กิโลเฮิร์ตซ์นั้นการคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (turn on time) ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกันจึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วยดังรูปที่ 2.6 ซึ่งกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน  $P_T$  จะมีค่าเท่ากับสมการที่ 2.1-2.8 [9]



รูปที่ 2.6 แสดงการเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนขณะนำกระแสและหยุดนำกระแส

(ก) การต่อวงจรอินดักทีฟอย่างง่าย

(ข) รูปคลื่นการสวิตช์

(ค) กำลังสูญเสียของมอสเฟตขณะทำงาน

$$W_{c(on)} = \frac{1}{2} V_d I_o t_{c(on)} \quad (2.1)$$

$$t_{c(on)} = t_{ri} + t_{fv} \quad (2.2)$$

$$W_{c(off)} = \frac{1}{2} V_d I_o t_{c(off)} \quad (2.3)$$

$$t_{c(off)} = t_{rv} + t_{fi} \quad (2.4)$$

$$W_{on} = V_{on} I_o t_{on} \quad (2.5)$$

$$P_S = \frac{1}{2} V_d I_o f_S (t_{c(on)} + t_{c(off)}) \quad (2.6)$$

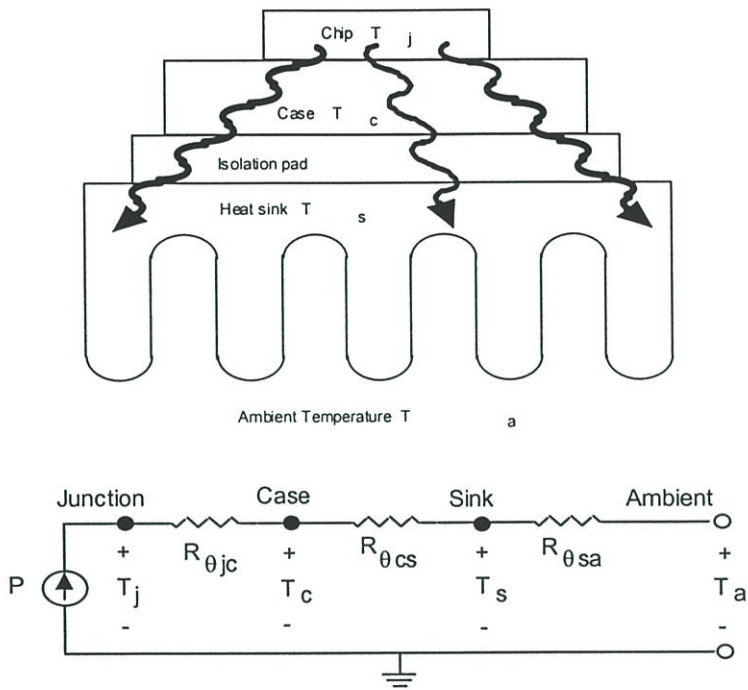
$$P_{on} = V_{on} I_o \frac{t_{on}}{T_S} \quad (2.7)$$

$$P_T = P_S + P_{on} \quad (2.8)$$

เมื่อ	$W_{c(on)}$	คือพลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแส
	$t_{c(on)}$	คือช่วงเวลาเริ่มนำกระแส
	$t_{ri}$	คือช่วงเวลาที่กระแสเพิ่มขึ้นขณะเริ่มนำกระแส
	$t_{fv}$	คือช่วงเวลาที่แรงดันลดลงขณะเริ่มนำกระแส
	$W_{c(off)}$	คือพลังงานสูญเสียขณะหยุดนำกระแส
	$t_{c(off)}$	คือช่วงเวลาหยุดนำกระแส
	$t_{rv}$	คือช่วงเวลาที่แรงดันเพิ่มขึ้นขณะหยุดนำกระแส
	$t_{fi}$	คือช่วงเวลาที่กระแสลดลงขณะหยุดนำกระแส
	$W_{on}$	คือพลังงานสูญเสียตลอดช่วงนำกระแส
	$V_{on}$	คือแรงดันช่วงนำกระแส
	$I_o$	คือกระแสช่วงนำกระแส
	$t_{on}$	คือช่วงเวลาช่วงนำกระแส
	$P_S$	คือกำลังงานสูญเสียเฉลี่ยขณะเปลี่ยนสถานะ
	$P_{on}$	คือกำลังงานสูญเสียเฉลี่ยขณะนำกระแส
	$P_T$	คือกำลังงานสูญเสียเฉลี่ยรวมของมอสเฟตกำลัง

ในขณะที่ทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต  $t_r$  คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต  $t_f$  คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต ซึ่งโดยทั่วไปช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแส ในคาตาซีตของผู้ผลิตส่วนใหญ่มีกระบอกมาเป็นค่า  $t_r$  (current rise time) และ  $t_f$  (current fall time) ตามลำดับ ในที่นี้จึงใช้สัญลักษณ์เป็น  $t_r$  และ  $t_f$  แทน  $t_{on}$  และ  $t_c$  เมื่อเปรียบเทียบกับไบโพล่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กำลังที่สูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน เป็นเรื่องที่ไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นภายในเพาเวอร์มอสเฟต จะทำให้เกิดความร้อนที่รอยต่อ และ อุณหภูมิที่รอยต่อ ( $T_j$ ) ของสารกึ่งตัวนำภายในเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าเพิ่มขึ้นหากไม่มีการระบายความร้อนออกไปจากตัวถังแล้ว อุณหภูมิที่รอยต่อจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วจนเกินค่าอุณหภูมิสูงสุดที่รอยต่อจะทนได้ทำให้เกิดการพังเสียหายขึ้นในที่สุดเพาเวอร์มอสเฟต ซึ่งโดยทั่วไปจะมีค่าอุณหภูมิที่รอยต่อ  $T_j$  สูงสุด ขณะทำงานประมาณ  $150\text{ }^{\circ}\text{C}$  ถึง  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$  ขึ้นอยู่กับชนิดของสารกึ่งตัวนำและลักษณะของตัวถัง วิธีที่ง่ายที่สุดในการระบายความร้อน คือการติดแผ่นระบายความร้อนเข้ากับเพาเวอร์มอสเฟตโดยตรง การระบายความร้อนออกจากตัวเพาเวอร์มอสเฟตจะมีประสิทธิภาพสูงสุดเมื่อเลือกขนาด และชนิดของแผ่นระบายความร้อนได้เหมาะสม แผ่นระบายความร้อนที่มีขนาดใหญ่เกินไปจะสิ้นเปลืองค่าใช้จ่าย และใช้พื้นที่มาก ในทางตรงกันข้ามแผ่นระบายความร้อนที่มีขนาดเล็กจะไม่สามารถระบายความร้อนได้ไม่เพียงพอ ซึ่งจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตร้อนและมีอายุการใช้งานจะสั้นลง

การลดความร้อนที่รอยต่อสามารถทำได้โดย การถ่ายเทความร้อนที่เกิดขึ้นออกจากรอยต่อผ่านไปยังตัวถังของเพาเวอร์มอสเฟต และเมื่อติดแผ่นระบายความร้อนเข้าที่ตัวถังความร้อนจะถูกถ่ายเทผ่านแผ่นระบายความร้อนออกไปสู่อากาศรอบข้างจนเกิดสมดุลย์ ความร้อนความร้อนที่รอยต่อจะลดลงได้ แต่เนื่องจากวัสดุแต่ละชนิดมีการระบายความร้อนผ่านตัวมันได้ไม่เท่ากัน ความสามารถในการระบายความร้อนได้มากหรือน้อยนั้น อาจกล่าวได้ว่าวัสดุมีค่าความต้านทานทางความร้อน (thermal resistance) หรือ  $R\theta$  ไม่เท่ากัน คือเมื่อให้ความร้อนผ่านวัสดุแล้ว วัสดุจะสามารถระบายความร้อนผ่านตัวมันโดยไม่มีการต้านทานพลังงานความร้อนไม่ให้ผ่านไปได้ง่ายๆ ซึ่งจะทำให้ตัวมันมีอุณหภูมิสูงขึ้น การระบายความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟตผ่านแผ่นระบายความร้อน สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลย์ในลักษณะความร้อนได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรสมมูลการถ่ายเทความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟตในรูปแบบของความต้านทาน

แผ่นระบายความร้อนไปยังอากาศรอบข้าง และที่อุณหภูมิที่รอยต่อ  $T_j$  หลังติดแผ่นระบายความร้อนอาจคำนวณได้จากสมการสมมูลย์ได้ดังนี้

$$T_j = P_D (R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa}) + T_A \quad (2.9)$$

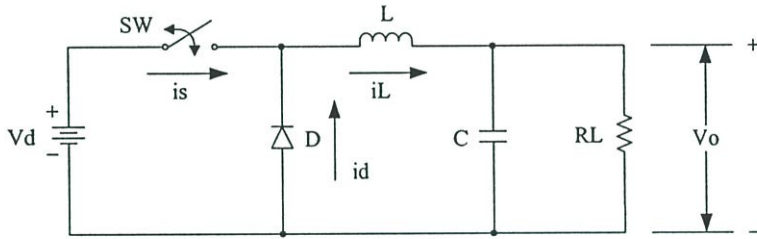
- เมื่อ  $P_D$  คือ ค่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวเพาเวอร์มอสเฟตเป็น W  
 $T_A$  คือ ค่าอุณหภูมิแวดล้อมของระบบเป็น  $^{\circ}\text{C}$   
 $R_{\theta jc}$  คือ ค่าความต้านทานความร้อนระหว่างรอยต่อและตัวถังเป็น  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$   
 $R_{\theta cs}$  คือ ค่าความต้านทานความร้อนระหว่างตัวถังและแผ่นระบายความร้อน  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$   
 $R_{\theta sa}$  คือ ค่าความต้านทานความร้อนระหว่างแผ่นระบายความร้อนและอุณหภูมิแวดล้อมเป็น  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$

โดยปกติผู้ผลิตจะระบุค่า  $R_{\theta jc}$ ,  $R_{\theta cs}$  มาพร้อมกับค่าค่าชี้ต ส่วนค่า  $R_{\theta cs}$  จะขึ้นอยู่กับวิธีการยึดติดของตัวถังของเพาเวอร์มอสเฟตกับแผ่นระบายความร้อน และค่า  $R_{\theta sa}$  จะขึ้นอยู่กับวัสดุและขนาดรูปร่างของแผ่นระบายความร้อนที่ใช้ จากสมการจะเห็นได้ว่า ค่า  $R_{\theta}$  ยังมีค่าน้อยยิ่งคิขนาดตัวถัง ลักษณะผิวสัมผัสและแรงกดยึดตัวถังเข้ากับแผ่นระบายความร้อนจะมีผลโดยตรงต่อค่า  $R_{\theta cs}$  การใช้แผ่นฉนวนคั่นระหว่างตัวถังกับแผ่นระบายความร้อนจะทำให้ค่า  $R_{\theta cs}$  เพิ่มขึ้น แต่อาจจะลดลงได้โดยการทาครีมระบายความร้อน เช่น กรีมซิลิโคน การทาครีมระบายความร้อนจะทำให้ค่า  $R_{\theta cs}$  ลดลงได้เนื่องจากครีมจะช่วยลดช่องว่างระหว่างผิวสัมผัสให้น้อยลง

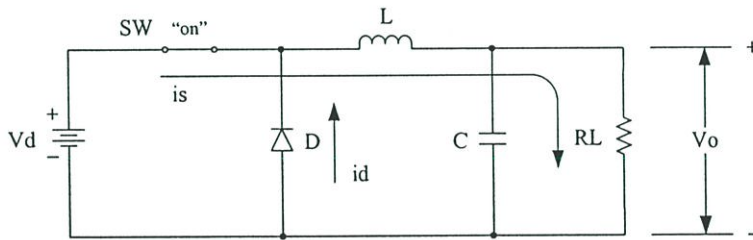
## 2.2 ทฤษฎีวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

### 2.2.1 หลักการทำงาน

วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ทำหน้าที่ลดแรงดันเฉลี่ยทางด้านเอาต์พุต ให้มีค่าน้อยกว่าแรงดันเฉลี่ยด้านอินพุต วงจรพื้นฐานของบัคคอนเวอร์เตอร์ ดังในรูปที่ 2.8 สมมุติให้การทำงานของสวิตช์เป็นอุดมคติแรงดันด้านเข้า ( $V_{in}$ ) มีค่าคงที่ และโหลดเป็นความต้านทานเพียงอย่างเดียว การทำงานของวงจรคือ สวิตช์ (SW) จะตัดต่อวงจรจากแหล่งจ่ายแรงดันทางด้านอินพุต ( $V_{in}$ ) ออกเป็นช่วงๆ โดยขณะที่สวิตช์ต่อวงจรอยู่จะเรียกว่า สวิตช์อยู่ในลักษณะ “ON” และเมื่อสวิตช์ตัดวงจรจะเรียกว่า สวิตช์อยู่ในลักษณะ “OFF” ขณะที่วงจรทำงานสวิตช์จะอยู่ในสถานะ “ON” และ “OFF” สลับกันเช่นนี้เรียกไปดังรูปที่ 2.8 วงจรพื้นฐานของบัคคอนเวอร์เตอร์ เมื่อสวิตช์อยู่ในลักษณะ “ON” ไดโอด (D) จะถูกไบอัสกลับ และจะไม่มีกระแสไหลผ่าน กระแสจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (L) ไปชาร์จตัวเก็บประจุ (C) และผ่านไปยังโหลด ดังแสดงในรูปที่ 2.8

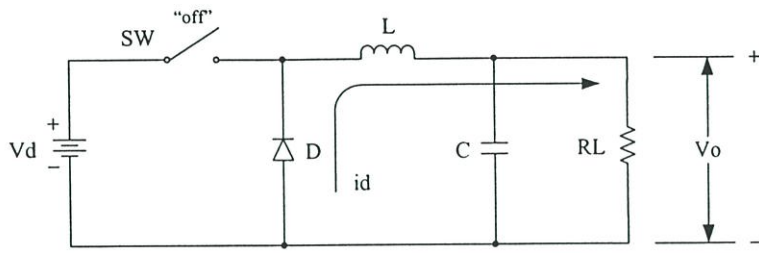


รูปที่ 2.8 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์



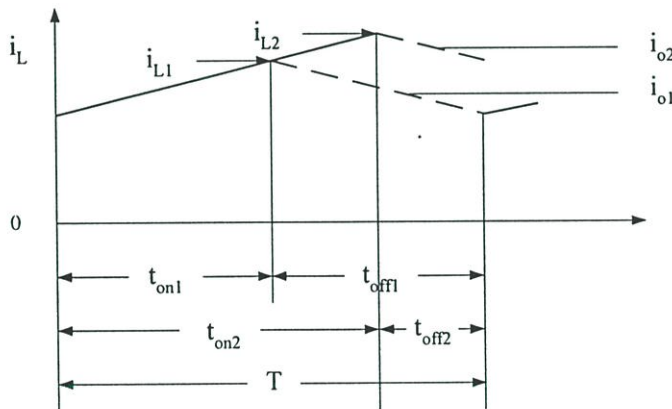
รูปที่ 2.9 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ เมื่อสวิตช์ อยู่ในสถานะ “ON”

ในขณะที่มีกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ จะเกิดสนามแม่เหล็ก และมีการเก็บสะสมพลังงานไว้ในตัวเหนี่ยวนำ ทำให้มีแรงดันตกคร่อมในทิศทางเดียวกับแรงดันอินพุต ดังนั้นเมื่อสวิตช์กลับมาอยู่ในสถานะ “OFF” กระแสจากอินพุตจะหยุดไหล ทำให้สนามแม่เหล็กภายในตัวเหนี่ยวนำ ยุบตัว และเกิดการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมัน ซึ่งไดโอด จะถูกไบอัสตรง พลังงานที่เก็บสะสมไว้ในตัวเหนี่ยวนำ จะมีการถ่ายเทออกมา ทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวไดโอด ไปยังตัวเก็บประจุ และที่โหลด RL ดังในรูปที่ 2.10 จะเห็นได้ว่าสวิตช์จะอยู่ในสถานะ “ON” หรือ “OFF” ก็ยังมีกระแสไหลผ่านไปยังโหลดได้ตลอด ดังแสดงในรูปที่ 2.10



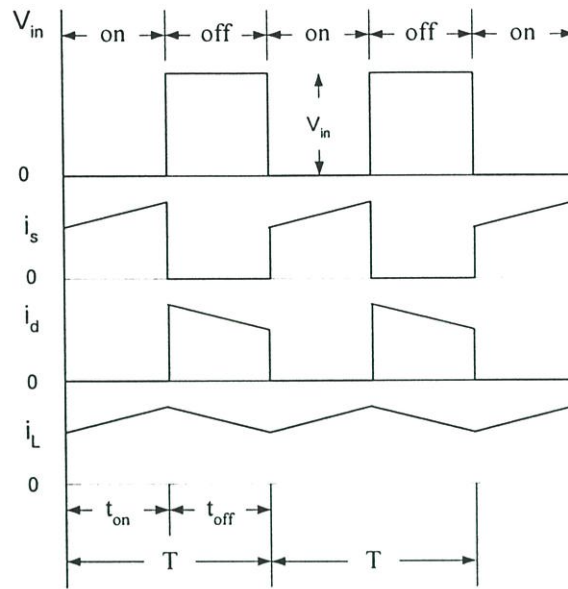
รูปที่ 2.10 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ เมื่อสวิตช์ อยู่ในสถานะ “OFF”

วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ เมื่อสวิตช์ (SW) อยู่ในสถานะ “OFF” สำหรับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ จะมีลักษณะเพิ่มขึ้นและลดลงตามเวลาที่กระแสไหลผ่านโหลด  $R_L$  มีลักษณะเป็นกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ดังแสดงในรูปที่ 2.11 ลักษณะกระแสเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นเมื่อเพิ่มช่วงเวลานำกระแส ของสวิตช์ ถ้ากำหนดค่าคาบเวลาจากช่วงที่สวิตช์อยู่ในสถานะ “ON” ครั้งแรกไป จนถึงเวลาที่สวิตช์อยู่ในสถานะ “ON” ครั้งต่อไปให้มีค่าคงที่เท่ากับ  $T$  และเมื่อให้สวิตช์ใช้เวลาอยู่ในสถานะ “ON” มากขึ้น และสวิตช์ใช้เวลาอยู่ในสถานะ “OFF” น้อยลง กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีค่ามากขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านโหลดมีค่ามากขึ้น แรงดันเอาต์พุตก็จะเพิ่มขึ้น ดังแสดง ในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 ลักษณะกระแสเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้น เมื่อเพิ่มช่วงเวลานำกระแส ( $t_{on}$ ) ของสวิตช์

ในทางกลับกันถ้าลดช่วงเวลานำกระแส ของสวิตช์ลง กระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านโหลดก็ จะลดลง แรงดันที่เอาต์พุตก็จะลดลง ดังนั้นหากโหลดดึงกระแสมากขึ้นหรือลดลง การเพิ่มหรือลดช่วงเวลานำกระแส ของสวิตช์ก็จะสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ ซึ่งหลักการนี้เป็น หัวใจสำคัญในการคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ทุกๆแบบ สำหรับลักษณะของกระแสและแรงดันที่ จุดต่างๆ ของวงจรขณะทำงานจะแสดงไว้ในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 ลักษณะกระแส และแรงดันของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน

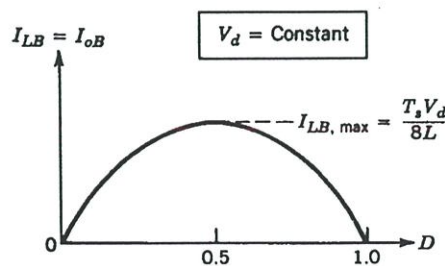
การทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องนั้นแรงดันอินพุตคงที่จะกำหนดให้แรงดันอินพุตคงที่ไว้ที่ค่าหนึ่ง ส่วนแรงดันเอาต์พุตจะถูกควบคุมโดยการปรับค่า duty ratio แทน เมื่อนำสมการ 2.10 แทนลงในสมการ 2.11 จะได้ค่ากระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำที่ขอการทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง ดังสมการ 2.8 คือ

$$V_O = DV_d \quad (2.10)$$

$$I_{LB} = \frac{DT_s}{2L} (V_d - V_O) I_{OB} \quad (2.11)$$

$$I_{LB} = \frac{DT_s}{2L} D(1-D) \quad (2.12)$$

จากสมการที่ 2.8 นำมาใช้หาความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_{LB}$  ในช่วง duty ratio ต่างๆ ได้ดังแสดงในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 ค่ากระแส  $I_{LB}$  กับค่า คิวดีไซเคิล (D) เมื่อแรงดันอินพุต ( $V_d$ ) คงที่

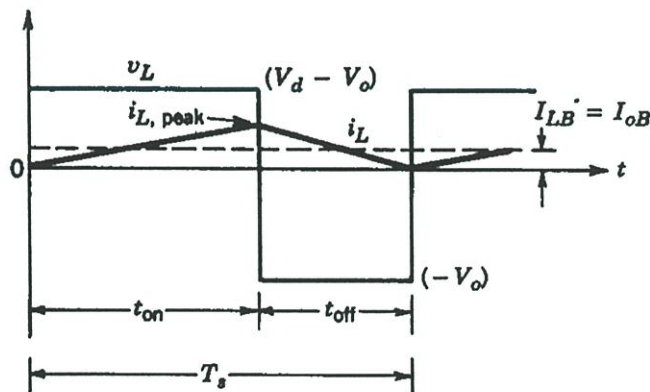
จากรูปที่ 2.13 เมื่อแทนค่า  $D = 0.5$  ในสมการที่ 2.12 จะได้  $I_{LB, \max}$  คือ

$$I_{LB, \max} = \frac{T_s V_d}{8L} \quad (2.13)$$

จากสมการ 2.12 และ 2.13 นำมาใช้หาความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_{LB}$  ในช่วง  $D$  ต่างๆ โดยให้  $V_d$  และพารามิเตอร์อื่นๆ ทั้งหมดเป็นค่าคงที่ จะได้

$$I_{LB, \max} = 4I_{LB, \max} D(1 - D) \quad (2.14)$$

จากอัตราส่วน  $V_o/V_d$  สามารถนำมาคำนวณได้ในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง โดยกำหนดค่าเริ่มต้นของการทำงานของวงจรที่ขอบของโหมดกระแสต่อเนื่อง ดังในรูปที่ 2.12 โดยกำหนดค่า  $T_s$ ,  $V_d$ ,  $L$  และ  $D$  ให้คงที่ เมื่อโหลดเพิ่มขึ้นค่าเฉลี่ยของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าลดลง และถ้ากำหนดค่า  $V_o$  ให้มีค่าสูงไว้ก่อน ผลจะทำให้เกิดเป็นลักษณะการทำงานของโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 ลักษณะของกระแสในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องในวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.14 ระหว่างช่วง  $\Delta_2 T_s$  ค่ากระแสของตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเป็น “0” และกำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้โหลดจะมาจากตัวเก็บประจุเพียงอย่างเดียวเท่านั้น ดังนั้นค่าแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในช่วงนี้จึงมีค่าเป็น “0” เมื่ออินทิเกรตหาค่าแรงดันในช่วงคาบเวลาจึงมีค่าเป็น “0” จากรูปที่ 2.14 จะได้ดังสมการ

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

$$\therefore \frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{D + \Delta_1} \quad (2.16)$$

จากรูปที่ 2.13 เมื่อ  $D + \Delta_1 < 1.0$

$$I_{L,peak} = \frac{V_O}{L} \Delta_1 T_1 \quad (2.17)$$

ดังนั้น

$$I_O = I_{L,peak} \frac{D + \Delta_1}{2} \quad (2.18)$$

นำค่า  $I_{L,peak}$  จากสมการ (2.17) แทนในสมการ (2.18) จะได้

$$I_O = \frac{V_O T_s}{2L} (D + \Delta_1) \Delta_1 \quad (2.19)$$

นำค่า  $V_O$  จากสมการ (2.16) แทนค่าในสมการ (2.19) จะได้

$$I_O = \frac{V_d T}{2L_s} D \Delta_1 \quad (2.20)$$

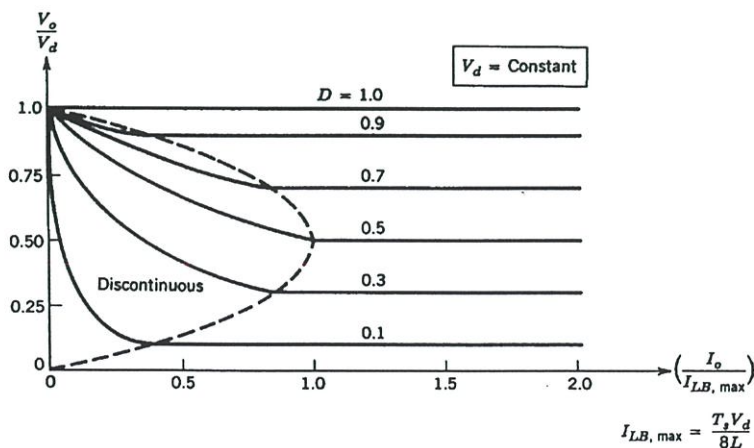
นำค่า  $V_d T_s$  จากสมการ (2.17) แทนลงในสมการ (2.20) จะได้

$$I_O = 4I_{LB,max} D \Delta_1 \quad (2.21)$$

$$\therefore \Delta_1 = \frac{I_O}{4I_{LB,max} D} \quad (2.22)$$

นำค่า  $\Delta_1$  จากสมการ (2.22) แทนลงในสมการ (2.16) จะได้

$$\frac{V_O}{V_d} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4}(I_O/4I_{LB,max})} \quad (2.23)$$



รูปที่ 2.15 คุณสมบัติของค่า  $V_d$  คงที่ step-down converter

จากรูปที่ 2.15 แสดงคุณสมบัติของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 2 โหมดการทำงาน เมื่อกำหนดค่า  $V_d$  คงที่สามารถ plot กราฟระหว่างค่า duty ratio มาเปรียบเทียบกับ ค่า  $I_{LB,max}$  โดยเปลี่ยนค่า duty ratio ไปเรื่อยๆ โดยขอบเขตระหว่างโหมดกระแสต่อเนื่อง และโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง (boundary mode) แสดงเป็นลักษณะเส้นปะซึ่งหาได้จากสมการ 2.10 และสมการ 2.23

### 2.3 ทฤษฎีวงจรสับเบอร์

ในวงจรสวิตชิง จำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องมียังจรัสลับเบอร์ประกอบอยู่ในวงจรด้วยทั้งนี้เพราะวงจรสับเบอร์จะเป็นวงจรที่ใช้สำหรับป้องกันอุปกรณ์ที่ทำงานเป็นสวิตชิง โดยที่วงจรสับเบอร์เข้าไปทำให้ค่าต่าง ๆ ที่มีผลต่อการทำงานของอุปกรณ์ คืออัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสเทียบกับเวลา  $\frac{di}{dt}$ , อัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเทียบกับเวลา  $\frac{dv}{dt}$ , แรงดันสไปค์ (spike voltage) และค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในช่วงนำกระแส (turn-on) และช่วงหยุดนำกระแส (turn-off) ให้มีค่าลดลงจนไม่สามารถที่จะทำให้อุปกรณ์ทำงานผิดพลาดหรือเกิดความเสียหายได้โดยทั่วไป สับเบอร์มีอยู่ 3 แบบคือ

1. Unpolarized Serise  $R-C$  Snubber ซึ่งวงจรแบบนี้ทำหน้าที่ใช้ในการป้องกันไดโอดและไทรสเตอร์ โดยทำหน้าที่จำกัดค่าแรงดันเกิน และค่า  $\frac{dv}{dt}$  ในช่วงเวลาย้อนกลับ
2. Polarized Serise  $R-C$  Snubber วงจรแบบนี้ใช้ในการป้องกันอุปกรณ์จำพวกทรานซิสเตอร์ (transistor) เช่น BJT, Power MOSFET และ IGBT เป็นต้น โดยจะทำหน้าที่จำกัดแรงดันสไปค์ (spike voltage) และค่า  $\frac{dv}{dt}$  ในช่วงหยุดนำกระแส (turn-off)
3. Polarized  $R-L$  Snubber วงจรแบบนี้ใช้ในการจำกัดค่าของ  $\frac{di}{dt}$  และกระแสเกินในช่วงนำกระแส (turn-on)

ซึ่งจากวงจรสับเบอร์ที่มี 3 แบบ จะมีหน้าที่ในการทำงานและใช้งานกับอุปกรณ์ที่แตกต่างกัน ดังนั้นสามารถแบ่งแยกวงจรสับเบอร์ที่ใช้งานอยู่กับอุปกรณ์ในแต่ละแบบได้ดังนี้

#### วงจรสับเบอร์สำหรับอุปกรณ์จำพวกมอสเฟตกำลัง (Power MOSFET)

วงจรสับเบอร์ที่ใช้ในการป้องกันอุปกรณ์จำพวก ทรานซิสเตอร์ นี้โดยหน้าที่แล้วจะเป็นวงจรที่ช่วยปรับปรุงลักษณะการสวิตชิงให้ดีขึ้น ซึ่งโดยเบื้องต้นแล้วจะมีอยู่ 2 แบบคือ

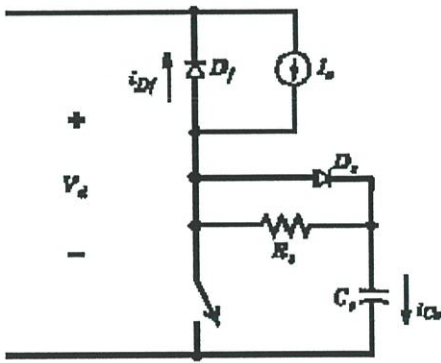
1.  $RCD$  สับเบอร์
2.  $RLD$  สับเบอร์

ซึ่งในงานวิจัยนี้จะเพิ่มแบบที่ 3 โดยจะนำเอา  $RCD$  สับเบอร์และ  $RLD$  สับเบอร์มาต่อร่วมกัน ซึ่งจะได้กล่าวถึงรายละเอียดของแต่ละแบบดังนี้

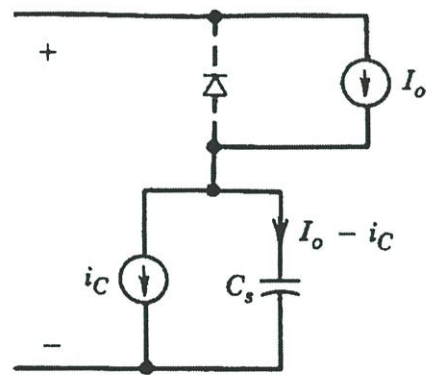
2.3.1 วงจร RCD สนับเบอร์

วงจร RCD สนับเบอร์ จะช่วยแก้ปัญหาจากสัญญาณขณะหยุดนำกระแส ซึ่งจะมีผลกับวงจร โดยที่จะทำให้แรงดันคร่อมมอสเฟตเป็นศูนย์ ในขณะที่สัญญาณหยุดนำกระแสนั้นเอง ซึ่งจะทำให้การต่อวงจร RCD ขนานกับมอสเฟต ดังรูป 2.16 (ก) ที่สภาวะสัญญาณหยุดนำกระแสนั้นกระแส  $I_d$  จะลดลงด้วยอัตรา  $\frac{dv}{dt}$  คงที่และกระแส  $I_o - I_d$  จะไหลไปยังตัวเก็บประจุ ดังนั้นในช่วงกระแสตกลง ( $t_{fi}$ ) สามารถเขียนสมการกระแสที่ตัวเก็บประจุได้เป็น

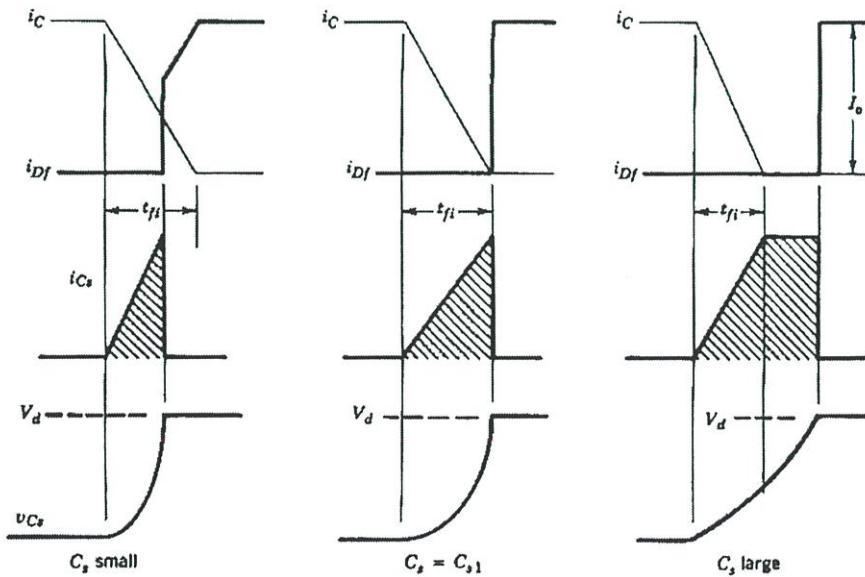
$$i_{Cs} = \frac{I_o t}{t_{fi}} ; \quad 0 < t < t_{fi} \tag{2.24}$$



(ก) รูปวงจร



(ข) วงจรสมมูล



(ค) สัญญาณแรงดัน  $V_{DS}$  และกระแส  $I_D$

รูปที่ 2.16 วงจรสับเบอร์ขณะที่  $i_{Cs}$  เป็นศูนย์ที่เวลา  $t = 0$

แรงดันที่ตัวเก็บประจุจะเหมือนกับแรงดันที่ตกคร่อมมอสเฟตนั่นเอง

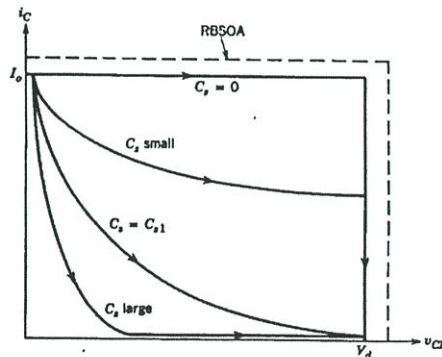
$$V_{CS} = V_{DS} = \frac{1}{C_S} \int_0^t i_{CS} dt = \frac{I_o t^2}{2C_S t_{fi}} \quad (2.25)$$

ในช่วงเวลาขณะที่กระแสตกลงนี้แรงดันที่ตัวเก็บประจุ จะน้อยกว่าหรือเท่ากับ  $V_d$  ดังแสดงในรูป 2.16 (ข) สำหรับรูปสัญญาณในรูป 2.16 (ค) แสดงถึงค่าตัวเก็บประจุของสแน็บเบอร์ที่  $C_S$  จำนวน 3 ค่า ซึ่งที่ค่า  $C_S$  น้อยนั้น  $V_{CS}$  จะเพิ่มขึ้นจนมีขนาดเท่า  $V_d$  ก่อนที่สัญญาณกระแสจะตกลงถึงจุดต่ำสุด ส่วนสัญญาณ  $i_{CS}$  จะตกลงเป็นศูนย์ที่อัตรา  $\frac{dV_{CS}}{dt}$  จะเท่ากับศูนย์

ทางด้านรูปถัดไปเมื่อ  $C_S = C_{S1}$  นั้น  $V_{CS}$  จะเพิ่มขึ้นจนเท่า  $V_d$  เมื่อสัญญาณกระแสตกลงถึงจุดต่ำสุดพอดี คือช่วงเวลา  $t_{fi}$  สำหรับ  $C_{S1}$  สามารถคำนวณได้โดยแทนค่า  $t = t_{fi}$  และ  $V_{CS} = V_d$  ในสมการที่ 2.25 ซึ่งจะได้เป็น

$$C_{S1} = \frac{I_o t_{fi}}{2V_d} \quad (2.26)$$

สำหรับค่าตัวเก็บประจุมากคือ  $C_S > C_{S1}$  จะเห็นว่า  $V_{CS}$  เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ซึ่งใช้เวลาในการเพิ่มจนถึงค่า  $V_d$  นานกว่าเวลา  $t_{fi}$  และเมื่อผ่านช่วงเวลา  $t_{fi}$  ไปแล้ว  $i_{CS}$  จะเท่ากับ  $I_o$  ส่วน  $V_{CS}$  จะเพิ่มขึ้นเป็นแบบเชิงเส้นจนถึงค่า  $V_d$  ซึ่งกราฟแสดงคุณลักษณะของ  $C_S$  ทั้งสามค่า ดังแสดงในรูปที่ 2.17



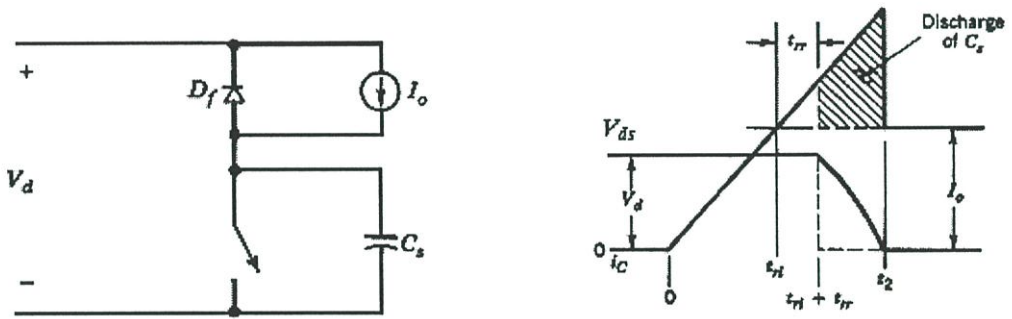
รูปที่ 2.17 เส้นทางการสวิตชิง ในช่วงเวลาของสัญญาณขณะหยุดนำกระแสเมื่อ  $C_S$  มีการเปลี่ยนแปลง

การที่จะออกแบบวงจรสแน็บเบอร์ให้ได้ผลดี ต้องทำความเข้าใจพฤติกรรมของสัญญาณขณะนำกระแส ซึ่งเราสมมุติให้  $R_S$  เป็นศูนย์ ดังนั้นก็เหลือเพียง  $C_S$  ดังในรูปที่ 2.18 (ก) กระแสขณะสัญญาณนำกระแสจะเพิ่มขึ้นเมื่อ  $i_o$  และไดโอด  $D_f$  มีกระแสไหลย้อนกลับซึ่งเราสมมุติให้อัตรา  $d \frac{i_d}{dt}$  คงที่ สำหรับพื้นที่แรเงาในรูปที่ 2.18 (ก) เป็นการคายประจุของ  $C_S$  ให้กับมอสเฟต พื้นที่นี้จะขึ้นอยู่กับค่า

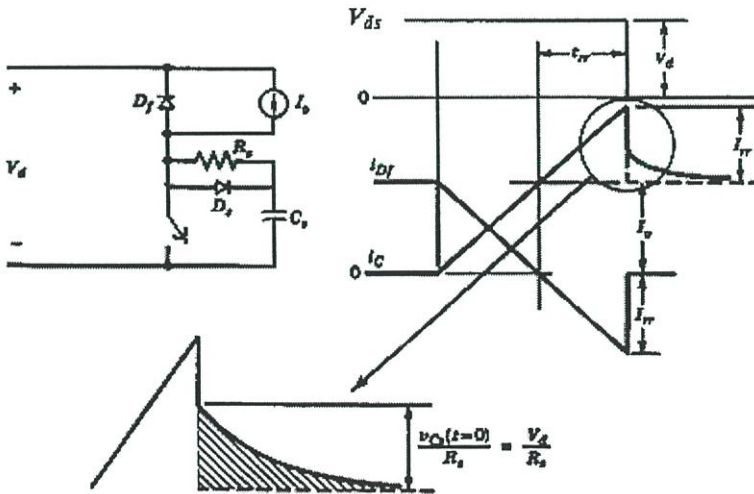
$C_S$  ที่ใช้และเมื่อค่า  $C_S$  หกคลงแรงดันที่มอสเฟตก็จะตกลงคั้งนั้นพลังงานที่ถ่ายเทไปที่มอสเฟตขณะสัณญาณหยุดนำกระแสจึงมีค่าน้อยจากรูปสัณญาณที่ปรากฏ ขณะแรงดันตกจึงเป็นค่าพลังงานที่ถ่ายเทไปนอมอสเฟตนั้นเอง สำหรับพลังงานที่ถ่ายเทไปที่มอสเฟต ขณะที่  $C_S$  ภายประจุนั้นสามารถ แสดงได้เป็นสมการคือ

$$\Delta W_Q = \int_{t_{fi}+t_{rr}}^{t_2} i_d V_{DS} dt = \int_{t_{fi}+t_{rr}}^{t_2} i_d V_{DS} dt + \int_{t_{fi}+t_{rr}}^{t_2} I_o V_{DS} \tag{2.27}$$

ในเทอมแรกจะเป็นพลังงานในตัวเก็บประจุที่ถูกใช้ไปนขณะสัณญาณหยุดนำกระแส ซึ่งเมื่อกระจายสมการออกมาพลังงานที่ใช้ในเทอมที่ 2 โดยทั่วไปจะมากกว่าเทอมแรกพลังงานในส่วนนี้จะขยายตามช่วงสัณญาณแรงดันที่ตกลงก็เนื่องจกค่า  $C_S$  นั้นเอง



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.18 ผลกระทบของตัวเก็บประจุนับเบอร์ ( $C_S$ ) ที่มีต่อ

(ก) ช่วง turn-off transient ในกรณีที่ไม่มี  $R_S$

(ข) ช่วง turn-off transient ในกรณีที่มี  $R_S$

ทางด้านรูปสัญญาณขณะนำกระแสเมื่อต่อ  $R_S$  เป็นสับเบอรี่อยู่ที่แสดงในรูปที่ 2.18 (ข) จะต่างจากที่มี  $C_S$  ต่ออยู่ตัวเดียว ซึ่งพลังงานที่ถ่ายเทจาก  $C_S$  จะไม่ไปปรากฏที่มอสเฟต สำหรับสัญญาณนำกระแสพลังงานของ  $C_S$  ที่ถ่ายเทไปที่  $R_S$  นั้นแสดงได้โดย

$$W_R = \frac{C_S V_d^2}{2} \quad (2.28)$$

และเมื่อใส่  $R_S$  แล้วกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านจะน้อยกว่ากระแสที่ย้อนกลับ  $I_{rr}$  ของไดโอด  $D_f$

$$\frac{V_d}{R_S} < I_{rr} \quad (2.29)$$

ผู้ที่ออกแบบวงจรจะต้องพยายามกำจัดค่ากระแส  $I_{rr}$  ให้เท่ากับ  $0.2 I_o$  หรือน้อยกว่านั้น ดังแสดงไว้ที่สมการที่ 2.29

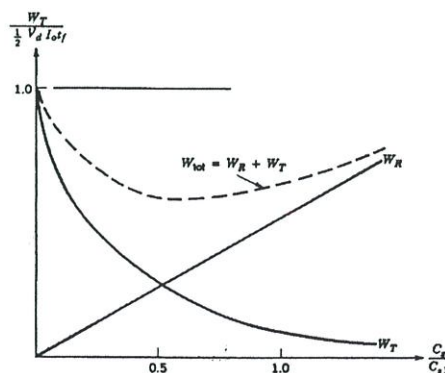
$$\frac{V_d}{R_S} = 0.2 I_o \quad (2.30)$$

จากรูปที่ 2.18 เราจะเห็นผลดีของการใส่  $R_S$  เข้าไปในวงจรคือ

1. พลังงานจาก  $C_S$  จะไปกระจายหายไปที่  $R_S$  แทนที่จะไปสูญเสียที่มอสเฟต
2. ไม่มีพลังงานอื่นไปปรากฏที่มอสเฟต เมื่อมีการใช้ turn-off snubber
3. กระแสสูงสุดของมอสเฟตไม่เพิ่มขึ้น เมื่อมีการใช้ turn-off snubber

การเลือกค่า  $C_S$  ที่เหมาะสมคือ

1. สอดคล้องกับการสวิทช์ขณะสัญญาณหยุดนำกระแสที่ตำแหน่งพื้นที่ทำงานปลอดภัยขณะไบแอสกลับ (RBSOA)
2. ไม่ให้มีการสูญเสียที่มอสเฟตหรือน้อยที่สุด
3. สอดคล้องกับกราฟแสดงลักษณะ



รูปที่ 2.19 การกระจายพลังงานขณะสัญญาณหยุดนำกระแส ของมอสเฟตและความต้านทานของสับเบอรี่ที่เป็นฟังก์ชันของ  $C_S$

### 2.3.2 วงจร RLD Snubber

การออกแบบวงจร RLD Snubber ให้เหมาะสมจะสามารถทำให้จุดทำงานของตัวอุปกรณ์ สวิตช์อยู่ในพื้นที่ FBSOA ได้ ซึ่งจะเป็นการป้องกันความเสียหายของตัวอุปกรณ์ โครงสร้างของวงจร RLD Snubber นั้นจะประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำ snubber (inductance snubber:  $L_S$ ), ตัวต้านทาน snubber (resistor snubber:  $R_{LS}$ ) และ freewheeling diode ประโยชน์ของวงจร snubber ที่เห็นได้ ชัดเจนคือ สามารถลดค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขณะ turn-on ที่ความถี่สูงๆ และยังใช้สำหรับจำกัดค่า ของกระแสไหลย้อนกลับของไดโอดได้ด้วยการทำงานของวงจร turn-on snubber คือในช่วงขณะ turn-on ซึ่งขณะนี้แรงดันของ  $V_{ds}$  กำลังลดค่าลงอยู่นั้นวงจร snubber จะทำให้การเพิ่มขึ้นของกระแส ต่อเวลา ( $\frac{di}{dt}$ ) มีค่าน้อยลง ซึ่งจะเป็นไปตามความสัมพันธ์ของแรงดันตกคร่อม ตัวเหนี่ยวนำ

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (2.31)$$

แต่ในที่นี้จะพิจารณาการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์ซึ่งเป็นผลกระทบ ที่เกิดจากการเพิ่มค่า inductance :  $L_S$  เข้าไปนั่นคือเราจะได้ค่าของแรงดันเป็นดังสมการ

$$\Delta V_{ds} = \frac{L_S I_O}{t_{ri}} \quad (2.32)$$

และเมื่อย้ายข้างสมการจะสามารถหาค่า inductance :  $L_S$  ได้โดยการแทน  $\Delta V_{ds}$  เท่ากับ  $V_S$  และ  $I_O$  ก็คือกระแสไหลที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์,  $t_{ri}$  คือช่วงเวลาที่ขาขึ้นของกระแสไปจนถึงค่า steady state ดังนั้นจะได้

$$L_S = \frac{V_S t_{ri}}{I_O} \quad (2.33)$$

ดังนั้นจะได้  $L_S$  เพื่อไปต่ออนุกรมกับทรานซิสเตอร์เป็นวงจร turn-on snubber และในช่วง turn-on สิ่งที่มีความสำคัญอีกอย่างหนึ่งที่เรควรพิจารณาคือช่วงพีคของกระแสที่ไหลย้อนกลับของ ไดโอดซึ่งถ้าหากค่าพีคมีค่าสูงมากจนเกินไป จนกระทั่งทำให้ย่านการทำงานของทรานซิสเตอร์อยู่นอกเหนือจากพื้นที่ FBSOA แล้วทรานซิสเตอร์อาจพังเสียหายได้แต่เราสามารถลดค่าพีคของกระแสที่ ได้จากการเพิ่มค่า  $L_S$  ให้มากขึ้นดังในรูปที่ 2.2 จะเห็นว่าค่าพีคของกระแสย้อนกลับจะลดลงเมื่อ  $L_S$  มี ค่ามากขึ้นและที่เห็นได้ชัดอีกอย่างจากรูปก็คือ  $\frac{di}{dt}$  ที่เท่ากับ  $\frac{V_d}{L_S}$  จะมีค่าลดลงและสามารถหาค่ากระแส ไหลย้อนกลับได้จาก

$$I_{rr} = \sqrt{\frac{2\tau I F V_d}{L_S}} \quad (2.34)$$

ซึ่งจากรูปวงจร turn-on snubber รูปที่ 2.21 (ก) ในขณะที่ทรานซิสเตอร์นำกระแสทำให้กระแสที่ไหลผ่าน  $L_S$  เป็น  $I_O$  และเมื่อทรานซิสเตอร์ turn-off พลังงานที่สะสมอยู่ใน ตัวเหนี่ยวนำ สนับเบอร์ (inductance snubber :  $L_S$ ) จะมีค่าเท่ากับ

$$W_L = \frac{L_S I_O^2}{2} \quad (2.35)$$

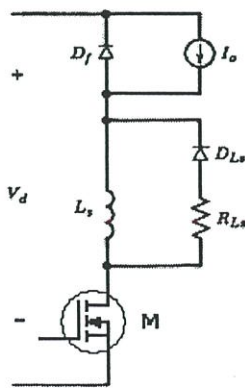
จะถูกกระจายไปอยู่ในรูปของความร้อนที่ตัวต้านทานสนับเบอร์ (resistor snubber :  $R_{LS}$ ) และค่าคงตัวของเวลา :  $\tau_L$  จะมีค่าเท่ากับ  $\frac{L_S}{R_{LS}}$  สำหรับค่า  $R_{LS}$  นั้นจะมีตัวแปร 2 ตัวที่มีผลต่อขนาดของ  $R_{LS}$  ซึ่งจะต้องพิจารณาให้ดีขึ้นจากอย่างแรกคือในขณะที่ทรานซิสเตอร์ turn-off นั้น  $L_S$  ก็จะเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ขึ้นตกคร่อมทรานซิสเตอร์จะมีค่าตามสมการ

$$\Delta V_{ds(max)} = R_{LS} I_O \quad (2.36)$$

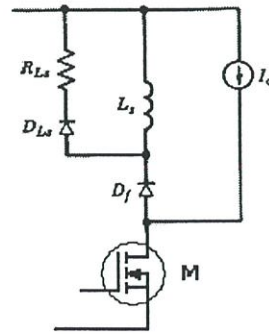
และตัวแปรที่ 2 ในช่วง off นั้นกระแสที่ไหลผ่าน inductance จะมีค่าน้อยลงเช่น ลดลงเหลือประมาณ 10% ของ  $I_{O(ON)}$  ดังนั้นผลจากวงจรสนับเบอร์จะไปมีผลต่อช่วงเวลาการ turn-on ถัดไปอย่างไรก็ตามช่วงเวลาที่น้อยที่สุดในระหว่าง off ของทรานซิสเตอร์จะสามารถหาได้จาก

$$t_{off.state} > 2.3 \frac{L_S}{R_{LS}} \quad (2.37)$$

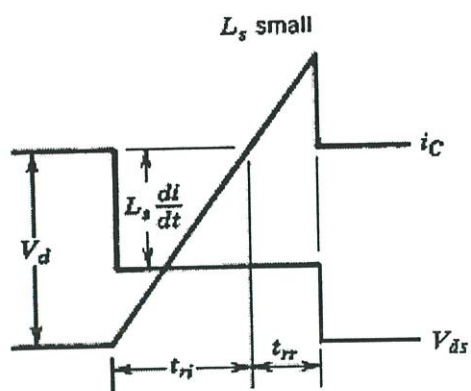
จะเห็นได้ว่าสมการที่ผ่านมา 2 สมการหลังสุดนั้นพบว่า  $R_{LS}$  จะเป็นตัวแปรตัวหนึ่งที่จะกำหนดค่าต่างๆที่กล่าวมา



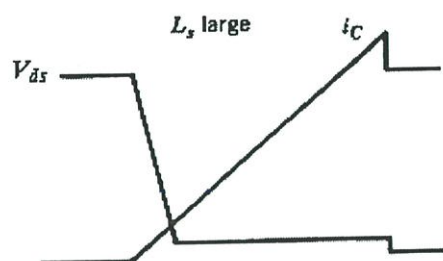
(ก)



(ข)



(ก)



(ง)

รูปที่ 2.20 วงจรสับเบอร์ แบบ turn-on

- (ก) เมื่อต่ออนุกรมกับมอสเฟตกำลัง
- (ข) เมื่อต่ออนุกรมกับ ฟรีวิลลิ่ง ไดโอด
- (ค) รูปคลื่นกระแสและแรงดันเมื่อ  $L_s$  มีค่าน้อย
- (ง) รูปคลื่นกระแสและแรงดันเมื่อ  $L_s$  มีค่ามาก

## บทที่ 3

# ทฤษฎีและการวัดการรบกวนกันทางแม่เหล็กไฟฟ้า

### 3.1 ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EMC)

ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Compatibility: EMC) คือความสามารถของอุปกรณ์ หรือระบบที่จะทำงานในสภาวะแวดล้อมที่มีคลื่นรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้ตามต้องการ โดยไม่เสื่อมคุณภาพ หรือเกิดความเสียหาย ทำงานไม่ผิดพลาด และไม่ก่อให้เกิดคลื่นรบกวนแก่ตัวเอง และต่อสภาพแวดล้อม หรืออุปกรณ์อื่น หรือระบบอื่นด้วย หรือความหมายสั้นๆ คือความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดย EMC เกิดขึ้นเนื่องจากการรบกวน หรือคลื่นรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference: EMI) ซึ่งการรบกวนที่เกิดขึ้นนั้นจะส่งผลกระทบต่ออุปกรณ์ หรือระบบต่างๆ ของตัวเอง หรือที่อยู่ใกล้เคียง ทำให้เกิดการดำเนินงานที่ผิดพลาด หรือเสื่อมสภาพ และนำไปสู่ความเสียหายในที่สุด ซึ่งมีแหล่งกำเนิดคลื่นรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยกัน 2 กลุ่มคือ

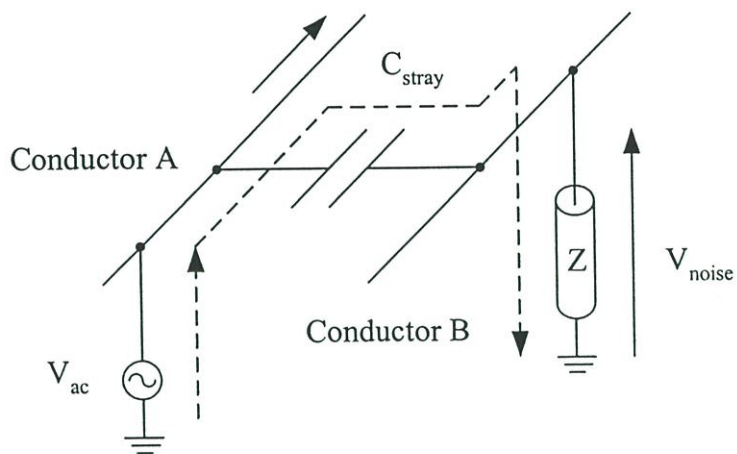
1. แหล่งกำเนิดคลื่นรบกวนตามธรรมชาติ ได้แก่ ปรากฏการณ์ฟ้าผ่า การคายประจุไฟฟ้า คลื่นคอสมิก และคลื่นจากดวงอาทิตย์
2. แหล่งกำเนิดคลื่นรบกวนจากอุปกรณ์ หรือระบบที่มนุษย์สร้างขึ้น ได้แก่ อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ด้านการสื่อสาร ระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้า เครื่องมือ เครื่องจักรกลไฟฟ้า อุปกรณ์ไฟฟ้าอุตสาหกรรม และที่ใช้ในบ้านเรือน รวมทั้งในสำนักงาน

การแพร่กระจาย ของคลื่นสัญญาณรบกวนจะแบ่งออกเป็น 2 แบบด้วยกันคือ การแพร่กระจายผ่านทางอากาศและการแพร่กระจายผ่านทางตัวนำ โดยในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะเน้นถึงการศึกษาการแพร่กระจายผ่านทางตัวนำแบบโหมคร่วมเพียงอย่างเดียว

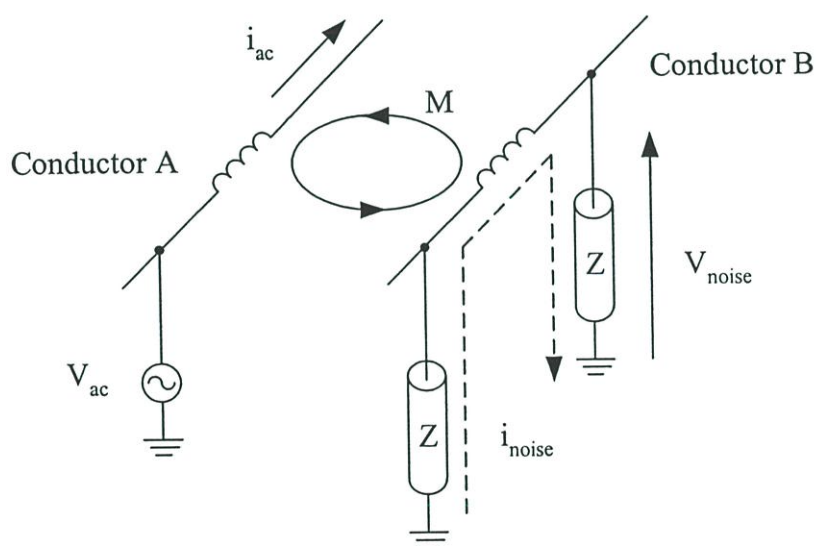
### 3.2 การเกิดสัญญาณรบกวนในตัวนำ

การเกิดสัญญาณรบกวนในตัวนำ หรือ จะเกิดขึ้นเนื่องจากการเชื่อมโยง (coupling) โดยผ่านค่าตัวเก็บประจุแฝง (stray capacitance) หรือเกิดจากการเหนี่ยวนำ (stray inductance) โดยผ่านตัวเหนี่ยวนำแฝง (stray inductance) ดังแสดงในรูปที่ 3.1 และ 3.2

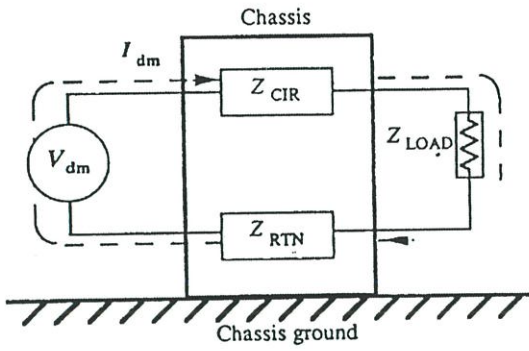
ซึ่งการแพร่กระจายผ่านทางตัวนำนั้นจะแบ่งออกเป็น 2 โหมดด้วยกันคือ โหมดแตกต่าง (differential mode) ซึ่งเกิดจากสัญญาณระหว่างสายกับสาย และโหมคร่วม (common mode) ซึ่งเกิดจากสัญญาณระหว่างสายกับกราวด์ ดังแสดงในรูปที่ 3.3 (ก) และรูปที่ 3.3 (ข) ตามลำดับ



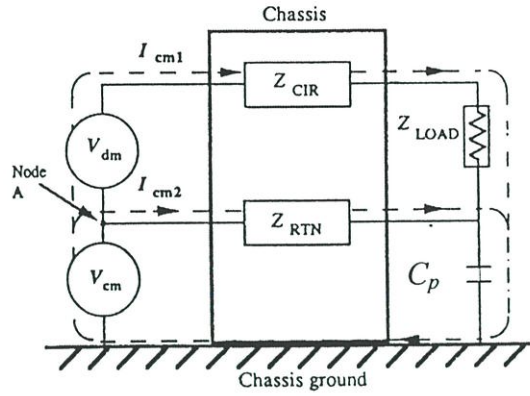
รูปที่ 3.1 การเชื่อมโยงทางตัวเก็บประจุแฝง



รูปที่ 3.2 การเชื่อมโยงผ่านทางตัวเหนี่ยวนำแฝง



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.3 การเกิดสัญญาณรบกวน

(ก) โหมดแตกต่าง (differential mode)

(ข) โหมดร่วม (common mode)

3.3 องค์ประกอบแฝงของอุปกรณ์

ในการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ หรือวงจรอื่นๆ ที่ทำการที่ความถี่สูง โดยใช้งานอุปกรณ์ต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นตัวเก็บประจุ หรือตัวเหนี่ยวนำก็ตาม ผู้ออกแบบจำเป็นต้องคำนึงองค์ประกอบแฝงที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์เหล่านั้นด้วย โดยพิจารณาจากกราฟเส้นโค้งอิมพีแดนซ์ ดังนี้

3.3.1 ตัวเก็บประจุ

อิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุในทางอุดมคติจะมีอัตราการลดลงที่ 20 dB/decade หรือ 1/f ตามความถี่ที่เพิ่มขึ้นจนถึงอนันต์ ซึ่งความถี่เรโซแนนซ์ของตัวเก็บประจุคือ

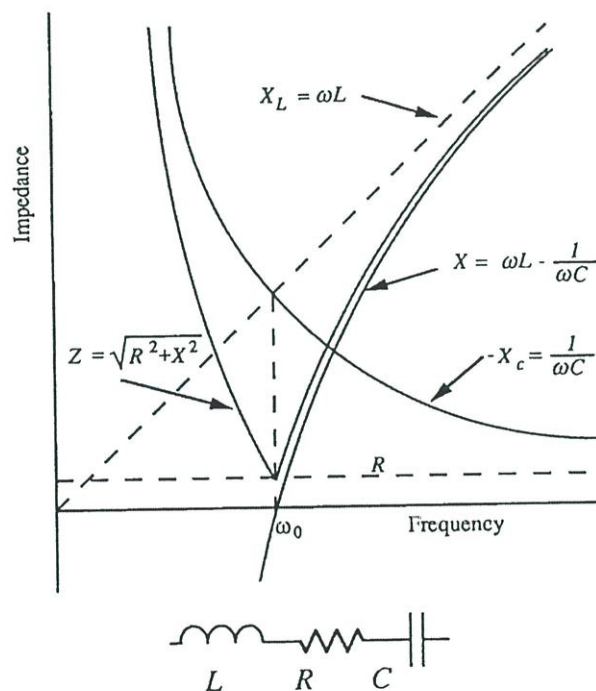
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{3.1}$$

เมื่อ  $L$  คือค่าความเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุ ซึ่งความถี่ที่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ตัวเก็บประจุจะมีค่าอินดักทีฟ และค่าอิมพีแดนซ์จะเพิ่มขึ้น ด้วยอัตรา 20 dB/decade โดยค่าความเหนี่ยวนำ จะเป็นสัดส่วนกับความชันของเส้นโค้งอิมพีแดนซ์ โดยที่ย่านความถี่รอบๆ จุดเรโซแนนซ์ ค่าความจุของตัวเก็บประจุจะไม่มีประโยชน์มากนัก ในการนำมาพิจารณาใช้งาน ซึ่งการวัดค่าความจุของตัวเก็บประจุ หรือค่าความเหนี่ยวนำจะมีความยากลำบากในการหาอ่านความถี่ที่เกิดปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ เนื่องจากเส้นโค้งอิมพีแดนซ์จะมีค่าเข้าใกล้เคียงศูนย์

เส้นโค้งในรูปที่ 3.4 แสดงการพล็อตค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์โมเดลตัวเก็บประจุทั่วไป ซึ่งประกอบไปด้วยค่าความเหนี่ยวนำ และค่าความต้านทานตัวเก็บประจุ และค่าความต้านทาน โดยแยกกันในแต่ละเส้น ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์นั้น สามารถคำนวณได้จากสมการ 3.2

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (3.2)$$

ซึ่งที่ความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์จะมีผลของค่าตัวเก็บประจุ และที่ความถี่ที่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์จะมีผลของค่าตัวเหนี่ยวนำ โดยโมเดลนี้เป็นแบบอย่างง่ายที่นิยมใช้กันมากในการวิเคราะห์ EMI และ ฟิวเตอร์ ซึ่งมีความถูกต้องแม่นยำมากตั้งแต่คิซี ไปตลอดถึงย่านความถี่วิทยุ



รูปที่ 3.4 กราฟเส้นโค้งอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ

### 3.3.2 ตัวเหนี่ยวนำ

ค่าความเหนี่ยวนำ และค่าความจุของตัวเก็บประจุ เป็นสิ่งที่พิจารณาควบคู่กัน โดยมีโมเดลของตัวเหนี่ยวนำที่เป็นแบบอย่างง่าย ซึ่งต่อแบบขนานกันกับอุปกรณ์ทางอุดมคติ ดังแสดงในรูปที่ 3.5 ซึ่งอิมพีแดนซ์ในทางอุดมคติจะมีค่าเพิ่มขึ้นในอัตรา 20 dB/decade โดยเป็นสัดส่วนกับความถี่ และค่าความเหนี่ยวนำจะเป็นสัดส่วนกับความชันของเส้นโค้งอิมพีแดนซ์ซึ่งค่าความถี่เรโซแนนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 3.3

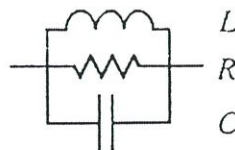
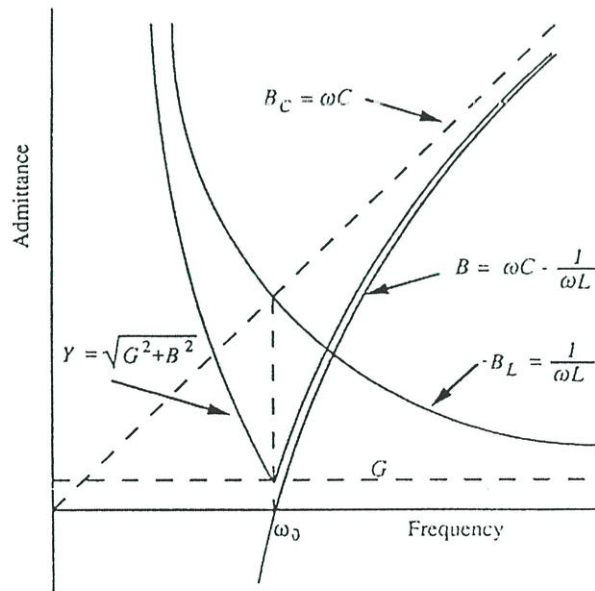
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.3)$$

เมื่อ  $C$  คือค่าความจุของตัวเก็บประจุที่ต่อขนานกับตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งความถี่ที่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ตัวเหนี่ยวนำ จะมีค่าของคาปาซิทีฟและค่าอิมพีแดนซ์จะมีค่าเพิ่มขึ้นในอัตรา 20 dB/decade และที่ความถี่ที่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ค่าความจุของตัวเก็บประจุจะเป็นสัดส่วนกับความชันของเส้นโค้งอิมพีแดนซ์ และในย่านความถี่รอบๆ จุดเรโซแนนซ์ ค่าความเหนี่ยวนำจะไม่มีประโยชน์มากในการนำมาใช้งาน ซึ่งการวัดค่าความจุของตัวเก็บประจุ หรือค่าความเหนี่ยวนำจะมีความยากลำบากในการหาอ่านความถี่ที่เกิดปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ เนื่องจากเส้นโค้งอิมพีแดนซ์จะมีค่าเข้าใกล้เคียงศูนย์

เส้นโค้งในรูปที่ 3.5 แสดงการพล็อตค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์โมเดลตัวเก็บประจุทั่วไป ซึ่งประกอบไปด้วยค่าความเหนี่ยวนำ และค่าความต้านทานตัวเก็บประจุ และค่าความต้านทาน โดยแยกกันในแต่ละเส้น ซึ่งค่าแอดมิตแตนซ์นั้น สามารถคำนวณได้จากสมการ 3.4

$$Y = \sqrt{G^2 + B^2} \quad (3.4)$$

ซึ่งที่ความถี่ที่ต่ำกว่า  $\omega_0$  จะมีผลของค่าตัวเก็บประจุ และที่ความถี่ที่สูงกว่า  $\omega_0$  จะมีผลของค่าตัวเหนี่ยวนำ โดยโมเดลนี้เป็นแบบอย่างง่ายที่นิยมใช้กันมากในการวิเคราะห์ EMI และ ฟิเตอร์ ซึ่งมีความถูกต้องแม่นยำมาก



รูปที่ 3.5 กราฟเส้นโค้งอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ

### 3.4 มาตรฐานและการวัดการรบกวนกันทางแม่เหล็กไฟฟ้า

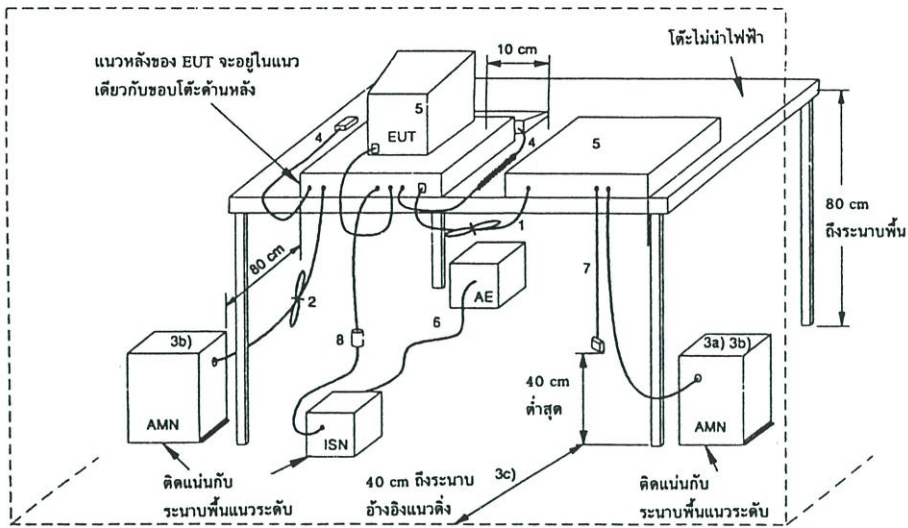
ในการทดสอบ หรือการวัด EMI จะต้องมีการปฏิบัติตามมาตรฐานของอุปกรณ์ และวิธีการวัดสัญญาณรบกวน และภูมิคุ้มกันที่ใช้ในการวัด EMI ซึ่งมีทั้งระดับประเทศ ระดับภูมิภาค และระดับนานาชาติ เช่น

1. Military standard 4611/462: MIL-STD-461/462
2. Institute of Electrical and Electronics Engineers:IEEE
3. American National Standards Institution: ANSI
4. Comite International Special Pertubations Radioelectrique: CISPR
5. International Electrotechnical Commission: IEC
6. Federal Communications Commission: FCC
7. British Standards Institution: BSI
8. Verband Deutscher Elektrotechniker: VDE
9. European standard: EURO
10. Voluntary Control Council for Interference: VCCI

ซึ่งวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะอ้างอิงตามมาตรฐาน Comite International Special Pertubations Radioelectrique: CISPR 16-1 ซึ่งตรงกับมาตรฐาน มอก. 1441-2540 ในประเทศไทย ที่ว่าด้วยมาตรฐานของอุปกรณ์ และวิธีการวัดสัญญาณรบกวนวิทยุ และภูมิคุ้มกันใช้ในการวัด EMI

#### 3.4.1 การจัดวางอุปกรณ์ (ตามมาตรฐาน มอก. 1956-2542 ข้อ 8.4)

ในการวัดสัญญาณรบกวนที่นำตามสายนั้น จำเป็นต้องมีการจัดวางอุปกรณ์ให้เป็นไปตามมาตรฐานการวัด ซึ่งในที่นี้จะอ้างอิงตามมาตรฐาน มอก. 1956-2542 ข้อ 8.4 ที่ว่าด้วยเรื่องการจัดวางอุปกรณ์ ดังแสดงในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 โครงแบบทดสอบ: บริภัณฑ์วางบนโต๊ะ (การวัดสัญญาณรบกวนที่นำตามสาย)

เมื่อ AE คือ บริภัณฑ์ที่เกี่ยวข้อง

EUT คือ บริภัณฑ์ที่ทดสอบ

ISN คือ โครงข่ายสร้างเสถียรภาพอิมพีแดนซ์

1. สายเคเบิลที่ห้อยอยู่ใกล้ระนาบพื้นโลหะแนวระดับในระยะต่ำกว่า 40 เซนติเมตร และไม่สามารถทำให้สั้นลงมีความยาวที่เหมาะสมได้ส่วนที่เกินต้องม้วนทบให้เป็นมัดที่ยาว 30 ถึง 40 เซนติเมตร

2. สายที่อ่อนแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าประจํายาวที่ยาวเกินต้องม้วนทบให้เป็นมัดที่กึ่งกลางสาย หรือทำให้สั้นลงจนมีความยาวที่เหมาะสม

3. ให้ต่อ EUT เข้ากับ AMN เครื่องหนึ่ง AMN และ ISN ทุกเครื่องอาจเลือกติดตั้งกับระนาบอ้างอิงแนวตั้ง หรือผนังโลหะ

(ก) หน่วยอื่นทั้งหมดของระบบได้รับกำลังไฟฟ้าจาก AMN เครื่องที่ 2 อาจใช้ตัวรับชุดสำหรับสายอ่อนแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าประจําหลายเส้น

(ข) AMN และ ISN ห่างจาก EUT 80 เซนติเมตร และห่างจากหน่วยอื่น และระนาบโลหะอื่นอย่างน้อย 80 เซนติเมตร

(ค) ต้องจัดตำแหน่งสายอ่อนแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าประจํา และสายเคเบิลสัญญาณตลอดความยาวของสายเท่าที่จะทำได้ ที่ระยะ 40 เซนติเมตร ห่างจากระนาบอ้างอิงแนวตั้ง

4. สายเคเบิลของอุปกรณ์ที่ทำงานด้วยมือ เช่น แผงแป้นอักขระ เมสส์ ฯลฯ ต้องวางในลักษณะใช้งานปกติ

5. อุปกรณ์รอบข้างต้องวางที่ระยะ 10 เซนติเมตร จากเครื่องอื่นๆ และจากตัวควบคุม ยกเว้นจอภาพซึ่งถ้ายอมรับได้ในทางปฏิบัติเกี่ยวกับการติดตั้งก็ให้วางบนตัวควบคุมโดยตรง

6. สายเคเบิลสัญญาณเข้า/ออกซึ่งมีไว้สำหรับการต่อภายนอก
7. ปลายสายเคเบิลสัญญาณเข้า/ออกซึ่งไม่ได้ต่อเข้ากับ AE อาจสั้นสุดวงจรลง ถ้าต้องการโดยใช้อิมพีแดนซ์สั้นสุดวงจรที่ถูกต้อง
8. ถ้าใช้โพรบกระแส ต้องวางอยู่ที่ระยะ 0.1 เมตร จาก ISN

### 3.4.2 การจัดระนาบพื้น

- วาง EUT ซึ่งประสงค์ให้ใช้งานบนโต๊ะ 0.4 เมตร ห่างจากระนาบอ้างอิงโลหะในแนวตั้งที่มีขนาดอย่างน้อย 2 เมตร x 2 เมตร และต้องรักษาระยะอย่างน้อย 0.8 เมตร จากพื้นผิวโลหะอื่นๆ หรือระนาบพื้นอื่นที่ไม่ได้เป็นส่วนหนึ่งของ EUT ถ้าทำการวัดเปลือกหุ้มกันการรบกวน ระยะ 0.4 เมตร อาจอ้างอิงกับผนังข้างหนึ่งของเปลือกหุ้ม ถ้าทำการวัดในบริเวณทดสอบพื้นที่เปิดหรือในเปลือกหุ้มกันการรบกวน ระยะ 0.4 เมตร อาจอ้างอิงกับระนาบพื้นโลหะในแนวระดับ

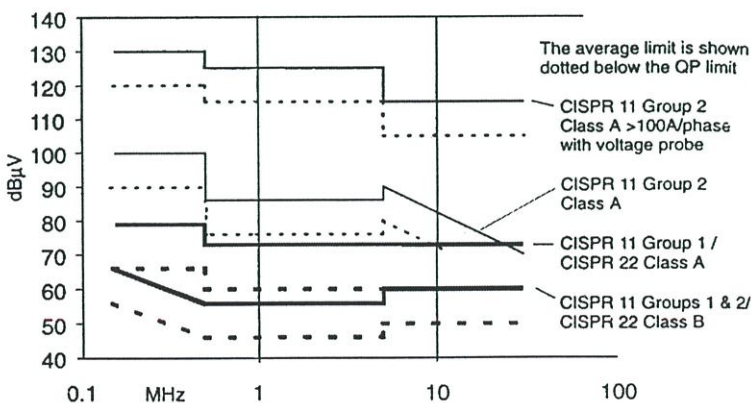
- อุปกรณ์ทดสอบตั้งพื้นต้องวางบนระนาบพื้นโลหะในแนวระดับ

- จุดสัมผัสต้องสอดคล้องกับการใช้งานตามปกติ แต่ต้องไม่สัมผัสทางโลหะกับระนาบพื้น อาจแทนพื้นโลหะด้วยระนาบพื้นอ้างอิง ระนาบพื้นอ้างอิงต้องยื่นพื้นเส้นขอบของ EUT อย่างน้อย 0.5 เมตร และต้องมีขนาดอย่างน้อย 2 เมตร x 2 เมตร

- จุดดินอ้างอิงของ AMN และโครงข่ายเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (impedance stabilization network; ISN) ต้องต่อเข้ากับระนาบพื้นอ้างอิงด้วยตัวนำที่สั้นที่สุดเท่าที่จะทำได้

### 3.4.3 ขีดจำกัดสัญญาณการรบกวนกันทางแม่เหล็กไฟฟ้า

ในการวัดสัญญาณการรบกวนกันทางแม่เหล็กไฟฟ้านั้น จะมีเส้นขีดจำกัดสัญญาณการรบกวนเป็นมาตรฐานอ้างอิง เพื่อบอกถึงขีดจำกัดของระดับสัญญาณตามย่านความถี่ต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 3.7

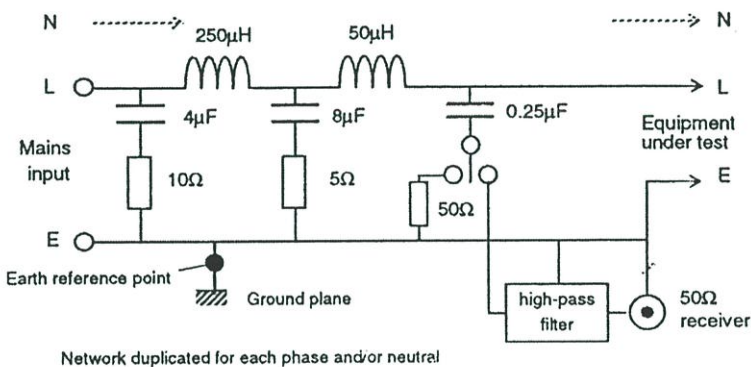


รูปที่ 3.7 ขีดจำกัดสำหรับการแพร่กระจายผ่านทางตัวนำตามมาตรฐาน CISPR

จากรูปที่ 3.7 แสดงตัวอย่างของเส้นขีดจำกัดการแพร่ของสัญญาณการรบกวนกันทางแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านทางตัวนำ ตามมาตรฐาน CISPR11 และ CISPR22 ซึ่งประกอบด้วย 2 ระดับ คือ ระดับ A สำหรับโรงงานอุตสาหกรรมและ ระดับ B สำหรับบ้านพักอาศัยและสำนักงาน

### 3.4.4 โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์

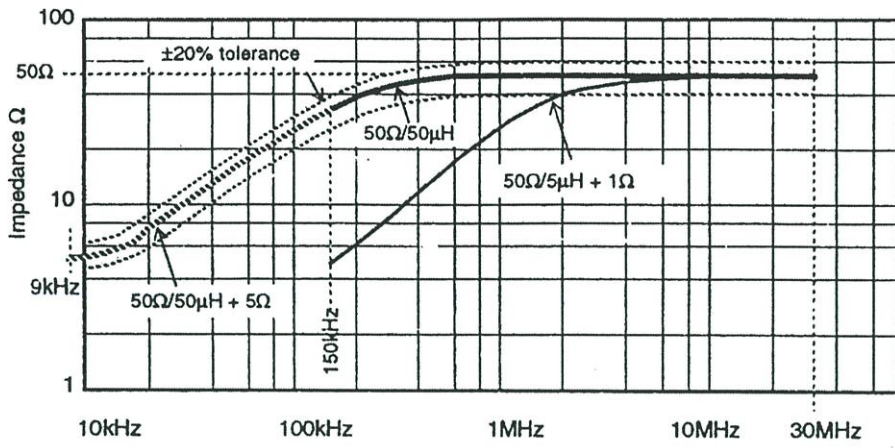
ในการวัดสัญญาณการรบกวนกันทางแม่เหล็กไฟฟ้านั้น จำเป็นต้องมีโครงข่ายแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าประจําเทียม (Artificial Mains Network: AMN) หรือโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (Line Impedance Stabilization Networks: LISN) ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ในการแยกสัญญาณรบกวนที่ต้องการวัด เพื่อทำการวิเคราะห์สัญญาณรบกวน โดยเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม ดังแสดงในรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 วงจรของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ AMN/LISN

AMN/LISN นั้นมีหน้าที่หลักตามมาตรฐาน CISPR 16-1 ( $50 \Omega/50 \mu\text{H}+5 \Omega$ ) ดังนี้

1. สามารถรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ระหว่างสายในแต่ละสายของแหล่งจ่ายกับจุดกราวด์อ้างอิงให้คงที่ที่  $50 \Omega$  โดยมีตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าความเหนี่ยวนำ  $50 \mu\text{H}$  ต่ออยู่ด้วย สำหรับความถี่ตั้งแต่  $150 \text{ kHz}$  ถึง  $30 \text{ MHz}$  ดังแสดงในรูปที่ 3.9 โดยที่  $50 \Omega/50 \mu\text{H}+5 \Omega$  ใช้สำหรับ LISN ทั่วไป และ  $50 \Omega/50 \mu\text{H}+1 \Omega$  ใช้สำหรับ LISN ที่ใช้ทดสอบในสภาวะกระแสสูงถึง 500 แอมป์
2. สามารถแยกสัญญาณรบกวนที่ปล่อยออกมาจากเครื่องมือ หรืออุปกรณ์ที่อยู่ภายใต้การทดสอบ (Equipment Under Test: EUT) เพื่อนำเข้าสู่เครื่องมือวิเคราะห์
3. สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนที่มากับแหล่งจ่ายไฟฟ้าหลักออกไปไม่ได้ โดยไม่ให้เข้าสู่ระบบที่กำลังวัดอยู่ และเพื่อความปลอดภัยในการทดสอบ ควรมีการต่อจุดอ้างอิงของ AMN/LISN ลงดิน



รูปที่ 3.9 กราฟอิมพีแดนซ์กับความถี่ของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ AMN/LISN

## บทที่ 4

### การออกแบบ

ในบทนี้จะกล่าวถึง การออกแบบส่วนต่างๆ ในการทดลอง ซึ่งจะประกอบด้วย วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ วงจรสับเบอร์ รวมทั้งขั้นตอนการศึกษาจำลอง และทดลอง ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

#### 4.1 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

วงจรลดทอนระดับแรงดันแบบบัคคอนเวอร์เตอร์ (step down converter: Buck converter) จะประกอบด้วย 2 ส่วนที่สำคัญคือ วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ และวงจรควบคุมสัญญาณพัลส์ ซึ่งจะมีรายละเอียดดังนี้

วงจรลดทอนระดับแรงดันแบบบัคคอนเวอร์เตอร์ 1 เฟส พิกัดกำลัง 100 วัตต์ ลดทอนแรงดันจาก 100 โวลต์ คงเหลือ 50 โวลต์, กระแสโหลด 2 แอมป์ โดยทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง และโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง ทำการที่ความถี่สวิตซ์ 50 kHz, ดิวตี้ไซเคิล 0.5 (ในโหมดกระแสต่อเนื่อง) แรงดันระลอกไม่เกิน 5 เปอร์เซ็นต์ โวลต์เดจเรกกูเลชันไม่เกิน 5 เปอร์เซ็นต์ และประสิทธิภาพไม่ต่ำกว่า 70 เปอร์เซ็นต์

##### 4.1.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

จากข้อมูลดังกล่าวสามารถออกแบบตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุได้ดังนี้

$$T = \frac{1}{f} \quad (4.1)$$

$$= \frac{1}{50 \times 10^3}$$

$$= 20 \mu\text{s}$$

$$D = \frac{V_o}{V_d} \quad (4.2)$$

$$= \frac{50}{100}$$

$$= 0.5$$

$$t_1 = D \times T \quad (4.3)$$

$$= 0.5 \times 20$$

$$= 10 \mu\text{s}$$

$$t_2 = (1 - D) \times T \quad (4.4)$$

$$= (1 - 0.5) \times 20 \times 10^{-6}$$

$$= 10 \mu\text{s}$$

กำหนดให้  $t_1$  = ช่วงคาบเวลาสวิตช์ปิด ( $\mu\text{s}$ )

$t_2$  = ช่วงคาบเวลาสวิตช์เปิด ( $\mu\text{s}$ )

$f$  = ความถี่ในการสวิตช์ซิ่ง (Hz)

$$I_o(\text{rated}) = \frac{P_o}{V_o} \quad (4.5)$$

$$= \frac{100}{50}$$

$$= 2 \text{ A}$$

กำหนด

$$\Delta I = 10\% I_o(\text{rated}) \quad (4.6)$$

$$= 0.1 \times 2$$

$$= 0.2 \text{ A}$$

$$\Delta V_C = 5\% V_o \quad (4.7)$$

$$= 0.05 \times 50$$

$$= 2.5 \text{ V}$$

$$L = \frac{V_o \times (V_d - V_o)}{\Delta I \times f \times V_d} \quad (4.8)$$

$$= \frac{50 \times (100 - 50)}{0.2 \times 50 \times 10^3 \times 100}$$

$$= 2.5 \text{ mH}$$

ดังนั้นเลือกค่า  $L_{main} = 5 \text{ mH}$  (ในโหมดกระแสต่อเนื่อง)

และค่าความเหนี่ยวนำที่น้อยที่สุดที่จะทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องหาได้จาก

$$L_{min} = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (4.9)$$

$$= \frac{(1-0.5) \times 25}{2 \times 50 \times 10^3}$$

$$= 0.125 \text{ mH}$$

ดังนั้นเลือกค่า  $L_{main} = 0.1 \text{ mH}$  (ในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง)

#### 4.1.2 การออกแบบตัวเก็บประจุ

ที่ค่าแรงดันระลอกไม่เกิน 5 % จากสมการ 4.5 และ 4.6 สามารถหาค่าตัวเก็บประจุได้จากสมการ 4.8

$$C = \frac{\Delta I}{8 \times f \times \Delta V_C} \quad (4.10)$$

$$= \frac{0.2}{8 \times 50 \times 10^3 \times 2.5}$$

$$= 0.2 \text{ } \mu\text{F}$$

ดังนั้นเลือกค่า  $C = 1,000 \text{ } \mu\text{F}$

#### 4.1.3 การเลือกมอสเฟตกำลัง

การเลือกใช้งานมอสเฟตกำลังในการทำงานแบบสวิตช์นั้น สิ่งที่ต้องคำนึงถึงก็คือ ชีตจำกัดที่จะใช้งานมอสเฟตกำลังในขณะนำกระแสและหยุดนำกระแส เพื่อป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้น ซึ่งพอที่จะสรุปได้ 4 อย่างคือ

1. ชีตแรงดันตำคร่อมแคโรนและ ซอร์ส  $V_{ds}$  สูงสุดที่สามารถทนได้
2. ค่ากระแส  $I_d$  สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้โดยไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย
3. ชีตจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะที่น่ากระแส  $R_{ds(on)}$
4. ชีตจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง

กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตที่พิกัดเท่ากับ 2 แอมป์ โดยมีแรงดันขาออกสูงสุดของภาคกำลังคือ 50 โวลต์ ดังนั้นต้องเลือกที่พิกัดแรงดันที่มากกว่า 50 โวลต์

ดังนั้นจึงเลือกใช้มอสเฟตกำลังเบอร์ IRFP 460 ซึ่งมีพิกัดแรงดันสูงสุด 500 โวลต์ และพิกัดกระแสสูงสุด 20 แอมป์ ที่อุณหภูมิ 25 องศาเซลเซียส และ 13 แอมป์ ที่อุณหภูมิ 100 องศาเซลเซียส โดยมีค่าความต้านทานขณะนำกระแส 0.27 โอห์ม

#### 4.1.4 การเลือกไดโอดกำลัง

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าความถี่ในการทำงานสูงคือ 50 กิโลเฮิรตซ์ ดังนั้นไดโอดกำลังที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นต้องมีคุณสมบัติทั่วไปดังนี้คือ

1. มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ
2. มีเวลาดันตัวสั้น
3. สามารถทนกำลังได้สูง

ดังนั้นจึงเลือกไดโอดกำลังชนิด อุลตราฟาสต์รีคิฟเวอร์รี่ โดยเลือกใช้ MUR เบอร์ 460 ซึ่งมีค่าแรงดันยอด (peak voltage) 600 โวลต์ กระแสยอดเรกติไฟด์เออร์ฟลอร์เวิร์คส์ (peak rectified forward current) เท่ากับ 4 แอมป์

#### 4.1.5 การออกแบบวงจรควบคุมสัญญาณพัลส์

เลือกใช้ IC เบอร์ TL494 เพื่อใช้สร้างสัญญาณขับมอสเฟตกำลัง และมีเงื่อนไขในการสร้างสัญญาณคือ ต้องการความถี่ 50 เฮิรตซ์ ดังนั้นจะหาคาบเวลาการทำงาน (T) ได้จากสมการที่ 4.11

$$\begin{aligned}
 T &= \frac{1}{f} & (4.11) \\
 &= \frac{1}{50 \times 10^3} \\
 &= 20 \mu\text{s}
 \end{aligned}$$

หาค่า  $R_t$  และ  $C_t$  ซึ่งใช้ในการสร้างความถี่ โดยการกำหนดค่า  $C_t$  (ในการกำหนดค่า  $C_t$  สามารถดูได้จากกราฟใน data sheet) แล้วนำมาคำนวณตามสมการที่ 4.12 โดยกำหนดค่า  $C_t = 0.01 \mu\text{F}$

$$f = \frac{1.1}{R_t \times C_t} \quad (4.12)$$

$$R_t = 5.5 \text{ k}\Omega$$

ดังนั้นเลือกใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ขนาด  $10 \text{ k}\Omega$

## 4.2 วงจรสับเบอร์

### 4.2.1. การออกแบบวงจรสับเบอร์สำหรับ Power MOSFET ที่ความถี่ $50 \text{ kHz}$

จากการทดสอบ Power MOSFETs ในขณะที่ยังไม่ได้ต่อวงจรสับเบอร์จะได้ค่าต่างๆ ที่จะนำมาใช้ในการคำนวณหาขนาดของ  $L_S$ ,  $R_{IS}$ ,  $C_S$ , และ  $R_S$  ได้ดังนี้

$$f = 50 \text{ kHz}$$

$$t_{fi} = 0.3 \mu\text{s}$$

$$I_o = 2 \text{ A}$$

$$V_d = 100 \text{ V}$$

หาค่า  $C_S$  ได้จากสมการ 2.22

$$\begin{aligned} C_S &= \frac{I_o t_{fi}}{2V_d} \\ &= \frac{2 \times 0.3 \times 10^{-6}}{2 \times 100} \\ &= 3 \text{ nF} \end{aligned}$$

ดังนั้นเลือกค่า  $C_S$  มีค่าเท่ากับ  $3.3 \text{ nF}$

หาค่า  $R_S$  ได้จากสมการ

$$\begin{aligned} R_S &= \frac{V_d}{0.2 \times I_o} \quad (4.15) \\ &= \frac{100}{0.2 \times 2} \\ &= 250 \Omega \end{aligned}$$

ดังนั้นเลือกค่า  $R_S$  มีค่าเท่ากับ  $250 \Omega$

$$\begin{aligned}\Delta V_{ds} &= 100 \text{ V} \\ \Delta V_{ds,max} &= 100 \text{ V} \Delta V_{ds} \\ t_{ri} &= 0.2 \text{ } \mu\text{s}\end{aligned}$$

หาค่า  $L_S$  ได้จากสมการ 2.33

$$\begin{aligned}L_S &= \frac{\Delta V_{ds} \times t_{ri}}{I_o} \\ &= \frac{100 \times 0.2 \times 10^{-6}}{2} \\ &= 10 \text{ } \mu\text{H}\end{aligned}$$

ดังนั้นเลือกค่า  $L_S$  มีค่าเท่ากับ 10  $\mu\text{H}$

และหา  $R_{LS}$  ได้จากสมการ 2.36

$$\begin{aligned}R_{LS} &= \frac{\Delta V_{ds,max}}{I_o} \\ &= \frac{100}{2} \\ &= 50 \text{ } \Omega\end{aligned}$$

หรือหา  $R_{LS}$  ได้จากสมการค่าเวลากลางตัว

$$\tau_L = \frac{L_S}{R_{LS}}$$

กำหนดให้  $\tau_L = 0.2 \text{ } \mu\text{s}$  หรือ 1% ของ T

$$\begin{aligned}R_{LS} &= \frac{L_S}{\tau_L} \\ &= \frac{10 \times 10^{-6}}{0.2 \times 10^{-6}} \\ &= 50 \text{ } \Omega\end{aligned}$$

ดังนั้นเลือกค่า  $R_{LS}$  มีค่าเท่ากับ 50  $\Omega$

สรุปค่าต่างๆของตัวอุปกรณ์สับเบอร์

1. วงจร RCD สับเบอร์:  $C_S = 3.3 \text{ nF}$ ,  $R_S = 250 \text{ } \Omega$ ,  $D_S = \text{MUR460}$
2. วงจร RLD สับเบอร์:  $L_S = 22 \text{ } \mu\text{H}$ ,  $R_{LS} = 50 \text{ } \Omega$ ,  $D_{LS} = \text{MUR460}$

## บทที่ 5

### ขั้นตอนการศึกษาการจำลองและการทดลอง

ในการจัดทำวิทยานิพนธ์นี้ จะมีขั้นตอนการศึกษาในหัวข้อ หรือประเด็นต่างๆ มากมาย ซึ่งจะได้อีกกล่าวถึงรายละเอียด ดังต่อไปนี้

#### 5.1 ขั้นตอนการศึกษา

ขั้นตอนในการทำการศึกษาวิจัย จะประกอบด้วยเรื่องต่างๆ ทั้งหมด 10 เรื่อง ซึ่งในแต่ละเรื่องนั้นมีความสำคัญ และเชื่อมโยงต่อกันตามลำดับหัวข้อเรื่อง ดังต่อไปนี้

1. ศึกษาทฤษฎีวงจรลดทอนระดับแรงดันแบบบัคคอนเวอร์เตอร์
2. ศึกษาทฤษฎีวงจรสับเบอร์แบบต่างๆ
3. ศึกษาการใช้งานโปรแกรม PSPICE
4. ศึกษาทฤษฎี และมาตรฐานต่างๆที่เกี่ยวข้องกับ EMI
5. ออกแบบวงจรต้นแบบ (วงจบบัคคอนเวอร์เตอร์ และวงจรสับเบอร์)
6. จำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE
7. จัดสร้าง และทดลองการทำงานของวงจรต้นแบบ
8. ทำการวัดผลของ EMI
9. เปรียบเทียบผลการทดลองกับ ทฤษฎี และผลการจำลอง
10. สรุป และวิเคราะห์การทดลอง

ในการจำลอง และการทดลองนั้นจะประกอบไปด้วยกรณีศึกษาสำคัญทั้งหมด 5 กรณี ดังแสดงในตารางที่ 5.1 ซึ่งในแต่ละกรณีศึกษาจะประกอบด้วยสภาวะการทำงานต่างๆกัน ดังแสดงในตารางต่างๆ ด้านล่าง

ตารางที่ 5.1 กรณีศึกษาที่ใช้ในการทดลอง

ลำดับ	กรณีศึกษา
1.	ไม่ใส่ และใส่วงจรสับเบอร์แบบต่างๆ
2.	เพิ่ม-ลด ขนาดของตัวอุปกรณ์สับเบอร์แบบต่างๆ
3.	เพิ่ม-ลดควิตีไซ์เกิดของวงจบบัคคอนเวอร์เตอร์
4.	เพิ่ม-ลดความถี่ในการสวิตซ์ของวงจบบัคคอนเวอร์เตอร์
5.	เปลี่ยนโหมดการทำงานจากโหมดกระแสต่อเนื่อง เป็นโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

ตารางที่ 5.2 กรณีศึกษาที่ 1: (ไม่ใส่ และใส่วงจรสับเบอร์แบบต่างๆ)

ลำดับ	สถานะการทำงาน
1.1	ไม่ใส่วงจรสับเบอร์
1.2	ใส่วงจรสับเบอร์แบบ RCD สับเบอร์
1.3	ใส่วงจรสับเบอร์แบบ RLD สับเบอร์
1.4	ใส่วงจรสับเบอร์แบบ RCD และ RLD สับเบอร์

ตารางที่ 5.3 ค่าอุปกรณ์จริงของวงจรสับเบอร์แบบต่างๆ ในกรณีศึกษาที่ 1

สถานะการทำงาน	วงจร RCD สับเบอร์			วงจร RLD สับเบอร์		
	$R_s$	$C_s$	$D_s$	$R_{Ls}$	$L_s$	$D_{Ls}$
1.1	-	-	-	-	-	-
1.2	250 $\Omega$	3.3 nF	MUR460	-	-	-
1.3	-	-	-	50 $\Omega$	10 $\mu$ H	MUR460
1.4	250 $\Omega$	3.3 nF	MUR460	50 $\Omega$	10 $\mu$ H	MUR460

ตารางที่ 5.4 กรณีศึกษาที่ 2: (เพิ่ม-ลดขนาดตัวอุปกรณ์สับเบอร์แบบต่างๆ)

ลำดับ	สถานะการทำงาน
2.1	เพิ่มขนาด $C_s$ จากค่าที่คำนวณ 200%
2.2	ลดขนาด $C_s$ จากค่าที่คำนวณ 200%
2.3	เพิ่มขนาด $L_s$ จากค่าที่คำนวณ 200%
2.4	ลดขนาด $L_s$ จากค่าที่คำนวณ 200%

ตารางที่ 5.5 ค่าอุปกรณ์จริงของวงจรสับเบอร์แบบต่างๆ ในกรณีศึกษาที่ 2

สถานะการทำงาน	วงจร RCD สับเบอร์			วงจร RLD สับเบอร์		
	$R_s$	$C_s$	$D_s$	$R_{Ls}$	$L_s$	$D_{Ls}$
2.1	500 $\Omega$	6.8 nF	MUR460	-	-	-
2.2	500 $\Omega$	1.8 nF	MUR460	-	-	-
2.3	-	-	-	50 $\Omega$	22 $\mu$ H	MUR460
2.4	-	-	-	50 $\Omega$	4.7 $\mu$ H	MUR460

ตารางที่ 5.6 กรณีศึกษาที่ 3: (เพิ่ม-ลดคิวดั้ไซเคล)

ลำดับ	สภาวะการทำงาน
3.1	เพิ่มคิวดั้ไซเคลเป็น 75% โดยไม่ใส่และใส่วงจรสับเบอร์แบบต่างๆ
3.2	ลดคิวดั้ไซเคลเป็น 25% โดยไม่ใส่และใส่วงจรสับเบอร์แบบต่างๆ

ตารางที่ 5.7 ค่าอุปกรณ์จริงของวงจรสับเบอร์แบบต่างๆ ในกรณีศึกษาที่ 3

สภาวะการทำงาน	วงจร <i>RCD</i> สับเบอร์			วงจร <i>RLD</i> สับเบอร์		
	$R_s$	$C_s$	$D_s$	$R_{Ls}$	$L_s$	$D_{Ls}$
3.1.1	-	-	-	-	-	-
3.1.2	250 $\Omega$	3.3 nF	MUR460	-	-	-
3.1.3	-	-	-	50 $\Omega$	10 $\mu$ H	MUR460
3.1.4	250 $\Omega$	3.3 nF	MUR460	50 $\Omega$	10 $\mu$ H	MUR460
3.2.1	-	-	-	-	-	-
3.2.2	250 $\Omega$	3.3 nF	MUR460	-	-	-
3.2.3	-	-	-	50 $\Omega$	10 $\mu$ H	MUR460
3.2.4	250 $\Omega$	3.3 nF	MUR460	50 $\Omega$	10 $\mu$ H	MUR460

ตารางที่ 5.8 กรณีศึกษาที่ 4: (เพิ่ม-ลดความถี่ในการสวิตซิ่ง)

ลำดับ	สภาวะการทำงาน
4.1	เพิ่มความถี่สวิตซิ่งเป็น 100 KHz โดยไม่ใส่และใส่วงจรสับเบอร์แบบต่างๆ
4.2	ลดความถี่สวิตซิ่งเป็น 25 KHz โดยไม่ใส่และใส่วงจรสับเบอร์แบบต่างๆ

ตารางที่ 5.9 ค่าอุปกรณ์จริงของวงจรสับเบอร์แบบต่างๆ ในกรณีศึกษาที่ 4

สภาวะการทำงาน	วงจร <i>RCD</i> สับเบอร์			วงจร <i>RLD</i> สับเบอร์		
	$R_s$	$C_s$	$D_s$	$R_{Ls}$	$L_s$	$D_{Ls}$
4.1.1	-	-	-	-	-	-
4.1.2	250 $\Omega$	1.8 nF	MUR460	-	-	-
4.1.3	-	-	-	50 $\Omega$	4.7 $\mu$ H	MUR460
4.1.4	250 $\Omega$	1.8 nF	MUR460	50 $\Omega$	4.7 $\mu$ H	MUR460
4.2.1	-	-	-	-	-	-
4.2.2	250 $\Omega$	6.8 nF	MUR460	-	-	-
4.2.3	-	-	-	50 $\Omega$	22 $\mu$ H	MUR460
4.2.4	250 $\Omega$	6.8 nF	MUR460	50 $\Omega$	22 $\mu$ H	MUR460

ตารางที่ 5.10 กรณีศึกษาที่ 5: (เปลี่ยนโหมดการทำงานเป็นโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง)

ลำดับ	สถานะการทำงาน
4.1	โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง ไม่ใส่วงจรสแน็บเบอร์
4.2	โหมดกระแสไม่ต่อเนื่องใส่วงจรสแน็บเบอร์แบบ RCD สแน็บเบอร์
4.3	โหมดกระแสไม่ต่อเนื่องใส่วงจรสแน็บเบอร์แบบ RLD สแน็บเบอร์
4.4	โหมดกระแสไม่ต่อเนื่องใส่วงจรสแน็บเบอร์แบบ RCD+RLD สแน็บเบอร์

ตารางที่ 5.11 ค่าอุปกรณ์จริงของวงจรสแน็บเบอร์แบบต่างๆ ในกรณีศึกษาที่ 5

สถานะการทำงาน	วงจร RCD สแน็บเบอร์			วงจร RLD สแน็บเบอร์		
	$R_s$	$C_s$	$D_s$	$R_{Ls}$	$L_s$	$D_{Ls}$
5.1	-	-	-	-	-	-
5.2	250 $\Omega$	3.3 nF	MUR460	-	-	-
5.3	-	-	-	50 $\Omega$	10 $\mu$ H	MUR460
5.4	250 $\Omega$	3.3 nF	MUR460	50 $\Omega$	10 $\mu$ H	MUR460

## 5.2 การจำลอง

ในการศึกษา หรือการทำวิจัยนั้น จำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องมีการจำลองการทำงานของวงจรที่จะใช้ ก่อนทำการทดลองจริงเสมอ เพื่อที่จะได้ทราบแนวโน้มหรือผลการทำงานเบื้องต้น ว่าเป็นไปตามหลักการ หรือทฤษฎี หรือการออกแบบหรือไม่ และเพื่อใช้ในการเปรียบเทียบผลการทดลองที่ได้จากการวัดจริง เพื่อยืนยันความสอดคล้องกันระหว่างทฤษฎี การจำลอง และผลการทดลอง

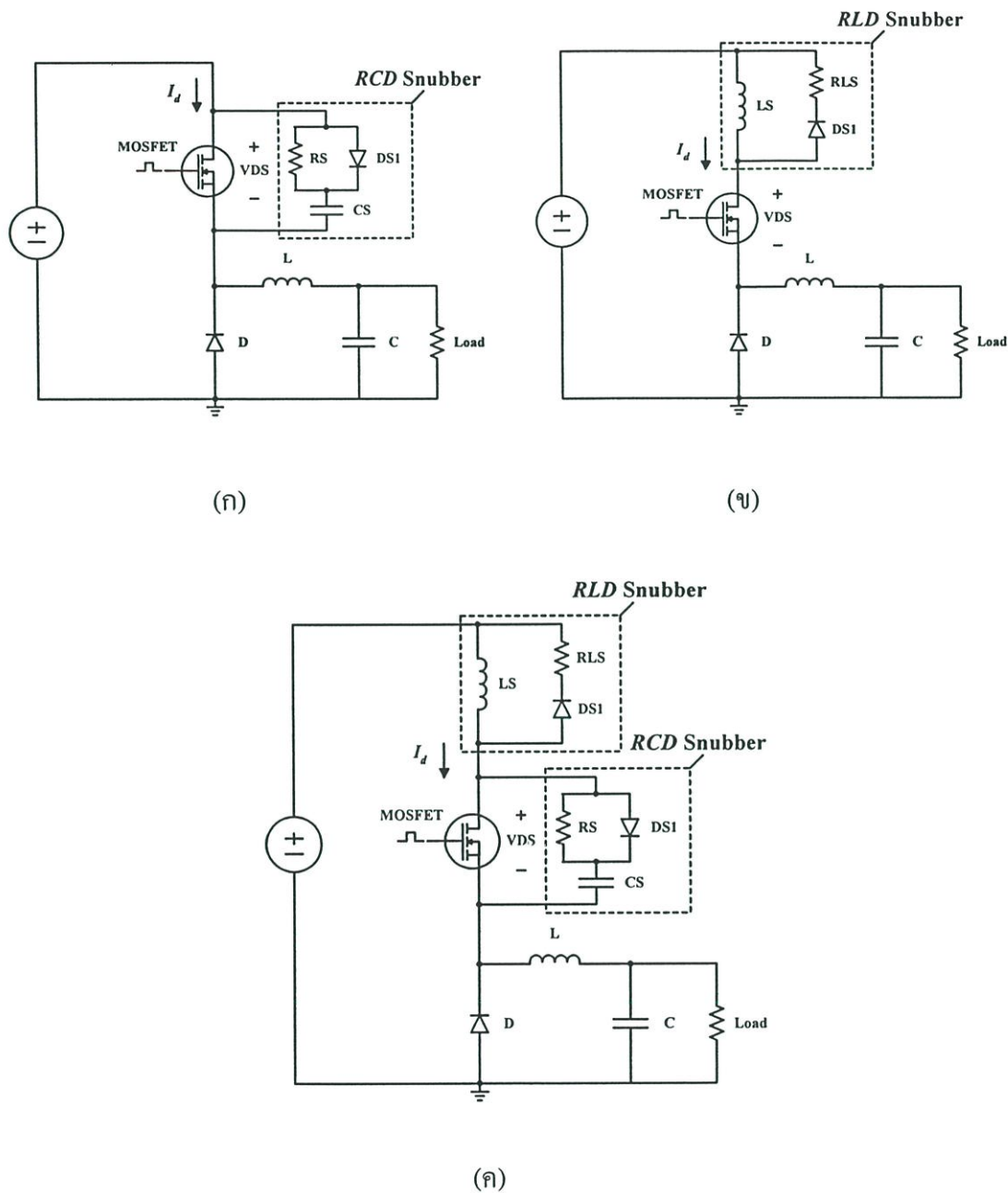
การจำลองนั้นสามารถทำได้โดยง่าย สะดวก และรวดเร็ว ทั้งประหยัดค่าใช้จ่าย โดยทำให้ทราบถึงแนวโน้มของผลการทดลองโดยไม่ต้องทำการทดลองจริงก่อน และในที่นี้จะใช้โปรแกรม PSPICE ในการจำลอง ซึ่งโปรแกรมดังกล่าวเป็นโปรแกรมที่ใช้งานอย่างกว้างขวาง และเป็นที่ยอมรับกันทั่วโลก

ในการจำลองการทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ และวงจรสแน็บเบอร์แบบต่างๆ นั้น จะใช้โปรแกรม PSPICE เวอร์ชัน 9.1 โดยมีรายละเอียดดังนี้

1. มอสเฟตกำลัง (power MOSFET: IRFP640)
2. ไดโอดกำลัง (power diode: MUR460)
3. เวลาเริ่มต้น (starting time: 0  $\mu$ s)
4. เวลาสิ้นสุด (stopping time: 30 ms)
5. ขั้วเวลาสูงสุด (maximum step: 0.02  $\mu$ s)

วงจรในการจำลองการทำงานนั้น จะประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบดิซี ขนาด 100 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิรตซ์ ดังแสดงในรูปที่ 5.1 และในการจำลองหาค่า EMI นั้นจะเพิ่มวงจรรักษาเสถียรภาพ


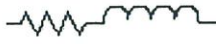



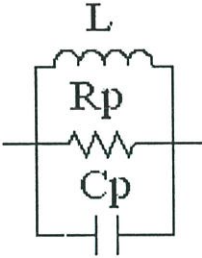
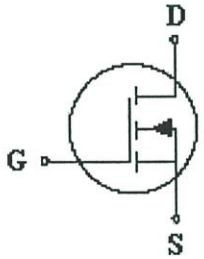
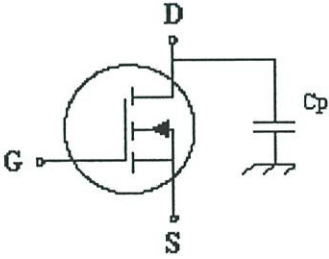
อิมพีแดนซ์ (LISN) วงจรบริดจ์เรกติไฟเลอร์ วงจรสแนบเบอร์แบบ RCD สแนบเบอร์ และแบบ RLD สแนบเบอร์ ซึ่งมีการปรับปรุงวงจร ดังแสดงในตารางที่ 5.6 และวงจรในการจำลอง ดังแสดงในรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.1 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการจำลอง

- (ก) ใส่วงจร RCD สแนบเบอร์
- (ข) ใส่วงจร RLD สแนบเบอร์
- (ค) ใส่วงจร RCD และ RLD สแนบเบอร์

ตารางที่ 5.12 ตารางแสดงการปรับปรุงวงจรในการจำลอง

Component	Circuit symbol	PSIPCE model
Wire		$R_p$ $L_p$ 
Capacitor	$C$ 	$C$ $R_p$ $L_p$ 
Inductor	$L$ 	
MOSFET	 <b>MOSFET</b>	 <b>MOSFET</b>

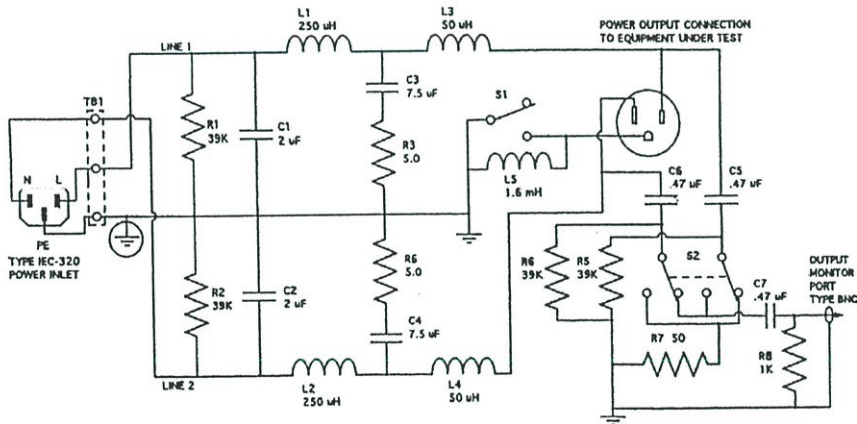


### 5.3 การทดลอง

ในการทดลองการทำงานของวงจรนั้น จะมีอุปกรณ์ และเครื่องมือวัด ที่สำคัญที่ใช้ในการวัดสัญญาณ EMI ต่างๆ ดังนี้

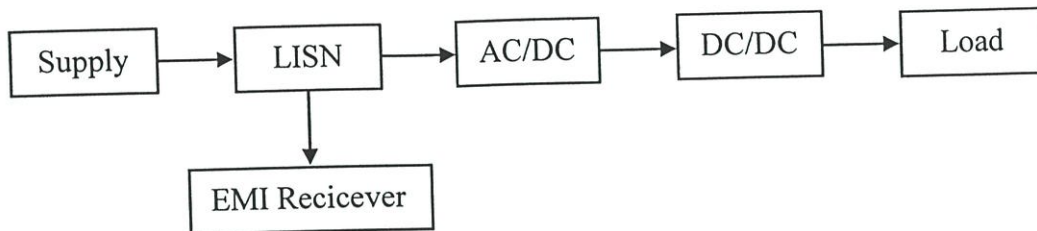
1. EMI Receiver (HP / Agilent E7401A 9 kHz-1.5 GHz)
2. LISN (EMCO 3810-2HP / Agilent 11967D)
3. Transient Limiter (HP / Agilent 11947A)
4. Oscilloscope (HP / Agilent 54845A (1.5 GHz 4 CH Digital Oscilloscope)
5. Power Quality Analyzer (Fluke 43)
6. Current Probe (HP / Agilent 1146A)
7. Impedance/Gain-Phase Analyzer (HP / Agilent 4194A)
8. Test fixture (HP / 16047D)

ในการวัดสัญญาณ EMI จะทำการวัดสัญญาณรบกวนที่แพร่ทางตัวนำ (conducted EMI emission) ในแบบโหมดร่วม (common mode) ซึ่งจะวัดสัญญาณรบกวนในย่านความถี่ตั้งแต่ 150 KHz – 30 MHz โดยมีการจัดวางอุปกรณ์ต่างๆ ตามมาตรฐาน CISPR16 โดยจะทำการต่อ LISN ไว้ในวงจรรวมของการวัด เพื่อแยกสัญญาณรบกวนที่ต้องการวัด ส่งผ่านไปยังเครื่องวิเคราะห์ EMI ซึ่งต่อพ่วงกับคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (PC) โดยวงจรภายในของ LISN ที่ใช้ ดังแสดงในรูปที่ 5.3

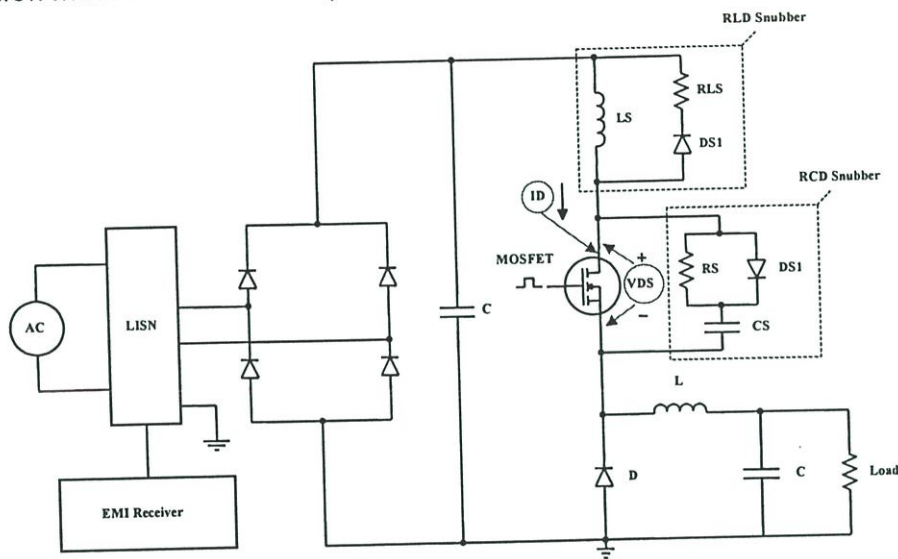


รูปที่ 5.3 วงจรภายในของ LISN (EMCO 3810-2HP / Agilent 11967D)

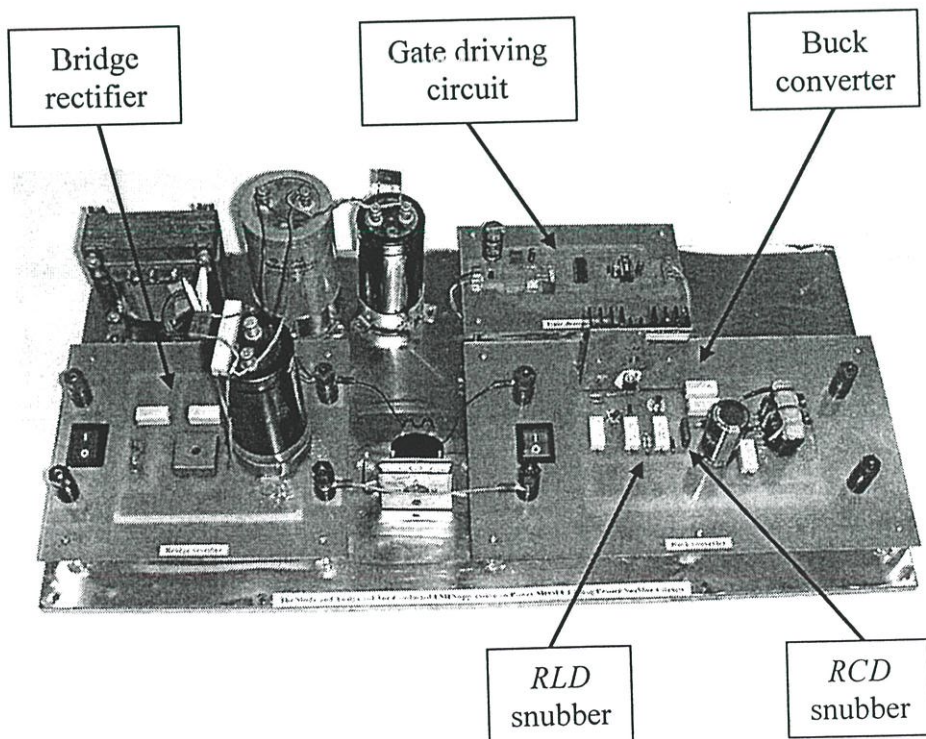
และในการทำการวัดสัญญาณ EMI นั้นจะทำการวัด โดยมีบล็อกไดอะแกรมการวัด EMI ดังแสดงในรูปที่ 5.4 และผังประกอบการต่อวงจร ดังแสดงในรูปที่ 5.5 และในการทดลองจริง จะทำการสร้างวงจรต้นแบบ ดังแสดงในรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.4 บล็อกไดอะแกรมการวัด EMI (conducted emission)



รูปที่ 5.5 วงจรที่ใช้ในการวัด EMI



รูปที่ 5.6 วงจรต้นแบบที่ใช้ในการทดลอง

สรุปวงจรต้นแบบที่จัดสร้างขึ้น จะประกอบด้วยส่วนต่างๆ ที่สำคัญ ดังรายละเอียดต่างๆ ดังนี้

#### 1. วงจรบริดจ์เรกติไฟเลอร์ (Bridge rectifier)

- Bridge rectifier เบอร์ KBPC 35-04 พิกัดกระแส 5A, 400 PIV.
- ตัวเก็บประจุ ชนิดอิเล็กโทรไลติก ความจุ 2,200  $\mu\text{F}$  พิกัดแรงดัน 200 V.

#### 2. วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck converter)

- มอสเฟตกำลัง เบอร์ IRFP460 พิกัดแรงดัน 500 V, 20 A ที่อุณหภูมิ 25 °C, 13 A ที่อุณหภูมิ 100 °C และความต้านทาน  $R_{ds(on)}$  0.27  $\Omega$
- ไดโอดกำลัง ชนิดอุลตราฟาสต์ เบอร์ MUR460 พิกัดแรงดัน 600 V, พิกัดกระแส 4 A
- ตัวเหนี่ยวนำ ชนิดแกนเฟอร์ไรท์ ขนาด 1.45 mH
- ตัวเก็บประจุ ชนิดอิเล็กโทรไลติก ความจุ 1,000  $\mu\text{F}$  พิกัดแรงดัน 400 V

#### 3. วงจรขับเกจ (Gate driving circuit)

- วงจรสร้างสัญญาณพัลส์ IC เบอร์ TL494
- วงจรขับเกจ IC เบอร์ MC14049UB
- วงจรอปโตไอโซเลต IC เบอร์ H11L2M

#### 4. วงจรสับเบอร์แบบ RCD สับเบอร์

- ตัวต้านทาน ชนิดเซรามิกส์ ขนาด 250  $\Omega$ , 5 W
- ตัวเก็บประจุ ชนิดโพลีโพรพิลีน ความจุ 1.8 nF, 3.3 nF, และ 6.8 nF (WIMA MKP10)
- ไดโอดกำลัง ชนิดอุลตราฟาสต์ เบอร์ MUR460 พิกัดแรงดัน 600 V, 4 A

#### 5. วงจรสับเบอร์แบบ RLD สับเบอร์

- ตัวต้านทาน ชนิดเซรามิกส์ ขนาด 50  $\Omega$ , 5 W
- ตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง ชนิดเฟอร์ไรท์ ขนาด 4.7  $\mu\text{H}$ , 10  $\mu\text{H}$  และ 22  $\mu\text{H}$
- ไดโอดกำลัง ชนิดอุลตราฟาสต์ เบอร์ MUR460 พิกัดแรงดัน 600 V, 4 A

## บทที่ 6

### ผลจำลองและผลการทดลอง

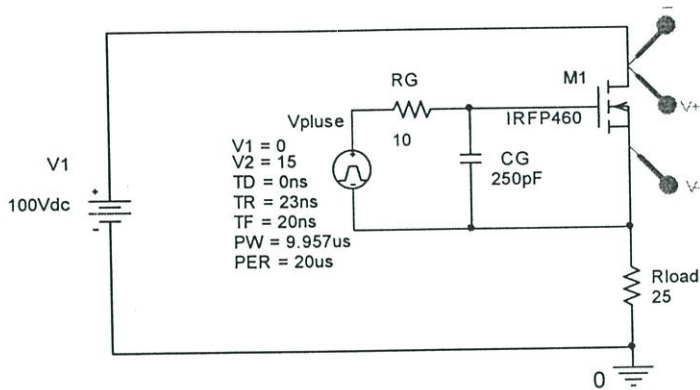
ในบทนี้จะประกอบด้วยผลการจำลอง และผลการทดลอง ซึ่งจะประกอบด้วยกรณีศึกษาต่างๆ รวมทั้งสิ้น 5 กรณี ดังแสดงในตารางที่ 6.1 ซึ่งในการจำลองจะแสดงให้เห็นถึงการทำงานเบื้องต้น และผลของการไม่ใส่ และใส่วงจรสแน็บเบอร์แบบต่างๆ รวมทั้งผลในด้านสัญญาณรบกวน EMI โดยได้จากฟังก์ชัน FFT ที่มีอยู่ในโปรแกรม PSPICE และในการทดลองนั้นจะประกอบด้วยรูปคลื่นสัญญาณต่างๆ และตารางที่สรุปผลการทำงานของวงจร ทั้งก่อนใส่ และหลังใส่วงจรสแน็บเบอร์ และสุดท้ายจะเป็นผลการวัดสัญญาณรบกวน EMI ซึ่งจะเปรียบเทียบให้เห็นการลดสัญญาณรบกวน EMI เมื่อใส่สแน็บเบอร์แบบต่างๆ ในสภาวะการทำงานที่แตกต่างกัน

ตารางที่ 6.1 กรณีศึกษาที่ใช้ในการทดลอง

ลำดับ	กรณีศึกษา
1.	ไม่ใส่ และใส่วงจรสแน็บเบอร์แบบต่างๆ
2.	เพิ่ม-ลด ขนาดของตัวอุปกรณ์สแน็บเบอร์แบบต่างๆ
3.	เพิ่ม-ลดความถี่ไซเคิลของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์
4.	เพิ่ม-ลดความถี่ในการสวิตชิงของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์
5.	เปลี่ยนโหมดการทำงานจากโหมดกระแสต่อเนื่อง เป็น โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

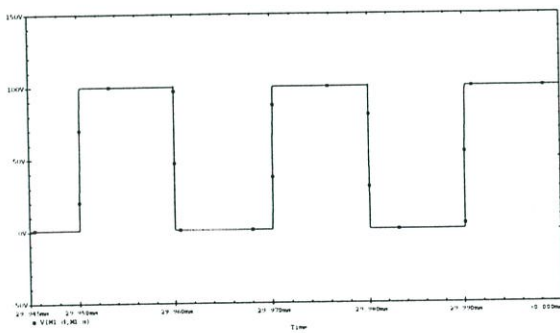
## 6.1 การจำลองการทำงานเบื้องต้นของวงจรถนั้บเบอร์แบบต่างๆ

### 6.1.1 กรณีไม่ใส่วงจรถนั้บเบอร์

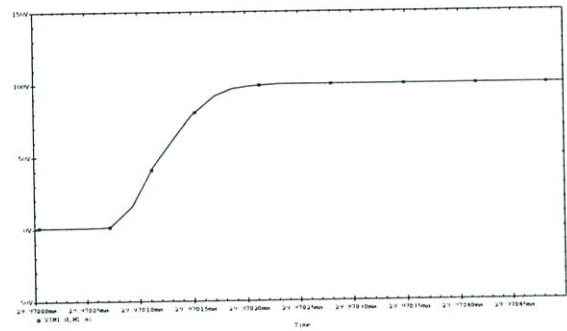


tstop: 30 ms, tstep: 0.02  $\mu$ s

รูปที่ 6.1 วงจรการจำลองการทำงานเบื้องต้นของวงจรถนั้บเบอร์ (กรณีไม่ใส่วงจรถนั้บเบอร์)

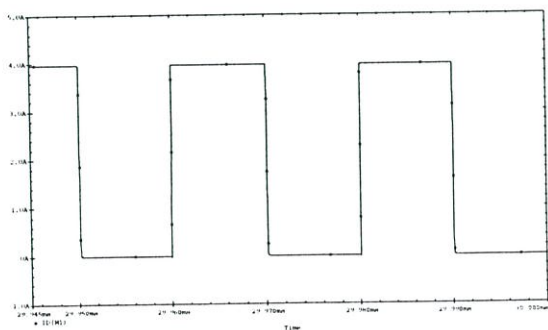


(ก)

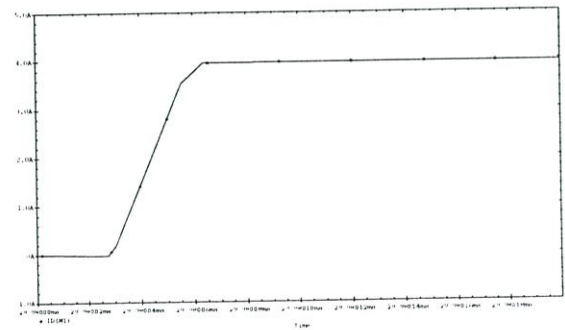


(ข)

รูปที่ 6.2 แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ ( $V_{ds}$ ) (กรณีไม่ใส่วงจรถนั้บเบอร์) และภาพขยาย

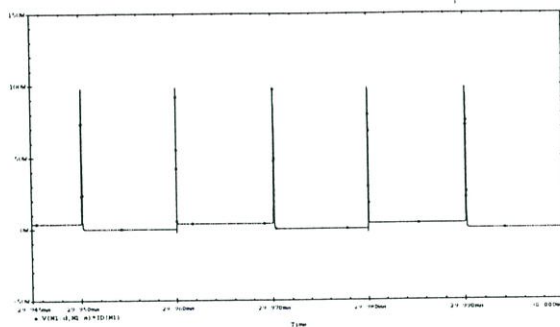


((ก))

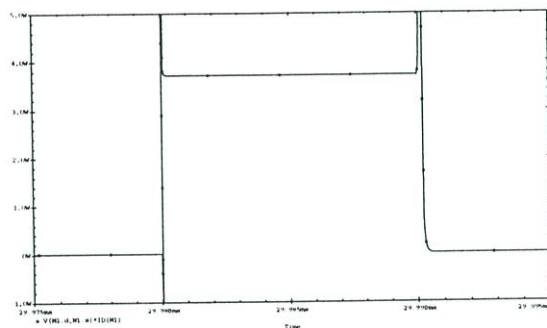


((ข))

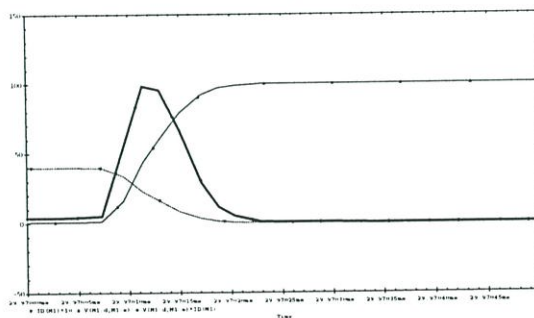
รูปที่ 6.3 กระแสทรานซิสเตอร์ ( $I_{ds}$ ) (กรณีไม่ใส่วงจรถนั้บเบอร์) และภาพขยาย



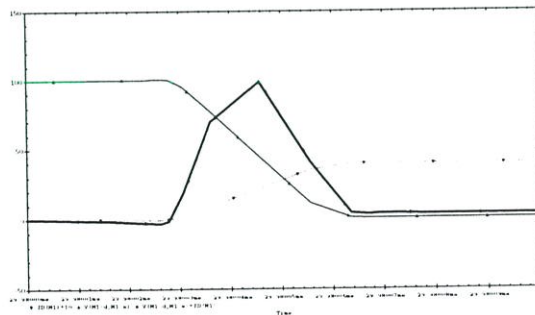
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 6.4 กำลังสูญเสีย ( $V_{ds} \times I_{ds}$ ) (กรณีไม่ใส่วงจรสับเบอร์ด)

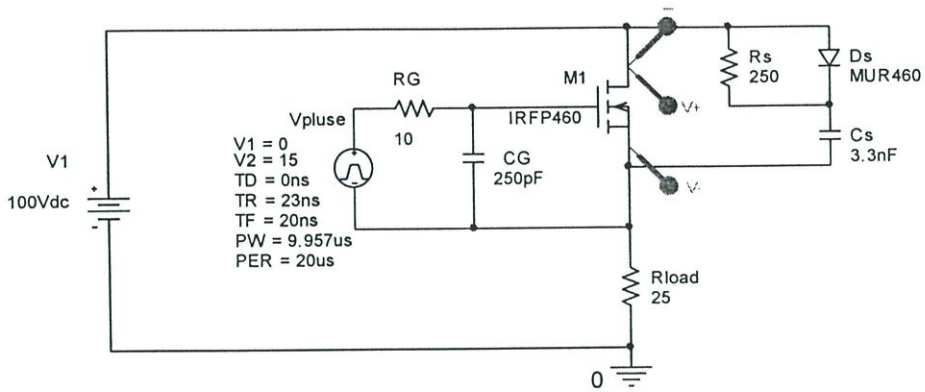
(ก) กำลังสูญเสียตลอดการทำงาน (power loss)

(ข) ขณะมอสเฟตนำกระแส (conduction loss)

(ค) ขณะสวิตช์เปิด (switching loss-turn off)

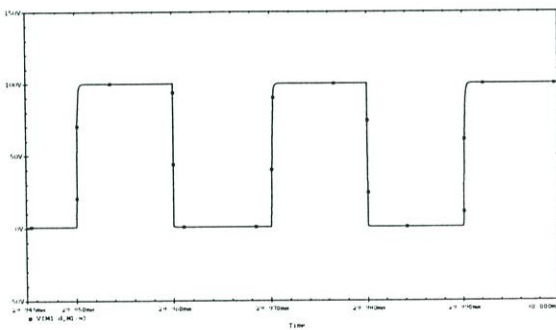
(ง) ขณะสวิตช์ปิด (switching loss-turn on)

### 6.1.2 กรณีใส่วงจร RCD สนับเบอร์



tstop: 30 ms, tstep: 0.02  $\mu$ s

รูปที่ 6.5 วงจรการจำลองการทำงานเบื้องต้นของวงจรสับเบอร์ (กรณีใส่วงจร RCD สนับเบอร์)

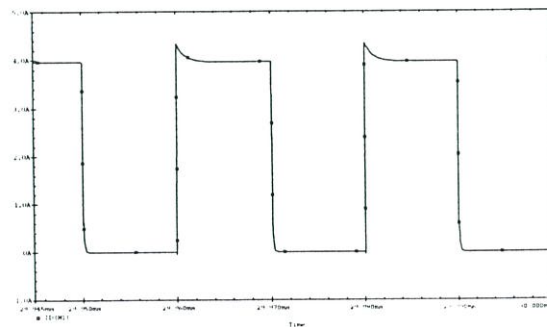


(ก)

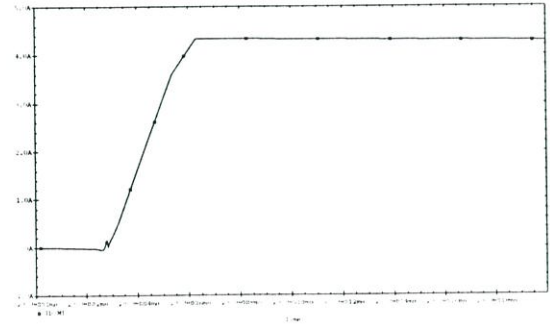


(ข)

รูปที่ 6.6 แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ ( $V_{ds}$ ) (กรณีใส่วงจร RCD สนับเบอร์) และภาพขยาย

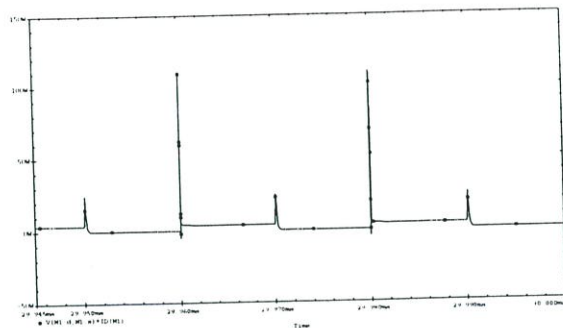


(ก)

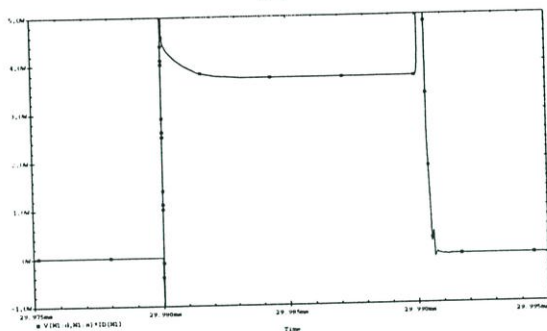


(ข)

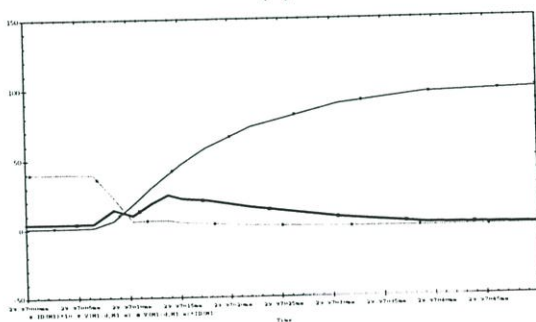
รูปที่ 6.7 กระแสทรานซิสเตอร์ ( $I_{ds}$ ) (กรณีใส่วงจร RCD สนับเบอร์) และภาพขยาย



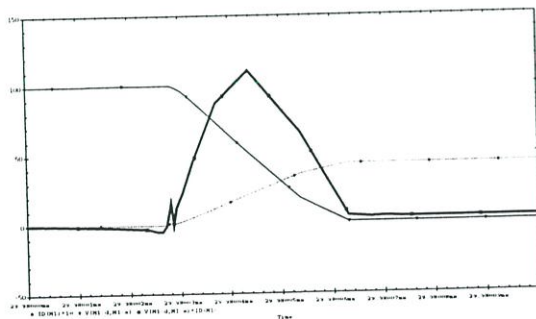
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

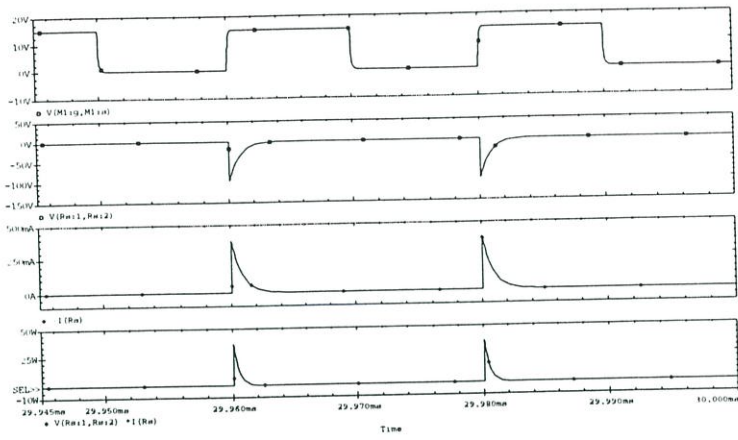
รูปที่ 6.8 กำลังสูญเสีย ( $V_{ds} \times I_{ds}$ ) (กรณีใส่วงจร RCD สนับเบอร์)

(ก) กำลังสูญเสียตลอดการทำงาน (power loss)

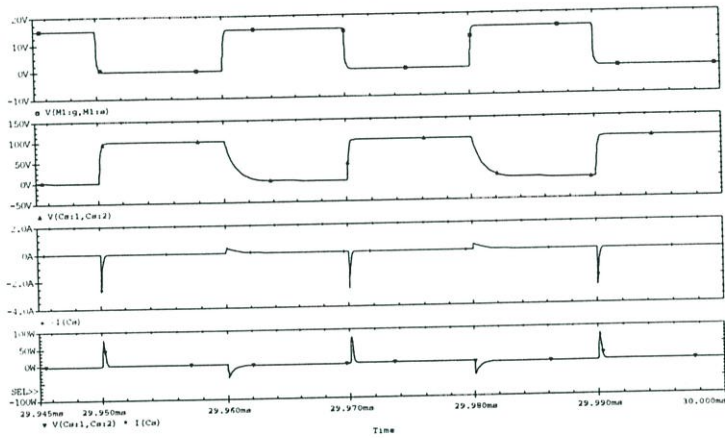
(ข) ขณะมอสเฟตนำกระแส (conduction loss)

(ค) ขณะสวิตช์เปิด (switching loss-turn off)

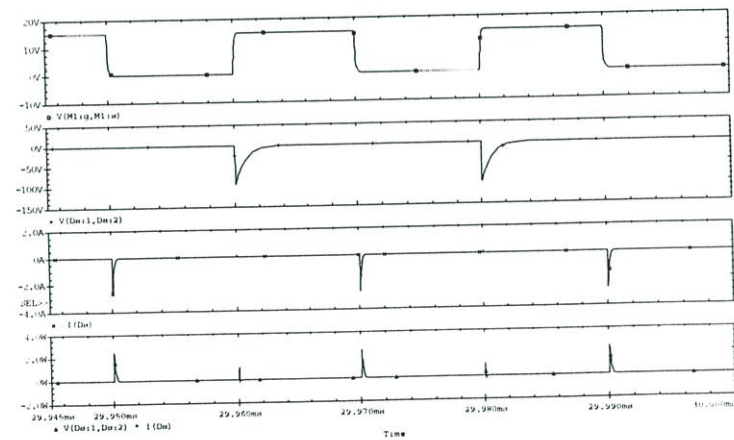
(ง) ขณะสวิตช์ปิด (switching loss-turn on)



(ก)



(ข)



(ค)

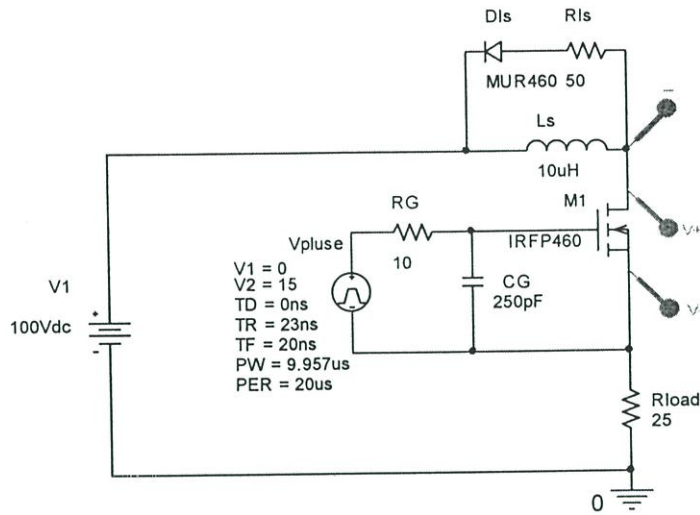
รูปที่ 6.9 การทำงานของอุปกรณ์สนับสนุนเบอร์ ในวงจร RCD สนับเบอร์

(ก) รูปสัญญาณ  $V_{gs}$ ,  $V_{R_s}$ ,  $I_{R_s}$ ,  $P_{loss-R_s}$

(ข) รูปสัญญาณ  $V_{gs}$ ,  $V_{C_s}$ ,  $I_{C_s}$ ,  $P_{loss-C_s}$

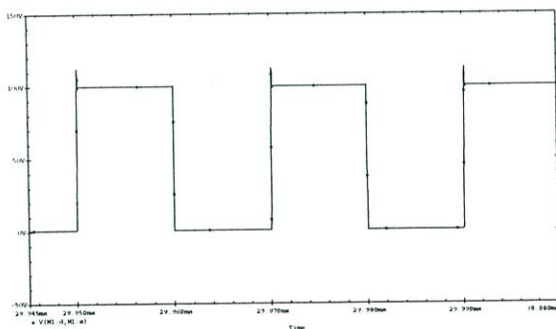
(ค) รูปสัญญาณ  $V_{gs}$ ,  $V_{D_s}$ ,  $I_{D_s}$ ,  $P_{loss-D_s}$

### 6.1.3 กรณีใต้วงจร *RLD* สนับเบอร์

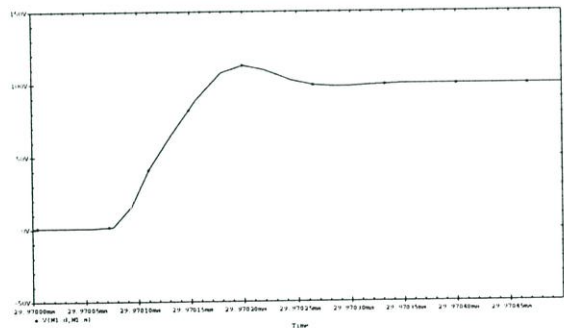


tstop: 30 ms, tstep: 0.02  $\mu$ s

รูปที่ 6.10 วงจรการจำลองการทำงานเบื้องต้นของวงจรสับเบอร์ (กรณีใต้วงจร *RLD* สนับเบอร์)

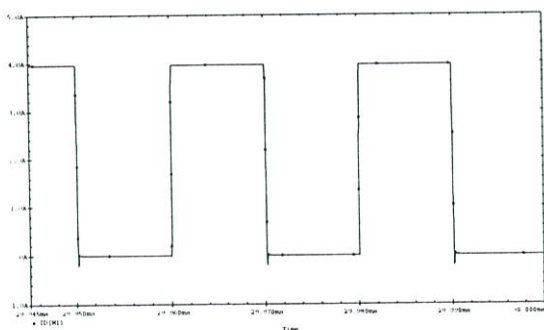


(ก)

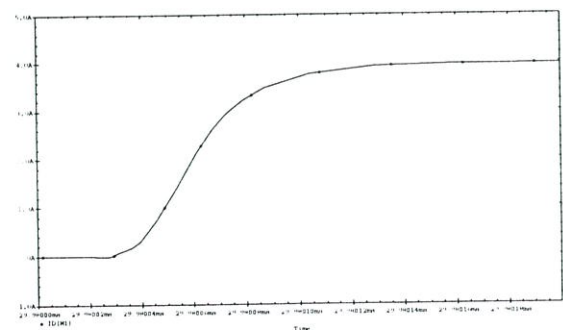


(ข)

รูปที่ 6.11 แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ ( $V_{ds}$ ) (กรณีใต้วงจร *RLD* สนับเบอร์) และภาพขยาย

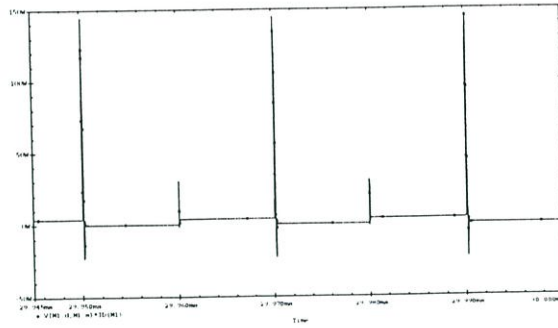


(ก)

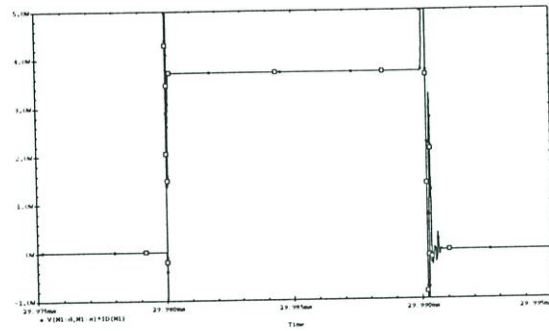


(ข)

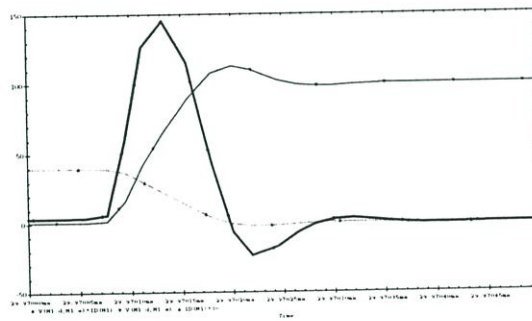
รูปที่ 6.12 กระแสทรานซิสเตอร์ ( $I_{ds}$ ) (กรณีใต้วงจร *RLD* สนับเบอร์) และภาพขยาย



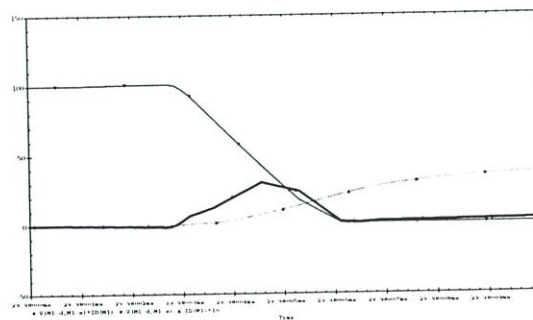
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

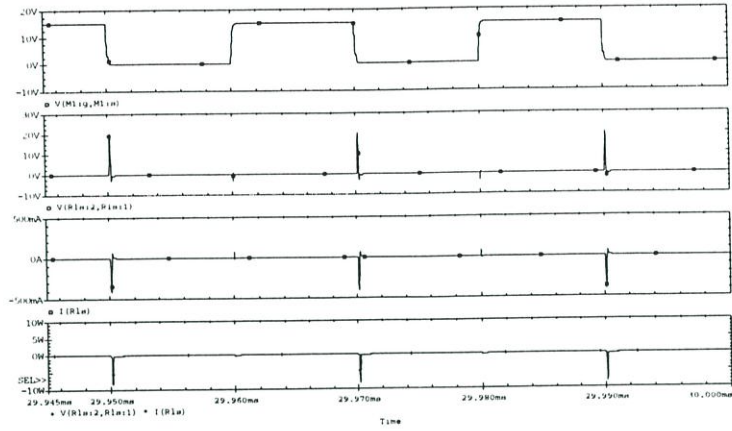
รูปที่ 6.13 กำลังสูญเสีย ( $V_{ds} \times I_{ds}$ ) (กรณีใส่วงจร RLD สนับเบอร์)

(ก) กำลังสูญเสียตลอดการทำงาน (power loss)

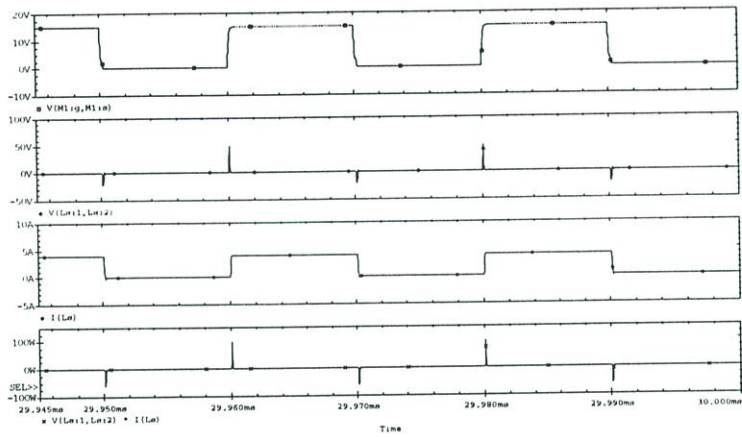
(ข) ขณะมอสเฟตนำกระแส (conduction loss)

(ค) ขณะสวิตช์เปิด (switching loss-turn off)

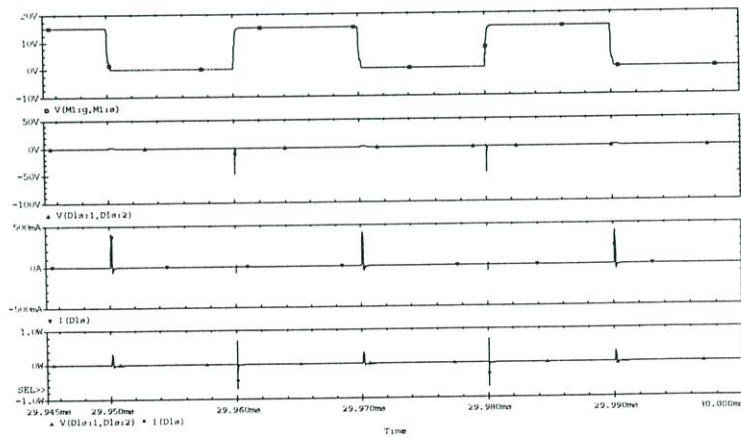
(ง) ขณะสวิตช์ปิด (switching loss-turn on)



(ก)



(ข)



(ค)

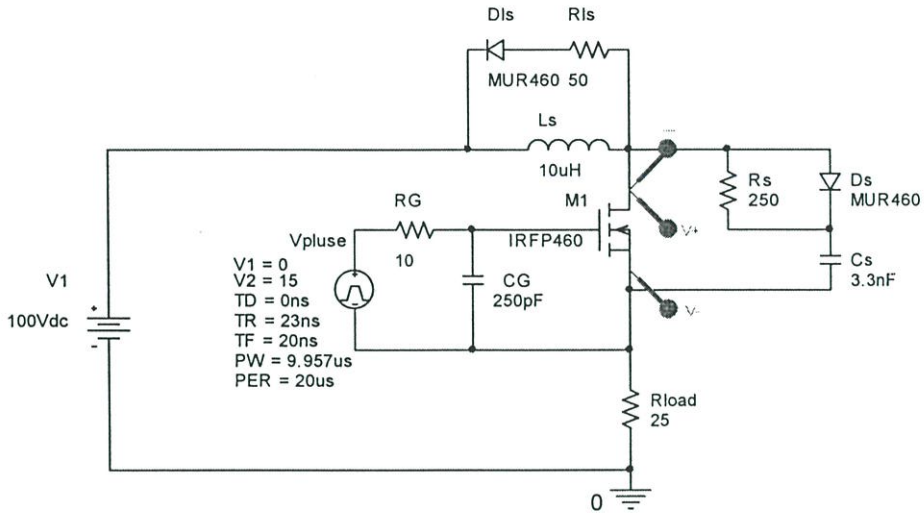
รูปที่ 6.14 การทำงานของอุปกรณ์ snubber ในวงจร RLD snubber

(ก) รูปสัญญาณ  $V_{gs}$ ,  $V_{R_{1s}}$ ,  $I_{R_{1s}}$ ,  $P_{loss-R_{1s}}$

(ข) รูปสัญญาณ  $V_{gs}$ ,  $V_{L_{1s}}$ ,  $I_{L_{1s}}$ ,  $P_{loss-L_{1s}}$

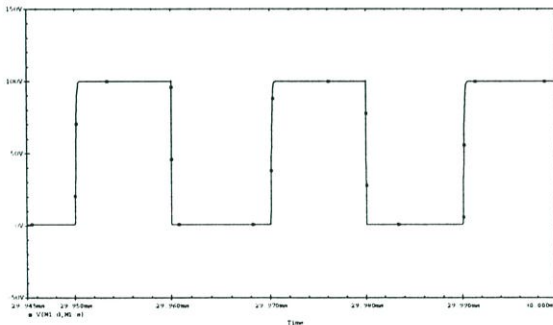
(ค) รูปสัญญาณ  $V_{gs}$ ,  $V_{D_{1s}}$ ,  $I_{D_{1s}}$ ,  $P_{loss-D_{1s}}$

### 6.1.4 กรณีใส่วงจร $RCD+RLD$ สลับเบอร์

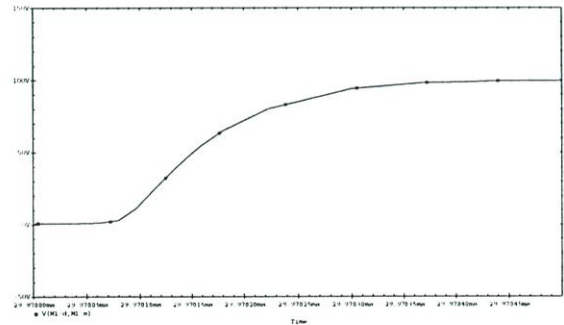


tstop: 30 ms, tstep: 0.02  $\mu$ s

รูปที่ 6.15 วงจรการจำลองการทำงานเบื้องต้น วงจรสลับเบอร์ (กรณีใส่วงจร  $RCD+RLD$  สลับเบอร์)

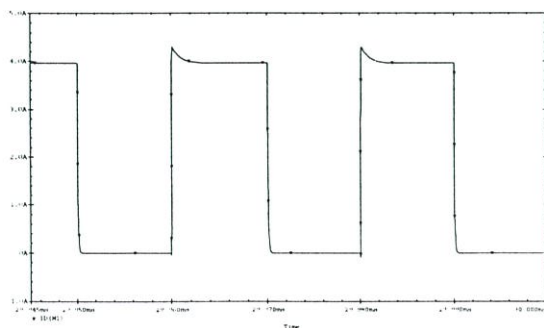


(ก)

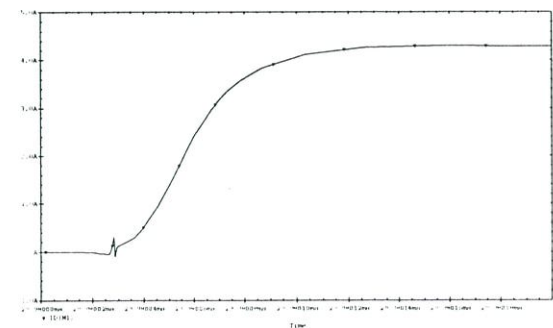


(ข)

รูปที่ 6.16 แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ ( $V_{ds}$ ) (กรณีใส่วงจร  $RCD+RLD$  สลับเบอร์) และภาพขยาย

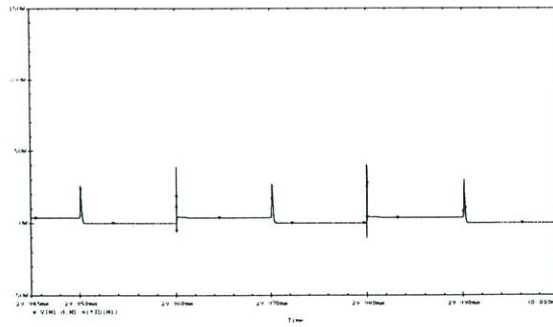


(ก)

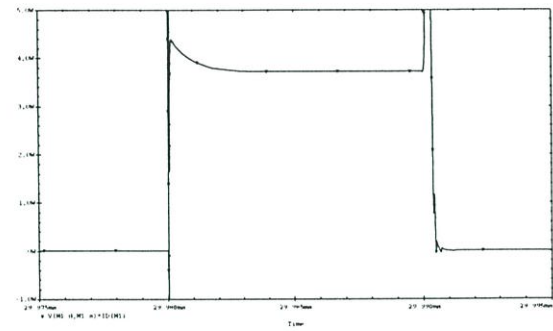


(ข)

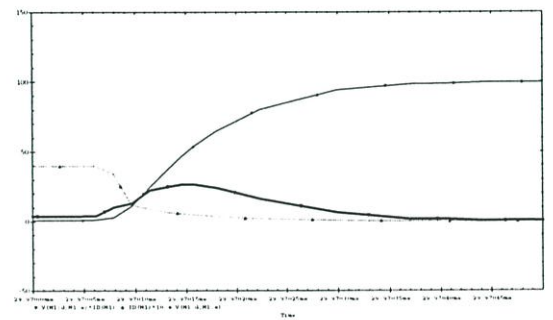
รูปที่ 6.17 กระแสทรานซิสเตอร์ ( $I_{ds}$ ) (กรณีใส่วงจร  $RCD+RLD$  สลับเบอร์) และภาพขยาย



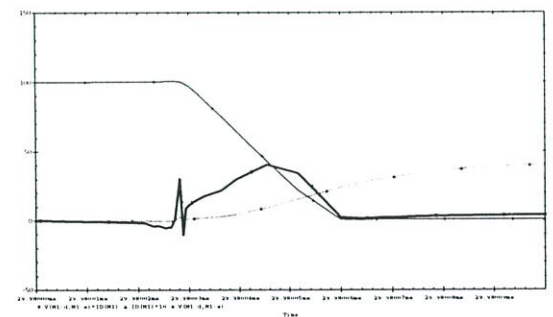
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 6.18 กำลังสูญเสีย ( $V_{ds} \times I_{ds}$ ) (กรณีใส่วงจร  $RCD+RLD$  สนับเบอร์)

- (ก) กำลังสูญเสียตลอดการทำงาน (power loss)
- (ข) ขณะมอสเฟตนำกระแส (conduction loss)
- (ค) ขณะสวิตช์เปิด (switching loss-turn off)
- (ง) ขณะสวิตช์ปิด (switching loss-turn on)

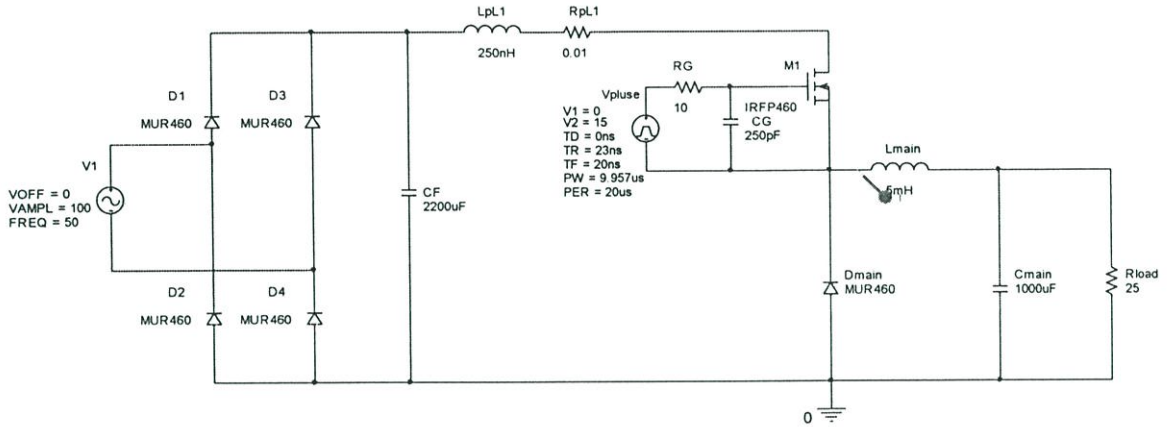
ตารางที่ 6.2 สรุปผลของวงจรสับเบอ์แบบต่างๆ ที่มีต่อการทำงานของมอสเฟตกำลัง

สภาวะการทำงาน	Peak voltage (V)	Peak current (A)	Peak power (W)		$dv/dt$ (V/ns)	$di/dt$ (A/ns)
			$t-off$	$t-on$		
1. ไม่ใส่วงจรสับเบอ์	107	5.1	100	100	1.000	0.123
2. ใส่วงจรสับเบอ์แบบ <i>RCD</i>	100	4.4	25	110	0.364	0.136
3. ใส่วงจรสับเบอ์แบบ <i>RLD</i>	112	3.3	148	30	1.133	0.054
4. ใส่วงจรสับเบอ์แบบ <i>RCD+RLD</i>	100	4.2	28	40	0.421	0.080

ตารางที่ 6.3 สรุปผลของวงจรสับเบอ์แบบต่างๆ ที่มีต่อการสูญเสียต่างๆ

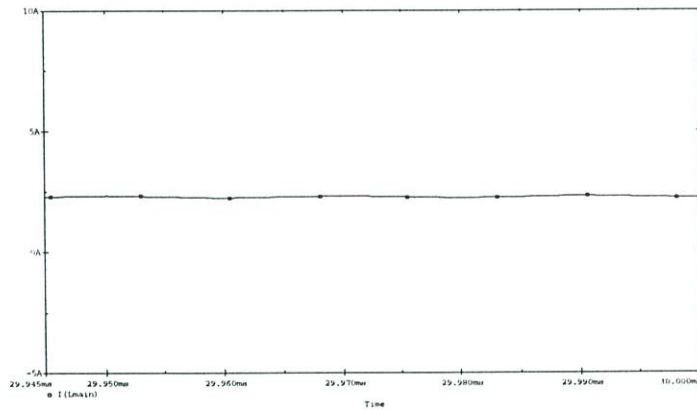
สภาวะการทำงาน	Switching loss (W)		Total Switching loss (W)	Conduction loss (W)	Total loss (W)
	$t-off$	$t-on$			
1. ไม่ใส่วงจรสับเบอ์	0.258	0.067	0.325	1.750	2.075
2. ใส่วงจรสับเบอ์แบบ <i>RCD</i>	0.120	0.050	0.17	1.620	1.790
3. ใส่วงจรสับเบอ์แบบ <i>RLD</i>	0.379	0.083	0.462	1.575	2.037
4. ใส่วงจรสับเบอ์แบบ <i>RCD+RLD</i>	0.161	0.011	0.172	1.571	1.743

## 6.2 การจำลองโหมตการทำงานของวงจร (โหมตกระแสต่อเนื่อง และไม่ต่อเนื่อง)

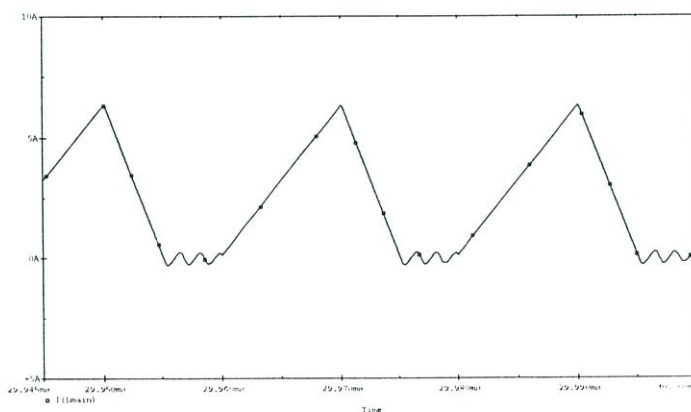


tstop=30 ms, step=0.02  $\mu$ s

รูปที่ 6.19 วงจรที่ใช้ในการจำลองรูปคลื่นสัญญาณกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำหลัก  $I_L$



(ก)



(ข)

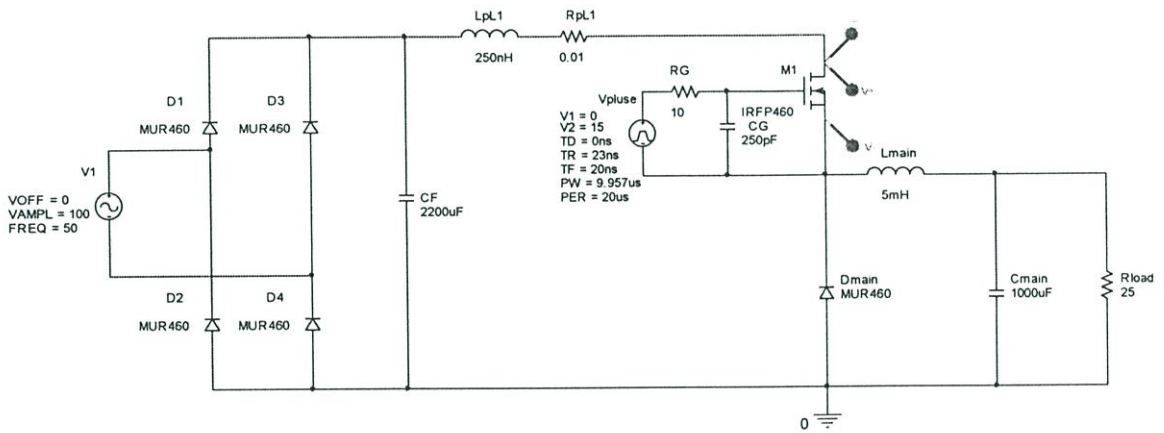
รูปที่ 6.20 ผลการจำลองรูปคลื่นสัญญาณ  $I_L$

(ก) โหมตกระแสต่อเนื่อง ( $L_{main-con} = 5$  mH)

(ข) โหมตกระแสไม่ต่อเนื่อง ( $L_{main-dis-con} = 100$   $\mu$ H)

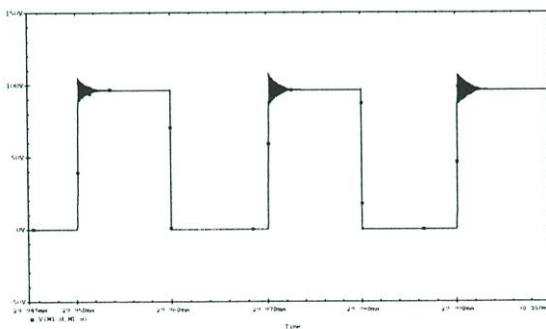
## 6.3 การจำลองผลของวงจรถับเบอร์ที่มีต่อวงจรถักคอนเวอร์เตอร์

### 6.3.1 กรณีไม่ใส่วงจรถับเบอร์

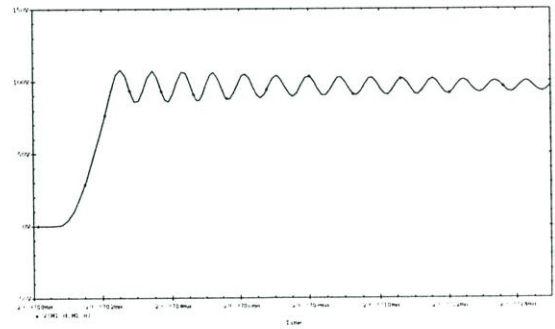


tstop=30 ms, step=0.02  $\mu$ s

รูปที่ 6.21 วงจรการจำลองการทำงานของวงจรถักคอนเวอร์เตอร์ (ไม่ใส่วงจรถับเบอร์)

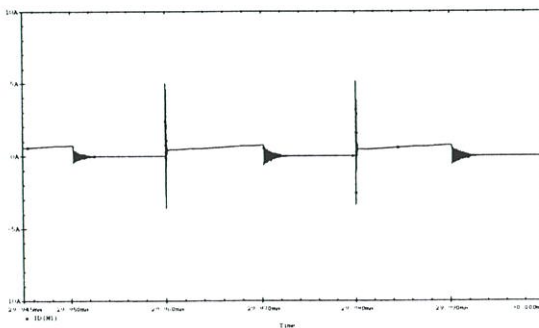


(ก)

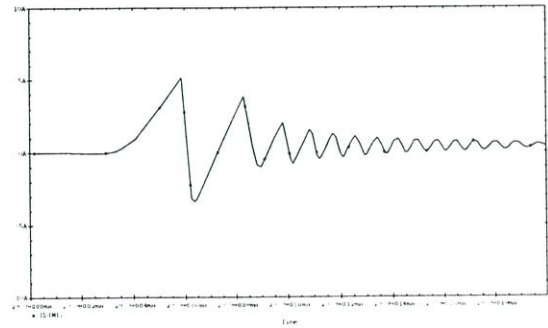


(ข)

รูปที่ 6.22 แรงดันตกคร่อมไดโอด-ซอร์ส ( $V_{ds}$ ) (กรณีไม่ใส่วงจรถับเบอร์) และภาพขยาย

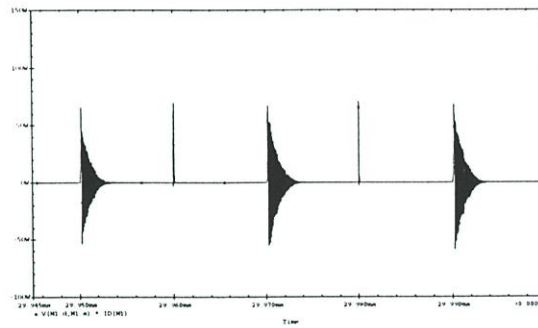


(ก)

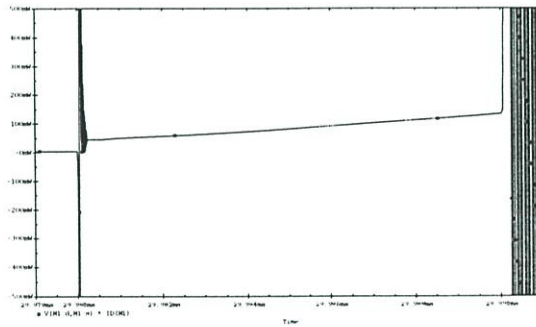


(ข)

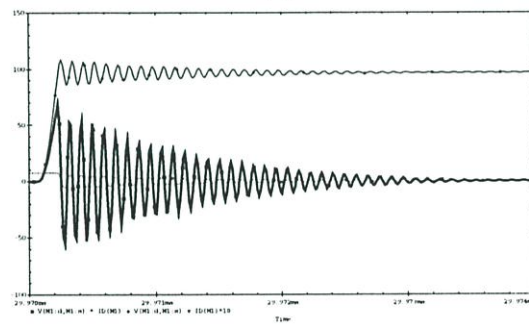
รูปที่ 6.23 กระแสไดโอด-ซอร์ส ( $I_{ds}$ ) (กรณีไม่ใส่วงจรถับเบอร์) และภาพขยาย



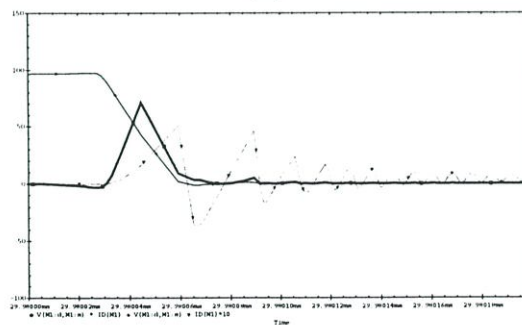
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 6.24 กำลังสูญเสีย ( $V_{ds} \times I_{ds}$ ) (กรณีไม่ใส่วงจร snubber)

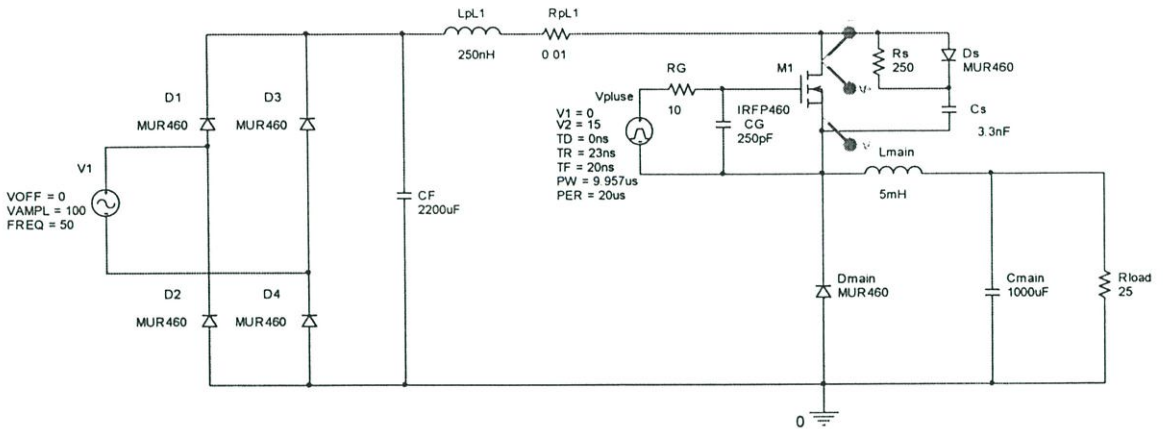
(ก) กำลังสูญเสียตลอดการทำงาน (power loss)

(ข) ขณะมอสเฟตนำกระแส (conduction loss)

(ค) ขณะสวิตช์เปิด (switching loss-turn off)

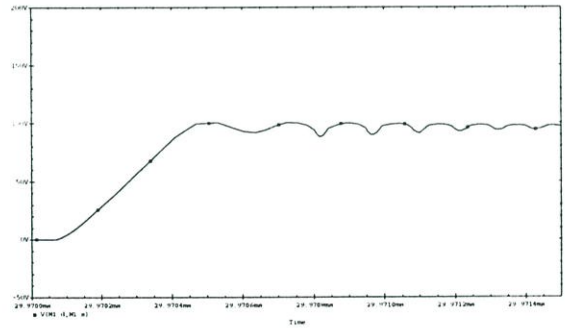
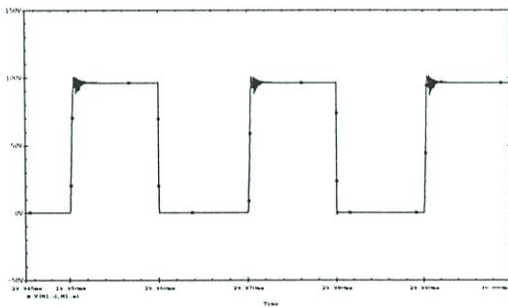
(ง) ขณะสวิตช์ปิด (switching loss-turn on)

### 6.3.2 กรณีใส่วงจร RCD สลับเบอร์

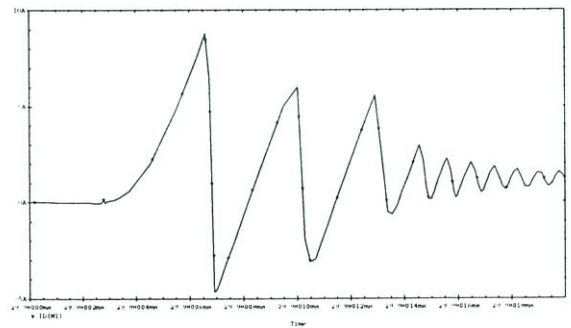
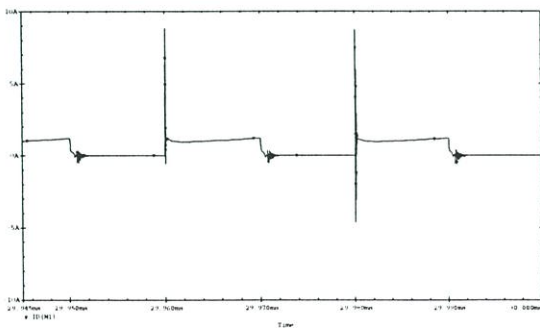


tstop=30 ms, step=0.02  $\mu$ s

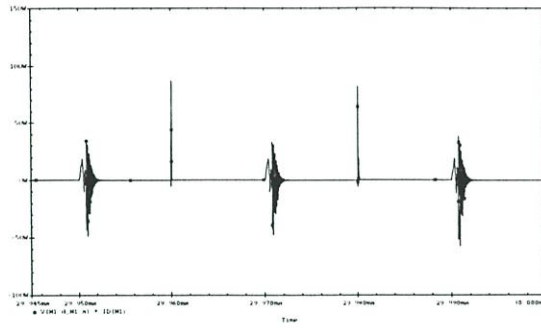
รูปที่ 6.25 วงจรการจำลองการทำงานของวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ (ใส่วงจร RCD สลับเบอร์)



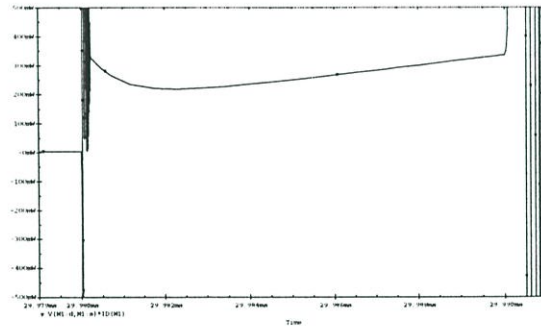
รูปที่ 6.26 แรงดันตกคร่อมไดโอด-ซอร์ส ( $V_{ds}$ ) (ใส่วงจร RCD สลับเบอร์) และภาพขยาย



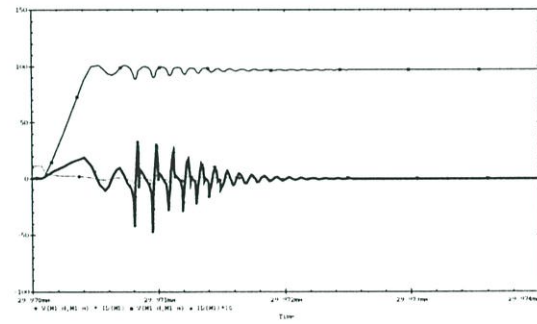
รูปที่ 6.27 กระแสไดโอด-ซอร์ส ( $I_{ds}$ ) (ใส่วงจร RCD สลับเบอร์) และภาพขยาย



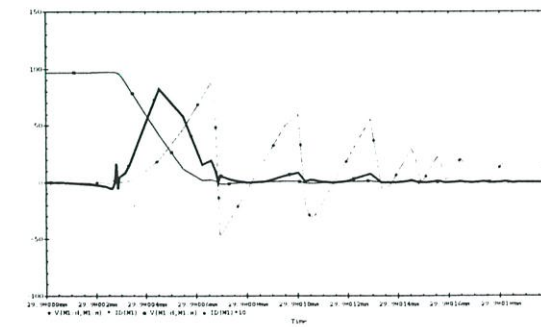
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 6.28 กำลังสูญเสีย ( $V_{ds} \times I_{ds}$ ) (ใส่วงจร RCD สนับเบอร์)

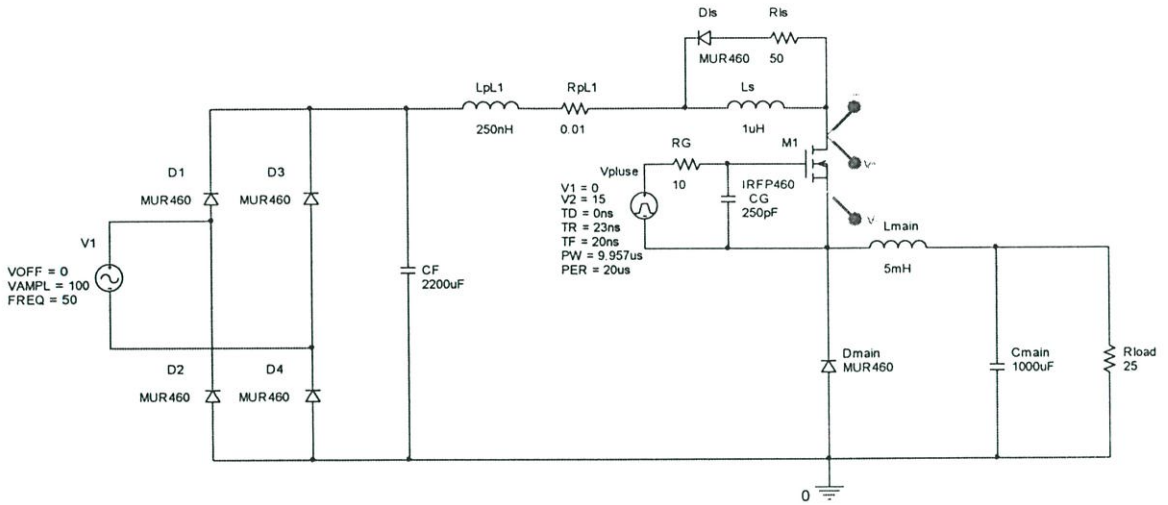
(ก) กำลังสูญเสียตลอดการทำงาน (power loss)

(ข) ขณะมอสเฟตนำกระแส (conduction loss)

(ค) ขณะสวิตช์เปิด (switching loss-turn off)

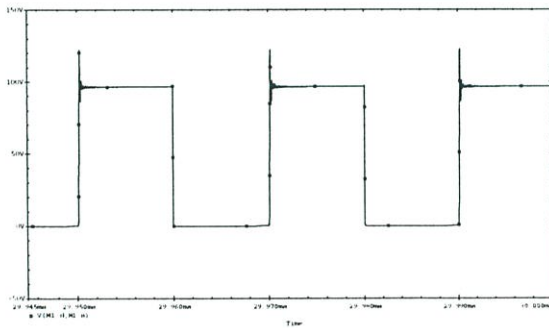
(ง) ขณะสวิตช์ปิด (switching loss-turn on)

### 6.3.3 กรณีใส่่วงจร *RLD* สนับเบอร์

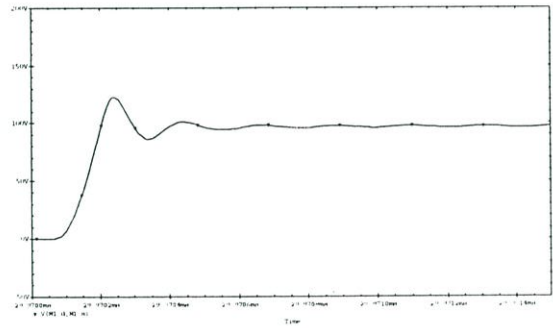


tstop=30 ms, step=0.02  $\mu s$

รูปที่ 6.29 วงจรการจำลองการทำงานของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์ (ใส่่วงจร *RLD* สนับเบอร์)

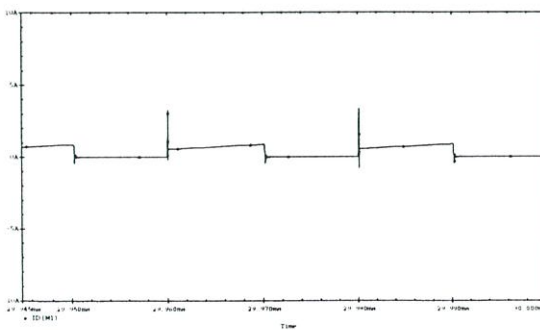


(ก)

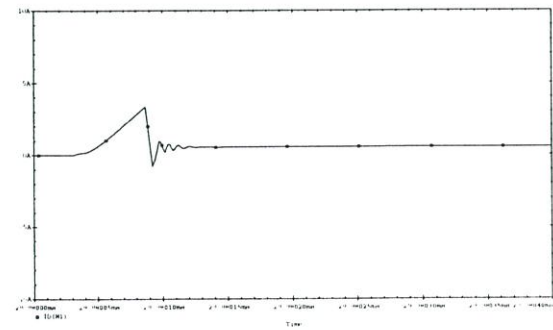


(ข)

รูปที่ 6.30 แรงดันตกคร่อมไดโอด-ซอร์ส ( $V_{ds}$ ) (ใส่่วงจร *RLD* สนับเบอร์) และภาพขยาย

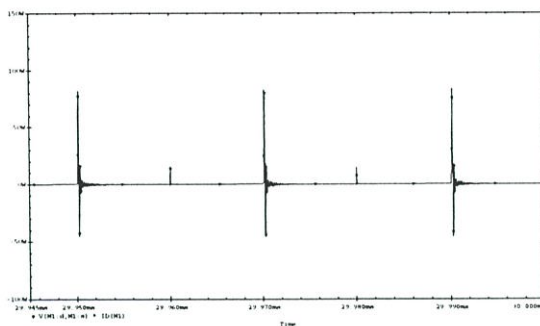


(ก)

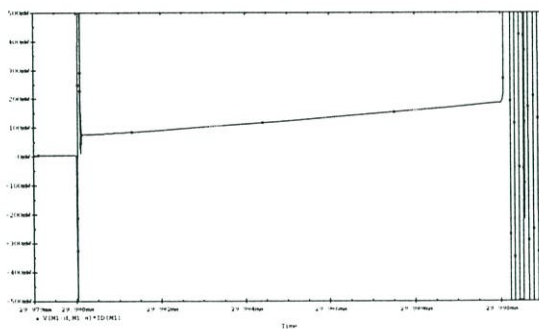


(ข)

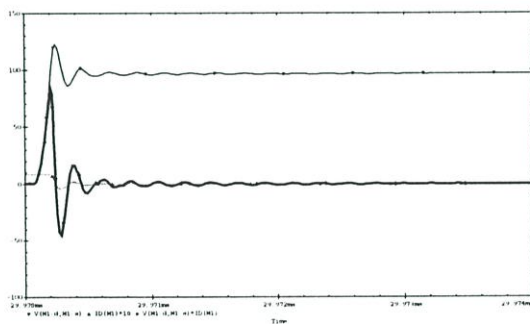
รูปที่ 6.31 กระแสไดโอด-ซอร์ส ( $I_{ds}$ ) (ใส่่วงจร *RLD* สนับเบอร์) และภาพขยาย



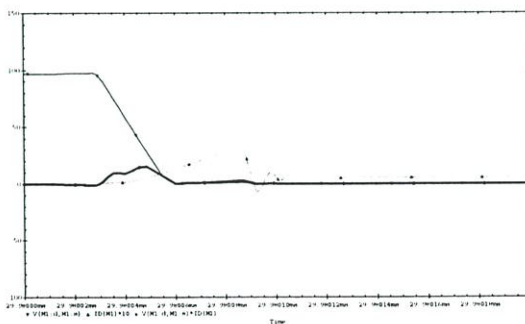
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 6.32 กำลังสูญเสีย ( $V_{ds} \times I_{ds}$ ) (ในวงจร RLD สนับเบอร์)

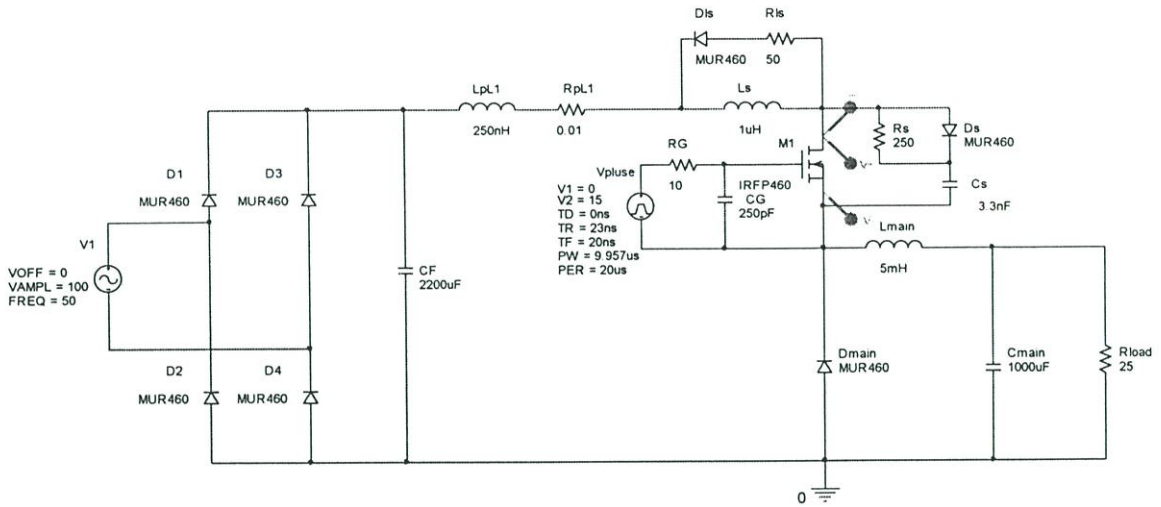
(ก) กำลังสูญเสียตลอดการทำงาน (power loss)

(ข) ขณะมอสเฟตนำกระแส (conduction loss)

(ค) ขณะสวิตช์เปิด (switching loss-turn off)

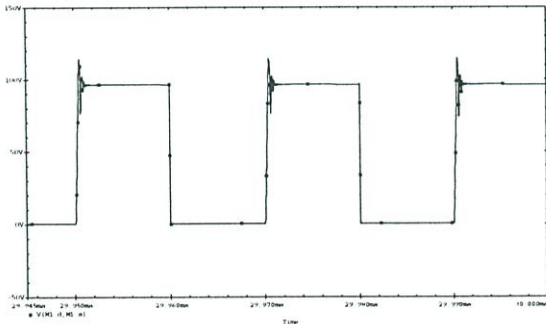
(ง) ขณะสวิตช์ปิด (switching loss-turn on)

6.3.4 กรณีใส่วงจร *RCD+RLD* สนับเบอร์

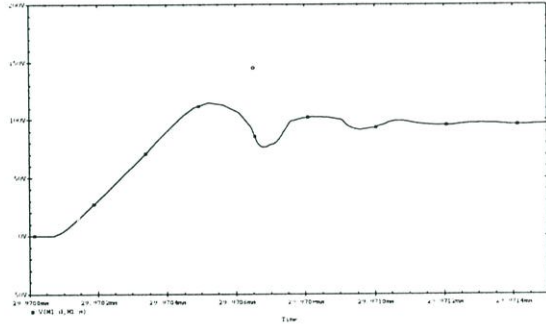


tstop=30 ms, step=0.02  $\mu$ s

รูปที่ 6.33 วงจรการจำลองการทำงานของวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ (ใส่วงจร *RCD+RLD* สนับเบอร์)

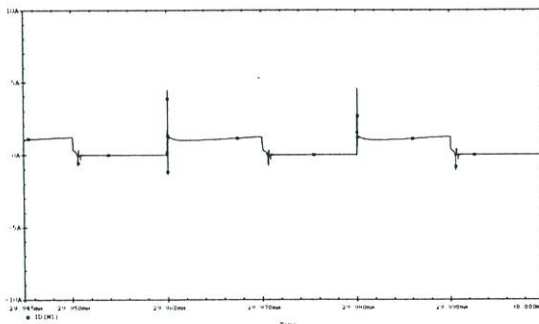


(ก)

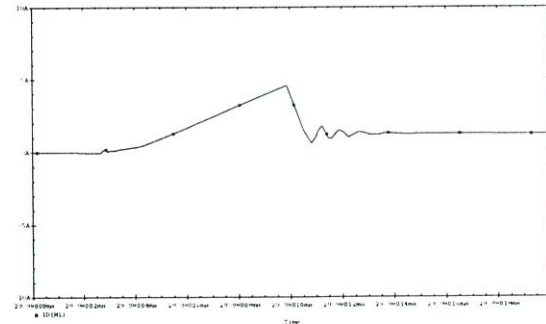


(ข)

รูปที่ 6.34 แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ ( $V_{ds}$ ) (ใส่วงจร *RCD+RLD* สนับเบอร์) และภาพขยาย

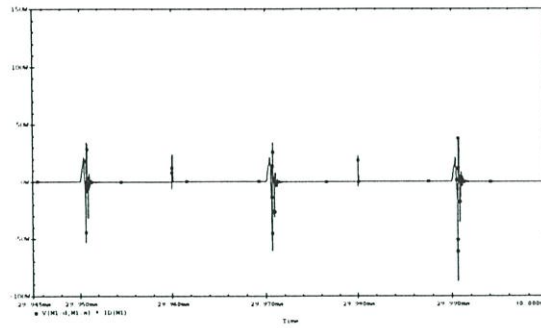


(ก)

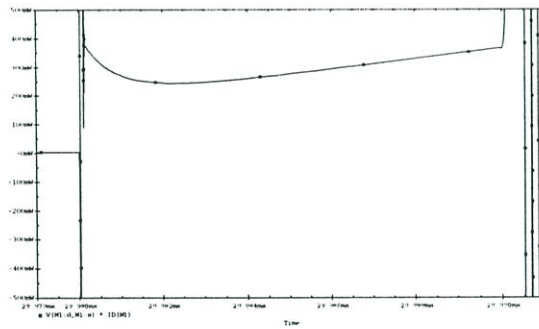


(ข)

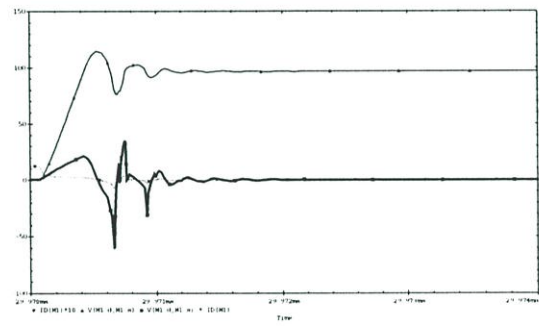
รูปที่ 6.35 กระแสทรานซิสเตอร์ ( $I_{ds}$ ) (ใส่วงจร *RCD+RLD* สนับเบอร์) และภาพขยาย



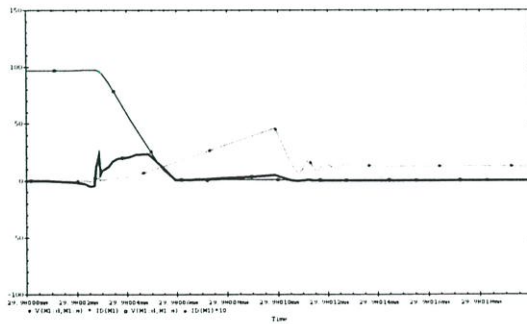
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 6.36 กำลังสูญเสีย ( $V_{ds} \times I_{ds}$ ) (ใส่วงจร RCD+RLD สนับเบอร์)

(ก) กำลังสูญเสียตลอดการทำงาน (power loss)

(ข) ขณะมอสเฟตนำกระแส (conduction loss)

(ค) ขณะสวิตช์เปิด (switching loss-turn off)

(ง) ขณะสวิตช์ปิด (switching loss-turn on)

ตารางที่ 6.4 สรุปผลของวงจรสับเบอ์แบบต่างๆ ที่มีต่อการทำงานของมอสเฟตกำลัง

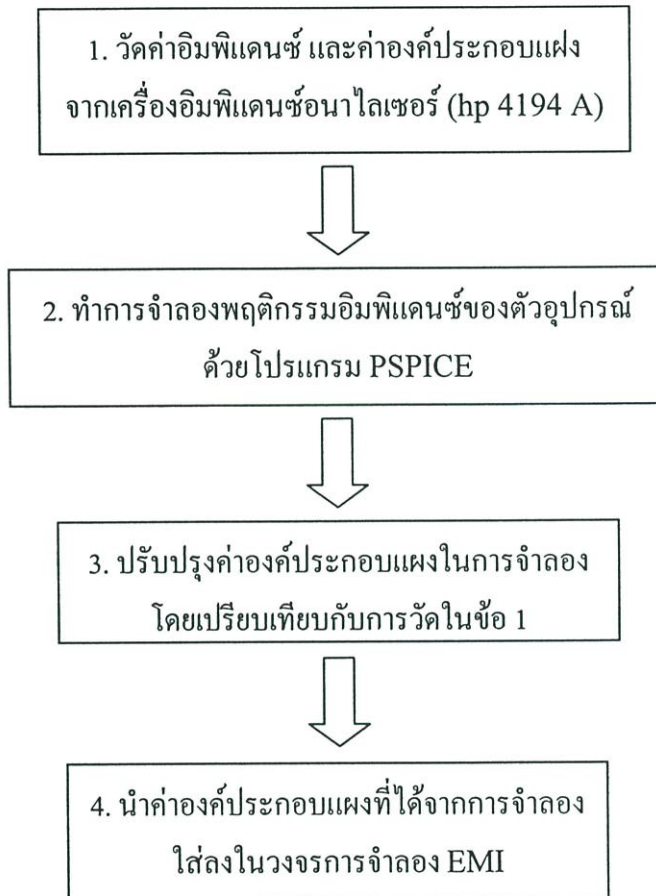
สภาวะการทำงาน	Peak voltage (V)	Peak current (A)	Peak power (W)		$dv/dt$ (V/ns)	$di/dt$ (A/ns)
			$t-off$	$t-on$		
1. ไม่ใส่วงจรสับเบอ์	108	5.0	71	70	0.78	0.21
2. ใส่วงจรสับเบอ์แบบ <i>RCD</i>	100	8.9	20	80	0.26	0.35
3. ใส่วงจรสับเบอ์แบบ <i>RLD</i>	121	3.1	85	15	0.90	0.06
4. ใส่วงจรสับเบอ์แบบ <i>RCD+RLD</i>	115	4.5	20	25	0.29	0.07

ตารางที่ 6.5 สรุปผลของวงจรสับเบอ์แบบต่างๆ ที่มีต่อการสูญเสียต่างๆ

สภาวะการทำงาน	Switching loss (W)		Total Switching loss (W)	Conduction loss (W)	Total loss (W)
	$t-off$	$t-on$			
1. ไม่ใส่วงจรสับเบอ์	0.35	0.05	0.40	0.05	0.46
2. ใส่วงจรสับเบอ์แบบ <i>RCD</i>	0.10	0.07	0.17	0.14	0.31
3. ใส่วงจรสับเบอ์แบบ <i>RLD</i>	0.35	0.01	0.36	0.06	0.42
4. ใส่วงจรสับเบอ์แบบ <i>RCD+RLD</i>	0.3306	0.01	0.32	0.13	0.46

## 6.4 การจำลองผลของวงจรสับเบอร์ที่มีต่อ EMI

ในการจำลองผลทาง EMI นั้นจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องมีการปรับปรุงวงจร และเพิ่มเติมองค์ประกอบแผงต่างๆ ที่มีอยู่ในตัวอุปกรณ์ ดังนั้นจึงต้องมีการจำลองพฤติกรรมทางอิมพีแดนซ์ของตัวอุปกรณ์ต่างๆ ก่อนจะนำไปใส่ลงในวงจรการจำลอง EMI โดยมีขั้นตอนต่างๆ ตามผังงานในรูปที่ 6.0



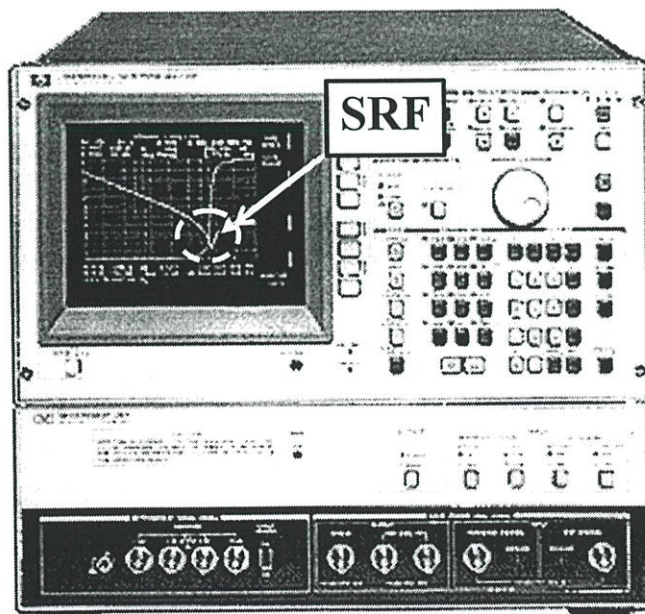
รูปที่ 6.37 ผังงานการจำลองพฤติกรรมทางอิมพีแดนซ์ของตัวอุปกรณ์

ในการวัดค่าความถี่เรโซแนนซ์ (SRF) นั้นจะใช้เครื่องมือวัดที่ชื่อว่าอิมพีแดนซ์อานาไลเซอร์ (Impedance / Gain-phase Analyzer) ของยี่ห้อ HEWLETT PACKARD (hp 4194 A) โดยกำหนด start freq = 100 Hz, stop freq = 40 MHz, step freq = 1 kHz โดยผลที่ได้นั้น แสดงในตารางที่ 6.0

ซึ่งจากฟังก์ชันพิเศษจากเครื่องอิมพีแดนซ์อานาไลเซอร์ (hp 4194 A) สามารถแสดงค่าองค์ประกอบแผงต่างๆ ของตัวอุปกรณ์ได้ จึงนำค่าองค์ประกอบแผงที่ได้ไปใส่ในวงจรจำลองสัญญาณรบกวนต่อไป

ตารางที่ 6.6 ค่าของอุปกรณ์ ที่ความถี่ต่างๆ และค่าความถี่เรโซแนนซ์ (SRF)

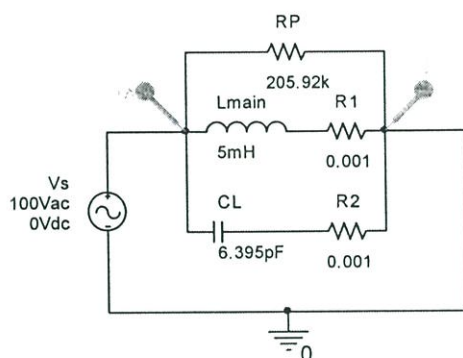
อุปกรณ์	ค่าจากการวัด	SRF (MHz)	ค่าของอุปกรณ์ ที่ความถี่ต่างๆ		
			25 kHz	50 kHz	100 kHz
$C_s$	3.3 nF	14.252	3.31 nF	3.32 nF	3.31 nF
$C_{s+200\%}$	6.8 nF	17.862	6.79 nF	6.79 nF	6.78 nF
$C_{s-200\%}$	1.8 nF	18.447	1.89 nF	1.89 nF	1.89 nF
$C_{main}$	1,000 $\mu$ F	0.943	-641.54 $\mu$ F	-178.33 $\mu$ F	-46.60 $\mu$ F
$L_s$	10 $\mu$ H	9.532	10.12 $\mu$ H	10.12 $\mu$ H	10.11 $\mu$ H
$L_{s+200\%}$	22 $\mu$ H	11.372	22.15 $\mu$ H	22.14 $\mu$ H	22.14 $\mu$ H
$L_{s-200\%}$	4.7 $\mu$ H	10.583	4.75 $\mu$ H	4.75 $\mu$ H	4.76 $\mu$ H
$L_{main (con)}$	4.87 mH	0.890	4.79 mH	4.87 mH	5.27 mH
$L_{main (dis con)}$	100 $\mu$ H	0.590	101.12 $\mu$ H	101.18 $\mu$ H	102.21 $\mu$ H



รูปที่ 6.38 ตัวอย่างการวัดค่าอิมพีแดนซ์ และค่า SRF ของตัวอุปกรณ์

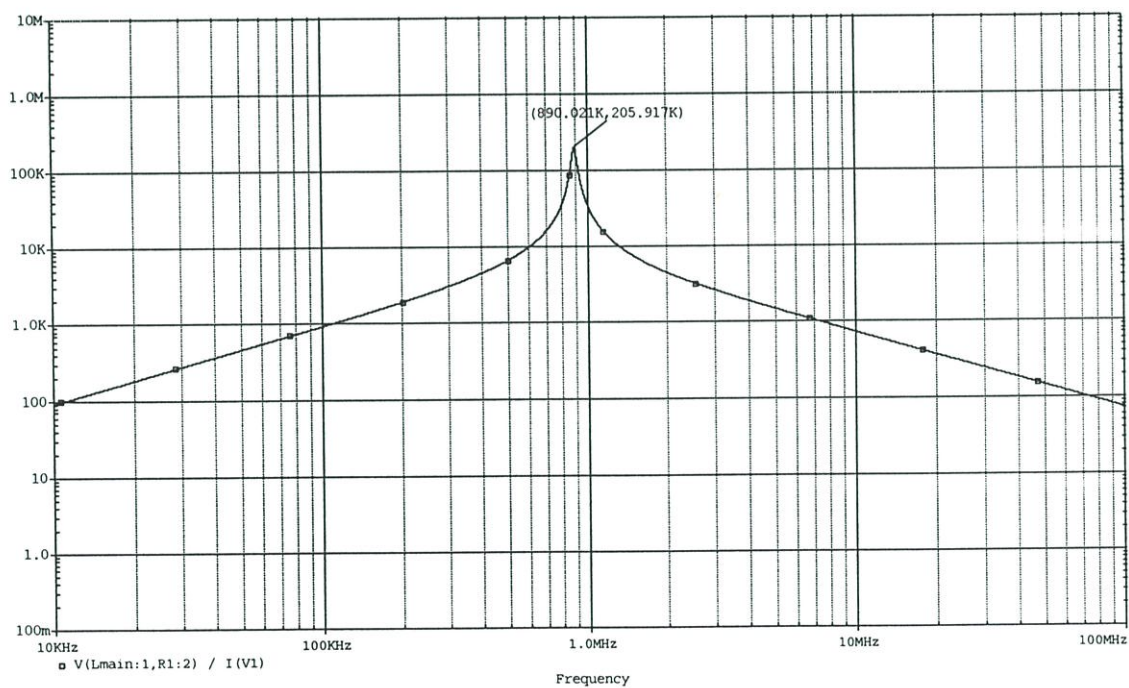
## 6.4.1 การจำลองพฤติกรรมทางอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ต่างๆ

### 6.4.1.1 ตัวเหนี่ยวนำหลัก ( $L_{main}$ )



start freq= 10 kHz, end freq= 100 MHz, total points=10 k

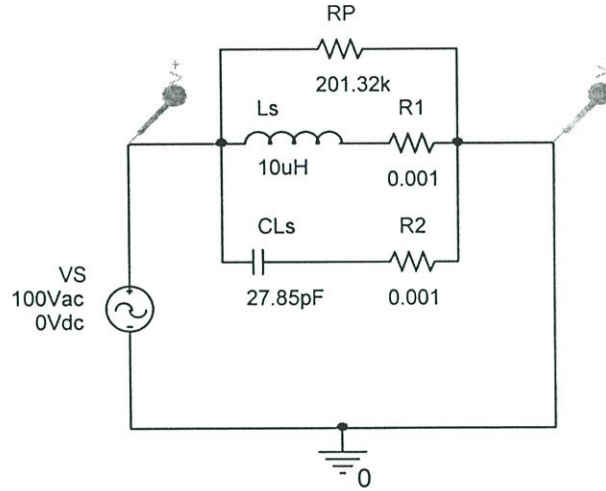
รูปที่ 6.39 วงจรการจำลองพฤติกรรมทางอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำหลัก



รูปที่ 6.40 ผลการจำลองพฤติกรรมทางอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำหลัก (SRF=0.89 MHz)

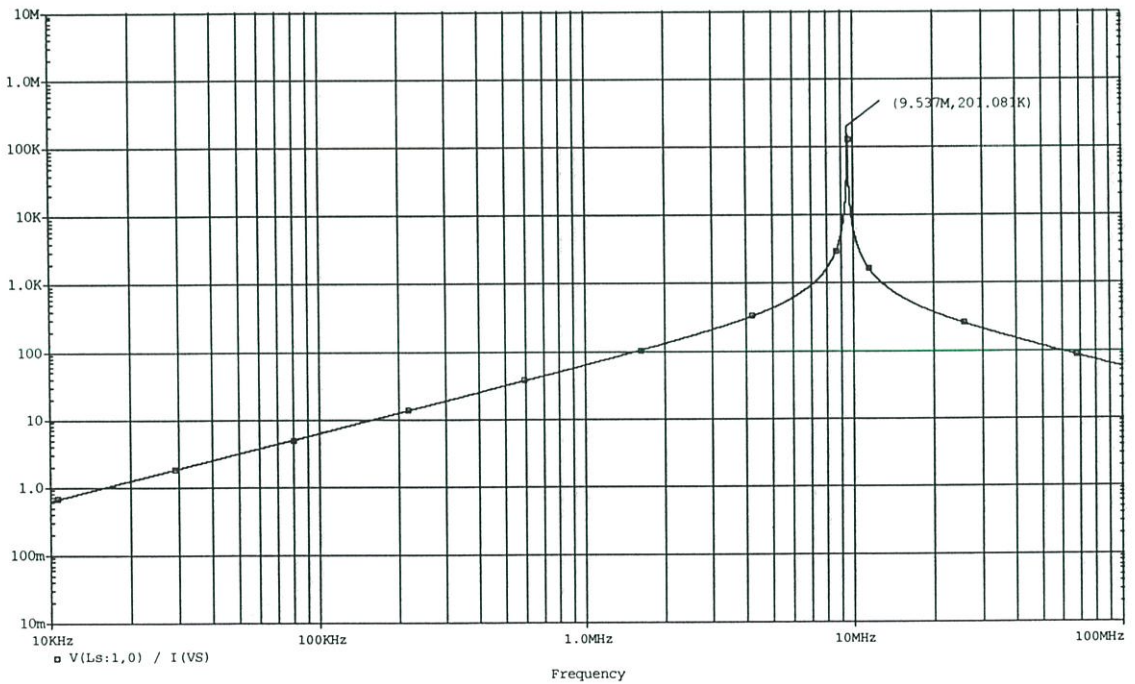
\* จากสมการที่ 3.3 สามารถคำนวณค่า SRF ได้ 0.89005 MHz

### 6.4.1.2 ตัวเหนี่ยวนำสลับเบอร์ ( $L_s$ )



start freq= 10 kHz, end freq= 100 MHz, total points=10 k

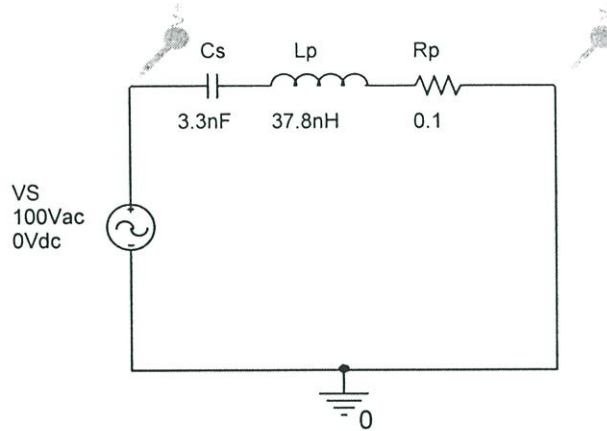
รูปที่ 6.41 วงจรการจำลองพฤติกรรมทางอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำสลับเบอร์



รูปที่ 6.42 ผลการจำลองพฤติกรรมทางอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำสลับเบอร์ (SRF=9.53 MHz)

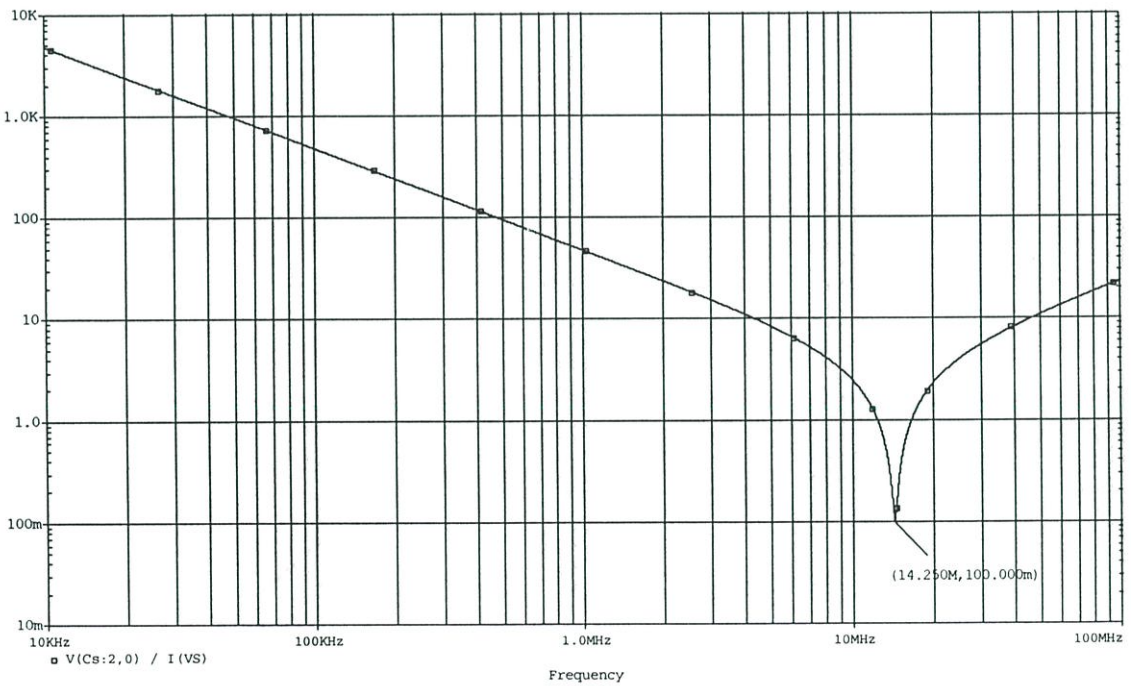
\* จากสมการที่ 3.3 สามารถคำนวณค่า SRF ได้ 9.536906 MHz

### 6.4.1.3 ตัวเก็บประจุสลับเบอร์ (C<sub>s</sub>)



start freq= 10 kHz, end freq= 100 MHz, total points=10 k

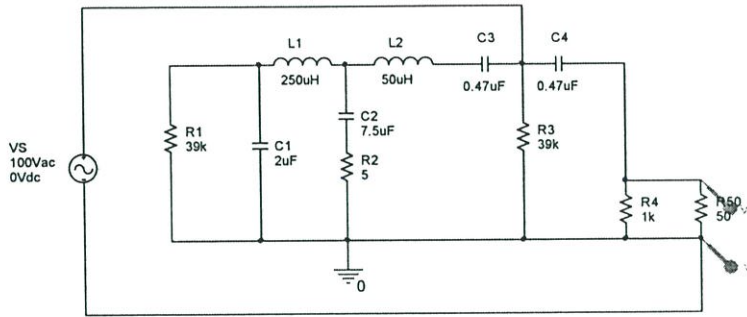
รูปที่ 6.43 วงจรการจำลองพฤติกรรมทางอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุสลับเบอร์



รูปที่ 6.44 ผลการจำลองพฤติกรรมทางอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุสลับเบอร์

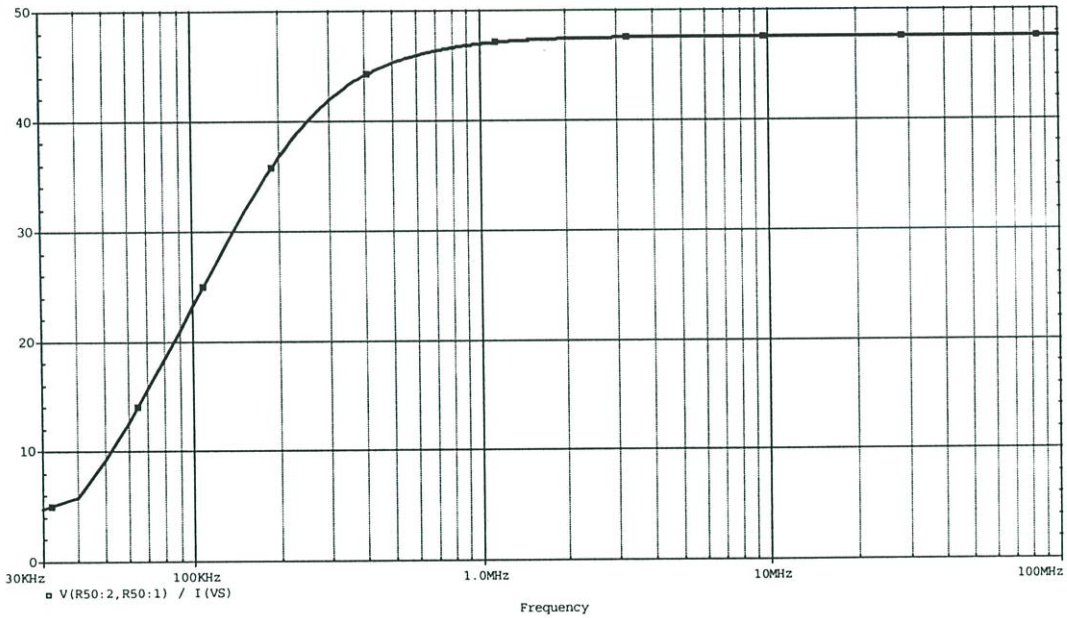
\* จากสมการที่ 3.1 สามารถคำนวณค่า SRF ได้ 14.250078 MHz

## 6.4.2 การจำลองการทำงานของวงจรรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (LISN)



start freq= 10 kHz, end freq= 100 MHz, total points=10 k

รูปที่ 6.45 วงจรที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (LISN)



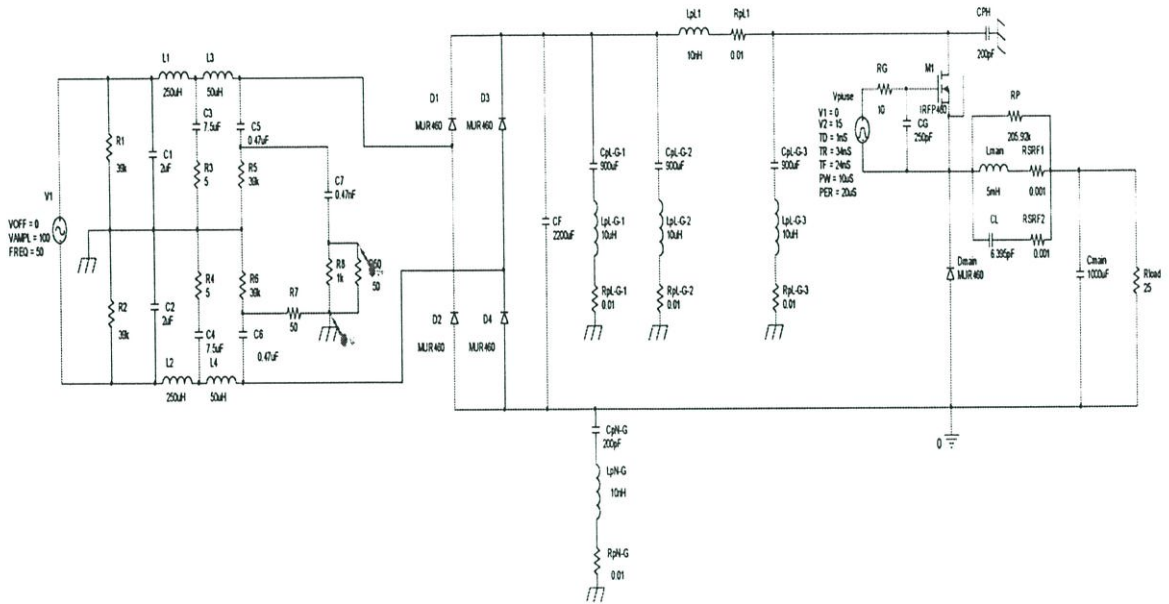
รูปที่ 6.46 ผลการจำลองการทำงานของวงจรรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (LISN)

## 6.5 การจำลองผลของวงจรสับเบอร์ที่มีต่อวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ทางด้าน EMI

### 6.5.1 กรณีไม่ใส่วงจรสับเบอร์

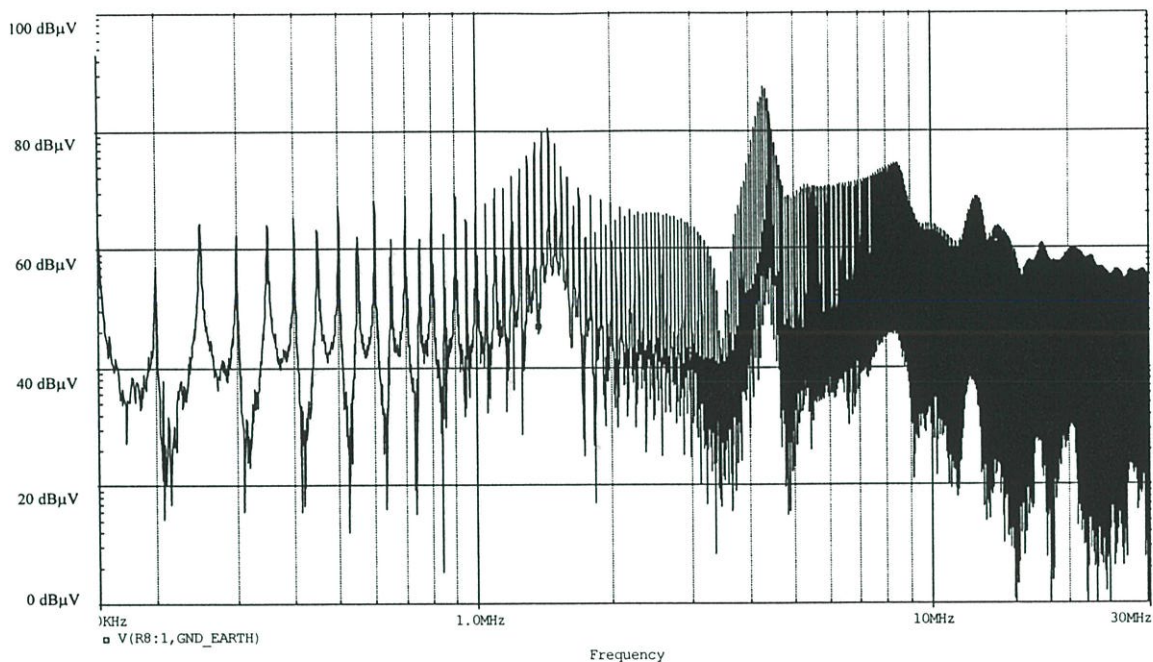
ตารางที่ 6.7 แสดงค่าสภาวะการทำงานต่างๆของวงจร

Freq	Duty cycle	Vo	Io	Po	Mode
50kHz	50%	50 V	2 A	100 W	Con.



tstop=30 ms, step=0.02  $\mu$ s,

รูปที่ 6.47 วงจรที่ใช้ในการจำลองการสัญญาณรบกวน EMI (ไม่ใส่วงจรสับเบอร์)

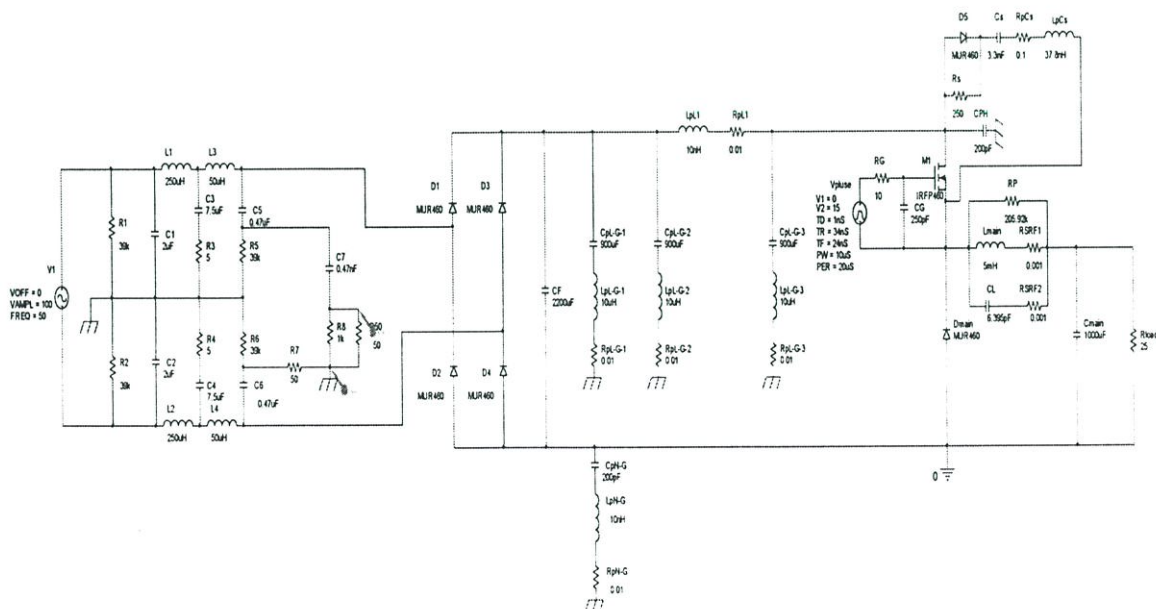


รูปที่ 6.48 ผลการจำลองการสัญญาณรบกวน EMI (ไมใส่วงจร snubber)

6.5.2 กรณีใส่วงจร RCD snubber

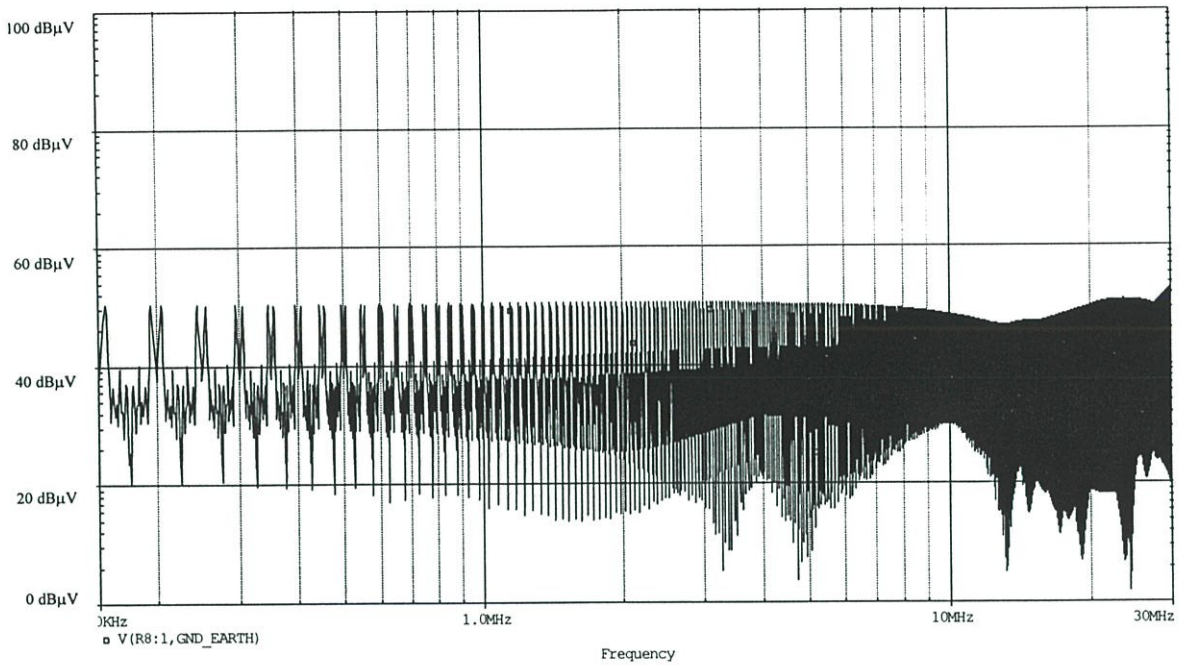
ตารางที่ 6.8 แสดงค่าตัว snubber แบบต่างๆ

ใส่วงจร RCD snubber		
$R_S$	$C_S$	$D_S$
250 Ω	3.3 nF	MUR 460



tstop=30 ms, step=0.02 μs,

รูปที่ 6.49 วงจรที่ใช้ในการจำลองการสัญญาณรบกวน EMI (ใส่วงจร RCD snubber)

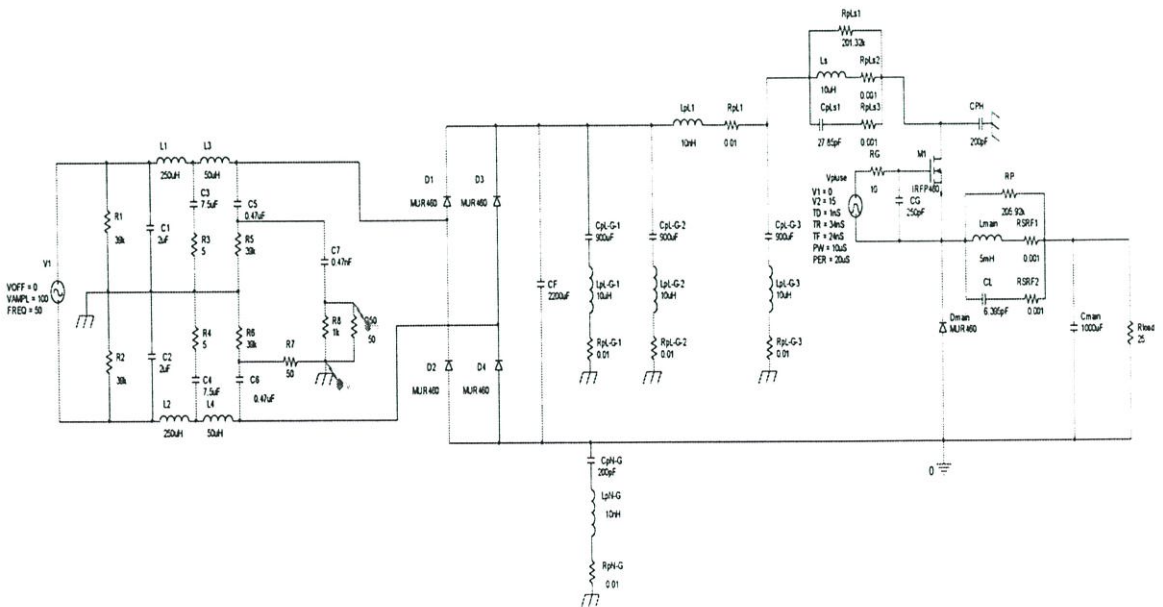


รูปที่ 6.50 ผลการจำลองการสัญญาณรบกวน EMI (ใช้วงจร RCD สนับเบอร์)

6.5.3 กรณีใช้วงจร RLD สนับเบอร์

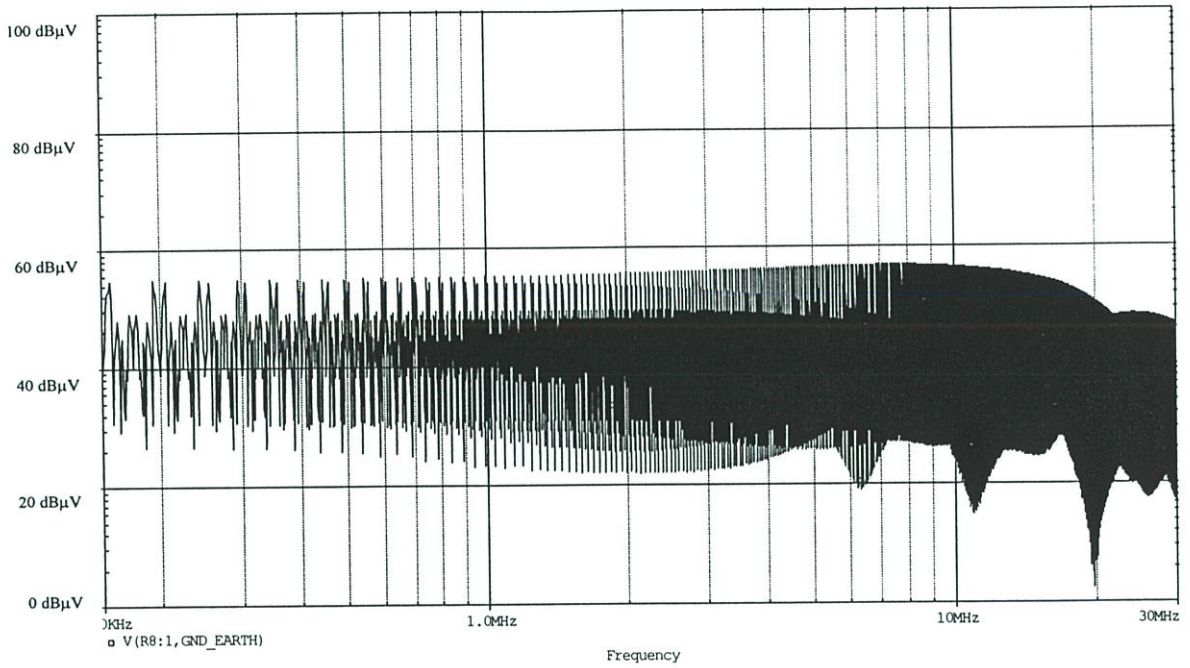
ตารางที่ 6.9 แสดงค่าตัวสับเบอร์แบบต่างๆ

ใช้วงจร RLD สนับเบอร์		
$R_S$	$C_S$	$D_S$
50 Ω	10 μH	MUR 460



tstop=30 ms, step=0.02 μs,

รูปที่ 6.51 วงจรที่ใช้ในการจำลองการสัญญาณรบกวน EMI (ใช้วงจร RLD สนับเบอร์)

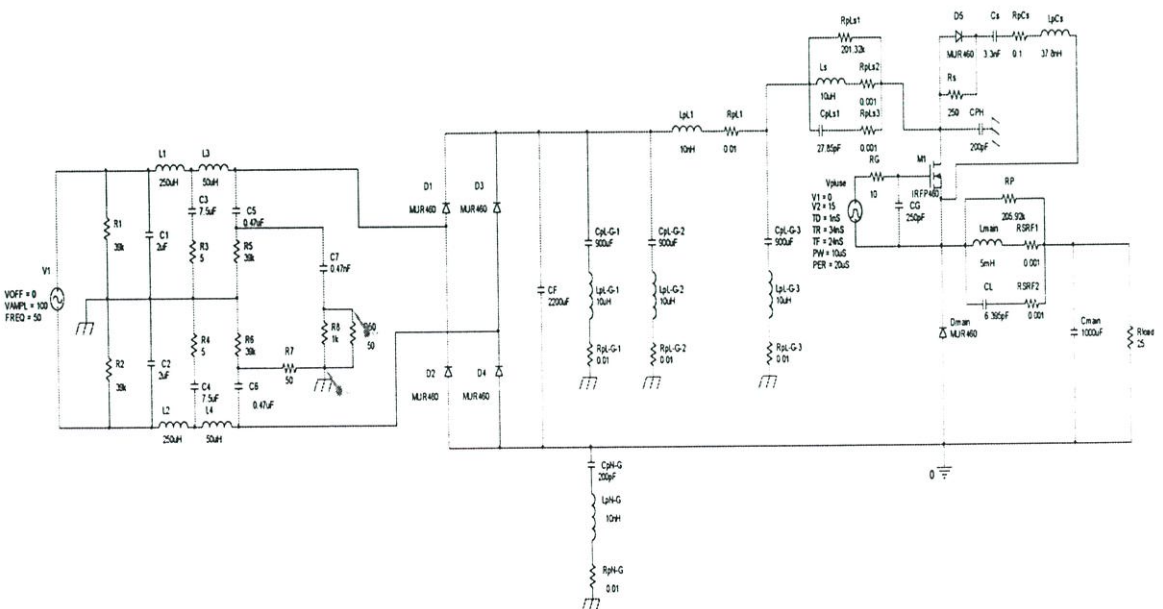


รูปที่ 6.52 ผลการจำลองการสัญญาณรบกวน EMI (ใส่วงจร RLD สนับเบอร์)

6.5.4 กรณีใส่วงจร RCD+RLD สนับเบอร์

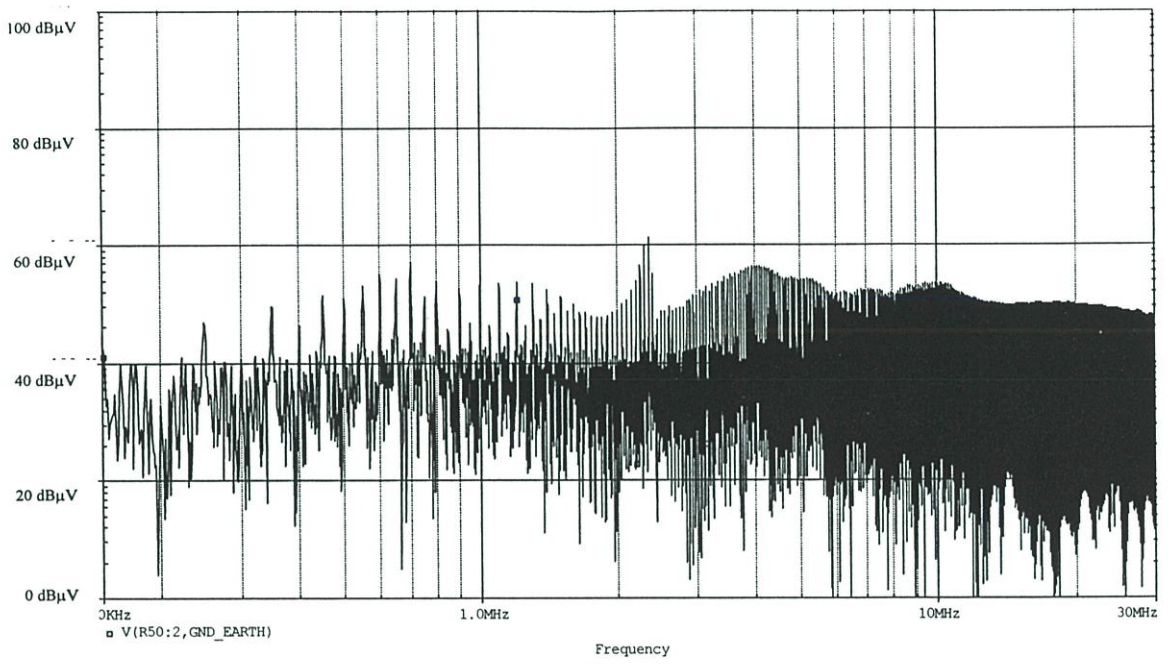
ตารางที่ 6.10 แสดงค่าตัวสับเบอร์แบบต่างๆ

ใส่วงจร RCD+RLD สนับเบอร์					
$R_s$	$C_s$	$D_s$	$R_l s$	$L_s$	$D_l s$
250 Ω	3.3 nF	MUR 460	50 Ω	10 µH	MUR 460

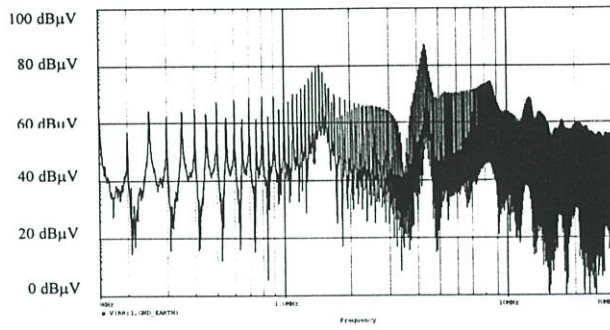


tstop=30 ms, step=0.02 µs,

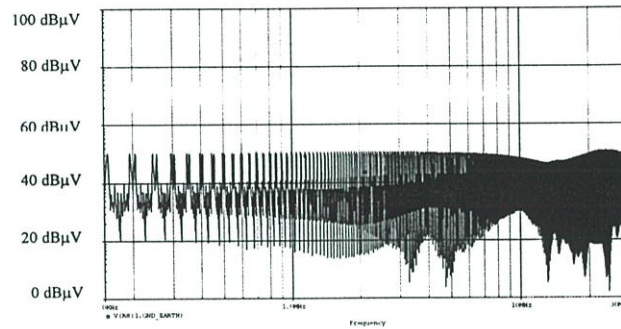
รูปที่ 6.53 วงจรที่ใช้ในการจำลองการสัญญาณรบกวน EMI (ใส่วงจร RCD+RLD สนับเบอร์)



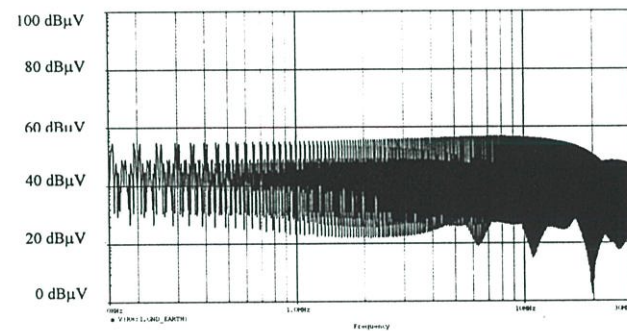
รูปที่ 6.54 ผลการจำลองการสัญญาณรบกวน EMI (ใส่วงจร *RCD+RLD* สนับเบอร์)



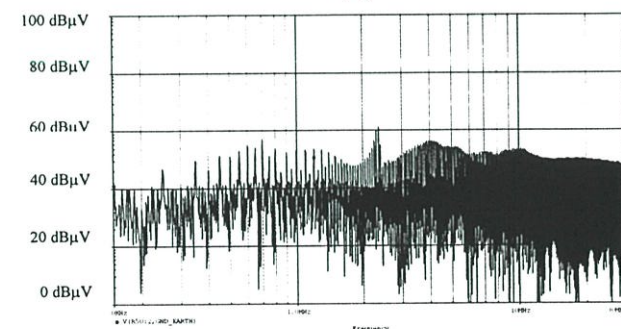
(ก)



(ข)



(ค)



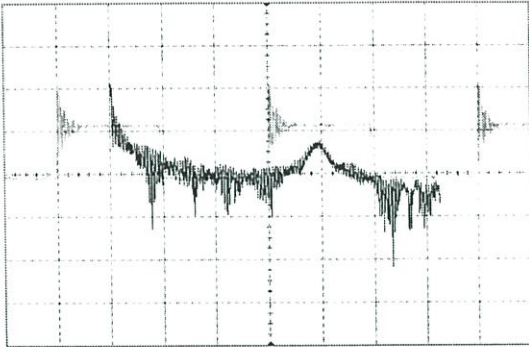
(ง)

รูปที่ 6.55 สรุปเปรียบเทียบผลการจำลองการสัญญาณรบกวน EMI

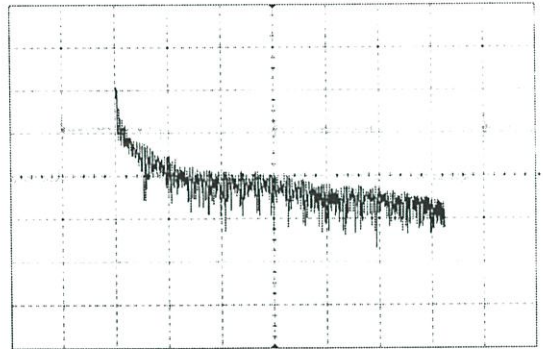
- (ก) ไม่ใส่วงจร snubber
- (ข) ใส่วงจร RCD snubber
- (ค) ใส่วงจร RLD snubber
- (ง) ใส่วงจร RCD+RLD snubber

## 6.6 ผลการทดลอง

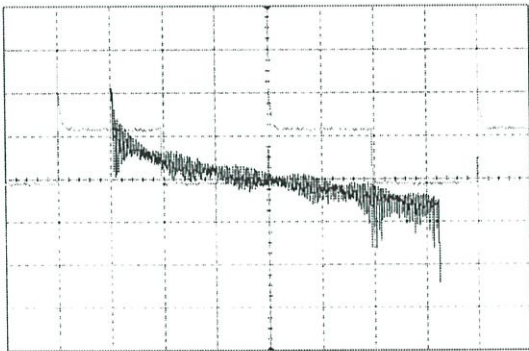
### 6.6.1 กรณีศึกษาที่ 1 (ไม้อัด และใส่วงจรสับเบอร์แบบต่างๆ)



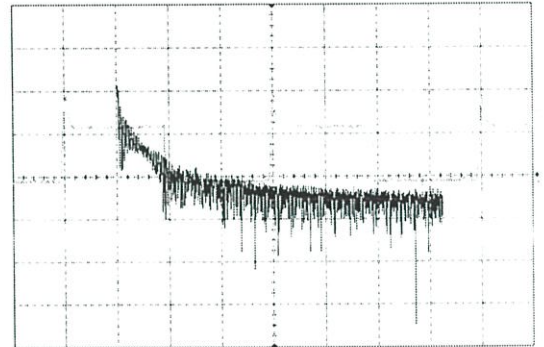
(ก) 100 V/div, 5 $\mu$ s/div



(ข) 100 V/div, 5 $\mu$ s/div



(ค) 100 V/div, 5 $\mu$ s/div

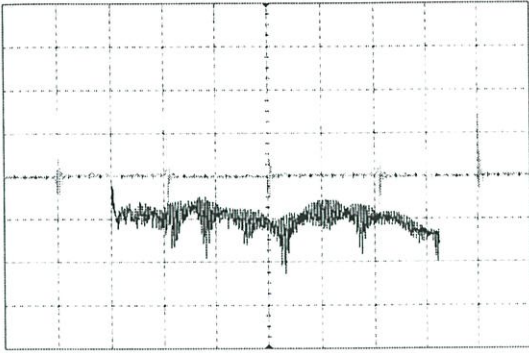


(ง) 100 V/div, 5 $\mu$ s/div

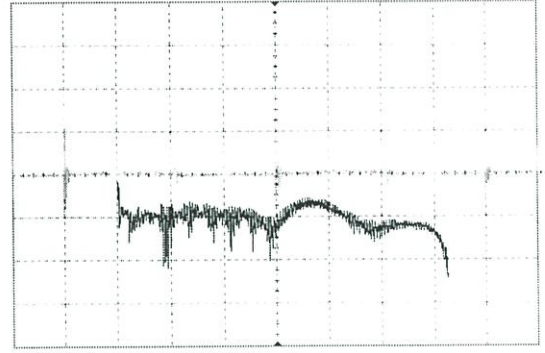
(FFT  $V_{ds}$ ) 20 dBuV/div, 2MHz/div

### รูปที่ 6.56 แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ ( $V_{ds}$ )

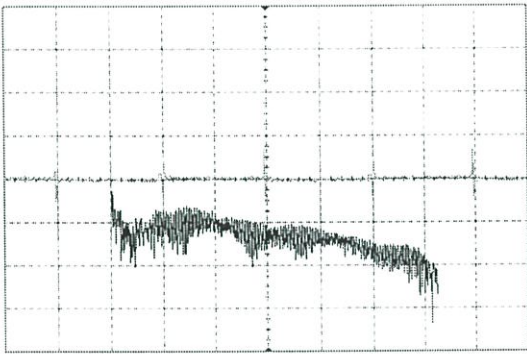
- (ก) ไม้อัด
- (ข) ใส่วงจรสับเบอร์แบบ RCD
- (ค) ใส่วงจรสับเบอร์แบบ RLD
- (ง) ใส่วงจรสับเบอร์แบบ RCD+RLD



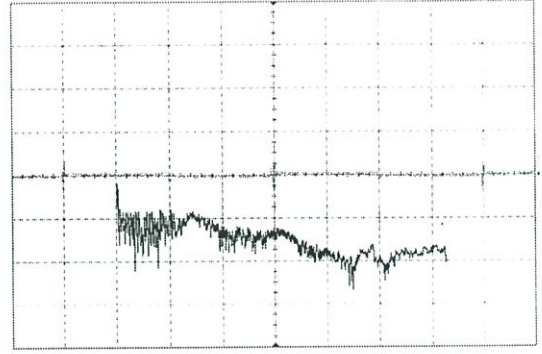
(ก) 20 A/div, 5 μs/div



(ข) 20 A/div, 5 μs/div



(ค) 20 A/div, 5 μs/div

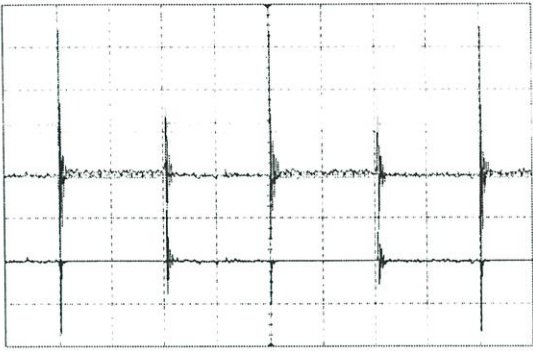
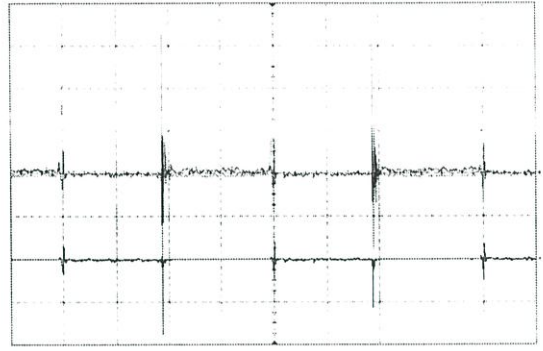
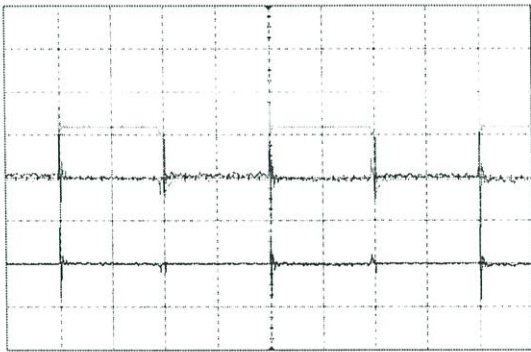
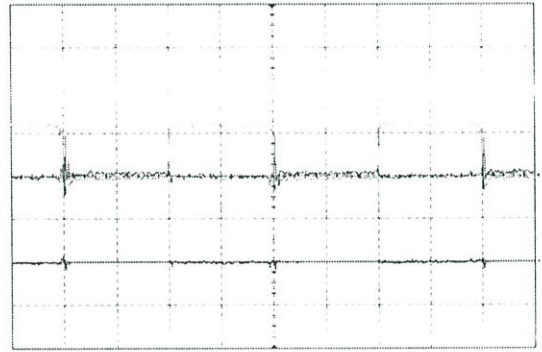


(ง) 20 A/div, 5 μs/div

( FFT  $I_{ds}$  ) 20 dBuA/div, 2MHz/div

รูปที่ 6.57 กระแสเดรน-ซอร์ส ( $I_{ds}$ )

- (ก) ไม่ใส่วงจร snubber
- (ค) ใส่วงจร snubber แบบ  $RCD$
- (จ) ใส่วงจร snubber แบบ  $RLD$
- (ข) ใส่วงจร snubber แบบ  $RCD+RLD$

(ก) 1 kW/div, 5 $\mu$ s/div(ข) 1 kW/div, 5 $\mu$ s/div(ค) 1 kW/div, 5 $\mu$ s/div(ง) 1 kW/div, 5 $\mu$ s/div

รูปที่ 6.58 กำลังไฟฟ้าสูญเสีย ( $P_{loss}$ ) ที่มอสเฟตกำลัง

- (ก) ไม่ใส่วงจร snubber
- (ข) ใส่วงจร snubber แบบ RCD
- (ค) ใส่วงจร snubber แบบ RLD
- (ง) ใส่วงจร snubber แบบ RCD และ RLD

ตารางที่ 6.11 สรุปผลของวงจรสับเบอ์แบบต่างๆ ที่มีต่อการทำงานของมอสเฟตกำลัง

สภาวะการทำงาน	Peak voltage (V)	Peak current (A)	$dv/dt$ (V/ns)	$di/dt$ (A/ns)
1. ไม่ใส่วงจรสับเบอ์	205.5	30.5	1.41	0.88
2. ใส่วงจรสับเบอ์แบบ <i>RCD</i>	145.3	32.6	0.25	0.95
3. ใส่วงจรสับเบอ์แบบ <i>RLD</i>	275.4	19.4	1.66	0.19
4. ใส่วงจรสับเบอ์แบบ <i>RCD+RLD</i>	187.5	10.2	0.29	0.26

ตารางที่ 6.12 สรุปผลของวงจรสับเบอ์แบบต่างๆ ที่มีต่อการใช้พลังงาน

สภาวะการทำงาน	Switching loss (W)		Total Switching loss (W)	Conduction loss (mW)	Total loss (W)
	<i>t-off</i>	<i>t-on</i>			
1. ไม่ใส่วงจรสับเบอ์	2.23	2.31	4.54	0.51	4.54
2. ใส่วงจรสับเบอ์แบบ <i>RCD</i>	1.82	2.46	4.28	0.48	4.28
3. ใส่วงจรสับเบอ์แบบ <i>RLD</i>	2.01	0.55	2.56	0.46	2.56
4. ใส่วงจรสับเบอ์แบบ <i>RCD+RLD</i>	1.84	0.58	2.42	0.45	2.42

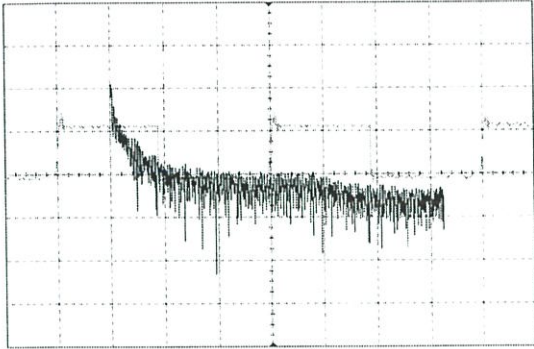
ตารางที่ 6.13 สรุปผลของวงจรสับเบอ์แบบต่างๆ ที่มีต่อประสิทธิภาพการทำงานของวงจร

สภาวะการทำงาน	$P_i$ (W)	$P_o$ (W)	% $\eta$
1. ไม่ใส่วงจรสับเบอ์	117.81	100	84.88
2. ใส่วงจรสับเบอ์แบบ <i>RCD</i>	119.63	100	83.59
3. ใส่วงจรสับเบอ์แบบ <i>RLD</i>	121.24	100	82.48
4. ใส่วงจรสับเบอ์แบบ <i>RCD+RLD</i>	122.15	100	81.86

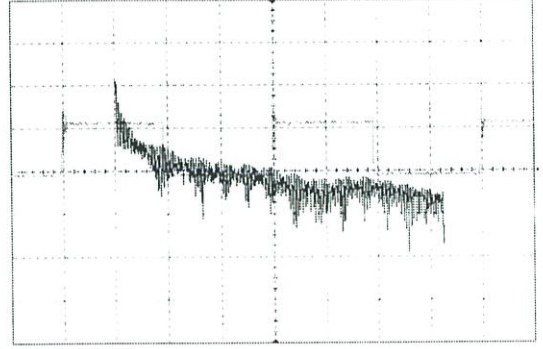
ตารางที่ 6.14 สรุปผลของวงจรสับเบอ์แบบต่างๆ ที่มีต่อโวลต์เตทเลดดูเลชั่น

สภาวะการทำงาน	$V_{no-load}$	$V_{full-load}$	% $V_{req}$
1. ไม่ใส่วงจรสับเบอ์	52.21	51.23	1.97
2. ใส่วงจรสับเบอ์แบบ <i>RCD</i>	52.35	51.32	2.01
3. ใส่วงจรสับเบอ์แบบ <i>RLD</i>	52.42	51.24	2.30
4. ใส่วงจรสับเบอ์แบบ <i>RCD+RLD</i>	52.55	51.35	2.34

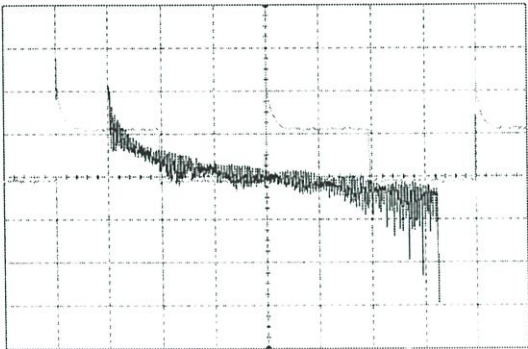
### 6.6.2 กรณีศึกษาที่ 2 (เพิ่ม-ลดขนาดตัวสับเบอร์แบบต่างๆ)



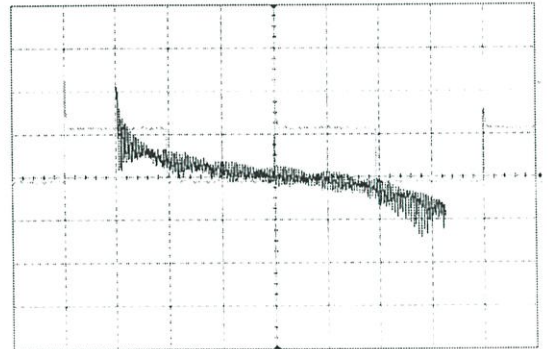
(ก) 100 V/div, 5  $\mu$ s/div



(ข) 100 V/div, 5  $\mu$ s/div



(ค) 100 V/div, 5  $\mu$ s/div

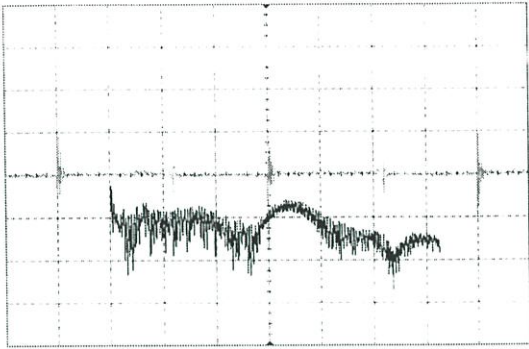
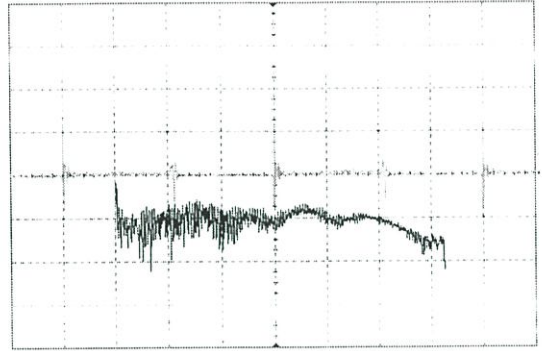
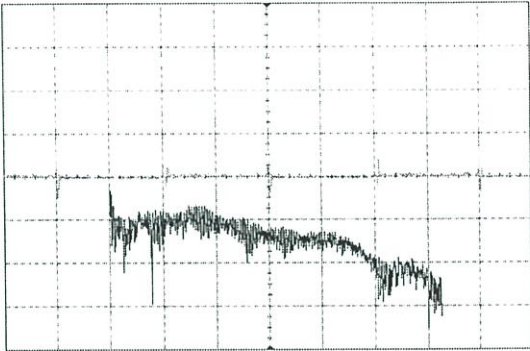
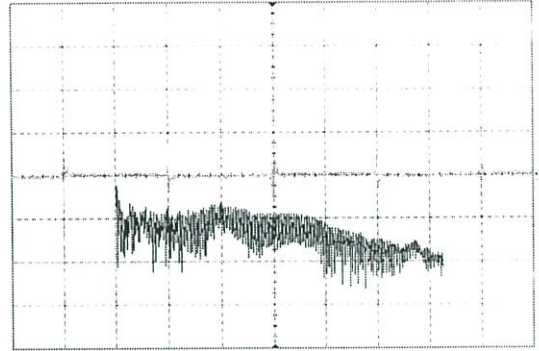


(ง) 100 V/div, 5  $\mu$ s/div

(FFT  $V_{ds}$ ) 20 dBuV/div, 2MHz/div

### รูปที่ 6.59 แรงดันตกคร่อมเครื่อง-ซอร์ส ( $V_{ds}$ )

- (ก) กรณีเพิ่มขนาด  $C_s+200\%$
- (ข) กรณีลดขนาด  $C_s-200\%$
- (ค) กรณีเพิ่มขนาด  $L_s+200\%$
- (ง) กรณีลดขนาด  $L_s-200\%$

(ก) 20 A/div, 5 $\mu$ s/div(ข) 20 A/div, 5 $\mu$ s/div(ค) 20 A/div, 5 $\mu$ s/div(ง) 20 A/div, 5 $\mu$ s/div( FFT  $I_{ds}$  ) 20 dBuA/div, 2MHz/div**รูปที่ 6.60** กระแสตรง-ซอร์ส ( $I_{ds}$ )(ก) กรณีเพิ่มขนาด  $C_s+200\%$ (ข) กรณีลดขนาด  $C_s-200\%$ (ค) กรณีเพิ่มขนาด  $L_s+200\%$ (ง) กรณีลดขนาด  $L_s-200\%$

ตารางที่ 6.15 สรุปผลของวงจรสับเบอร์ที่มีต่อการทำงานของวงจร

สภาวะการทำงาน	Peak Voltage (V)	Peak current (A)	dv/dt (V/ns)	di/dt (A/ns)
1. กรณีใส่วงจรสับเบอร์ $RCD, C_S +200\%$	125.5	35.7	0.15	1.35
2. กรณีใส่วงจรสับเบอร์ $RCD, C_S -200\%$	167.4	30.5	0.39	0.12
3. กรณีใส่วงจรสับเบอร์ $RLD, L_S +200\%$	289.2	14.4	1.78	0.08
4. กรณีใส่วงจรสับเบอร์ $RCD, L_S -200\%$	263.7	22.6	1.45	0.14

ตารางที่ 6.16 สรุปผลของวงจรสับเบอร์แบบต่างๆ ที่มีต่อการสูญเสียต่างๆ

สภาวะการทำงาน	Switching loss (W)		Total Switching loss (W)	Conduction loss (mW)	Total loss (W)
	$t_{off}$	$t_{on}$			
1. กรณีใส่วงจรสับเบอร์ $RCD, C_S +200\%$	1.57	2.51	4.08	0.45	4.08
2. กรณีใส่วงจรสับเบอร์ $RCD, C_S -200\%$	1.95	2.48	4.43	0.47	4.43
3. กรณีใส่วงจรสับเบอร์ $RLD, L_S +200\%$	2.11	0.23	2.34	0.43	2.34
4. กรณีใส่วงจรสับเบอร์ $RCD, L_S -200\%$	2.05	0.67	2.72	0.49	2.72

ตารางที่ 6.17 สรุปผลของวงจรสับเบอร์ที่มีต่อประสิทธิภาพการทำงานของวงจร

สภาวะการทำงาน	$P_i$ (W)	$P_o$ (W)	$\% \eta$
1. กรณีใส่วงจรสับเบอร์ $RCD, C_S +200\%$	121.4	100	82.37
2. กรณีใส่วงจรสับเบอร์ $RCD, C_S -200\%$	118.5	100	84.38
3. กรณีใส่วงจรสับเบอร์ $RLD, L_S +200\%$	122.3	100	81.76
4. กรณีใส่วงจรสับเบอร์ $RCD, L_S -200\%$	119.6	100	83.61

ตารางที่ 6.18 สรุปผลของวงจรสับเบอร์แบบต่างๆ ที่มีต่อโวลต์เตดเลตคูณเลขขึ้น

สภาวะการทำงาน	$V_{no-load}$	$V_{full-load}$	$\%V_{reg}$
1. กรณีใส่วงจรสับเบอร์ $RCD, C_S +200\%$	52.11	51.12	1.94
2. กรณีใส่วงจรสับเบอร์ $RCD, C_S -200\%$	52.43	51.50	1.81
3. กรณีใส่วงจรสับเบอร์ $RLD, L_S +200\%$	52.35	51.12	2.41
4. กรณีใส่วงจรสับเบอร์ $RLD, L_S -200\%$	51.56	51.14	0.82

## 6.7 ผลการวัด EMI

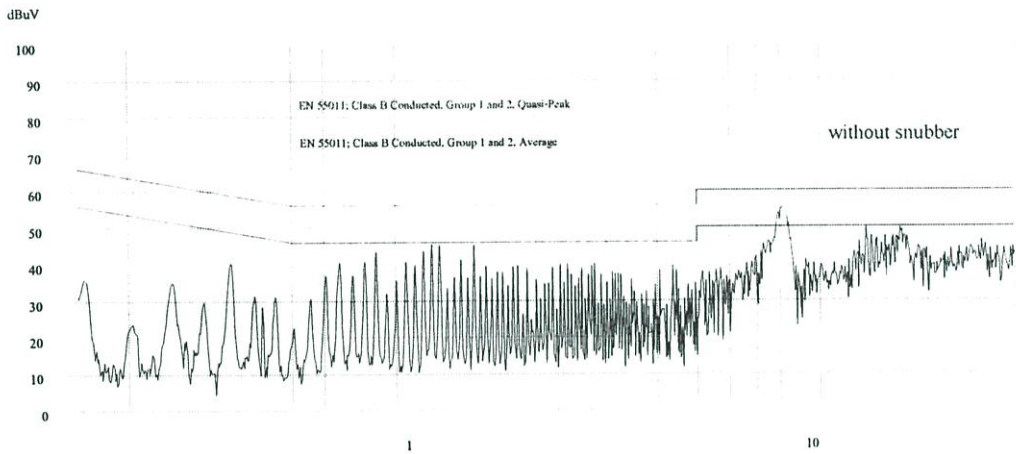
### 6.7.1 กรณีศึกษาที่ 1 : ไม้อัด-ไม้อัดวงจรสลับเบอร์แบบต่างๆ

ตารางที่ 6.19 แสดงค่าสภาวะการทำงานต่างๆ ของวงจร

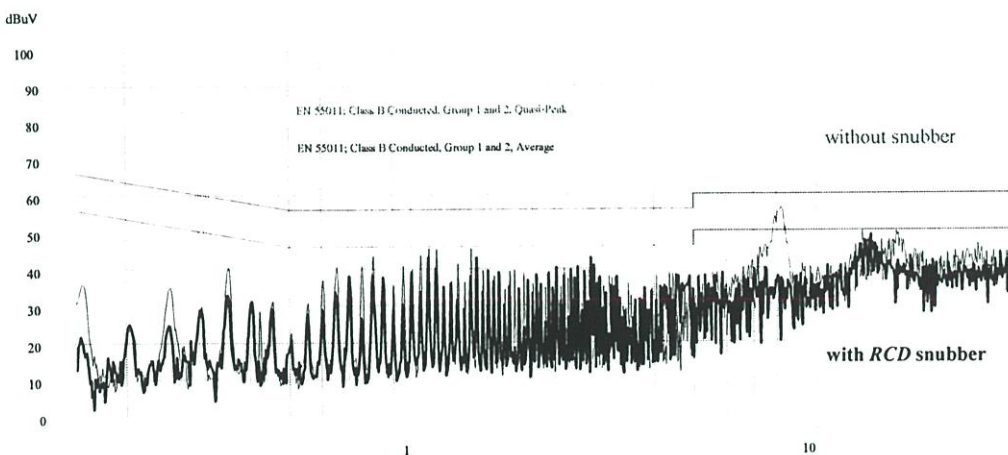
Freq	Duty cycle	$V_o$	$P_o$	Mode
50kHz	50%	50 V	100 W	Con.

ตารางที่ 6.20 แสดงค่าตัวสลับเบอร์แบบต่างๆ (กรณีศึกษาที่ 1: ไม้อัด-ไม้อัดวงจรสลับเบอร์แบบต่างๆ)

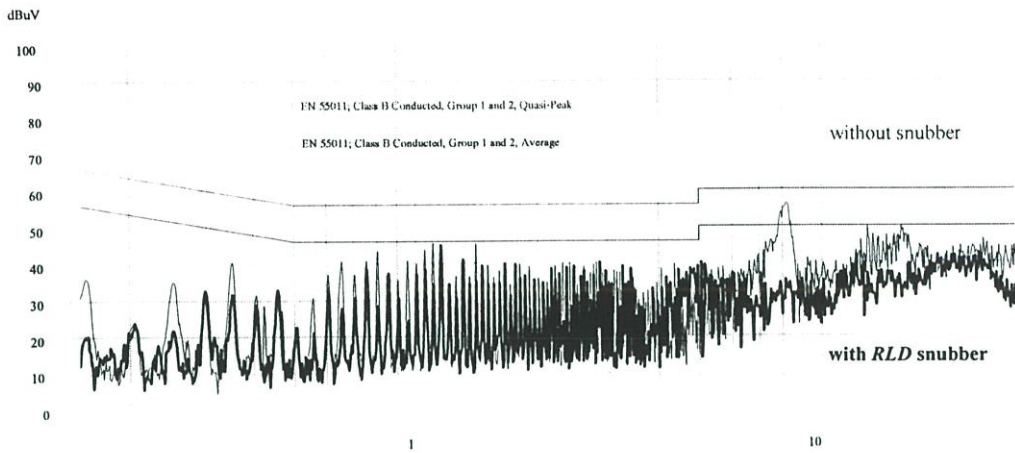
ไม้อัดวงจรสลับเบอร์แบบต่างๆ					
$R_s$	$C_s$	$D_s$	$R_{l_s}$	$L_s$	$D_{l_s}$
250 $\Omega$	3.3 nF	MUR 460	50 $\Omega$	10 $\mu$ H	MUR 460



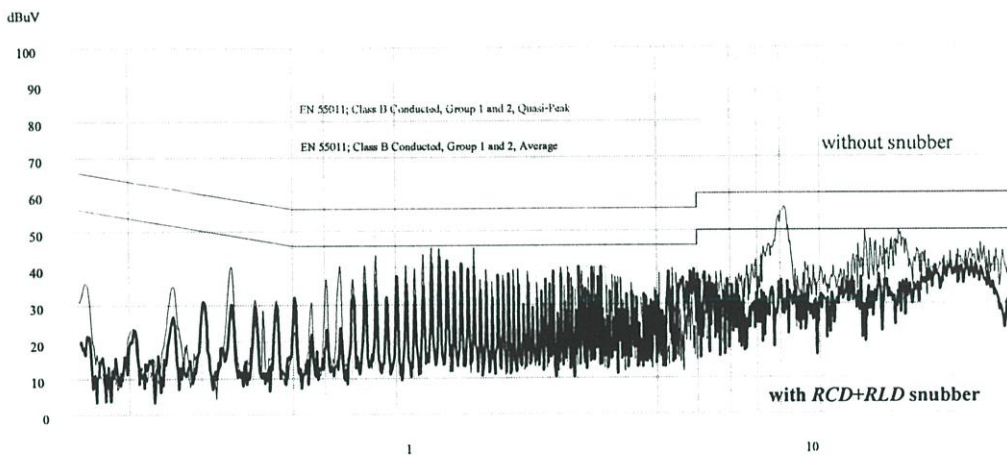
รูปที่ 6.61 ผลของสัญญาณรบกวน (ไม้อัดวงจรสลับเบอร์)



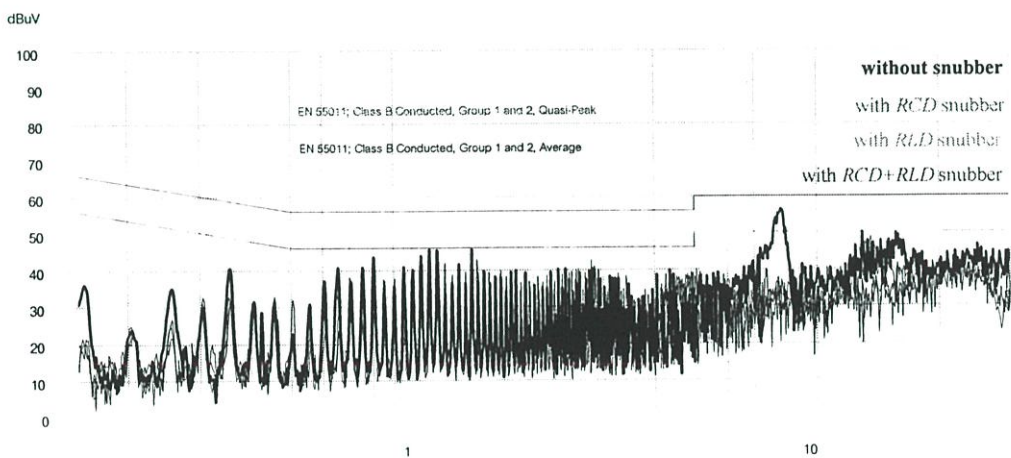
รูปที่ 6.62 ผลของสัญญาณรบกวน (ไม้อัดวงจรสลับเบอร์แบบ RCD)



รูปที่ 6.63 ผลของสัญญาณรบกวน (ใส่วงจร snubber แบบ *RLD*)



รูปที่ 6.64 ผลของสัญญาณรบกวน (ใส่วงจร snubber แบบ *RCD+RLD*)



รูปที่ 6.65 ผลของสัญญาณรบกวน (ไม่ใส่และใส่วงจร snubber แบบต่างๆ)

ตารางที่ 6.21 สรุปผลทางด้าน EMI กรณีศึกษาที่ 1: ไม้อัด-ไฟวงจรสับเบอร์

กรณี	ลดได้เฉลี่ย		ลดได้สูงสุด	
	dB $\mu$ V	MHz	dB $\mu$ V	MHz
1. ใส่นับ <i>RCD</i>	3	15-30	17	8
2. ใส่นับ <i>RLD</i>	3	9-30	18	8
3. ใส่นับ <i>RCD+RLD</i>	5	9-30	19	8

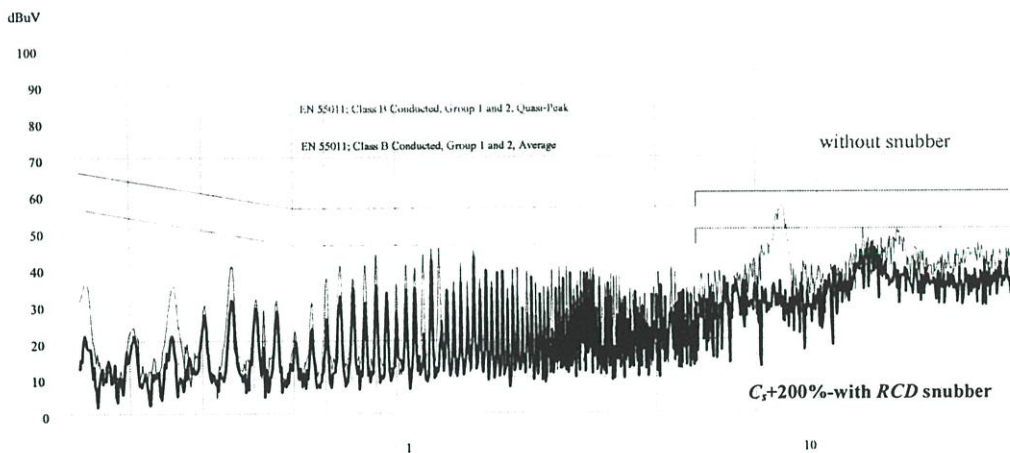
### 6.7.2 กรณีศึกษาที่ 2 : เพิ่ม-ลดขนาดของตัวสับเบอร์

ตารางที่ 6.22 แสดงค่าสภาวะการทำงานต่างๆของวงจร

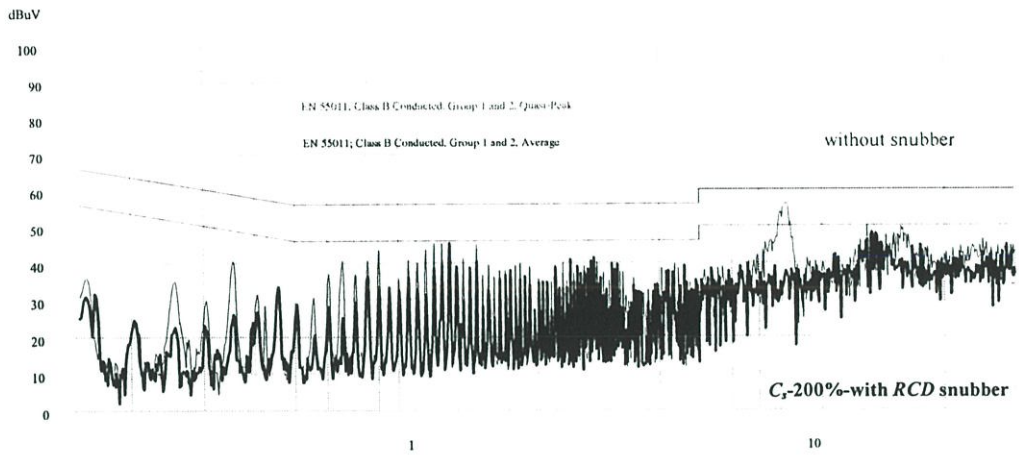
Freq	Duty cycle	V <sub>o</sub>	P <sub>o</sub>	Mode
50kHz	50%	50 V	100 W	Con.

ตารางที่ 6.23 แสดงค่าตัวสับเบอร์แบบต่างๆ

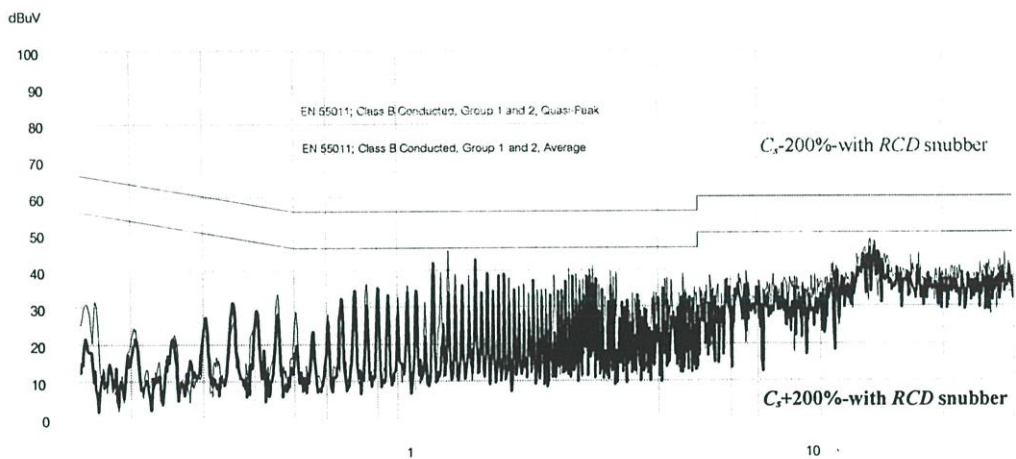
$C_s$ ค่านำเสนอ	$C_s +200\%$	$C_s -200\%$	$L_s$ ค่านำเสนอ	$L_s +200\%$	$L_s -200\%$
3.3 nF	6.8 nF	1.8 nF	10 $\mu$ H	22 $\mu$ H	4.7 $\mu$ H



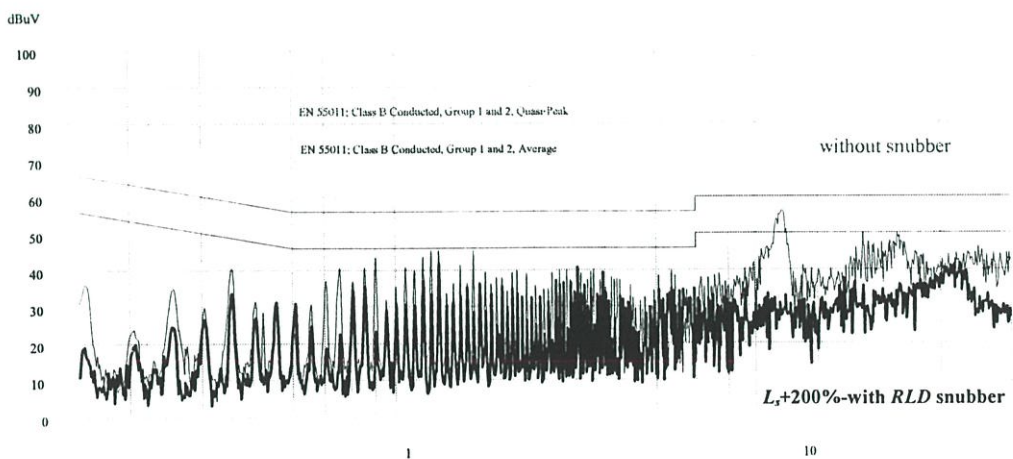
รูปที่ 6.66 ผลของสัญญาณรบกวน (ไฟวงจรสับเบอร์แบบ *RCD*,  $C_s +200\%$ )



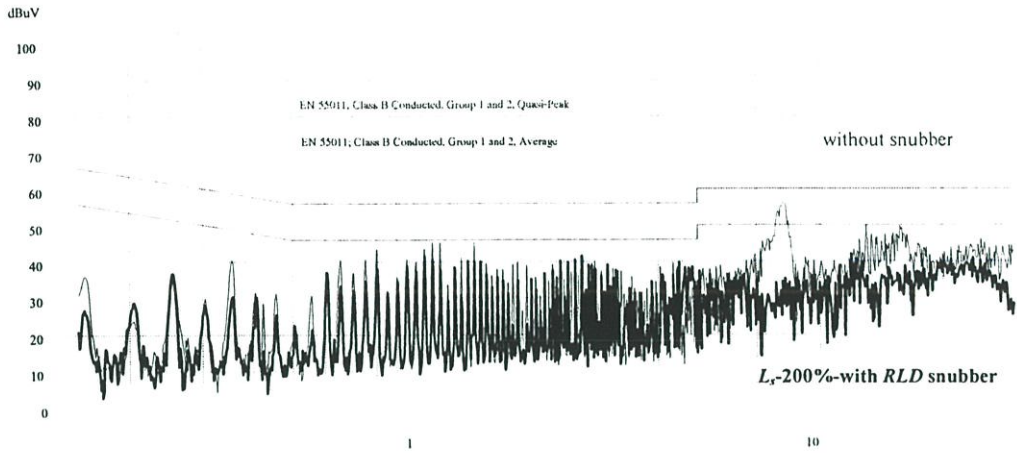
รูปที่ 6.67 ผลของสัญญาณรบกวน (ใส่วงจร snubber แบบ RCD,  $C_s$  -200%)



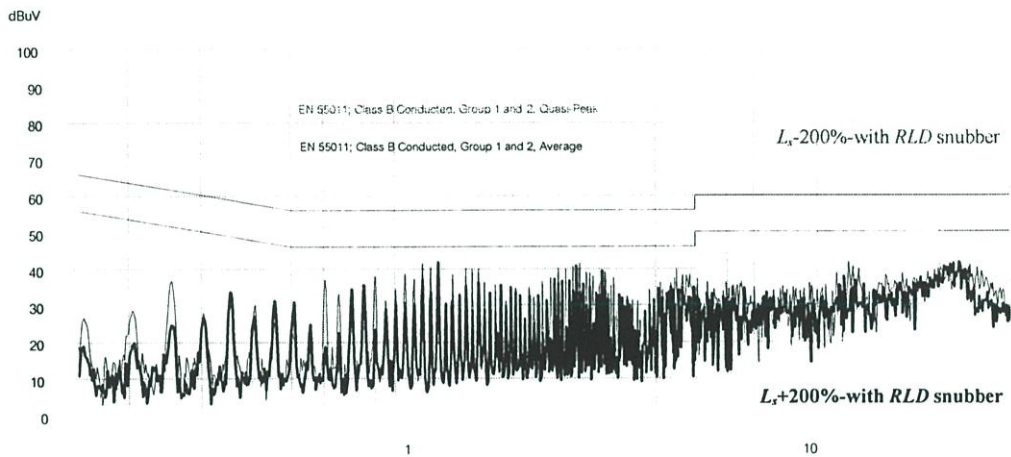
รูปที่ 6.68 ผลของสัญญาณรบกวน (ใส่วงจร snubber แบบ  $C_s$  +200% และ  $C_s$  -200%)



รูปที่ 6.69 ผลของสัญญาณรบกวน (ใส่วงจร snubber แบบ RLD,  $L_s$  +200%)



รูปที่ 6.70 ผลของสัญญาณรบกวน (ใส่วงจร snubber แบบ RLD,  $L_s - 200\%$ )



รูปที่ 6.71 ผลของสัญญาณรบกวน (ใส่วงจร snubber แบบ  $L_s + 200\%$  และ  $L_s - 200\%$ )

ตารางที่ 6.24 สรุปผลทางด้าน EMI กรณีศึกษาที่ 2 (เพิ่ม-ลดขนาดเสถียร  $\pm 200\%$ )

กรณี	ลดได้เฉลี่ย		ลดได้สูงสุด	
	dB $\mu$ V	MHz	dBuV	MHz
1. ใส่ RCD, $C_s + 200\%$	5	15-30	17	8
2. ใส่ RCD, $C_s - 200\%$	2	15-30	16	8
3. ใส่ RLD, $L_s + 200\%$	8	9-30	25	8
4. ใส่ RLD, $L_s - 200\%$	6	9-30	20	8

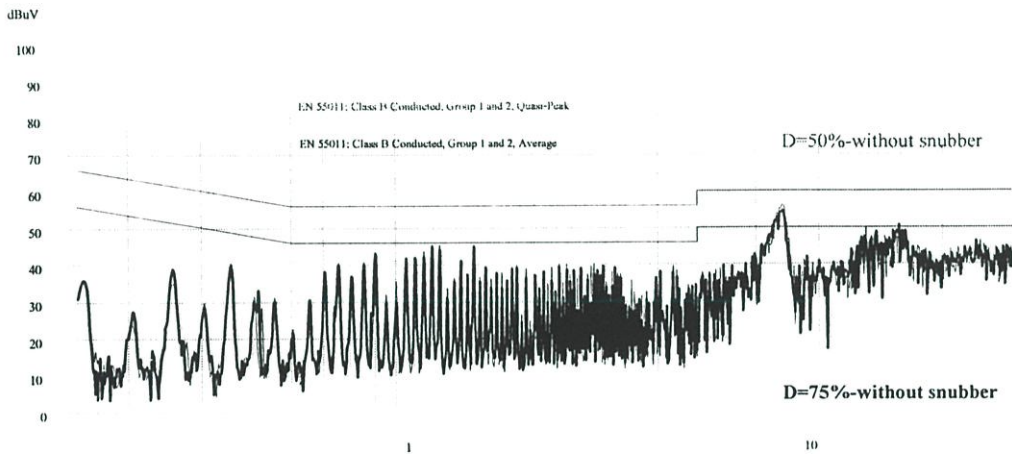
### 6.7.3 กรณีศึกษาที่ 3 : เพิ่ม-ลดดิวิตซ์ไซเคิล

ตารางที่ 6.25 แสดงค่าสภาวะการทำงานต่างๆของวงจร

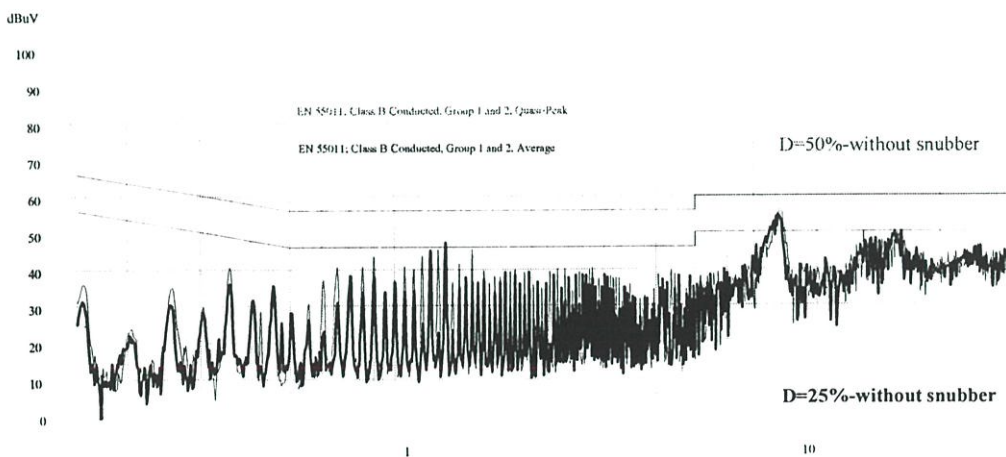
Freq	Duty cycle	Vo	Po	Mode
50kHz	50%, 75%, 25%	50 V	100 W	Con.

ตารางที่ 6.26 แสดงค่าตัวสนับเบอร์แบบต่างๆ

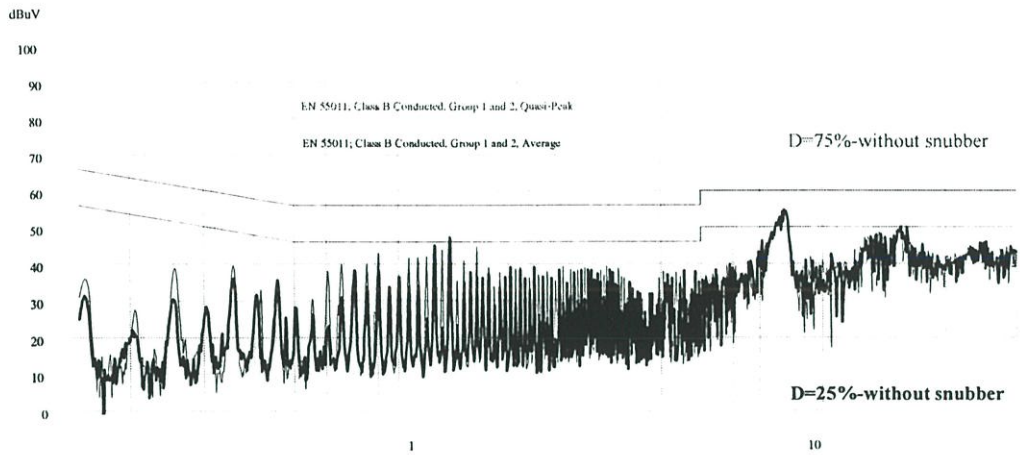
เพิ่ม-ลดดิวิตซ์ไซเคิลเป็น 75%, 25%					
$R_s$	$C_s$	$D_s$	$R_{ls}$	$L_s$	$D_{ls}$
250 $\Omega$	3.3 nF	MUR 460	50 $\Omega$	10 $\mu$ H	MUR 460



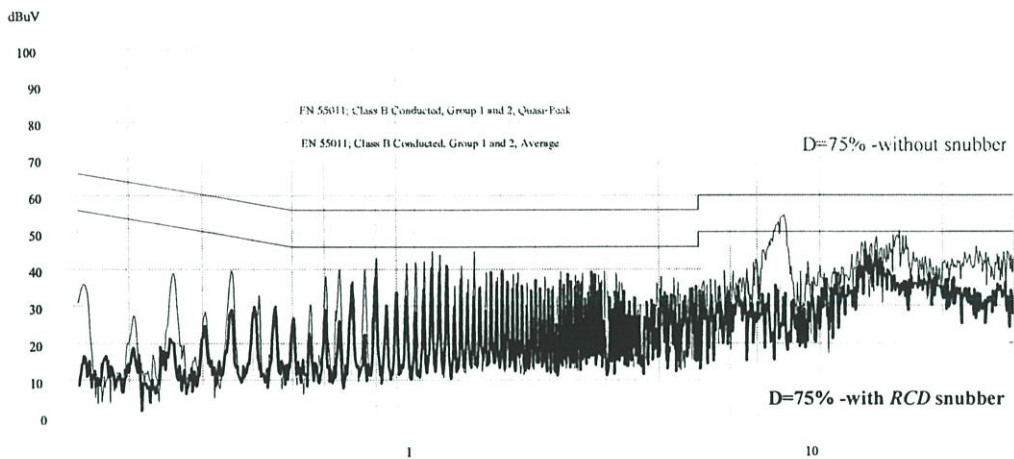
รูปที่ 6.72 ผลของสัญญาณรบกวน (ไม่ใส่วงจรสับเบอร์ ดิวิตซ์ไซเคิล 75%)



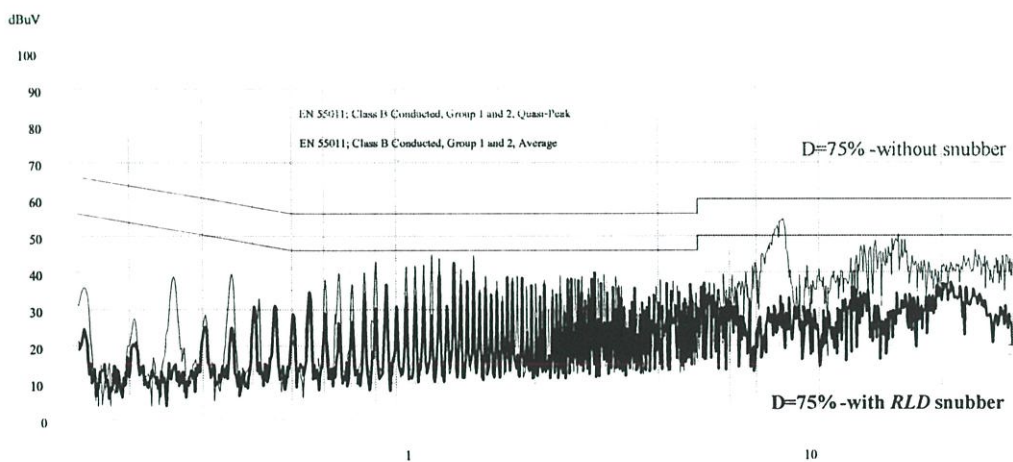
รูปที่ 6.73 ผลของสัญญาณรบกวน (ไม่ใส่วงจรสับเบอร์ ดิวิตซ์ไซเคิล 25%)



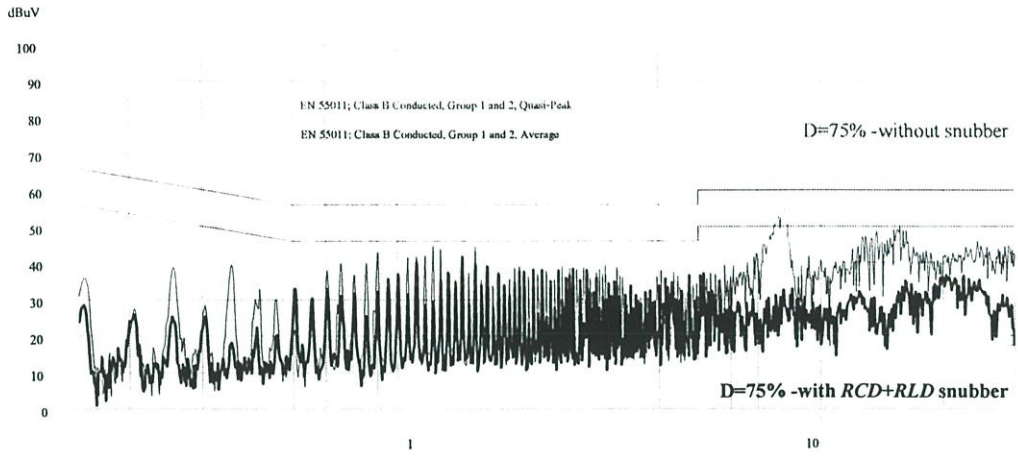
รูปที่ 6.74 ผลของสัญญาณรบกวน (ไม่ใส่วงจรสับเบอร์ ดิวตี้ไซเคิล 75% และ 25%)



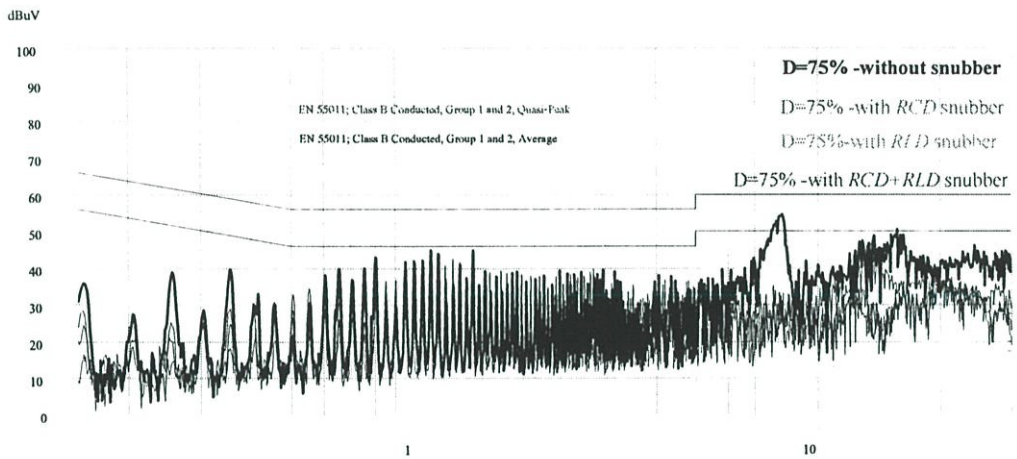
รูปที่ 6.75 ผลของสัญญาณรบกวน (ใส่วงจรสับเบอร์แบบ RCD ดิวตี้ไซเคิล 75%)



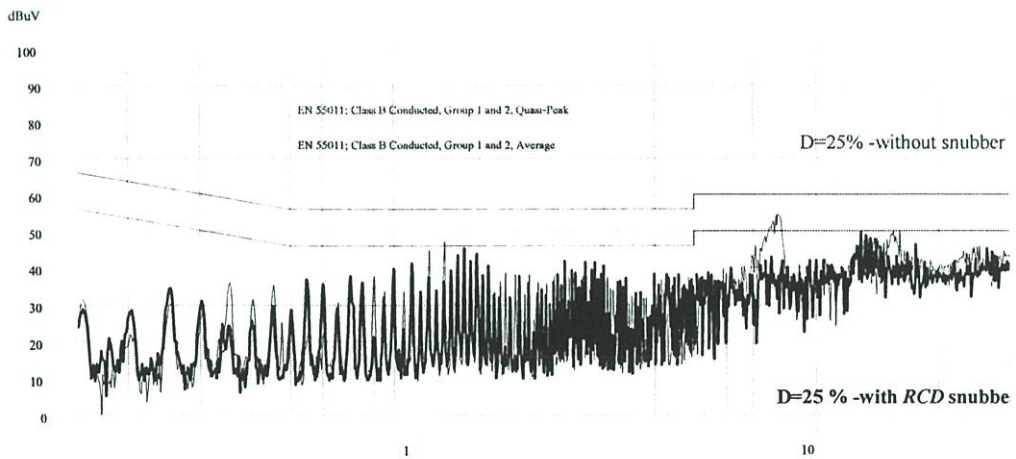
รูปที่ 6.76 ผลของสัญญาณรบกวน (ใส่วงจรสับเบอร์แบบ RLD ดิวตี้ไซเคิล 75%)



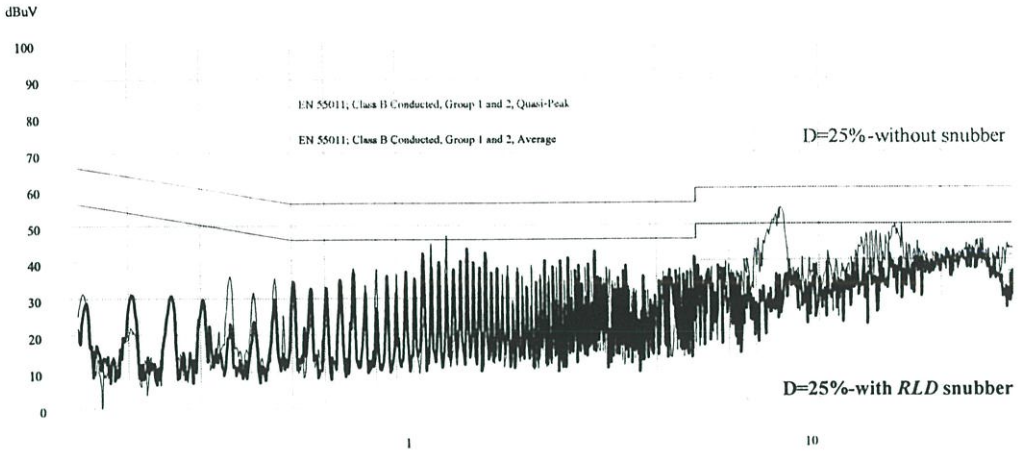
รูปที่ 6.77 ผลของสัญญาณรบกวน (ใส่วงจร snubber แบบ RCD+RLD ดิวตี้ไซเคิล 75%)



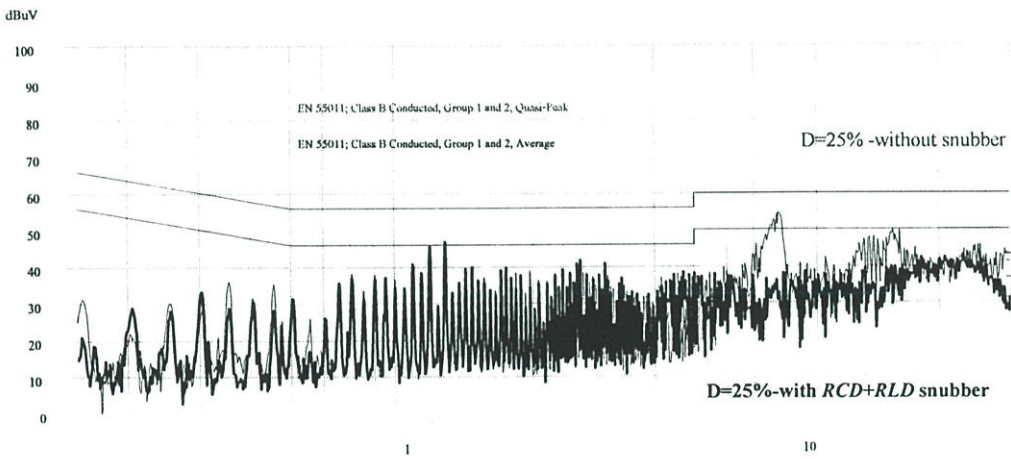
รูปที่ 6.78 ผลของสัญญาณรบกวน (ไม่ใส่และใส่วงจร snubber แบบต่างๆ ดิวตี้ไซเคิล 75%)



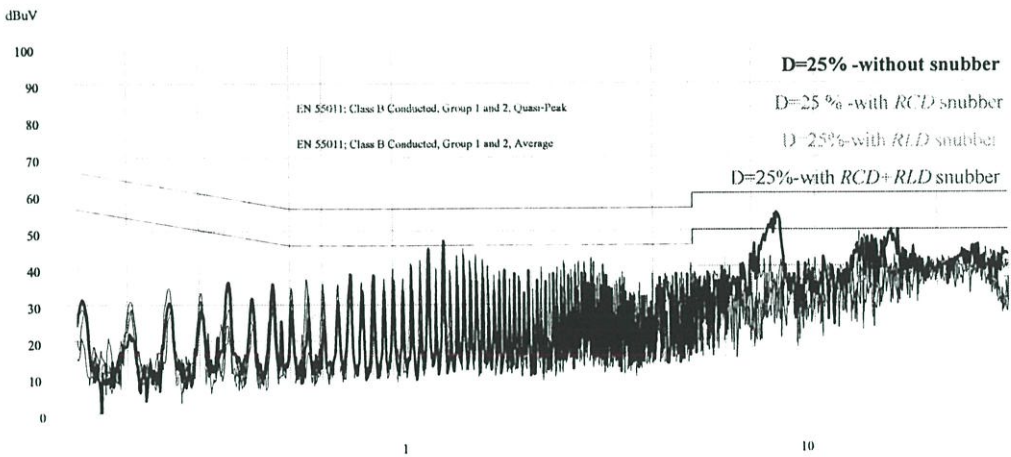
รูปที่ 6.79 ผลของสัญญาณรบกวน (ใส่วงจร snubber แบบ RCD ดิวตี้ไซเคิล 25%)



รูปที่ 6.80 ผลของสัญญาณรบกวน (ใส่วงจร snubber แบบ RLD คิวตี้ไซเคิล 25%)



รูปที่ 6.81 ผลของสัญญาณรบกวน (ใส่วงจร snubber แบบ RCD+RLD คิวตี้ไซเคิล 25%)



รูปที่ 6.82 ผลของสัญญาณรบกวนแบบ (ไม่ใส่ และใส่วงจร snubber แบบต่างๆ คิวตี้ไซเคิล 25%)

ตารางที่ 6.27 สรุปผลทางด้าน EMI กรณีศึกษาที่ 3 (เพิ่ม-ลดความถี่ไซเคิล)

กรณี	ลดได้เฉลี่ย		ลดได้สูงสุด	
	dB $\mu$ V	MHz	dB $\mu$ V	MHz
1. D=75% ใส่นับ RCD	5	9-30	21	8
2. D=75% ใส่นับ RLD	10	9-30	22	8
3. D=75% ใส่นับ RCD+RLD	12	9-30	23	8
4. D=25% ใส่นับ RCD	1	15-30	18	8
5. D=25% ใส่นับ RLD	2	15-30	19	8
6. D=25% ใส่นับ RCD+RLD	3	15-30	22	8

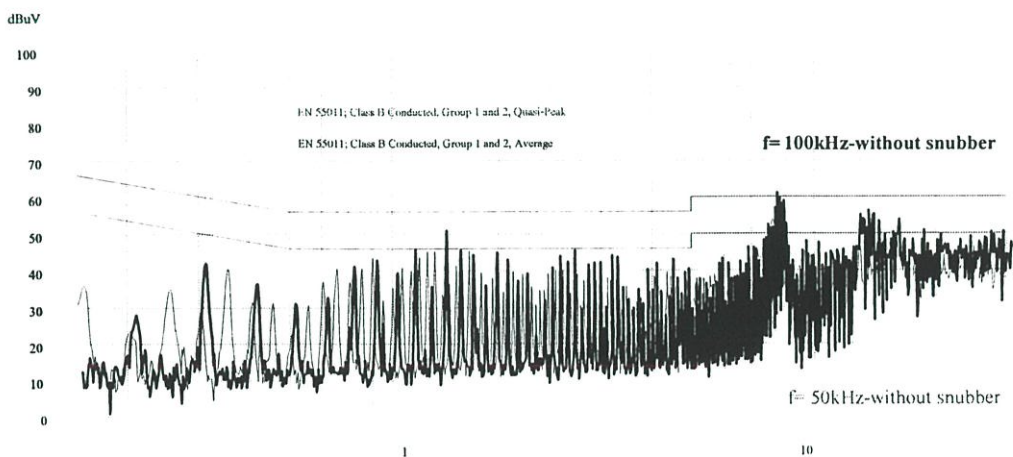
#### 6.7.4 กรณีศึกษาที่ : เพิ่ม-ลดความถี่สวิตซ์

ตารางที่ 6.28 แสดงค่าสภาวะการทำงานต่างๆของวงจร

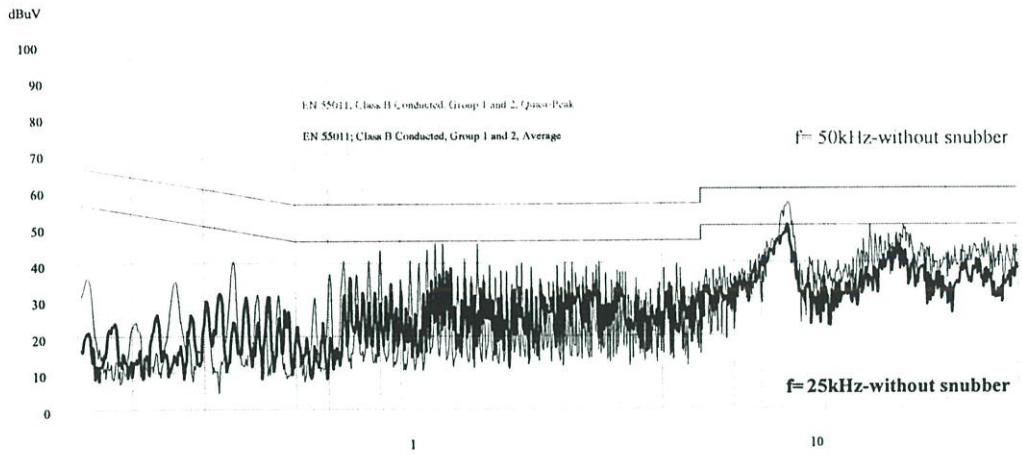
Freq	Duty cycle	Vo	Po	Mode
50kHz, 100kHz, 25kHz	50%	50 V	100 W	Con.

ตารางที่ 6.29 แสดงค่าตัวสับเบอร์แบบต่างๆ

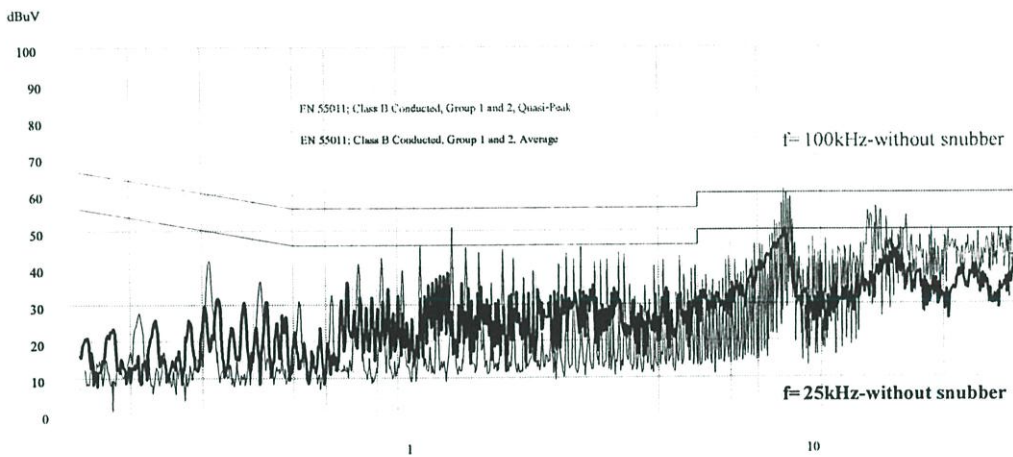
เพิ่ม-ลดความถี่เป็น 100 kHz และ 25 kHz					
$R_s$	$C_s$	$D_s$	$R_{ls}$	$L_s$	$D_{ls}$
250 $\Omega$	3.3 nF	MUR 460	50 $\Omega$	10 $\mu$ H	MUR 460



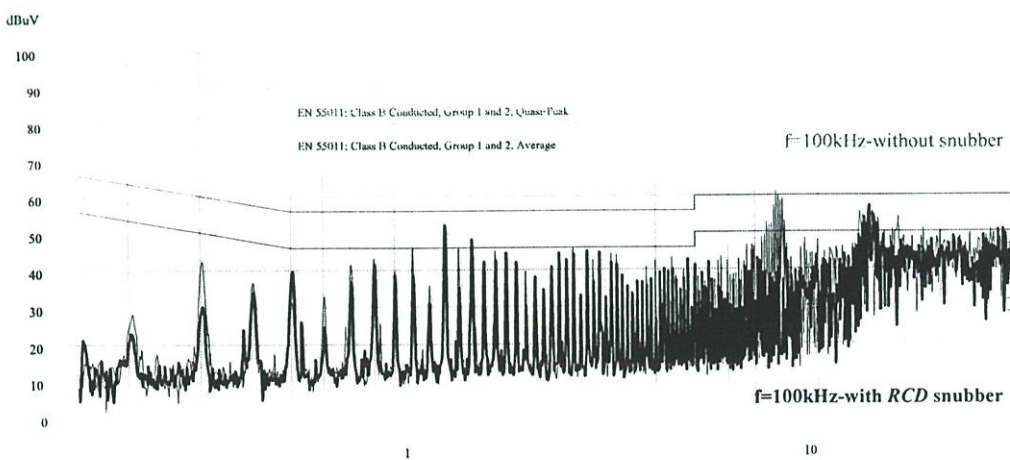
รูปที่ 6.83 ผลของสัญญาณรบกวน (ไม่ใส่วงจรสับเบอร์ ความถี่ 100 kHz)



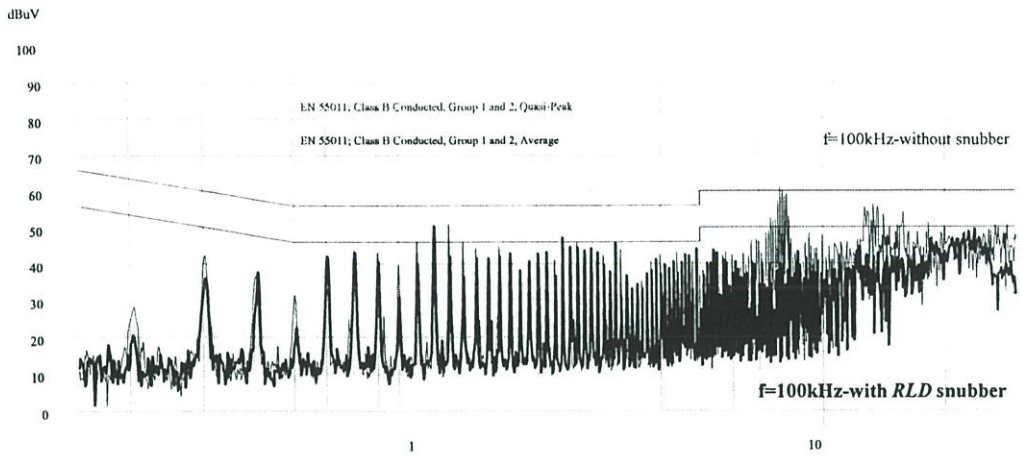
รูปที่ 6.84 ผลของสัญญาณรบกวน (ไม่ใส่วงจร snubber ความถี่ 25 kHz)



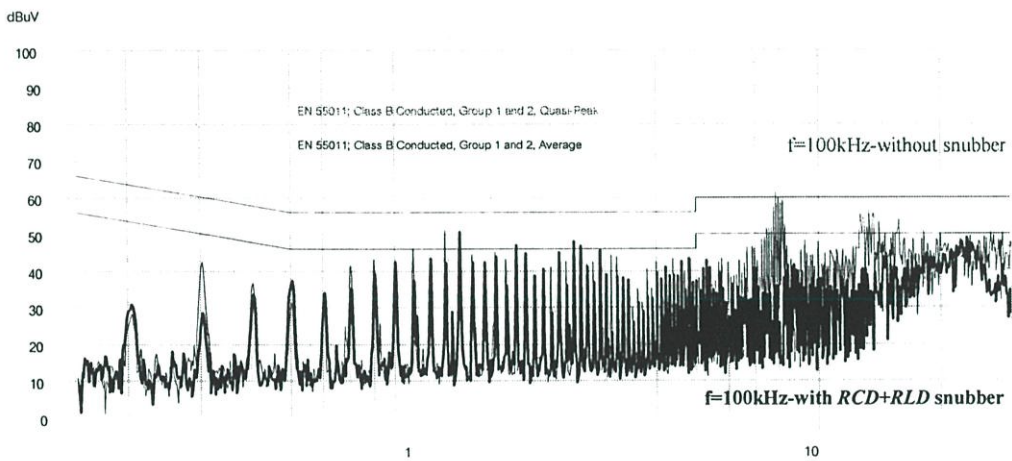
รูปที่ 6.85 ผลของสัญญาณรบกวน (ไม่ใส่วงจร snubber ความถี่ 100 kHz และ 25 kHz)



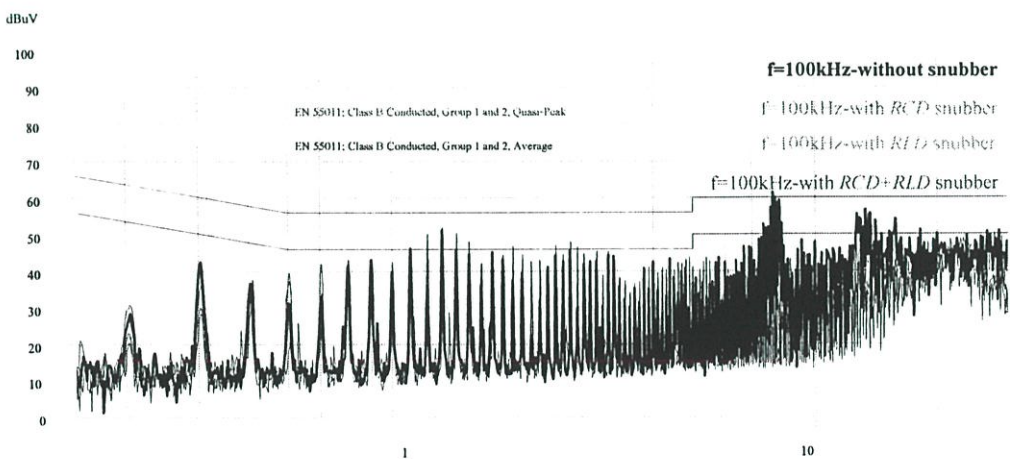
รูปที่ 6.86 ผลของสัญญาณรบกวน (ใส่วงจร snubber แบบ RCD ความถี่ 100 kHz)



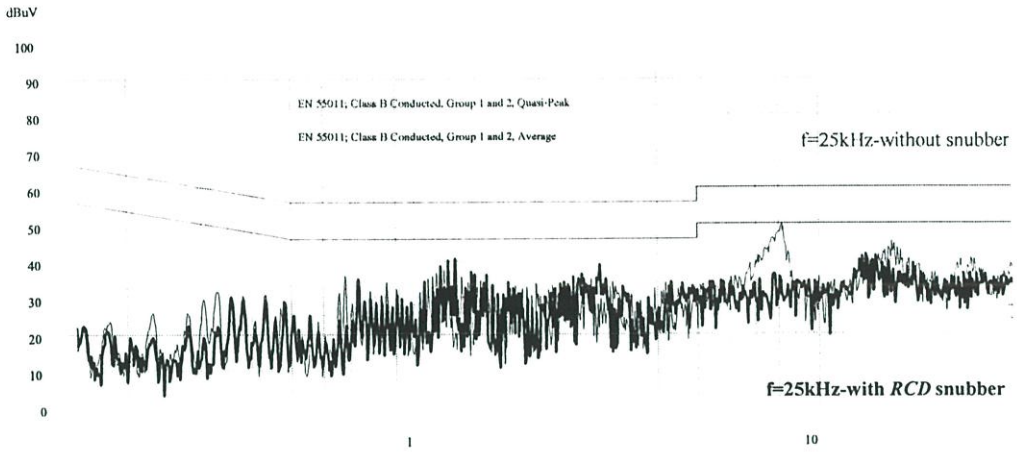
รูปที่ 6.87 ผลของสัญญาณรบกวน (ใส่วงจร snubber แบบ *RLD* ความถี่ 100 kHz)



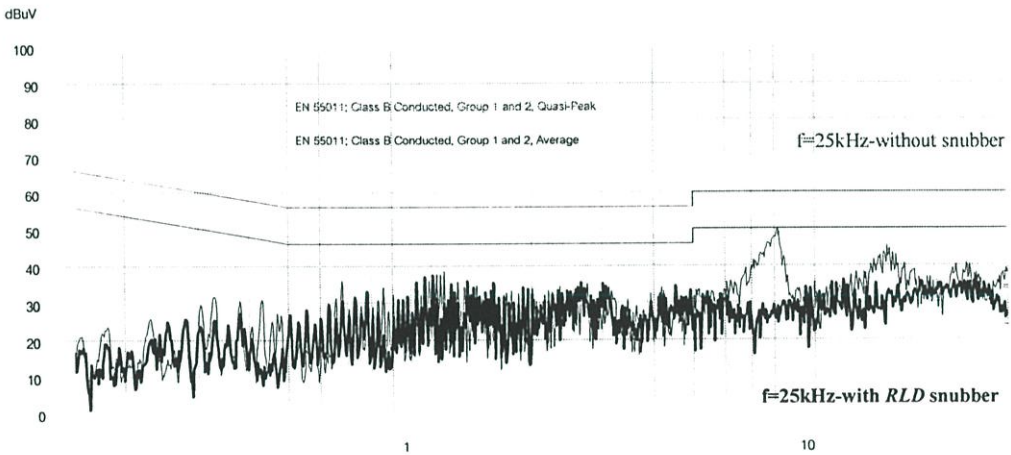
รูปที่ 6.88 ผลของสัญญาณรบกวน (ใส่วงจร snubber แบบ *RCD+RLD* ความถี่ 100 kHz)



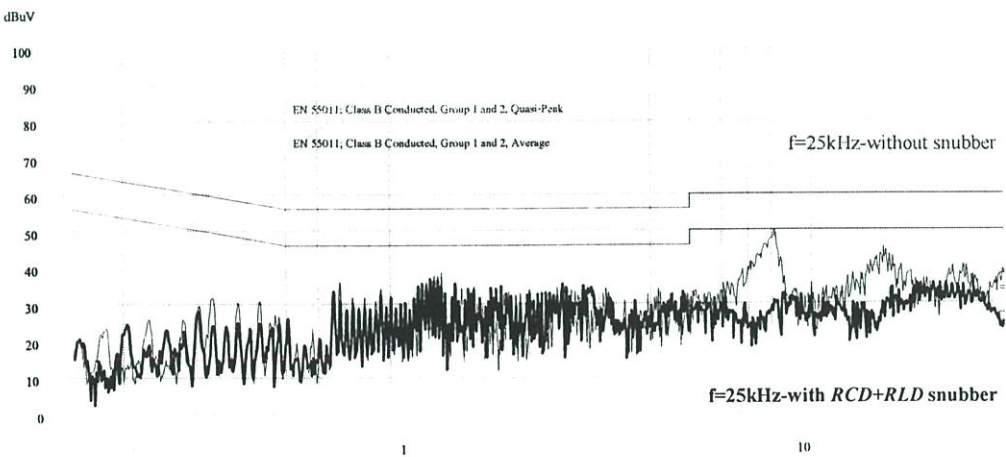
รูปที่ 6.89 ผลของสัญญาณรบกวน (ไม่ใส่ และใส่วงจร snubber แบบต่างๆ ความถี่ 100 kHz)



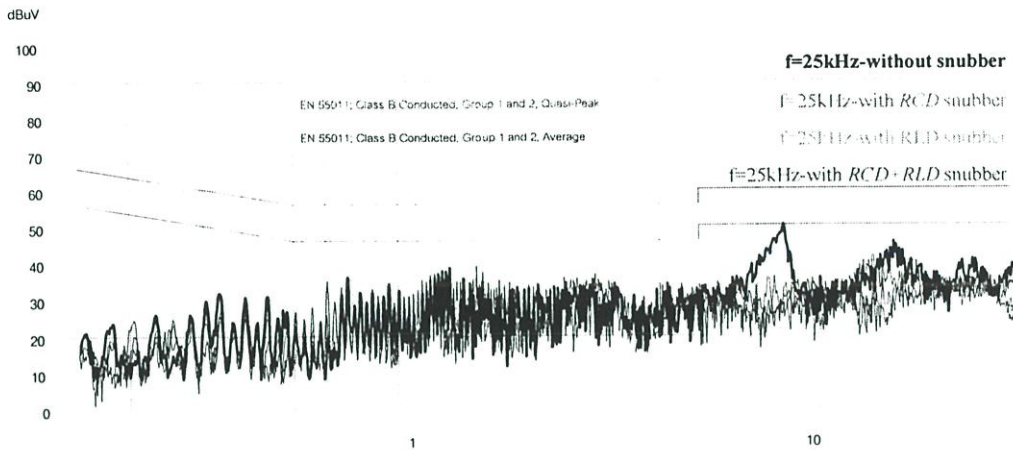
รูปที่ 6.90 ผลของสัญญาณรบกวน (ใส่วงจร snubber แบบ RCD ความถี่ 25 kHz)



รูปที่ 6.91 ผลของสัญญาณรบกวน (ใส่วงจร snubber แบบ RLD ความถี่ 25 kHz)



รูปที่ 6.92 ผลของสัญญาณรบกวน (ใส่วงจร snubber แบบ RCD+RLD ความถี่ 25 kHz)



รูปที่ 6.93 ผลของสัญญาณรบกวน (ไมโซ่ และโซ่วงจรสับเบอร์แบบต่างๆ ความถี่ 25 kHz)

ตารางที่ 6.30 สรุปผลทางด้าน EMI กรณีศึกษาที่ 4 (เพิ่ม-ลดความถี่)

กรณี	ลดได้เฉลี่ย		ลดได้สูงสุด	
	dB $\mu$ V	MHz	dB $\mu$ V	MHz
1. f=100 kHz โซ่ RCD	1	9-30	21	8
2. f=100 kHz โซ่ RLD	5	9-30	22	8
3. f=100 kHz โซ่ RCD+RLD	7	9-30	25	8
4. f=25 kHz โซ่ RCD	2	15-30	15	8
5. f=25 kHz โซ่ RLD	3	15-30	18	8
6. f=25 kHz โซ่ RCD+RLD	5	10-30	19	8

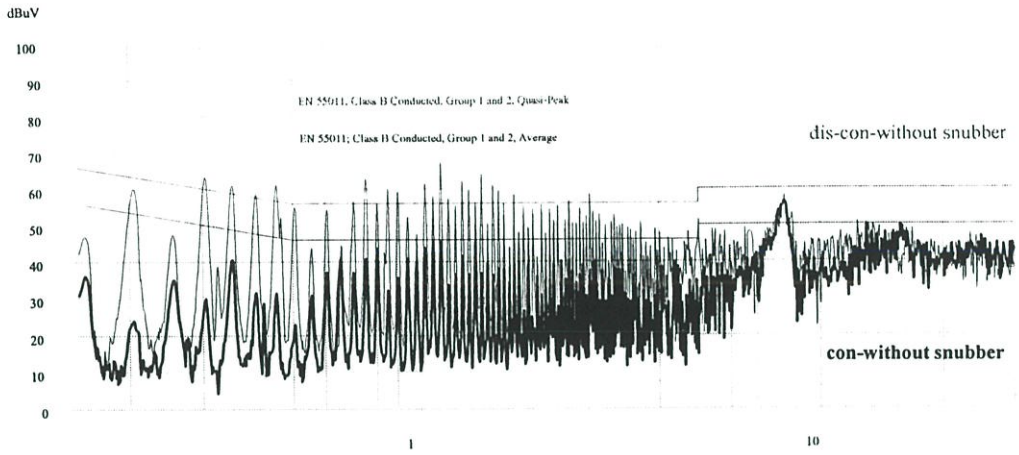
### 6.7.5 กรณีศึกษาที่ 5 : โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

ตารางที่ 6.31 แสดงค่าสภาวะการทำงานต่างๆของวงจร

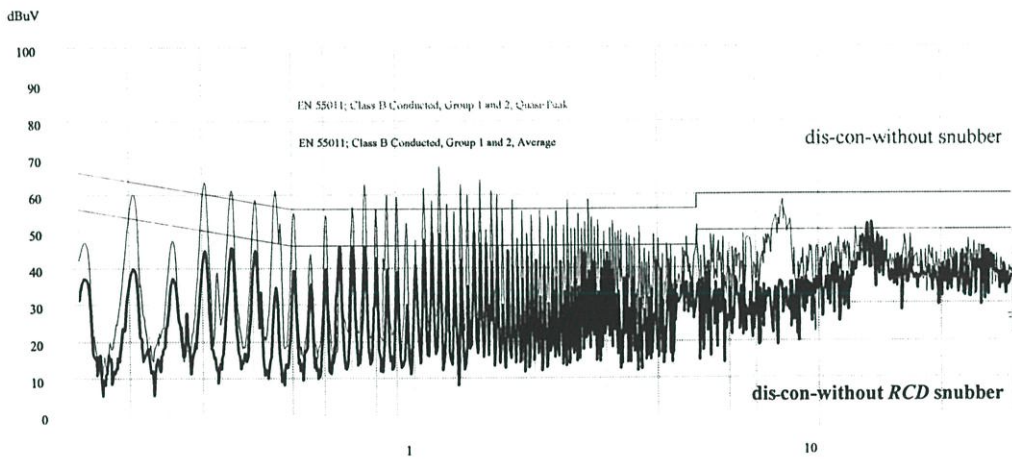
Freq	Duty cycle	Vo	Po	Mode
50kHz	50%	50 V	100 W	Dis con.

ตารางที่ 6.32 แสดงค่าตัวสับเบอร์แบบต่างๆ

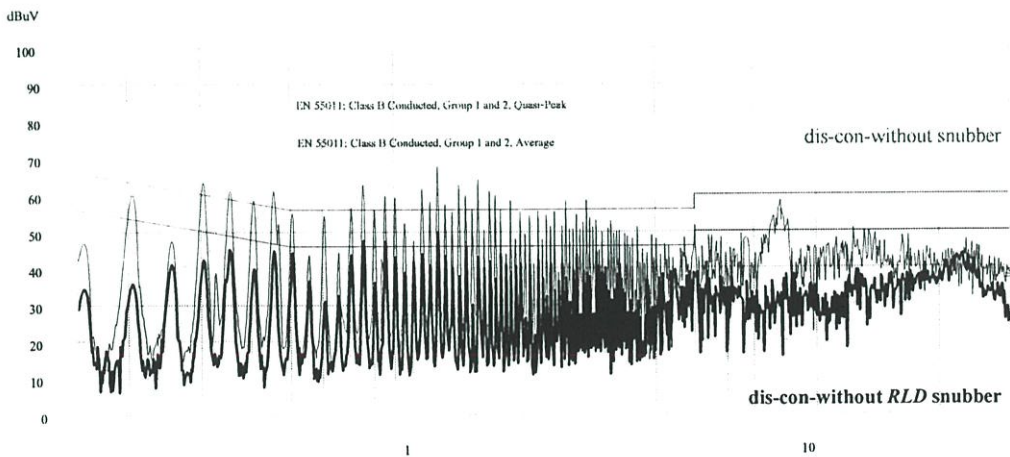
โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง					
$R_s$	$C_s$	$D_s$	$R_{Is}$	$L_s$	$D_{Is}$
250 $\Omega$	3.3 nF	MUR 460	50 $\Omega$	10 $\mu$ H	MUR 460



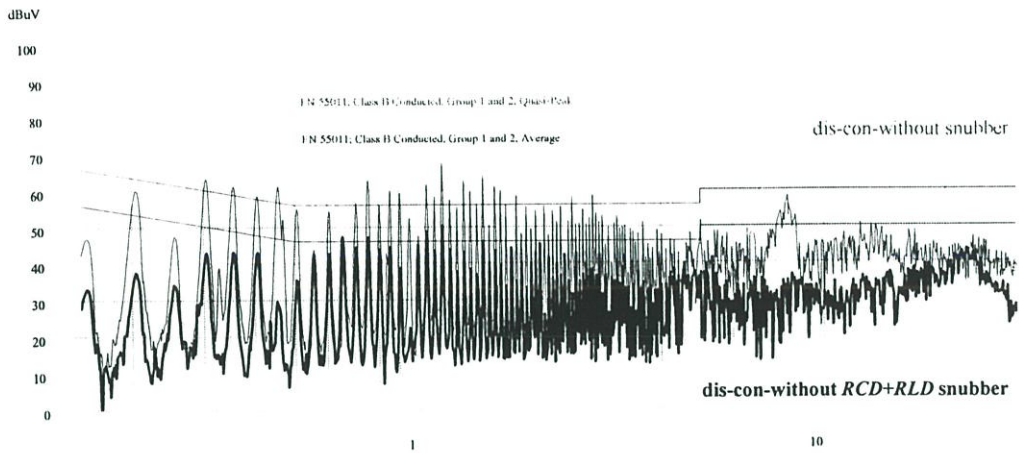
รูปที่ 6.94 ผลของสัญญาณรบกวน (โหมคระเสต่อเนื่อง และไม่ต่อเนื่อง โดยไม่ใส่วงจรสับเบอร์)



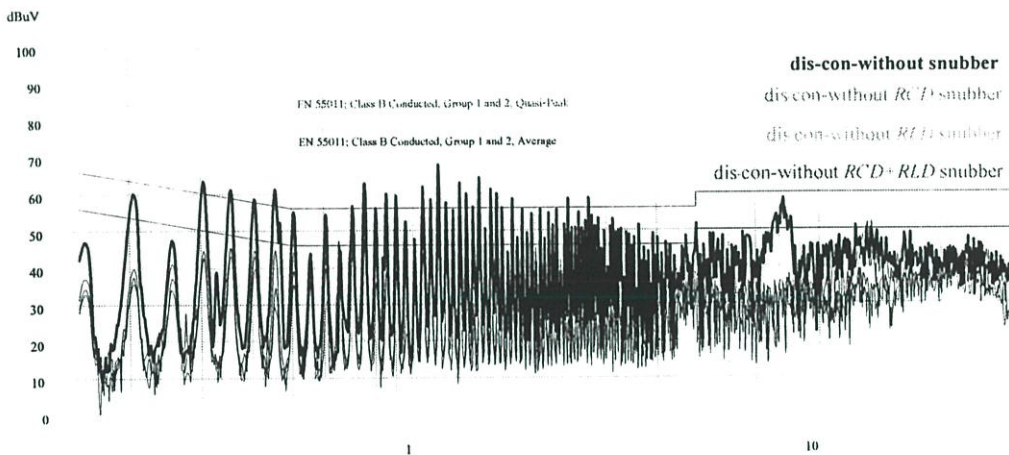
รูปที่ 6.95 ผลของสัญญาณรบกวน (โหมคระเสไม่ต่อเนื่อง โดยใส่วงจรสับเบอร์แบบ RCD)



รูปที่ 6.96 ผลของสัญญาณรบกวน (โหมคระเสไม่ต่อเนื่อง โดยใส่วงจรสับเบอร์แบบ RLD)



รูปที่ 6.97 ผลของสัญญาณรบกวน (โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง) โดยใส่วงจร snubber แบบ  $RCD+RLD$



รูปที่ 6.98 ผลของสัญญาณรบกวน (โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง) โดยไม่ใส่ และใส่วงจร snubber ต่างๆ

ตารางที่ 6.33 สรุปผลทางด้าน EMI กรณีศึกษาที่ 5 (โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง)

กรณี	ลดได้เฉลี่ย		ลดได้สูงสุด	
	dB $\mu$ V	MHz	dBuV	MHz
1. ใส่ $RCD$	2	9-30	20	8
2. ใส่ $RLD$	5	9-30	21	8
3. ใส่ $RCD+RLD$	7	9-30	23	8

ตารางที่ 6.34 สรุปผลการทดลองด้านต่างๆ (กรณีศึกษาที่ 1 : ไม่ใส่-ใส่วงจรสับเบรคอร์แบบต่างๆ)

สภาวะการทำงาน	Peak voltage (V)	Peak current (A)	$dV/dt$ (V/ns)	$dI/dt$ (A/ns)	Power losses of MOSFET				Vreq			Efficiency				EMI			
					Switching loss (W)	Total Switching loss (W)	Conduction loss (mW)	Total loss (W)	$V_{no-load}$ (V)	$V_{full-load}$ (V)	%Vreq	Pi (W)	Po (W)	% $\eta$	สเปกตรัม (dBuV)	ย่านความถี่ (MHz)	สเปกตรัม (dBuV)	ย่านความถี่ (MHz)	
1. ไม่ใส่วงจรสับเบรคอร์	205.50	30.50	1.41	0.88	$t_{off}$ 2.23 $t_{on}$ 2.31	4.54	0.51	4.54	52.21	51.23	1.97	117.81	100.00	84.88	-	-	-	-	-
2. ใส่วงจรสับเบรคอร์แบบ RCD	145.30	32.60	0.25	0.95	2.46	4.28	0.48	4.28	52.35	51.32	2.01	119.63	100.00	83.59	3	15-30	17	8	8
3. ใส่วงจรสับเบรคอร์แบบ RLD	275.40	19.40	1.66	0.19	2.01 0.55	2.56	0.46	2.56	52.42	51.24	2.30	121.24	100.00	82.48	3	15-30	18	8	8
4. ใส่วงจรสับเบรคอร์แบบ RCD+RLD	187.50	10.20	0.29	0.26	1.84 0.58	2.42	0.45	2.42	52.55	51.35	2.34	122.15	100.00	81.86	5	15-30	19	8	8

ตารางที่ 6.35 สรุปผลการทดลองด้านต่างๆ (กรณีศึกษาที่ 2 : เพิ่ม-ลดขนาดของตัวสับเบรอร์แบบต่างๆ)

สภาวะการทำงาน	Peak voltage (V)	Peak current (A)	$dv/dt$ (V/ns)	$di/dt$ (A/ns)	Power losses of MOSFET				Vreq			Efficiency			EMI				
					Switching loss (W)	Total Switching loss (W)	Conduction loss (mW)	Total loss (W)	$V_{no-load}$ (V)	$V_{full-load}$ (V)	%Vreq	Pi (W)	Po (W)	%	ลดได้หลาย (dBuV)	ย่านความถี่ (MHz)	ลดได้หลาย (dBuV)	ย่านความถี่ (MHz)	ลดได้หลาย (dBuV)
1. ใช้ RCD : Cs+200%	125.50	35.70	0.15	1.35	t-off 1.57	2.51	4.08	0.45	4.08	52.11	51.12	1.94	121.40	100.00	82.37	5	15-30	17	8
2. ใช้ RCD : Cs-200%	167.40	30.50	0.39	0.12	1.95	2.48	4.43	0.47	4.43	52.43	51.50	1.88	118.50	100.00	84.38	2	15-30	16	8
3. ใช้ RLD : Ls+200%	289.20	14.40	1.78	0.08	2.11	0.23	2.34	0.43	2.34	52.35	51.12	2.41	122.30	100.00	81.76	8	9-30	25	8
4. ใช้ RLD : Ls-200%	263.70	22.60	1.45	0.14	2.05	0.67	2.72	0.49	2.72	51.56	51.14	0.82	119.60	100.00	83.61	6	9-30	20	8

ตารางที่ 6.36 สรุปผลการทดลองด้าน EMI ทั้ง 5 กรณีศึกษา

กรณีศึกษาที่ 4 : เพิ่ม-ลดความถี่สวิดจิง					
สภาวะการทำงาน	EMI				
	ลดได้เฉลี่ย (dBuV)	ย่านความถี่ (MHz)	ลดได้เฉลี่ย (dBuV)	ย่านความถี่ (MHz)	ย่านความถี่ (MHz)
1. ใช้วงจร斬波器แบบ RCD	3	15-30	17	8	8
2. ใช้วงจร斬波器แบบ RLD	3	15-30	18	8	8
3. ใช้วงจร斬波器แบบ RCD+RLD	5	15-30	19	8	8
1. F=100 kHz ใช้ RCD	1	9-30	20	8	8
2. F=100 kHz ใช้ RLD	5	9-30	20	8	8
3. F=100 kHz ใช้ RCD+RLD	7	9-30	25	8	8
4. F=25 kHz ใช้ RCD	1	15-30	25	8	8
5. F=25 kHz ใช้ RLD	3	15-30	20	8	8
6. F=25 kHz ใช้ RCD+RLD	5	10-30	20	8	8

กรณีศึกษาที่ 5 : โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง					
สภาวะการทำงาน	EMI				
	ลดได้เฉลี่ย (dBuV)	ย่านความถี่ (MHz)	ลดได้เฉลี่ย (dBuV)	ย่านความถี่ (MHz)	ย่านความถี่ (MHz)
1. ใช้ RCD	3	9-30	18	8	8
2. ใช้ RLD	10	9-30	19	8	8
3. ใช้ RCD+RLD	12	9-30	20	8	8

กรณีศึกษาที่ 1 : ไม่ใช้-ใช้วงจร斬波器แบบต่างๆ					
สภาวะการทำงาน	EMI				
	ลดได้เฉลี่ย (dBuV)	ย่านความถี่ (MHz)	ลดได้เฉลี่ย (dBuV)	ย่านความถี่ (MHz)	ย่านความถี่ (MHz)
1. ใช้วงจร斬波器แบบ RCD	3	15-30	17	8	8
2. ใช้วงจร斬波器แบบ RLD	3	15-30	18	8	8
3. ใช้วงจร斬波器แบบ RCD+RLD	5	15-30	19	8	8

กรณีศึกษาที่ 2 : เพิ่ม-ลดขนาดของตัว斬波器แบบต่างๆ					
สภาวะการทำงาน	EMI				
	ลดได้เฉลี่ย (dBuV)	ย่านความถี่ (MHz)	ลดได้เฉลี่ย (dBuV)	ย่านความถี่ (MHz)	ย่านความถี่ (MHz)
1. ใช้ RCD : Cs+200%	5	15-30	17	8	8
2. ใช้ RCD : Cs-200%	2	15-30	16	8	8
3. ใช้ RLD : Ls+200%	8	9-30	25	8	8
4. ใช้ RLD : Ls-200%	6	9-30	20	8	8

กรณีศึกษาที่ 3 : เพิ่ม-ลดความถี่ที่เซด					
สภาวะการทำงาน	EMI				
	ลดได้เฉลี่ย (dBuV)	ย่านความถี่ (MHz)	ลดได้เฉลี่ย (dBuV)	ย่านความถี่ (MHz)	ย่านความถี่ (MHz)
1. D=75% ใช้ RCD	5	9-30	20	8	8
2. D=75% ใช้ RLD	10	9-30	23	8	8
3. D=75% ใช้ RCD+RLD	12	9-30	24	8	8
4. D=25% ใช้ RCD	1	15-30	11	8	8
5. D=25% ใช้ RLD	2	15-30	18	8	8
6. D=25% ใช้ RCD+RLD	3	15-30	20	8	8

ตารางที่ 6.37 สรุปเปรียบเทียบผลการจำลอง และผลการทดลองด้าน EMI กรณีศึกษาที่ 1 : ไม่ใส่-ใส่วงจรสับเบออร์แบบต่างๆ

สภาวะการทำงาน	EMI (จากการจำลอง)				EMI (จากการวัด)			
	ลดได้เฉลี่ย (dBuV)	ย่านความถี่ (MHz)	ลดได้เฉลี่ย (dBuV)	ความถี่ (MHz)	ลดได้เฉลี่ย (dBuV)	ย่านความถี่ (MHz)	ลดได้เฉลี่ย (dBuV)	ความถี่ (MHz)
1. ใส่วงจร RCD สับเบออร์	20	0.15-30	20	4	3	15-30	17	8
2. ใส่วงจร RLD สับเบออร์	15	0.15-30	15	4	3	15-30	18	8
3. ใส่วงจร RCD+RLD สับเบออร์	25	0.15-30	25	4	5	15-30	19	8

## บทที่ 7

# การวิเคราะห์ผลการทดลอง

### 7.1 การวิเคราะห์ผลการทดลอง

จากผลการจำลอง และผลการทดลองในบทที่ 6 จะอธิบายถึงการวิเคราะห์ผลการทดลองในด้าน EMI โดยเริ่มจากเหตุของการเกิด EMI คือตัวอุปกรณ์สวิตช์ ในที่นี้คือมอสเฟตกำลัง โดยมีสาเหตุเนื่องจากอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันเทียบกับเวลา ( $dv/dt$ ) และอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันเทียบกับเวลา ( $di/dt$ ) ที่มีความเครียดในการทำงานค่อนข้างสูง จากนั้นได้เกิดการเชื่อมต่อผ่านทางตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขาเดรนและแผ่นระบายความร้อนที่ต่อลงกราวด์ ทำให้สัญญาณรบกวนปรากฏในโหมดร่วม (common mode) ซึ่งสัญญาณรบกวน EMI ดังกล่าวจะเกิดขึ้นสาเหตุอย่างหนึ่งคือ การแกว่งของสัญญาณ และสัญญาณรบกวนจะมีค่าสูงที่สุดเมื่อตรงกับความเร็วโซแนนซ์

ซึ่งเมื่อทำการเปรียบเทียบผลการจำลอง และผลการทดลองในด้าน EMI ในกรณีศึกษาที่ 1 ในตารางที่ 6.35 พบว่าการใส่วงจร snubber แบบต่างๆ สามารถสัญญาณรบกวนได้ ซึ่งสอดคล้องกับผลการทดลอง แต่ค่าของระดับสัญญาณรบกวน และย่านความถี่ต่างๆ อาจมีค่าที่คลาดเคลื่อนจากการทดลอง ทั้งนี้เพราะเนื่องจากองค์ประกอบแฝงอื่นๆ ของวงจรอีกบางส่วนยังไม่ได้มีการศึกษา จึงไม่ได้ใส่องค์ประกอบแฝงดังกล่าวเพิ่มเติมลงในวงจรการจำลอง

สรุปได้ว่าการใส่วงจร snubber แบบต่างๆ จะช่วยลดผลของสัญญาณรบกวนได้ เนื่องจาก

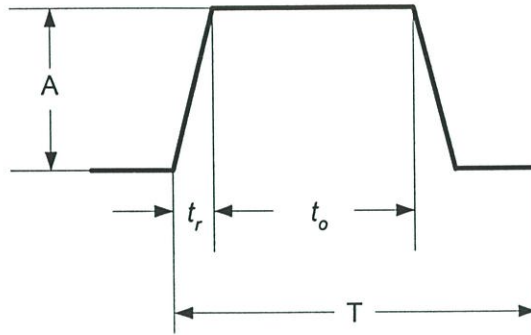
1. วงจร *RCD* snubber จะอาศัยหลักการที่ว่าตัวเก็บประจุไม่สามารถเปลี่ยนแปลงแรงดันได้ทันทีทันใด จึงทำให้อัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันเทียบกับเวลา ( $dv/dt$ ) มีค่าลดลง โดยจะทำการต่อขนานกับมอสเฟตกำลัง ซึ่งจะทำงานเฉพาะช่วงหยุดนำกระแส จากเหตุผลดังกล่าวจึงทำให้สัญญาณรบกวน EMI มีค่าลดลง

2. วงจร *RLD* snubber จะอาศัยหลักการที่ว่าตัวเหนี่ยวนำไม่สามารถเปลี่ยนแปลงกระแสได้ทันทีทันใด จึงทำให้อัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสเทียบกับเวลา ( $di/dt$ ) มีค่าลดลง โดยจะทำการต่อขนานกับมอสเฟตกำลัง ซึ่งจะทำงานเฉพาะช่วงเริ่มนำกระแส จากเหตุผลดังกล่าวจึงทำให้สัญญาณรบกวน EMI มีค่าลดลง

3. วงจร *RCD+RLD* snubber จะทำให้สัญญาณรบกวน EMI มีค่าลดลงมากที่สุดเนื่องจากสามารถลดอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันเทียบกับเวลา ( $dv/dt$ ) และอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันเทียบกับเวลา ( $di/dt$ ) ทั้งในช่วงเวลาขณะเริ่มหยุดนำกระแส และในช่วงเวลาขณะเริ่มหยุดนำกระแส

แต่อย่างไรก็ตาม ณ จุดที่เป็นความเร็วโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์ต่างๆ เช่น ตัวเก็บประจุ snubber และตัวเหนี่ยวนำ snubber จะทำให้เกิดสัญญาณรบกวน EMI สูงขึ้น ดังผลการทดลองในบทที่ผ่านมา โดยสามารถดูค่าสัญญาณรบกวน EMI เปรียบเทียบกับค่าความเร็วโซแนนซ์ในตารางที่ 6.6

ในกรณีศึกษาต่างๆ เพื่อดูผลของสัญญาณรบกวน EMI ที่มีต่อความถี่ ความกว้างของสัญญาณพัลส์ หรือแอมป์ริจูด สามารถอธิบายได้จากสมการที่ 7.1 [10] และแสดงให้เห็นได้ดีในการใช้โปรแกรม PSPICE ช่วยในการจำลอง



รูปที่ 7.1 รูปคลื่นของฟังก์ชันคาบเวลา

$$C_n = 2A \cdot \frac{(t_o + t_r)}{T} \cdot \frac{\sin[\pi n(t_o + t_r)/T]}{\pi n(t_o + t_r)/T} \cdot \frac{\sin(\pi n t_r / T)}{\pi n t_r / T} \quad (7.1)$$

เมื่อ

- $C_n$  คือ แอมป์ริจูดของสเปกตรัมหรือระดับของสัญญาณรบกวน
- $A$  คือแอมป์ริจูดของพัลส์
- $t_o$  คือความกว้างของพัลส์
- $t_r$  คือเวลาขาขึ้น
- $n$  คือลำดับฮาร์มอนิกส์
- $T$  คือคาบเวลา

จากสมการที่ 7.1 จะทำการคำนวณค่า  $C_n$  จากการเปลี่ยนค่าแอมป์ริจูดของพัลส์ ( $A$ ) ช่วงเวลาขาขึ้น ( $t_r$ ) และความกว้างของพัลส์ ( $t_o$ ) ดังแสดงในตารางที่ 7.1-7.3

ตารางที่ 7.1 ผลของแอมพลิจูด (A) ที่มีต่อค่า  $C_n$

A (V)	$C_n$
50	0.15
100	0.29
150	0.44

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

ตารางที่ 7.2 ผลของช่วงเวลาขาขึ้น ( $t_r$ ) ที่มีต่อค่า  $C_n$

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

เงื่อนไข :  $t_o=50\mu\text{s}$ ,  $A=100$ ,  $T=100\mu\text{s}$ ,  $n=150$

ตารางที่ 7.3 ผลของความกว้างของพัลส์  $t_o$  ที่มีต่อค่า  $C_n$

$t_o$ ( $\mu\text{s}$ )	$C_n$
15	0.29
50	0.29
75	0.29

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

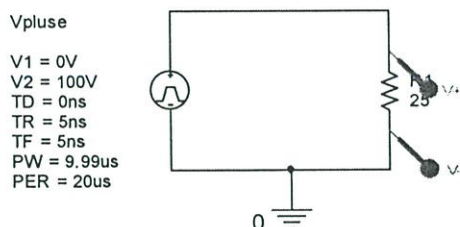
จากการคำนวณค่าต่างๆ ตามสมการที่ 7.1 สรุปว่า

1. แอมพลิจูดของสัญญาณพัลส์ (A) มากขึ้นจะมีผลทำให้แอมพลิจูดของสเปกตรัมหรือระดับของสัญญาณรบกวนมีค่ามากขึ้นตามไปด้วย ดังแสดงให้เห็นการจำลองในหัวข้อ 7.2.3
2. ช่วงเวลาขาขึ้น ( $t_r$ ) มากขึ้นจะมีผลทำให้แอมพลิจูดของสเปกตรัมหรือระดับของสัญญาณรบกวนมีค่าลดลง ดังแสดงให้เห็นการจำลองในหัวข้อ 7.2.1
3. กว้างของพัลส์ ( $t_o$ ) ไม่มีผลต่อแอมพลิจูดของสเปกตรัมหรือระดับของสัญญาณรบกวนแต่อย่างใดเนื่องจากค่าสโลปต่อความกว้างพัลส์ไม่เปลี่ยนแปลง ดังแสดงให้เห็นการจำลองในหัวข้อ 7.2.2

## 7.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณรบกวน

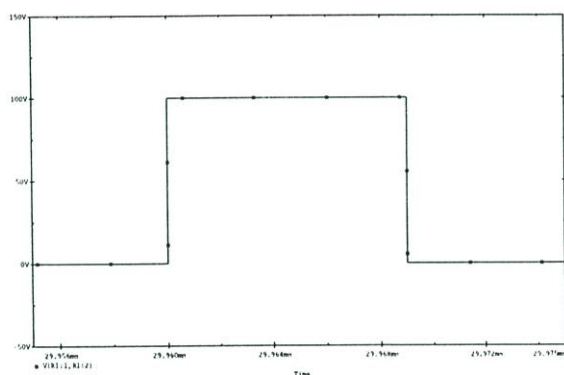
### 7.2.1 การจำลองผลของ $t_r$ ที่มีต่อสัญญาณรบกวน

#### 7.2.1.1 กรณี $t_r = 5$ ns

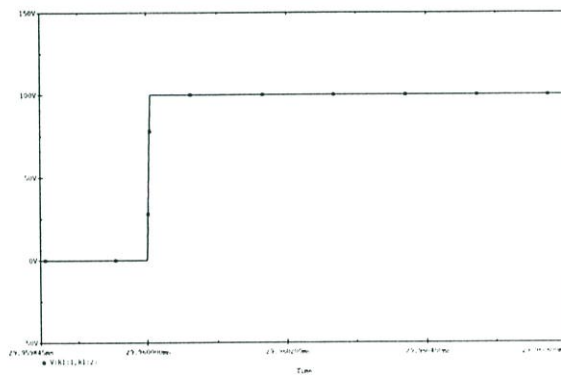


tstop: 30 ms, tstep: 0.02  $\mu$ s

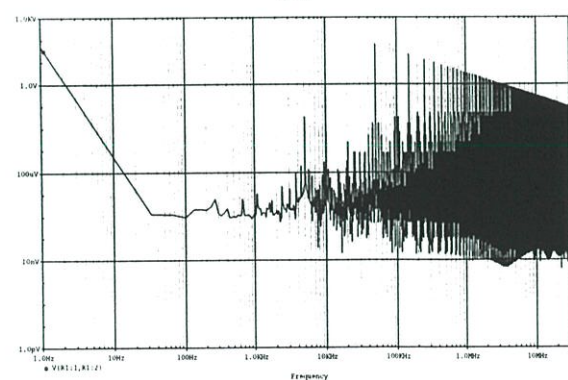
รูปที่ 7.2 วงจรการจำลองผลของ  $t_r$  ที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี  $t_r = 5$  ns)



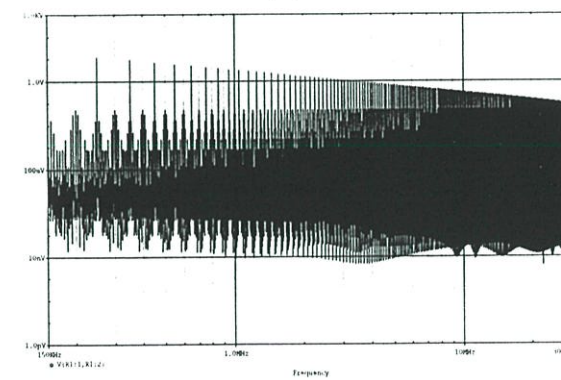
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 7.3 ผลการจำลองผลของ  $t_r$  ที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี  $t_r = 5$  ns)

(ก) สัญญาณแรงดันตกคร่อมโหลด

(ข) ภาพขยายสัญญาณแรงดัน (100 V / 5.155 ns = 19.398 V/ns)

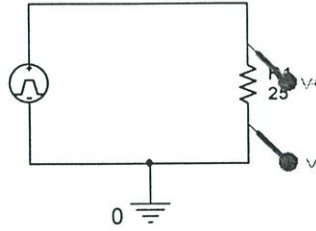
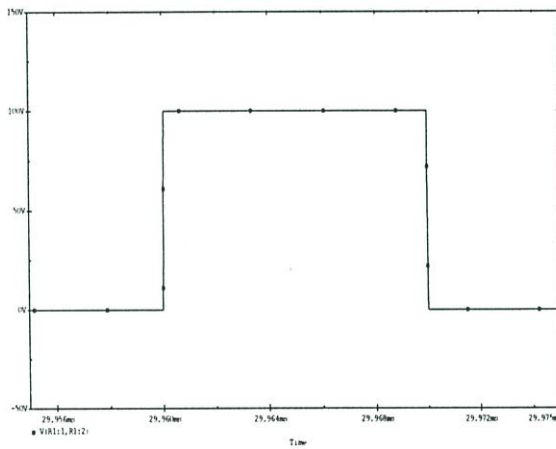
(ค) สัญญาณรบกวนที่ความถี่ 1Hz - 30 MHz

(ง) สัญญาณรบกวนที่ความถี่ 150 kHz - 30 MHz

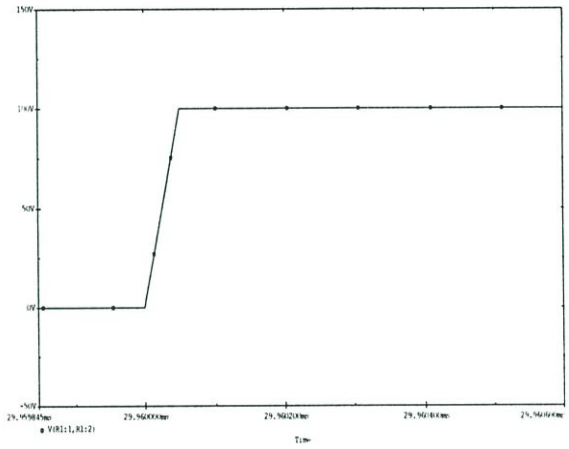
7.2.1.2 กรณี  $t_r = 50$  ns

Vpluse

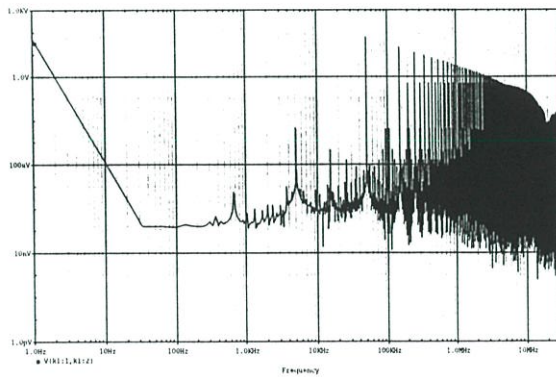
V1 = 0V  
 V2 = 100V  
 TD = 0ns  
 TR = 50ns  
 TF = 50ns  
 PW = 9.9us  
 PER = 20us

tstop: 30 ms, tstep: 0.02  $\mu$ sรูปที่ 7.4 วงจรการจำลองผลของ  $t_r$  ที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี  $t_r = 50$  ns)

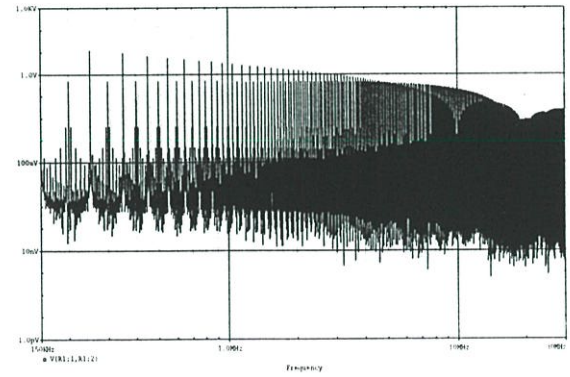
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

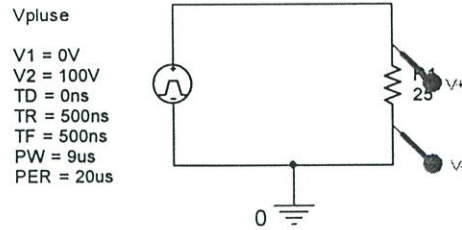
รูปที่ 7.5 ผลการจำลองผลของ  $t_r$  ที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี  $t_r = 50$  ns)

(ก) สัญญาณแรงดันตกรวมโพลด

(ข) ภาพขยายสัญญาณแรงดัน (100 V / 59.841 ns = 1.668 V/ns)

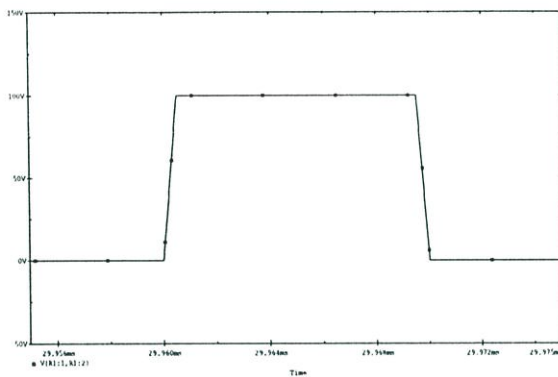
(ค) สัญญาณรบกวนที่ความถี่ 1Hz - 30 MHz

(ง) สัญญาณรบกวนที่ความถี่ 150 kHz - 30 MHz

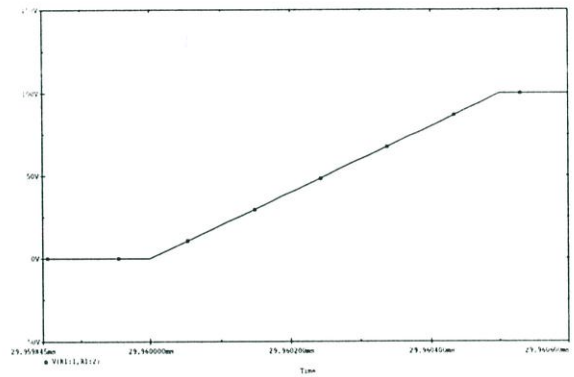
7.2.1.3 กรณี  $t_r = 500$  ns

tstop: 30 ms, tstep: 0.02  $\mu$ s

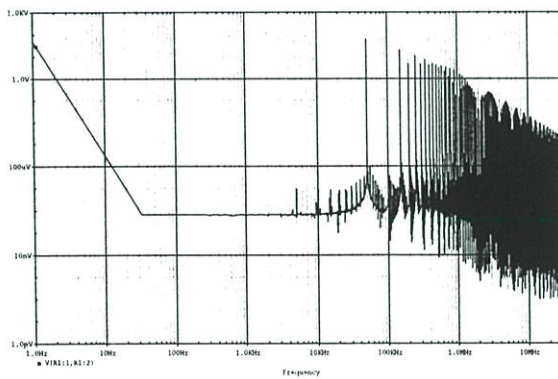
รูปที่ 7.6 วงจรการจำลองผลของ  $t_r$  ที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี  $t_r = 500$  ns)



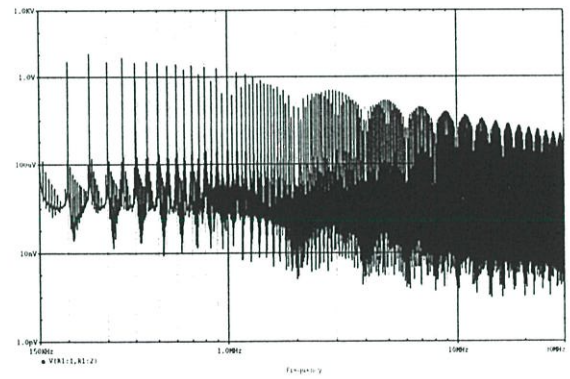
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 7.7 ผลการจำลองผลของ  $t_r$  ที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี  $t_r = 500$  ns)

(ก) สัญญาณแรงดันตกคร่อมโหลด

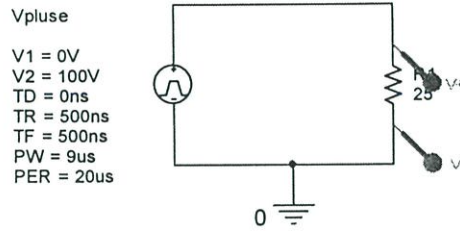
(ข) ภาพขยายสัญญาณแรงดัน (100 V / 502.280 ns = 0.199 V/ns)

(ค) สัญญาณรบกวนที่ความถี่ 1Hz – 30 MHz

(ง) สัญญาณรบกวนที่ความถี่ 150 kHz – 30 MHz

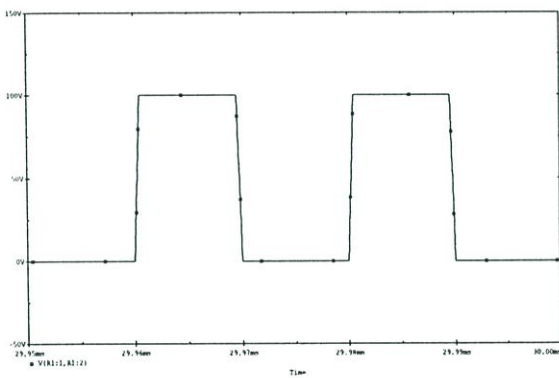
## 7.2.2 การจำลองผลของควิตซ์ไชเคิล ที่มีต่อสัญญาณรบกวน

### 7.2.2.1 กรณี $D = 50\%$

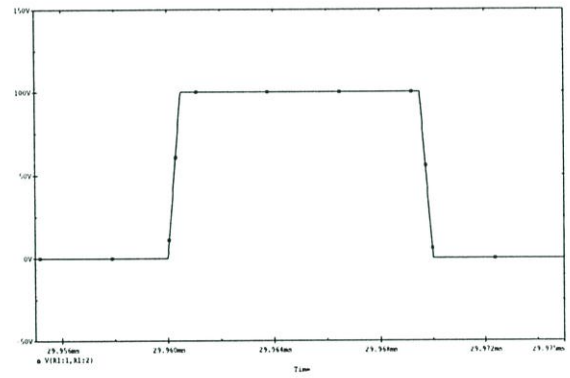


tstop: 30 ms, tstep: 0.02  $\mu$ s

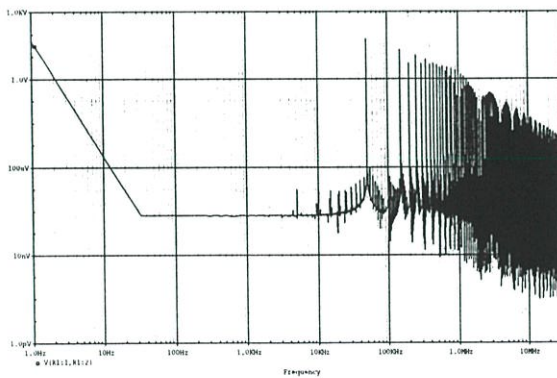
รูปที่ 7.8 วงจรการจำลองผลของควิตซ์ไชเคิลที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี  $D = 50\%$ )



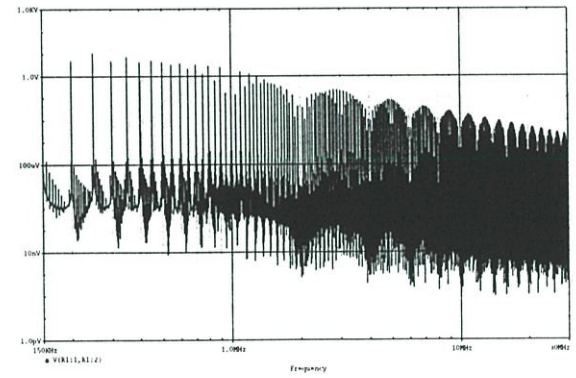
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

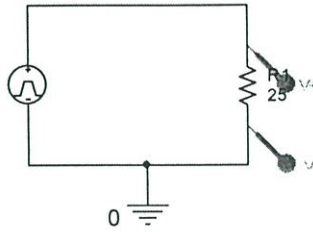
รูปที่ 7.9 ผลการจำลองผลของควิตซ์ไชเคิลที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี  $D = 50\%$ )

- (ก) สัญญาณแรงดันตกรวม โหลด
- (ข) ภาพขยายสัญญาณแรงดัน
- (ค) สัญญาณรบกวนที่ความถี่ 1Hz – 30 MHz
- (ง) สัญญาณรบกวนที่ความถี่ 150 kHz – 30 MHz

7.2.2.2 กรณี  $D = 75\%$ 

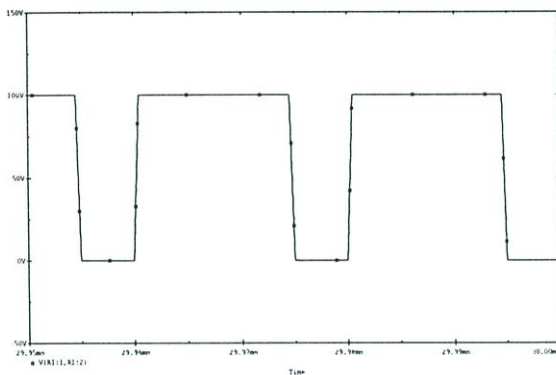
Vpulse

V1 = 0V  
 V2 = 100V  
 TD = 0ns  
 TR = 500ns  
 TF = 500ns  
 PW = 14us  
 PER = 20us

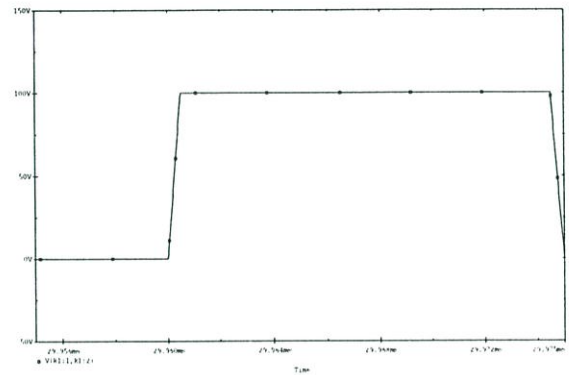


tstop: 30 ms, tstep: 0.02  $\mu$ s

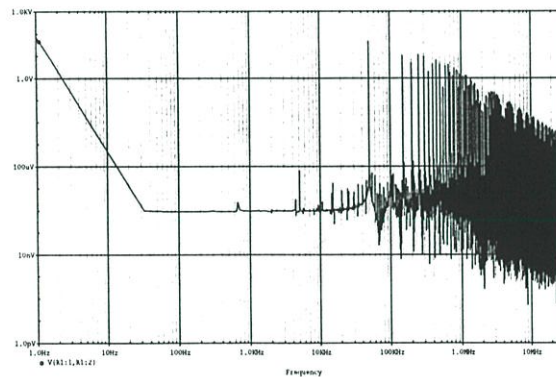
รูปที่ 7.10 วงจรการจำลองผลของคิวดั๊วเคล็ทที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี  $D = 75\%$ )



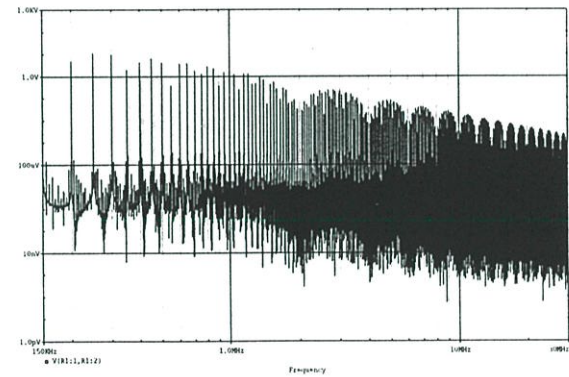
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

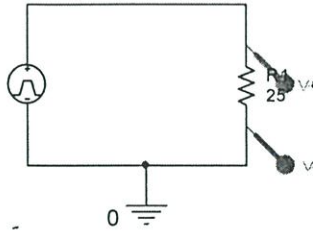
รูปที่ 7.11 ผลการจำลองผลของคิวดั๊วเคล็ทที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี  $D = 75\%$ )

- (ก) สัญญาณแรงดันคคกร้อม โหลด
- (ข) ภาพขยายสัญญาณแรงดัน
- (ค) สัญญาณรบกวนที่ความถี่ 1Hz – 30 MHz
- (ง) สัญญาณรบกวนที่ความถี่ 150 kHz – 30 MHz

### 7.2.2.3 กรณี $D = 25\%$

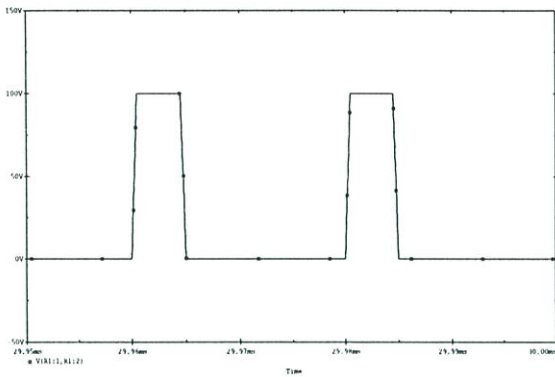
Vpluse

V1 = 0V  
 V2 = 100V  
 TD = 0ns  
 TR = 500ns  
 TF = 500ns  
 PW = 4us  
 PER = 20us

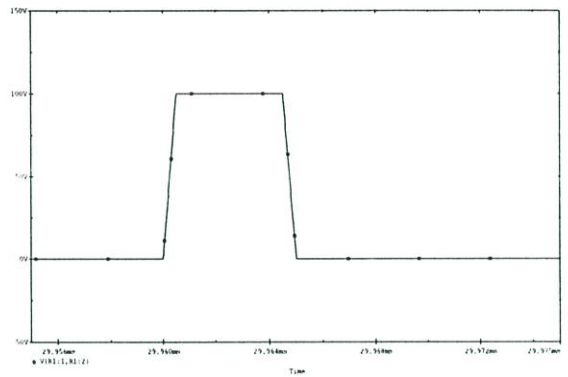


tstop: 30 ms, tstep: 0.02  $\mu$ s

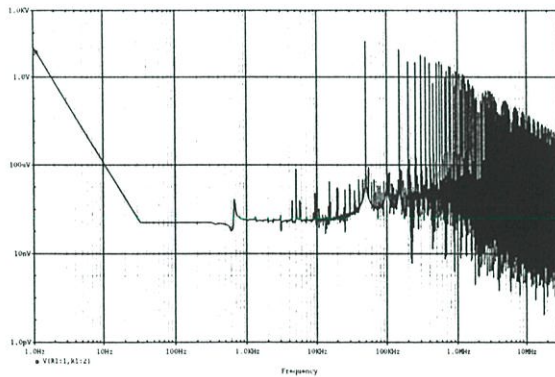
รูปที่ 7.12 วงจรการจำลองผลของคิวตี้ไซเคิลที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี  $D = 25\%$ )



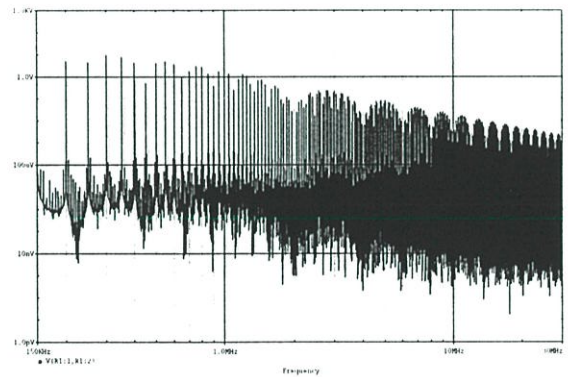
(ก)



(ข)



(ค)



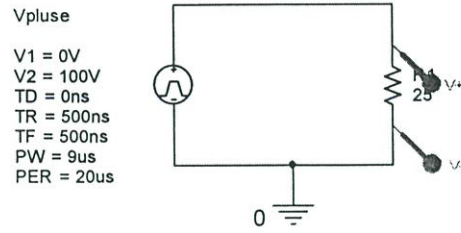
(ง)

รูปที่ 7.13 ผลการจำลองผลของคิวตี้ไซเคิลที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี  $D = 25\%$ )

- (ก) สัญญาณแรงดันคั่นคร่อมโหนด
- (ข) ภาพขยายสัญญาณแรงดัน
- (ค) สัญญาณรบกวนที่ความถี่ 1Hz – 30 MHz
- (ง) สัญญาณรบกวนที่ความถี่ 150 kHz – 30 MHz

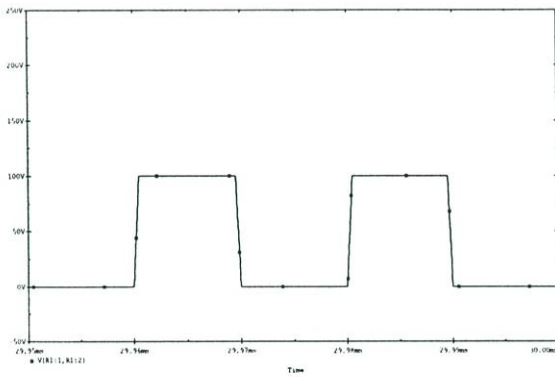
## 7.2.3 การจำลองผลของขนาดแรงดันด้านเข้า ที่มีต่อสัญญาณรบกวน

### 7.2.3.1 กรณี $V_i = 100\text{ V}$

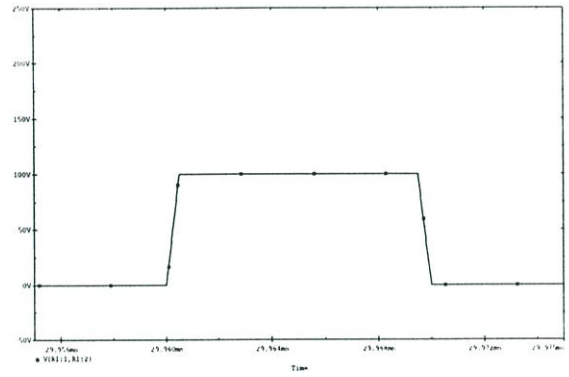


tstop: 30 ms, tstep: 0.02  $\mu\text{s}$

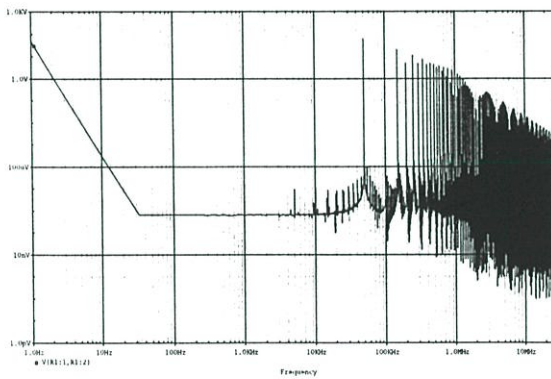
รูปที่ 7.14 วงจรการจำลองผลของคิวต์ไซเคิลที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี  $V_i = 100\text{ V}$ )



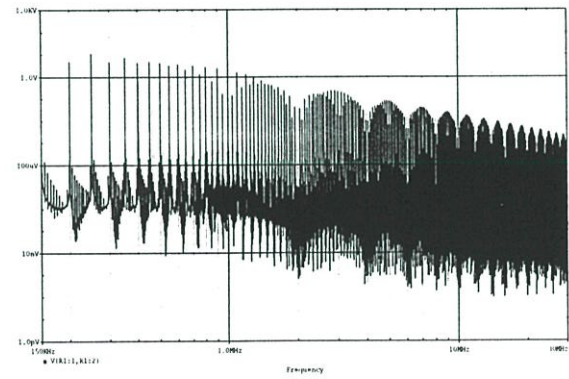
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

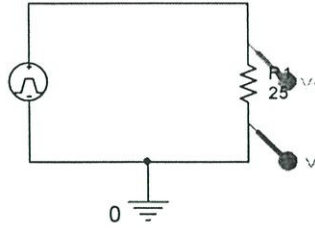
รูปที่ 7.15 ผลการจำลองผลของคิวต์ไซเคิลที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี  $V_i = 100\text{ V}$ )

- (ก) สัญญาณแรงดันตกคร่อมโหลด
- (ข) ภาพขยายสัญญาณแรงดัน
- (ค) สัญญาณรบกวนที่ความถี่ 1Hz – 30 MHz
- (ง) สัญญาณรบกวนที่ความถี่ 150 kHz – 30 MHz

7.2.3.2 กรณี  $V_i = 200\text{ V}$ 

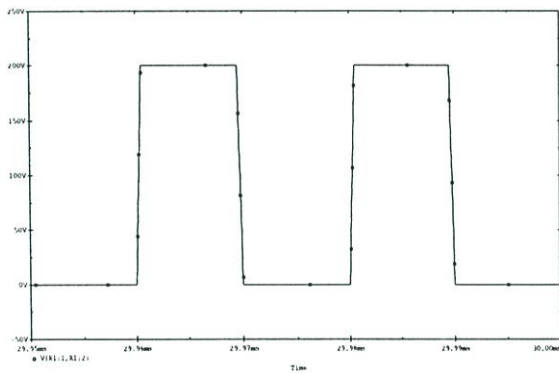
Vpulse

V1 = 0V  
 V2 = 200V  
 TD = 0ns  
 TR = 500ns  
 TF = 500ns  
 PW = 9us  
 PER = 20us

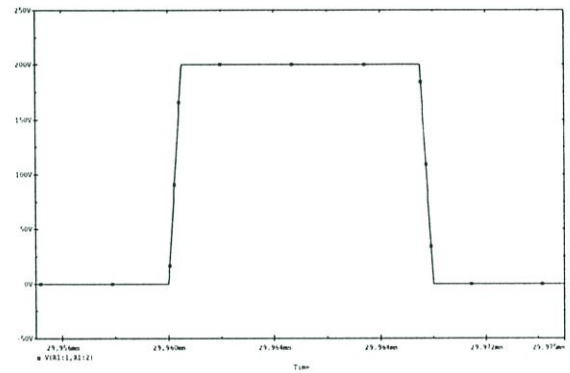


tstop: 30 ms, tstep: 0.02  $\mu\text{s}$

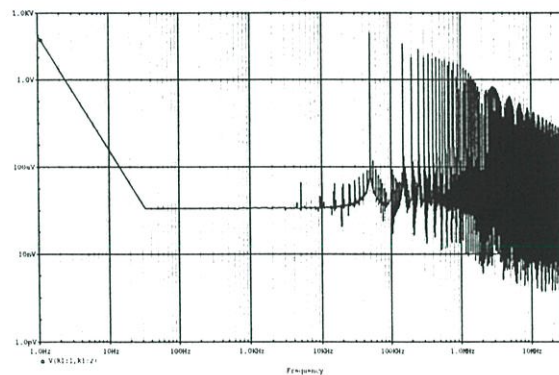
รูปที่ 7.16 วงจรการจำลองผลของคิวต์ไซ์เคิลที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี  $V_i = 200\text{ V}$ )



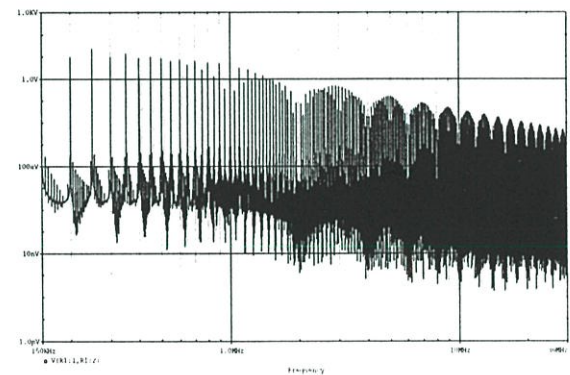
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 7.17 ผลการจำลองผลของคิวต์ไซ์เคิลที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี  $V_i = 200\text{ V}$ )

(ก) สัญญาณแรงดันคกรวมโหลด

(ข) ภาพขยายสัญญาณแรงดัน

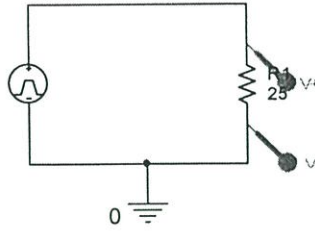
(ค) สัญญาณรบกวนที่ความถี่ 1Hz – 30 MHz

(ง) สัญญาณรบกวนที่ความถี่ 150 kHz – 30 MHz

7.2.3.3 กรณี  $V_i = 50\text{ V}$ 

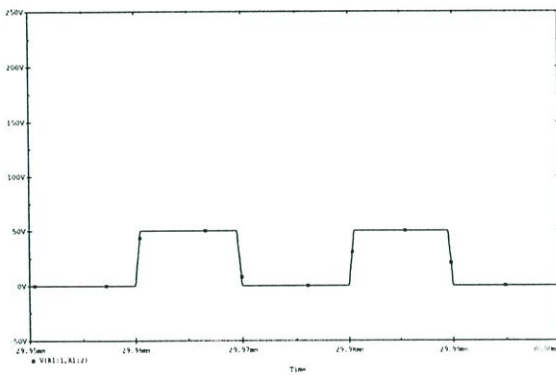
Vpulse

$V1 = 0\text{ V}$   
 $V2 = 50\text{ V}$   
 $TD = 0\text{ ns}$   
 $TR = 500\text{ ns}$   
 $TF = 500\text{ ns}$   
 $PW = 9\text{ }\mu\text{s}$   
 $PER = 20\text{ }\mu\text{s}$

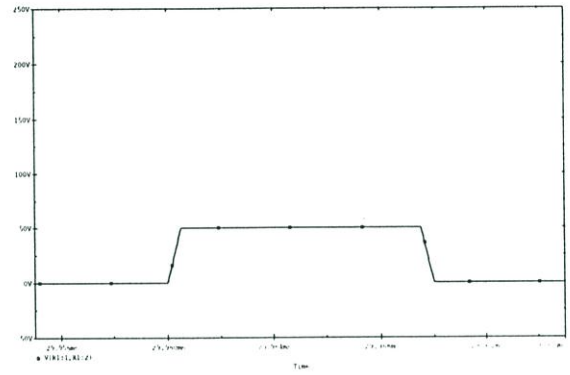


$t_{\text{stop}} = 30\text{ ms}$ ,  $t_{\text{step}} = 0.02\text{ }\mu\text{s}$

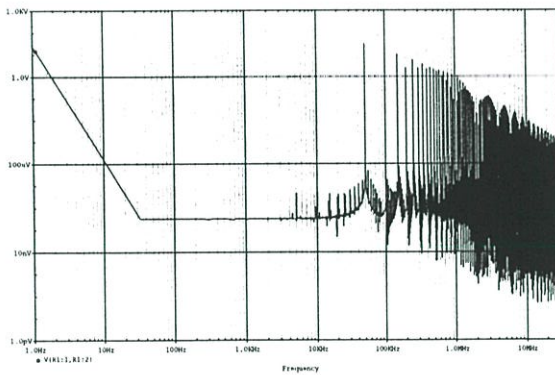
รูปที่ 7.18 วงจรการจำลองผลของคิวตี้ไชเคิลที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี  $V_i = 50\text{ V}$ )



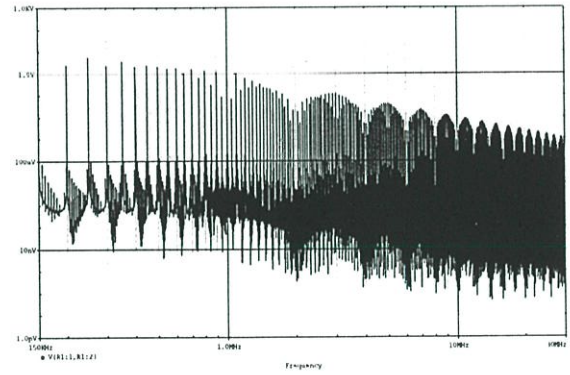
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 7.19 ผลการจำลองผลของคิวตี้ไชเคิลที่มีต่อสัญญาณรบกวน (กรณี  $V_i = 50\text{ V}$ )

(ก) สัญญาณแรงดันคั่นคร่อมโหลด

(ข) ภาพขยายสัญญาณแรงดัน

(ค) สัญญาณรบกวนที่ความถี่ 1 Hz – 30 MHz

(ง) สัญญาณรบกวนที่ความถี่ 150 kHz – 30 MHz

ตารางที่ 7.4 สรุปผลค่าของ  $t_r$  ที่มีต่อสัญญาณรบกวน

ลำดับ	$t_r$ (ns)	แรงดัน (V)	เวลา (ns)	$dv/dt$
1.	5	100	5.155	19.398
2.	50	100	59.841	1.668
3.	500	100	502.280	0.199

## บทที่ 8

# สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

### 8.1 สรุปผลการวิจัยกรณีศึกษาต่างๆ (กำลังด้านออกคงที่ที่ 100 วัตต์)

1. เมื่อใส่วงจร snubber แบบต่างๆ สามารถลดสัญญาณรบกวน EMI ได้ แต่ประสิทธิภาพการทำงานของวงจรจะลดลง
2. เมื่อเพิ่มขนาดอุปกรณ์ snubber สามารถลดสัญญาณรบกวน EMI ได้ดีขึ้น แต่ ประสิทธิภาพการทำงานของวงจรจะลดลงมากขึ้นตามไปด้วย
3. เมื่อเพิ่ม หรือลดความถี่ที่ไหลแล้วใส่วงจร snubber สามารถลดสัญญาณรบกวน EMI ได้
4. เมื่อเพิ่ม หรือความถี่สวิตชิ่ง แล้วใส่วงจร snubber สามารถลดสัญญาณรบกวน EMI ได้
5. เมื่อเปลี่ยน โหมดการทำงานเป็นแบบกระแสไม่ต่อเนื่อง แล้วใส่วงจร snubber สามารถลดสัญญาณรบกวน EMI ได้

และจากผลการจำลอง และผลการทดลอง ในบทที่ 6 และการวิเคราะห์ผลการทดลอง บทที่ 7 ที่ผ่านมา ทำให้ทราบถึงพฤติกรรมการทำงาน และผลของการทำงานของวงจร snubber ในด้านต่างๆ รวมทั้งด้าน EMI ต่อวงจรลดทอนระดับแรงดันแบบบัสคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นในบทสรุปจึงสามารถสรุปเป็นภาพรวมได้ ดังตารางที่ 8.1

ตารางที่ 8.1 การเปรียบเทียบผลของวงจร snubber แบบต่างๆ ในด้านต่างๆ

ลำดับ	สถานะการทำงาน	$dv/dt$	$di/dt$	EMI
1.	ไม่ใส่วงจร snubber	สูง	สูง	สูง
2.	ใส่ RCD snubber	ลดลง	สูง	ลดลง
3.	ใส่ RLD snubber	สูง	ลดลง	ลดลง
4.	ใส่ RCD+RLD snubber	ลดลง	ลดลง	ลดลง

จากตารางที่ 8.1 แสดงการเปรียบเทียบผลของวงจร snubber ในด้านต่างๆ ซึ่งสามารถอธิบายรายละเอียดของสถานะการทำงานต่างๆ ได้ดังนี้

1. ไม่ใส่วงจร snubber จะมีผลของ  $dv/dt$ ,  $di/dt$  สูง ซึ่งส่งผลให้เกิดปัญหา EMI มากที่สุด
2. ใส่วงจร RCD snubber แล้วจะทำให้ผลของ  $dv/dt$  ดีขึ้น แต่ผลของ  $di/dt$  ยังคงมีค่าสูงอยู่เนื่องจากวงจร RCD snubber จะทำงานในขณะที่นำกระแส ซึ่งส่งผลทำให้ EMI มีค่าลดลง
3. ใส่วงจร RLD snubber แล้วจะทำให้ผลของ  $di/dt$  ดีขึ้น แต่ผลของ  $dv/dt$  ยังคงมีค่าสูงอยู่เนื่องจากวงจร RLD snubber จะทำงานในขณะที่นำกระแส ซึ่งส่งผลทำให้ EMI มีค่าลดลง

4. ใ่วงจร *RCD+RLD* สนับเบอร์ แล้วจะทำให้ผลของ  $dv/dt$ ,  $di/dt$  ดีขึ้น เนื่องจากการใ่วงจรสับเบอร์ทั้งสองแบบ จะทำงานทั้งในขณะหยุดนำกระแส และขณะนำกระแส ซึ่งส่งผลทำให้ EMI มีค่าลดลงมากที่สุด

## 8.2 แนวทางการแก้ปัญหาทางด้านการรบกวนกันทางแม่เหล็กไฟฟ้า EMI

1. วงจรสับเบอร์สามารถช่วยลด EMI ได้ แต่จะทำให้ประสิทธิภาพการทำงานของวงจรลดลง ซึ่งในการเลือกอุปกรณ์ที่จะนำมาใช้ทำเป็นตัวสับเบอร์จะต้องคำนึงถึงค่า SRF ให้มีค่าสูง
2. ลดความถี่ในการสวิตช์ ซึ่งจะส่งผลให้ EMI ลดลง
3. เพิ่มช่วงเวลา  $t_{on}$  เพื่อลดผลของขนาด  $V_i$  ในกรณี  $P_o$  คงที่ซึ่งจะส่งผลให้ EMI ลดลง

## 8.3 ข้อเสนอแนะเพิ่มเติม

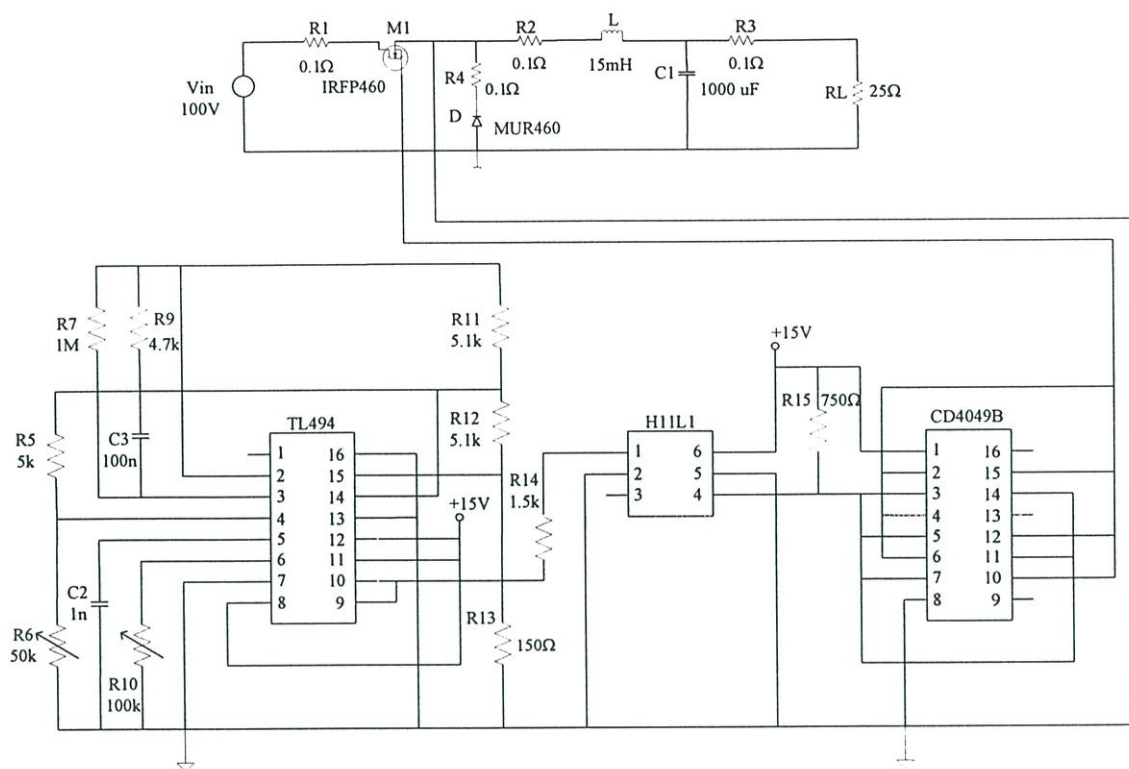
ในการจำลองโดยใช้คอมพิวเตอร์ช่วย โดยใช้โปรแกรม PSPICE นั้นยังต้องมีการปรับปรุงวงจร และองค์ประกอบแผงต่างๆ อีกมาก และจำเป็นต้องกำหนดเวลาเริ่มต้น เวลาสิ้นสุด และเวลาที่ใช้ในการคำนวณในแต่ละช่วง รวมทั้งจะต้องมีจำนวนจุดของการพล็อตมากพอสมควร จึงจะสามารถพล็อตออกมาได้ผลที่ใกล้เคียงกับผลการทดลอง ซึ่งส่งผลต่อเวลาที่ใช้ในการจำลองในแต่ละครั้ง ดังนั้นจึงควรพิจารณาถึงความเร็วในการประมวลผลของ CPU ขนาดของหน่วยความจำของ Harddisk และ RAM ของเครื่องคอมพิวเตอร์ที่ใช้ เพื่อความถูกต้อง และรวดเร็วยิ่งขึ้น

และในการวัดสัญญาณ EMI นั้นจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องศึกษา และทำความเข้าใจ เกี่ยวกับมาตรฐาน เครื่องมือที่ใช้ รวมทั้งการเตรียมความพร้อม (setup) ในการวัดให้ตรงตามมาตรฐานที่กำหนด เพื่อความถูกต้อง และแม่นยำของผลการทดลอง ซึ่งจะช่วยให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ต่อไป

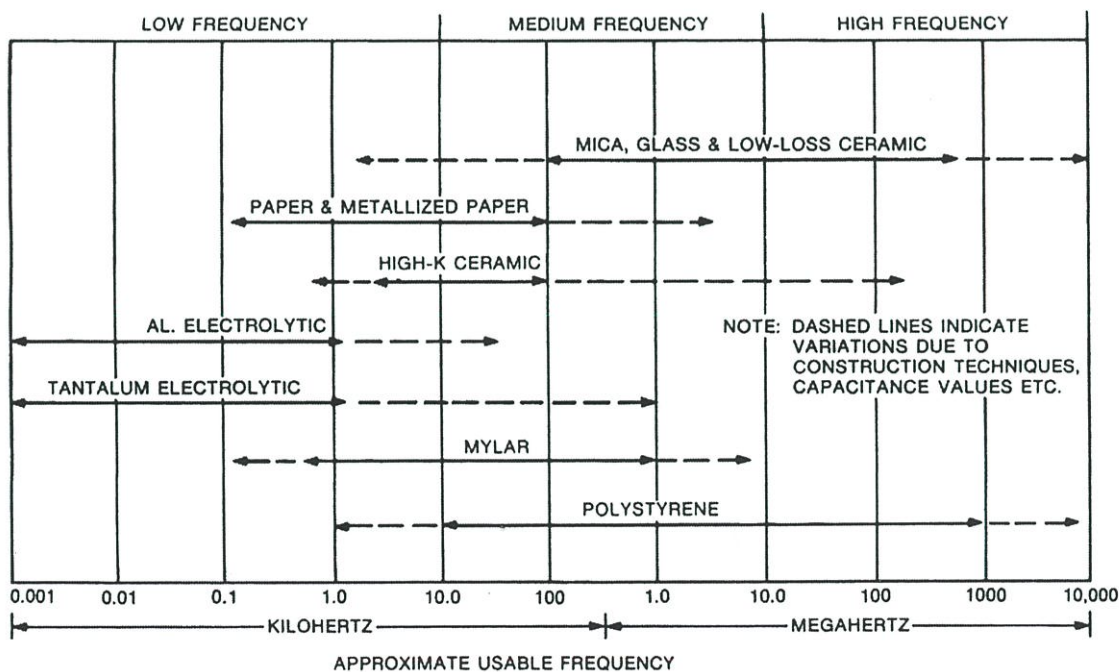
## เอกสารอ้างอิง

- [1] S. Kaitwanidvilai, K. unchaleevara pan, B Hutawarakorn and Y. Prempraneerach, “ The Effect of Switching Frequency and duty cycle on SMPC Conducted Emission: Simulation and Experimental ”, IPEC '99 Conference Proceedings 1999,vol. 1, pp. 667-672.
- [2] Kenichiro Fujiwara and Hiroshi Nomura, “A Novel Lossless Passive Snubber for Soft-Switching Boost-Type Converter, ” IEEE Trans. Power Electronics , vol. 14, no.6, 1999, pp.1065-1069.
- [3] H.P. Yee, “An EMI Suppression MOSFET Driver”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '97 Conference Proceedings 1997, 12th Annual, 1997, vol.1, pp. 242-248.
- [4] Shao J., Lin, R.L., Lee, F.C. and Chan, D.Y. “Characterization of EMI Performance for Hard and Soft Switched Inverters”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000 APEC2000. Fifteenth Annual IEEE, vol. 2, 2000 pp. 1009-1014.
- [5] Redl, R. “Power Electronics and Electromagnetic Compatibility” Power Electronics Specialists Conference, PESC'96 Record., 27th Annual IEEE, vol.1, pp. 15-21.
- [6] Henry W. Ott. Noise Reduction Techniques in Electronic Systems. 2<sup>nd</sup> Ed. Singapore: JOHN WILEY & SONS. Inc. 1998.
- [7] John C. Fluke. Controlling Conducted Emissions by Design. New York: VAN NOSTRAND REINHOLD. Inc. 1991.
- [8] สำนักงานมาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม. 2543. มอก. 1956-2542 บริภัณฑ์เทคโนโลยีสารสนเทศ: ชีตจำกัดสัญญาณรบกวนวิทยุ. กรุงเทพฯ: ไทยเจริญการพิมพ์.
- [9] N. Mohan, T.M. Undeland and W.P. Pobbons. Power Electronics Converters, Applications and Design. Second edition, John Wiley & Sons: Singapore, Inc. 1995.
- [10] David A. Weston. Electromagnetic Compatibility Principles and Applications. Marcel Dekker, Inc., New York, 1991.

**ภาคผนวก ก.**



วงจรภาคกำลังและควบคุมของ Buck Converter (Open Loop)



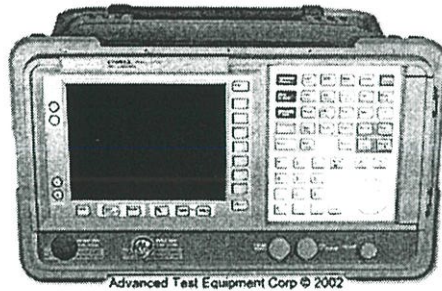
ย่านความถี่ที่ใช้งานสำหรับชนิดของตัวเก็บประจุ (โดยประมาณ)

## ภาคผนวก ข.

(ข้อมูลเครื่องมือวัด)

## 1. EMI Analyzer

HP / Agilent E7401A



### Specifications:

Rear Panel Connector

Earphone: 1/8" monaural jack

Interface: GPIB

High Sweep In/Out: BNC, high TTL = sweep

Aux Video Out: 50W BNC, 0-1 V

Aux IF Output: 50W BNC, -10 to 60 DBM, 21.4MHz

Ext. Trigger Input: BNC TTL levels, positive edge trigger

Ext. Ref. In: 50W BNC, 10 MHz, -2 to +10 dBm

10 MHz Ref. Output: 50W BNC, 10 MHz, 0 dBm

Aux Interface: 9 pin "D" subminiature

Monitor Out: 50W BNC, NTSC, 15.75 kHz, 60 Hz

Weight: 12.6 kg (27.7 lbs.)

Please contact us for additional information or available options.

Portable EMC Analyzer, 9 kHz to 1.5 GHz

### Frequency Specifications:

Frequency Range:

\* 50 ohms: 9 kHz to 1.5 GHz

Sweep Time:

\* Span > 0 Hz: 1 ms to 4000 s

\* Span = 0 Hz: 10  $\mu$ s to 4000 s

\* Option AYX: 50 ns to 4000 s

Resolution Bandwidth: 10 Hz to 3 MHz (-3 dB) in 1-3-10 sequence

Video Bandwidth Range: 30 Hz to 3 MHz in 1-3-10 sequence

Amplitude Specifications:

Amplitude Measurement Range: Displayed average noise level (DANL) to maximum safe input level

**Maximum Safe Input Level:**

\* Average Continuous Power: +30 dBm (1 W)

\* Peak Pulse Power: +30 dBm (1 W)

\* DC: 100 Vdc

Displayed Average Noise Level (dBm): (Input terminated, 0 dB attenuation, sample-detector)

\* 1 kHz RBW; 30 Hz VBW

\* 10 Hz RBW; 1 Hz VBW

\* 1 Hz RBW; 1 Hz VBW (Option 1D5)

Input / Output

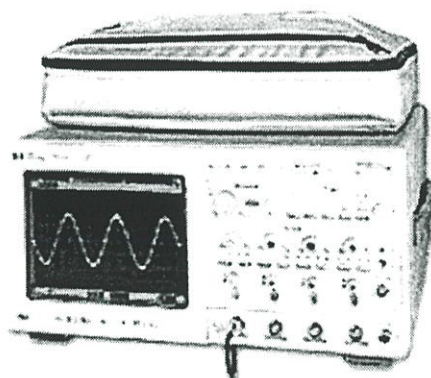
Front Panel Connectors

Input: 50 W type N (female) (Option BAB W 50 APC 3.5 m)

RF Output: 50 W BNC (female)

**2. Oscilloscope**

**HP/Agilent 54845A (1.5GHz 4 CH Digital Oscilloscope)**

**Specifications:**

Frequency Range/ Bandwidth: 1.5 GHz

Max. Vertical Sensitivity: 2 V/div

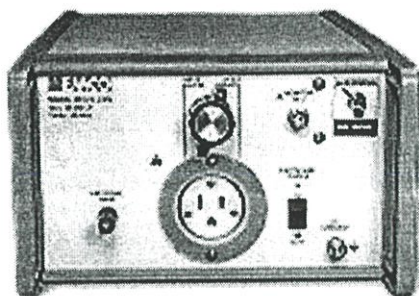
Min. Vertical Sensitivity: 2 mV/div

Number of Channels: 4

Record Length: 65,536 pts.

Sample Rate: 8 GSa/s

### 3. LISN ( Line Impedance Stabilization Networks ) EMCO 3810-2HP / Agilent 11967D



#### Specifications:

##### LISN / PLISN

Multi-line low pass filter networks used for conducted emissions measurement. They are placed between the power mains and the EUT (Equipment Under Test) to stabilize line impedance, provide a 50 ohm RF connection, and eliminate unwanted RF signals from the line supply. Designed to be used with a signal analyzer for making FCC 15, VDE 0871 & 0875, and EN55022 conformance measurements.

An Artificial Hand circuit which conforms to EN55014 is included. The circuit is useful for testing hand-held equipment which does not have a connection to protective earth ground.

#### Features:

Frequency Range: 9 kHz to 30 MHz

Continuous Current Rating: 10A

Earth Line Choke

Artificial Hand Network

Applications

Test Type: FCC-15, VDE 0871, VDE 0876, EN55022

#### Electrical Specifications:

Lines Plus Ground: 2

Frequency Range: 9 kHz - 30 MHz

Power Source Frequency: 60 Hz (50 Hz optional)

Maximum Current: 10 A

Maximum Voltage:

125 VAC Line to Ground

(250 VAC Line to Ground optional)

Network Inductance Impedance: 50 $\mu$ H / 250 $\mu$ H; 50 ohm

Power In Connector: IEC power inlet with customer specified plug

Power Out Connector: NEMA®

Home - EMI / EMC / RFI Test Systems

HP / Agilent 11947A

## 4. Transient Limiter

HP / Agilent 11947A



### Specifications:

Protects spectrum analyzer input from damage caused by high level transients from LISNs ( Line Impedance Stabilization Networks ) during EMI testing.

### Features:

Frequency Range: 9 kHz to 200 MHz

Insertion Loss: 10 dB

Maximum Input Level: 2.5 W (+34dBm) continuous; 10kW for 10 $\mu$ S Peak;  $\pm$ 12 VDC

## 5. Current Probe

HP / Agilent 1146A



### Specifications:

AC/DC, 100 mA to 100 A rms, DC to 100 kHz

Frequency range: DC to 100 kHz (-3dB with current derating)

Current range, 1 mV/A: 100 mA to 10 A peak 10 mV/A: 1 to 100 A peak 10 mV/A ac/dc: 1000 mV peak

AC current accuracy, 100 mV/A (50 mV to 10 A peak) - 3% of reading  $\pm$ 50 mA 10 mV/A (500 mA to 40 A peak) - 4% of reading  $\pm$ 50 mA 10 mV/A (40 A to 100 A peak) - 15% max at 100 A

Working voltage: 600 V max

Battery: 9 V alkaline

This AC/DC current probe provides accurate display and measurement of currents from 100 mA to 100 A rms, dc to 100 kHz, without breaking the circuit. The Agilent 1146A uses Hall-effect technology to measure ac and dc signals. It is compatible with all Agilent oscilloscopes and any scope with 0.2 to 0.5 V/div sensitivity, a minimum input impedance of 1 M $\Omega$ ; and a BNC input.

ภาคผนวก ค.

(ข้อมูลอุปกรณ์)

# TL494, NCV494

## SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

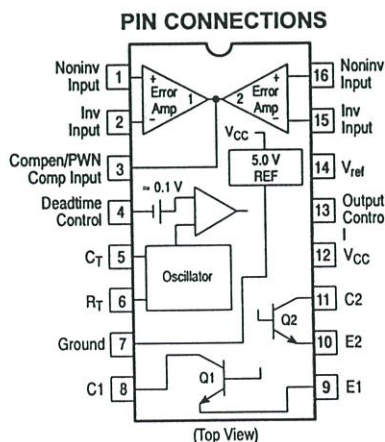
The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for SWITCHMODE power supply control.

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout

**MAXIMUM RATINGS** (Full operating ambient temperature range applies, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	$V_{CC}$	42	V
Collector Output Voltage	$V_{C1}$ , $V_{C2}$	42	V
Collector Output Current (Each transistor) (Note 1)	$I_{C1}$ , $I_{C2}$	500	mA
Amplifier Input Voltage Range	$V_{IR}$	-0.3 to +42	V
Power Dissipation @ $T_A \leq 45^\circ\text{C}$	$P_D$	1000	mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	80	$^\circ\text{C/W}$
Operating Junction Temperature	$T_J$	125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-55 to +125	$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range TL494B TL494C TL494I NCV494B	$T_A$	-40 to +125 0 to +70 -40 to +85 -40 to +125	$^\circ\text{C}$
Derating Ambient Temperature	$T_A$	45	$^\circ\text{C}$

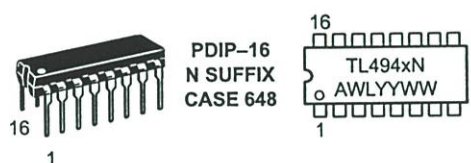
1. Maximum thermal limits must be observed.



**ON Semiconductor®**

<http://onsemi.com>

### MARKING DIAGRAMS



x = B, C or I  
A = Assembly Location  
WL, L = Wafer Lot  
YY, Y = Year  
WW, W = Work Week

\*This marking diagram also applies to NCV494.

### ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
TL494BD	SO-16	48 Units/Rail
TL494BDR2	SO-16	2500 Tape & Reel
TL494CD	SO-16	48 Units/Rail
TL494CDR2	SO-16	2500 Tape & Reel
TL494CN	PDIP-16	25 Units/Rail
TL494IN	PDIP-16	25 Units/Rail
NCV494BDR2*	SO-16	2500 Tape & Reel

\*NCV494:  $T_{low} = -40^\circ\text{C}$ ,  $T_{high} = +125^\circ\text{C}$ .

Guaranteed by design. NCV prefix is for automotive and other applications requiring site and change control.

## TL494, NCV494

### RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Power Supply Voltage	$V_{CC}$	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	$V_{C1}, V_{C2}$	–	30	40	V
Collector Output Current (Each transistor)	$I_{C1}, I_{C2}$	–	–	200	mA
Amplified Input Voltage	$V_{in}$	–0.3	–	$V_{CC} - 2.0$	V
Current Into Feedback Terminal	$I_{fb}$	–	–	0.3	mA
Reference Output Current	$I_{ref}$	–	–	10	mA
Timing Resistor	$R_T$	1.8	30	500	k $\Omega$
Timing Capacitor	$C_T$	0.0047	0.001	10	$\mu$ F
Oscillator Frequency	$f_{osc}$	1.0	40	200	kHz

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = 15$ V, $C_T = 0.01$ $\mu$ F, $R_T = 12$ k $\Omega$ , unless otherwise noted.)

For typical values  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , for min/max values  $T_A$  is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
-----------------	--------	-----	-----	-----	------

### REFERENCE SECTION

Reference Voltage ( $I_O = 1.0$ mA)	$V_{ref}$	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation ( $V_{CC} = 7.0$ V to 40 V)	$Reg_{line}$	–	2.0	25	mV
Load Regulation ( $I_O = 1.0$ mA to 10 mA)	$Reg_{load}$	–	3.0	15	mV
Short Circuit Output Current ( $V_{ref} = 0$ V)	$I_{SC}$	15	35	75	mA

### OUTPUT SECTION

Collector Off-State Current ( $V_{CC} = 40$ V, $V_{CE} = 40$ V)	$I_{C(off)}$	–	2.0	100	$\mu$ A
Emitter Off-State Current $V_{CC} = 40$ V, $V_C = 40$ V, $V_E = 0$ V)	$I_{E(off)}$	–	–	–100	$\mu$ A
Collector-Emitter Saturation Voltage (Note 2) Common-Emitter ( $V_E = 0$ V, $I_C = 200$ mA) Emitter-Follower ( $V_C = 15$ V, $I_E = -200$ mA)	$V_{sat(C)}$ $V_{sat(E)}$	– –	1.1 1.5	1.3 2.5	V
Output Control Pin Current Low State ( $V_{OC} \leq 0.4$ V) High State ( $V_{OC} = V_{ref}$ )	$I_{OCL}$ $I_{OCH}$	– –	10 0.2	– 3.5	$\mu$ A mA
Output Voltage Rise Time Common-Emitter (See Figure 12) Emitter-Follower (See Figure 13)	$t_r$	– –	100 100	200 200	ns
Output Voltage Fall Time Common-Emitter (See Figure 12) Emitter-Follower (See Figure 13)	$t_f$	– –	25 40	100 100	ns

2. Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient temperature as possible.

## TL494, NCV494

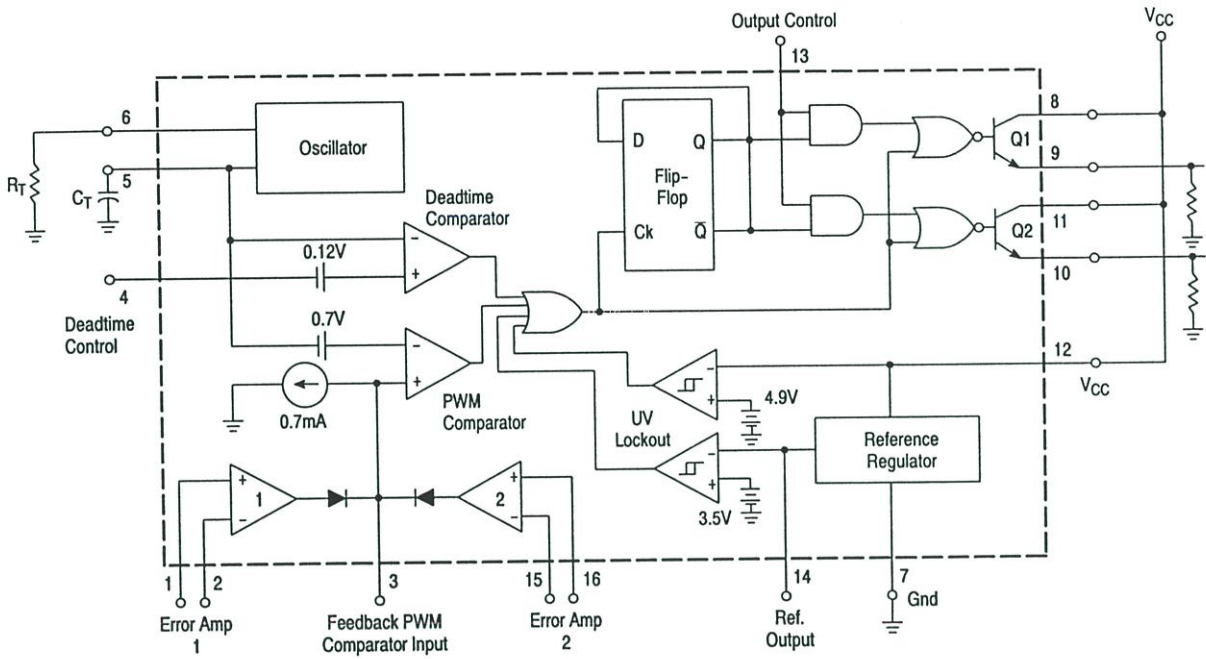
### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ , $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ , unless otherwise noted.)

For typical values  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , for min/max values  $T_A$  is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>ERROR AMPLIFIER SECTION</b>					
Input Offset Voltage ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$V_{IO}$	–	2.0	10	mV
Input Offset Current ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$I_{IO}$	–	5.0	250	nA
Input Bias Current ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$I_{IB}$	–	–0.1	–1.0	$\mu\text{A}$
Input Common Mode Voltage Range ( $V_{CC} = 40\ \text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$V_{ICR}$	–0.3 to $V_{CC}$ –2.0			V
Open Loop Voltage Gain ( $\Delta V_O = 3.0\ \text{V}$ , $V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	$A_{VOL}$	70	95	–	dB
Unity–Gain Crossover Frequency ( $V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	$f_{C-}$	–	350	–	kHz
Phase Margin at Unity–Gain ( $V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	$\phi_m$	–	65	–	deg.
Common Mode Rejection Ratio ( $V_{CC} = 40\ \text{V}$ )	CMRR	65	90	–	dB
Power Supply Rejection Ratio ( $\Delta V_{CC} = 33\ \text{V}$ , $V_O = 2.5\ \text{V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	PSRR	–	100	–	dB
Output Sink Current ( $V_O$ (Pin 3) = 0.7 V)	$I_{O-}$	0.3	0.7	–	mA
Output Source Current ( $V_O$ (Pin 3) = 3.5 V)	$I_{O+}$	2.0	–4.0	–	mA
<b>PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 11)</b>					
Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle)	$V_{TH}$	–	2.5	4.5	V
Input Sink Current ( $V_{Pin\ 3} = 0.7\ \text{V}$ )	$I_{I-}$	0.3	0.7	–	mA
<b>DEADTIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)</b>					
Input Bias Current (Pin 4) ( $V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$ to $5.25\ \text{V}$ )	$I_{IB}$ (DT)	–	–2.0	–10	$\mu\text{A}$
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push–Pull Mode ( $V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$ , $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ ) ( $V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$ , $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$DC_{max}$	45 –	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	$V_{th}$	– 0	2.8 –	3.3 –	V
<b>OSCILLATOR SECTION</b>					
Frequency ( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$f_{osc}$	–	40	–	kHz
Standard Deviation of Frequency* ( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$\sigma_{osc}$	–	3.0	–	%
Frequency Change with Voltage ( $V_{CC} = 7.0\ \text{V}$ to $40\ \text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$\Delta f_{osc} (\Delta V)$	–	0.1	–	%
Frequency Change with Temperature ( $\Delta T_A = T_{low}$ to $T_{high}$ ) ( $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ )	$\Delta f_{osc} (\Delta T)$	–	–	12	%
<b>UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION</b>					
Turn–On Threshold ( $V_{CC}$ increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$ )	$V_{th}$	5.5	6.43	7.0	V
<b>TOTAL DEVICE</b>					
Standby Supply Current (Pin 6 at $V_{ref}$ , All other inputs and outputs open) ( $V_{CC} = 15\ \text{V}$ ) ( $V_{CC} = 40\ \text{V}$ )	$I_{CC}$	– –	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ( $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ , $V_{Pin\ 4} = 2.0\ \text{V}$ ) ( $V_{CC} = 15\ \text{V}$ ) (See Figure 12)		–	7.0	–	mA

\* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula,  $\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (X_n - \bar{X})^2}{N - 1}}$

TL494, NCV494



This device contains 46 active transistors.

Figure 1. Representative Block Diagram

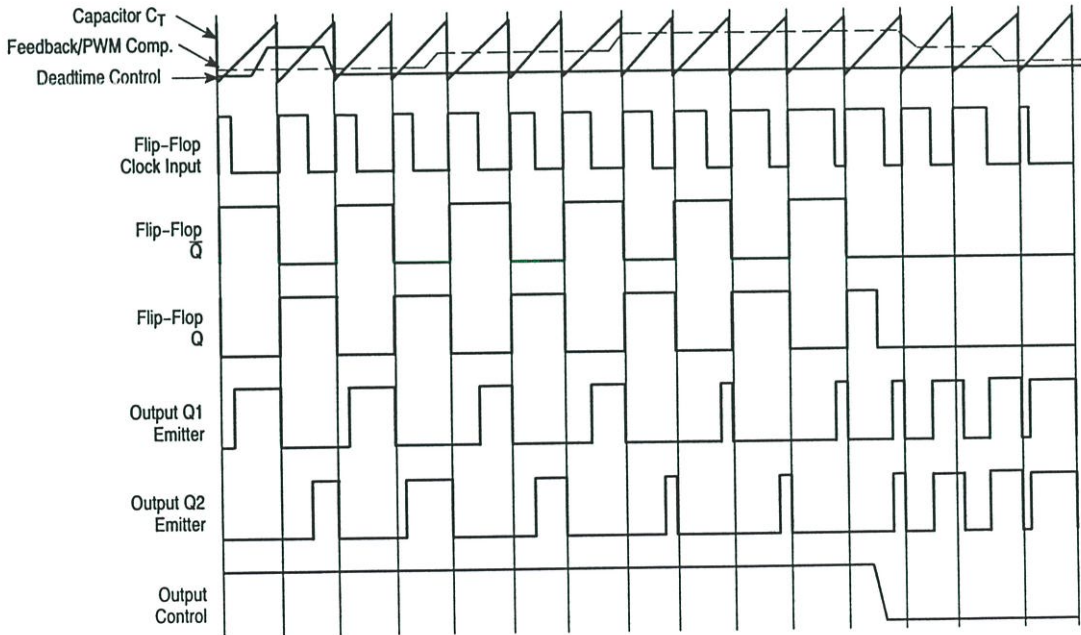


Figure 2. Timing Diagram

## TL494, NCV494

### APPLICATIONS INFORMATION

#### Description

The TL494 is a fixed-frequency pulse width modulation control circuit, incorporating the primary building blocks required for the control of a switching power supply. (See Figure 1.) An internal-linear sawtooth oscillator is frequency-programmable by two external components,  $R_T$  and  $C_T$ . The approximate oscillator frequency is determined by:

$$f_{osc} \approx \frac{1.1}{R_T \cdot C_T}$$

For more information refer to Figure 3.

Output pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor  $C_T$  to either of two control signals. The NOR gates, which drive output transistors Q1 and Q2, are enabled only when the flip-flop clock-input line is in its low state. This happens only during that portion of time when the sawtooth voltage is greater than the control signals. Therefore, an increase in control-signal amplitude causes a corresponding linear decrease of output pulse width. (Refer to the Timing Diagram shown in Figure 2.)

The control signals are external inputs that can be fed into the deadtime control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The deadtime control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output deadtime to approximately the first 4% of the sawtooth-cycle time. This would result in a maximum duty cycle on a given output of 96% with the output control grounded, and 48% with it connected to the reference line. Additional deadtime may be imposed on the output by setting the deadtime-control input to a fixed voltage, ranging between 0 V to 3.3 V.

Functional Table

Input/Output Controls	Output Function	$\frac{f_{out}}{f_{osc}} =$
Grounded	Single-ended PWM @ Q1 and Q2	1.0
@ $V_{ref}$	Push-pull Operation	0.5

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the deadtime control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a

common mode input range from  $-0.3$  V to  $(V_{CC} - 2V)$ , and may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the noninverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

When capacitor  $C_T$  is discharged, a positive pulse is generated on the output of the deadtime comparator, which clocks the pulse-steering flip-flop and inhibits the output transistors, Q1 and Q2. With the output-control connected to the reference line, the pulse-steering flip-flop directs the modulated pulses to each of the two output transistors alternately for push-pull operation. The output frequency is equal to half that of the oscillator. Output drive can also be taken from Q1 or Q2, when single-ended operation with a maximum on-time of less than 50% is required. This is desirable when the output transformer has a ringback winding with a catch diode used for snubbing. When higher output-drive currents are required for single-ended operation, Q1 and Q2 may be connected in parallel, and the output-mode pin must be tied to ground to disable the flip-flop. The output frequency will now be equal to that of the oscillator.

The TL494 has an internal 5.0 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of  $\pm 5.0\%$  with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of  $0^\circ$  to  $70^\circ\text{C}$ .

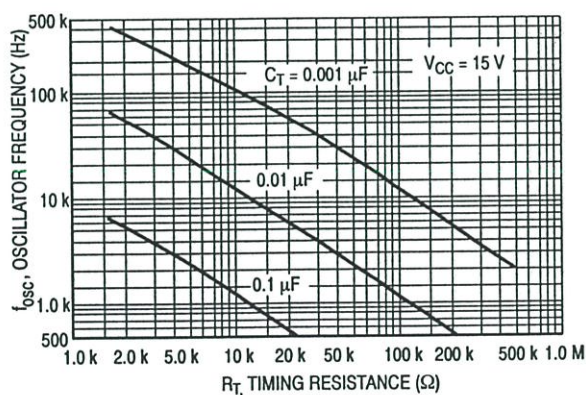


Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance

TL494, NCV494

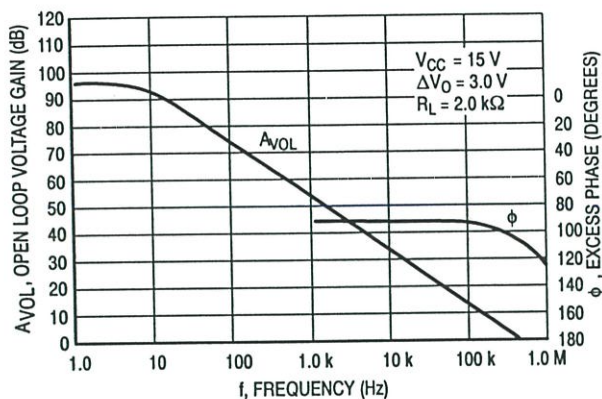


Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

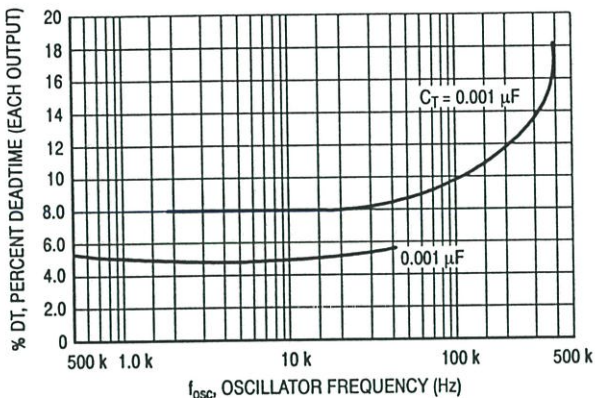


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

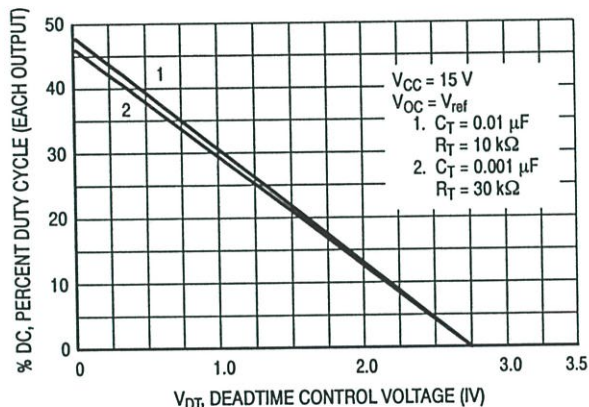


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

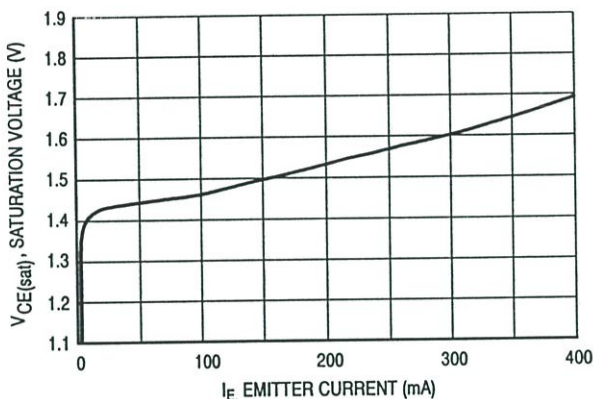


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

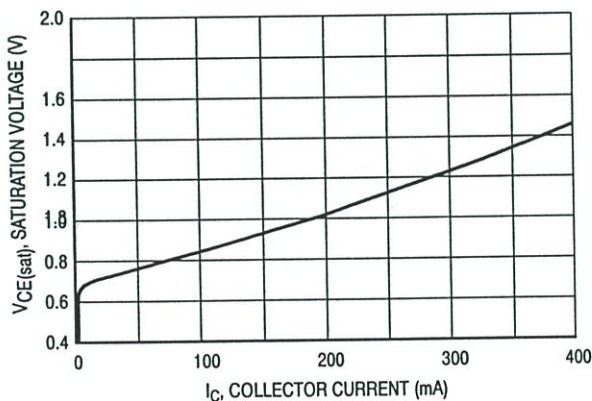


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

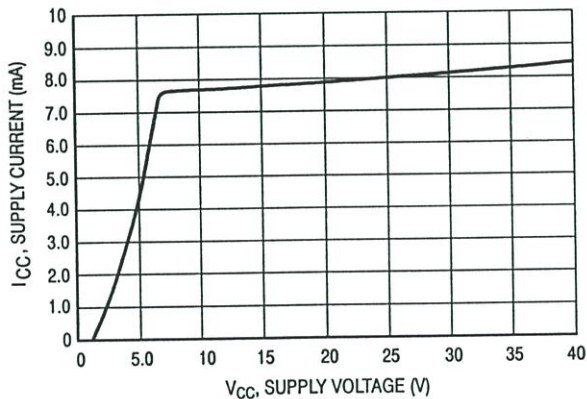


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage

TL494, NCV494

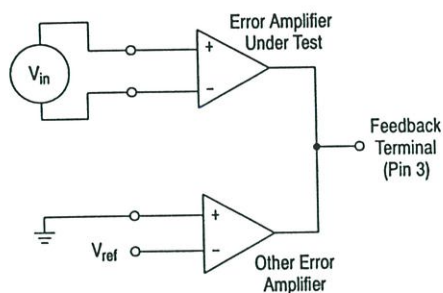


Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

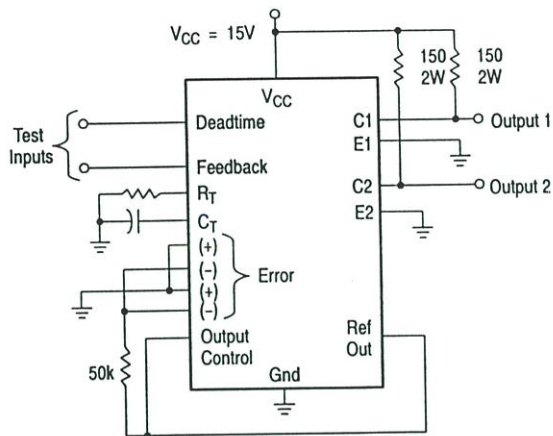


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

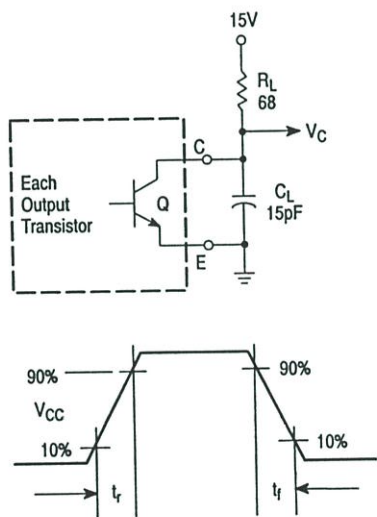


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

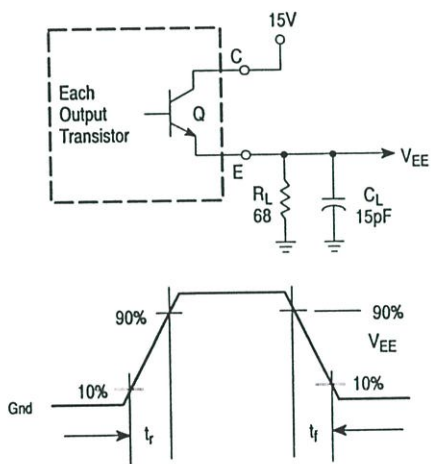


Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform

TL494, NCV494

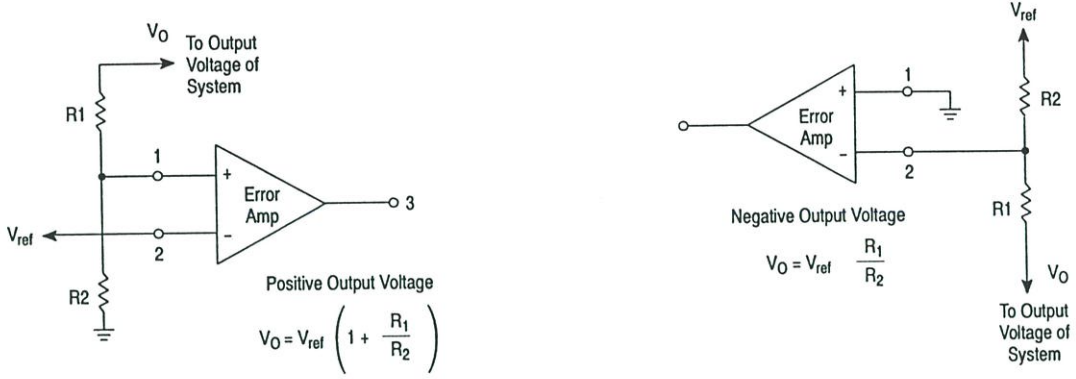


Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques

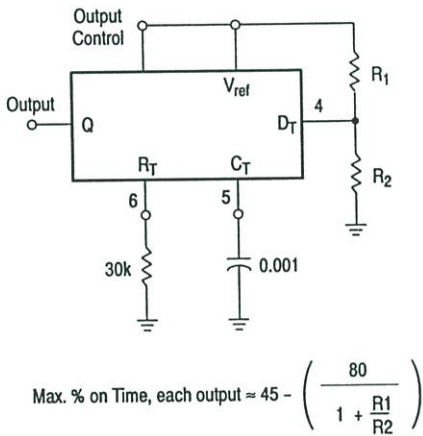


Figure 15. Deadtime Control Circuit

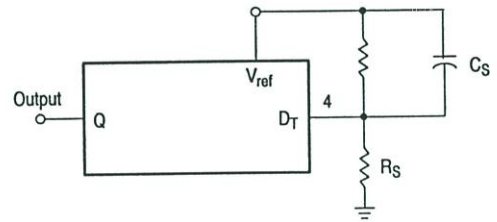


Figure 16. Soft-Start Circuit

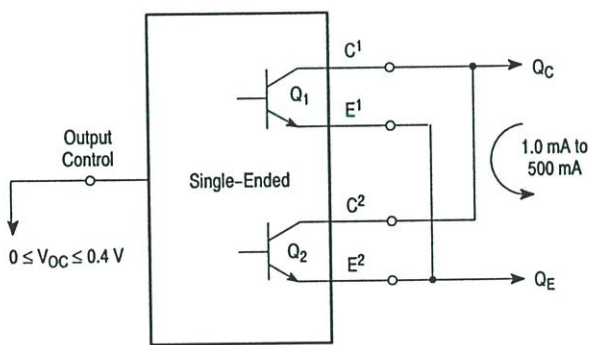


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations

TL494, NCV494

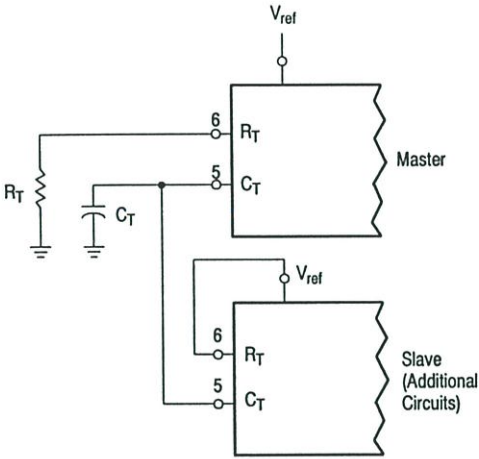


Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

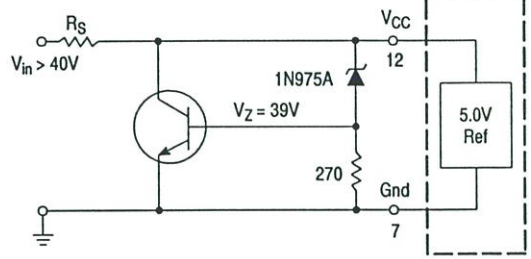


Figure 19. Operation with  $V_{in} > 40\text{ V}$  Using External Zener

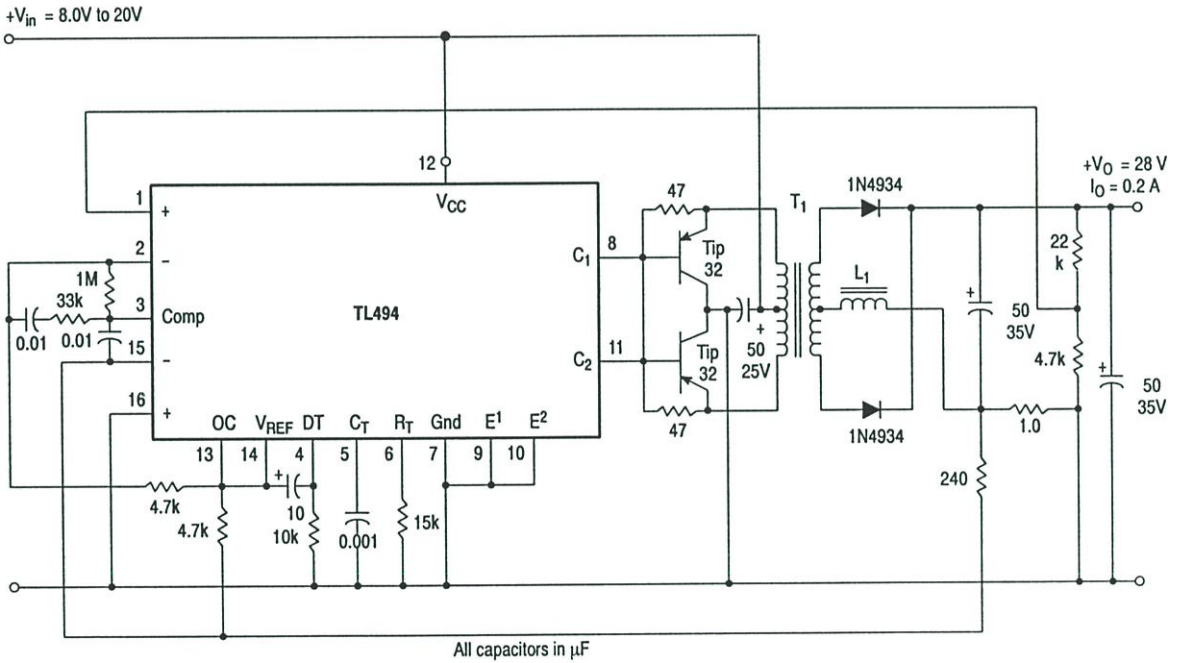


Figure 20. Pulse Width Modulated Push-Pull Converter

Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 10\text{ V to }40\text{ V}$	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1.0\text{ mA to }1.0\text{ A}$	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1.0\text{ A}$	65 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28\text{ V}, R_L = 0.1\ \Omega$	1.6 A
Efficiency	$V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1.0\text{ A}$	71%

L1 - 3.5 mH @ 0.3 A  
 T1 - Primary: 20T C.T. #28 AWG  
 Secondary: 120T C.T. #36 AWG  
 Core: Ferroxcube 1408P-L00-3CB

## TL494, NCV494

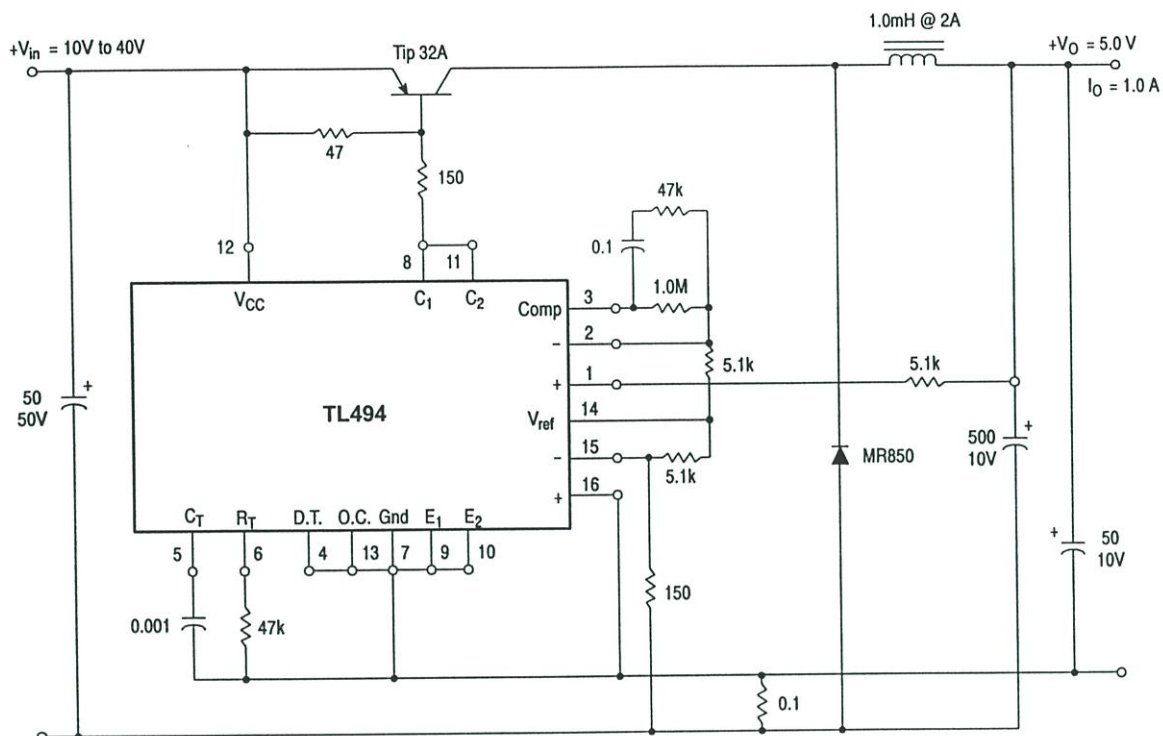


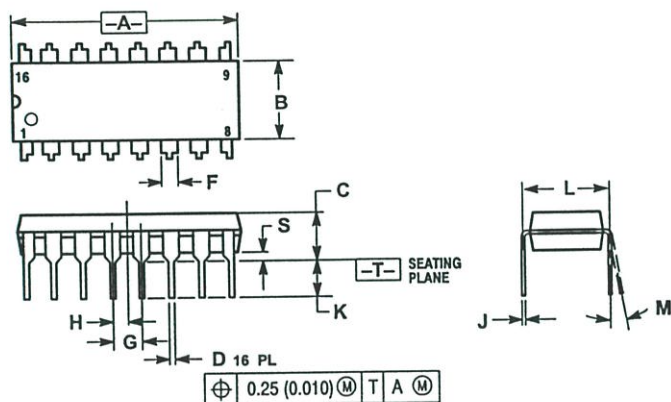
Figure 21. Pulse Width Modulated Step-Down Converter

Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 8.0 \text{ V to } 40 \text{ V}$	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 0.2 \text{ mA to } 200 \text{ mA}$	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	40 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, R_L = 0.1 \Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	72%

# TL494, NCV494

## PACKAGE DIMENSIONS

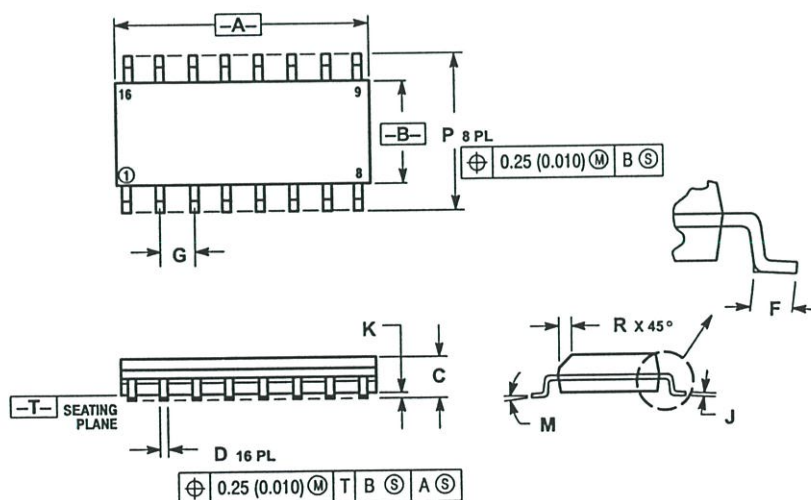
PDIP-16  
N SUFFIX  
CASE 648-08  
ISSUE R



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
  2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
  3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
  4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
  5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

SO-16  
D SUFFIX  
CASE 751B-05  
ISSUE J




- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
  2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
  3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
  4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
  5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.80	10.00	0.386	0.393
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.229	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

## TL494, NCV494

SWITCHMODE is a trademark of Semiconductor Components Industries, LLC.

ON Semiconductor and  are registered trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

## PUBLICATION ORDERING INFORMATION

### Literature Fulfillment:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor  
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA  
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada  
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada  
Email: ONlit@hibbertco.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free USA/Canada

JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center  
4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan 141-0031  
Phone: 81-3-5740-2700  
Email: r14525@onsemi.com

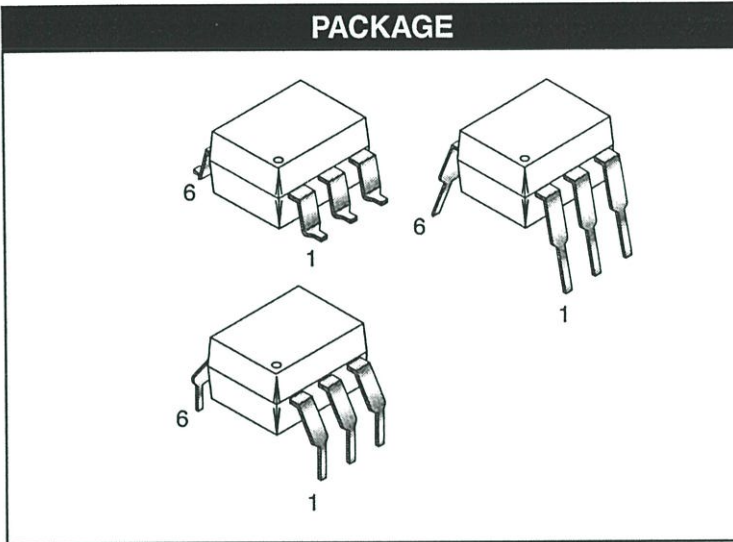
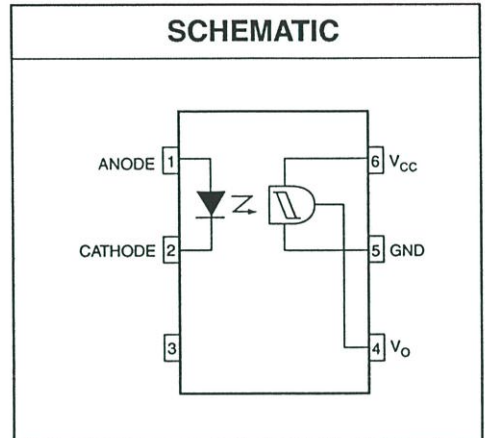
ON Semiconductor Website: <http://onsemi.com>

For additional information, please contact your local Sales Representative.

H11L1M

H11L2M

H11L3M

**PACKAGE**

**SCHEMATIC**

**DESCRIPTION**

The H11LXM series has a high speed integrated circuit detector optically coupled to a gallium-arsenide infrared emitting diode. The output incorporates a Schmitt trigger, which provides hysteresis for noise immunity and pulse shaping. The detector circuit is optimized for simplicity of operation and utilizes an open collector output for maximum application flexibility.

**FEATURES**

- High data rate, 1 MHz typical (NRZ)
- Free from latch up and oscillation throughout voltage and temperature ranges.
- Microprocessor compatible drive
- Logic compatible output sinks 16 mA at 0.4 V maximum
- Guaranteed on/off threshold hysteresis
- Wide supply voltage capability, compatible with all popular logic systems
- Underwriters Laboratory (UL) recognized—file #E90700, Volume 2
- VDE recognized – File#102497 – Add option V (e.g., H11L1VM)

**APPLICATIONS**

- Logic to logic isolator
- Programmable current level sensor
- Line receiver—eliminate noise and transient problems
- A.C. to TTL conversion—square wave shaping
- Digital programming of power supplies
- Interfaces computers with peripherals

**Truth Table**

Input	Output
H	L
L	H

**H11L1M****H11L2M****H11L3M****ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

Parameters	Symbol	Device	Value	Units
<b>TOTAL DEVICE</b>				
Storage Temperature	$T_{STG}$	All	-55 to +150	°C
Operating Temperature	$T_{OPR}$	All	-40 to +85	°C
Lead Solder Temperature	$T_{SOL}$	All	260 for 10 sec	°C
Total Device Power Dissipation @ 25°C Derate Above 25°C	$P_D$	All	250	mW
			2.94	mW/°C
<b>EMITTER</b>				
Continuous Forward Current	$I_F$	All	60	mA
Reverse Voltage	$V_R$	All	6	V
Forward Current - Peak (1 $\mu$ s pulse, 300 pps)	$I_F(pk)$	All	3.0	A
LED Power Dissipation 25°C Ambient Derate Linearly From 25°C	$P_D$	All	120	mW
			1.41	mW/°C
<b>DETECTOR</b>				
Detector Power Dissipation @ 25°C Derate Linearly from 25°C	$P_D$	All	150	mW
			2.0	mW/°C
$V_{45}$ Allowed Range	$V_O$	All	0 to 16	V
$V_{65}$ Allowed Range	$V_{CC}$	All	3 to 16	V
$I_4$ Output Current	$I_O$	All	50	mA

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  Unless otherwise specified.)**INDIVIDUAL COMPONENT CHARACTERISTICS**

Parameters	Test Conditions	Symbol	Device	Min	Typ	Max	Units
<b>EMITTER</b>							
Input Forward Voltage	$I_F = 10\text{ mA}$	$V_F$	All		1.2	1.5	V
	$I_F = 0.3\text{ mA}$			0.75	1.0		
Reverse Current	$V_R = 3\text{ V}$	$I_R$	All			10	$\mu\text{A}$
Capacitance	$V = 0, f = 1.0\text{ MHz}$	$C_J$	All			100	pF
<b>DETECTOR</b>							
Operating Voltage Range		$V_{CC}$	All	3		15	V
Supply Current	$I_F = 0, V_{CC} = 5\text{ V}$	$I_{CC(Off)}$	All		1.6	5.0	mA
Output Current, High	$I_F = 0, V_{CC} = V_O = 15\text{ V}$	$I_{OH}$	All			100	$\mu\text{A}$

**H11L1M****H11L2M****H11L3M****ISOLATION CHARACTERISTICS**

Parameters	Test Conditions	Symbol	Min	Typ	Max	Units
Input-Output Isolation Voltage	$t = 1 \text{ sec.}$	$V_{ISO}$	7500			$V_{PEAK}$
Isolation Capacitance	$V_{I-O} = 0V, f = 1 \text{ MHz}$	$C_{ISO}$		0.4	0.6	pF
Isolation Resistance	$V_{I-O} = \pm 500 \text{ VDC}$	$R_{ISO}$	$10^{11}$			$\Omega$

**TRANSFER CHARACTERISTICS**

DC Characteristics	Test Conditions	Symbol	Device	Min	Typ	Max	Units
Supply Current	$I_F = 10\text{mA}, V_{CC} = 5V$	$I_{CC(on)}$	All		1.6	5.0	mA
Output Voltage, low	$R_L = 270\Omega, V_{CC} = 5V, I_F = I_{F(on)} \text{ max.}$	$V_{OL}$	All		0.2	0.4	V
Turn-On Threshold Current	$R_L = 270\Omega, V_{CC} = 5V$	$I_{F(on)}^*$	H11L1M			1.6	mA
			H11L2M			10.0	
			H11L3M			5.0	
Turn-Off Threshold Current	$R_L = 270\Omega, V_{CC} = 5V$	$I_{F(off)}$	All	0.3	1.0		mA
Hysteresis Ratio	$R_L = 270\Omega, V_{CC} = 5V$	$I_{F(off)}/I_{F(on)}$	All	0.50	0.75	0.90	
AC Characteristics	Test Conditions	Symbol	Device	Min	Typ	Max	Units
<b>SWITCHING SPEED</b>							
Turn-On time	$R_L = 270\Omega, V_{CC} = 5V, I_F = I_{F(on)}, T_A = 25^\circ\text{C}$	$t_{on}$	All		1.0		$\mu\text{s}$
					0.65		
						4	
Fall Time	$R_L = 270\Omega, V_{CC} = 5V, I_F = I_{F(on)}, T_A = 25^\circ\text{C}$	$t_f$	All		0.1		$\mu\text{s}$
					.05		
					0.1		
Turn-Off Time	$R_L = 270\Omega, V_{CC} = 5V, I_F = I_{F(on)}, T_A = 25^\circ\text{C}$	$t_{off}$	All		2.0		$\mu\text{s}$
					1.2		
						4	
Rise time	$R_L = 270\Omega, V_{CC} = 5V, I_F = I_{F(on)}, T_A = 25^\circ\text{C}$	$t_r$	All		0.1		$\mu\text{s}$
					0.07		
					0.1		
Data Rate			All		1.0		MHz

**NOTE:**

\*Maximum  $I_{F(ON)}$  is the maximum current required to trigger the output. For example, a 1.6mA maximum trigger current would require the LED to be driven at a current greater than 1.6mA to guarantee the device will turn on. A 10% guard band is recommended to account for degradation of the LED over its lifetime. The maximum allowable LED drive current is 60mA.

**H11L1M**

**H11L2M**

**H11L3M**

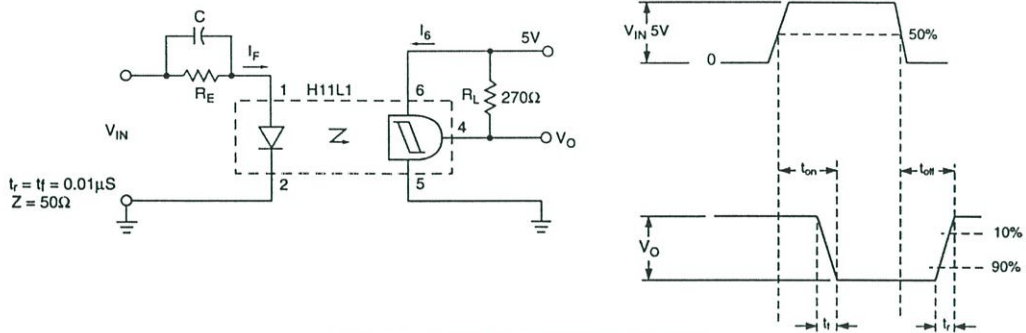


Figure 1. Switching Test Circuit and Waveforms

**TYPICAL PERFORMANCE CURVES**

Figure 2. Transfer Characteristics

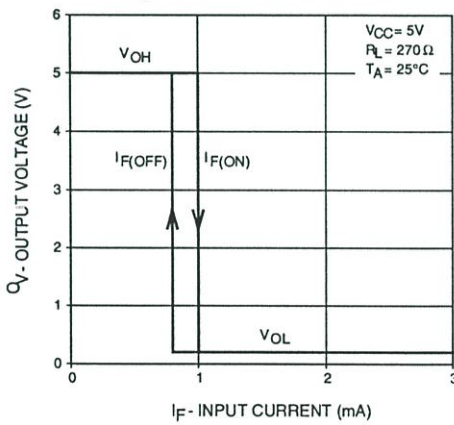


Figure 3. Threshold Current vs. Supply Voltage

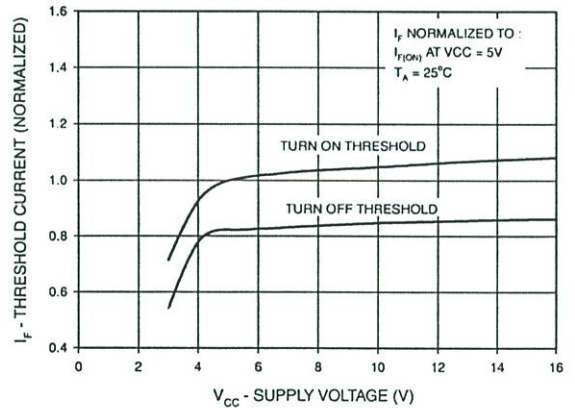


Figure 4. Threshold Current vs. Supply Temperature

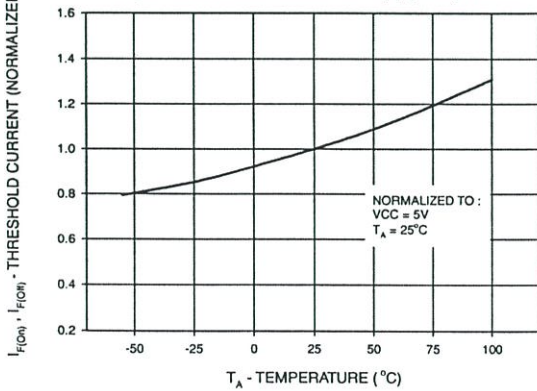
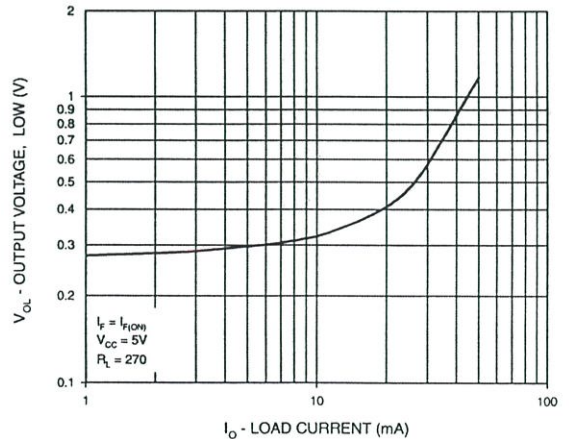


Figure 5. Output Voltage, Low vs. Load Current





# 6-PIN DIP OPTOISOLATORS LOGIC OUTPUT

H11L1M

H11L2M

H11L3M

## TYPICAL PERFORMANCE CURVES

Figure 6. Supply Current vs. Supply Voltage

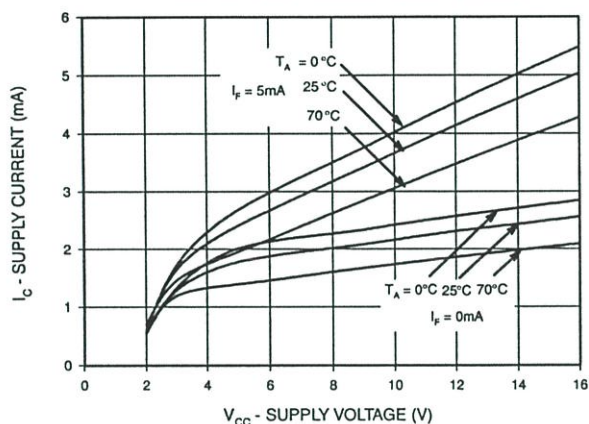
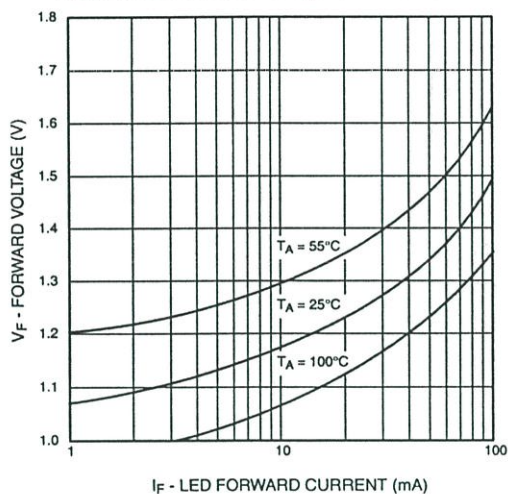


Figure 7. LED Forward Voltage vs. Forward Current

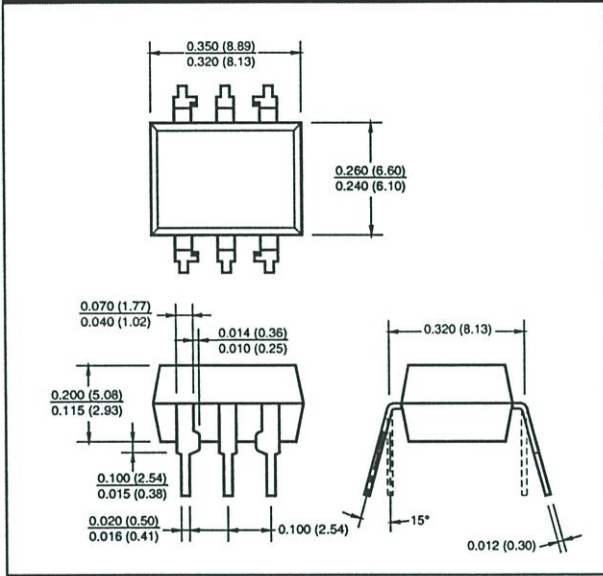


**H11L1M**

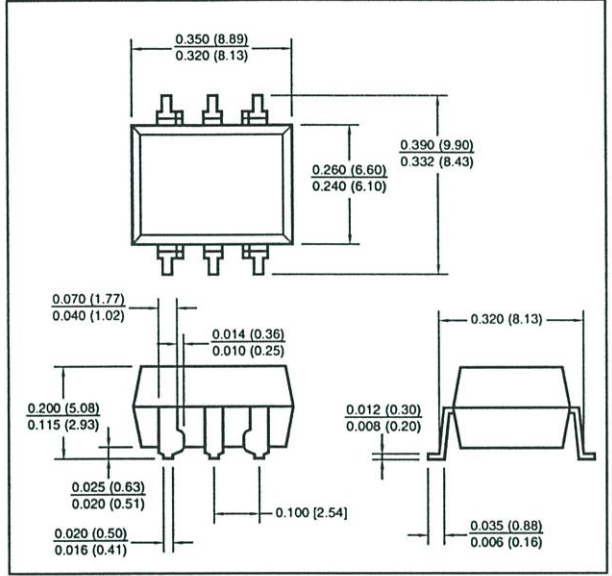
**H11L2M**

**H11L3M**

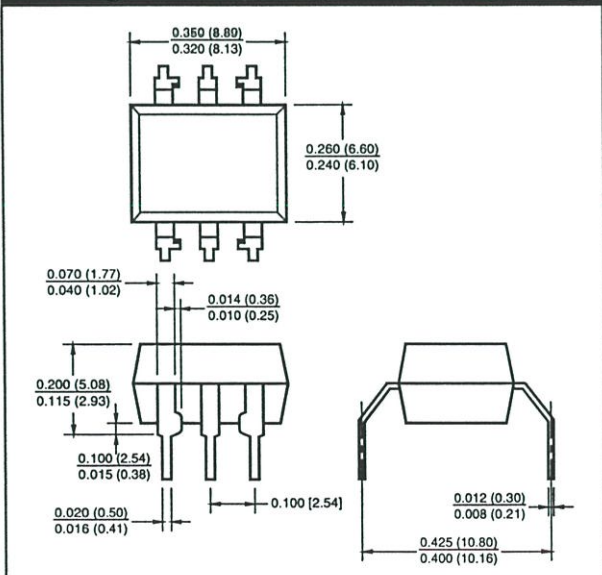
**Package Dimensions (Through Hole)**



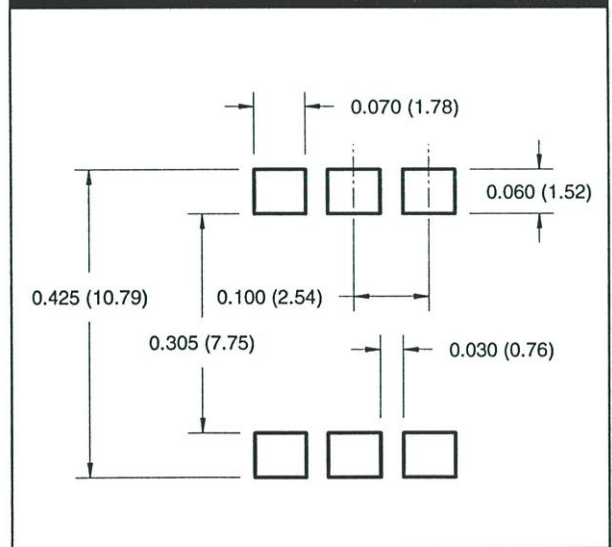
**Package Dimensions (Surface Mount)**



**Package Dimensions (0.4" Lead Spacing)**



**Recommended Pad Layout for  
Surface Mount Leadform**



**NOTE**

All dimensions are in inches (millimeters)

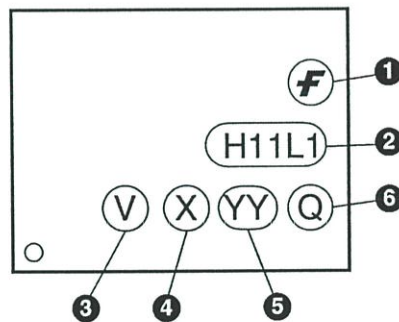
H11L1M

H11L2M

H11L3M

**ORDERING INFORMATION**

Option/Order Entry Identifier	Description
S	Surface Mount Lead Bend
SR2	Surface Mount; Tape and reel
T	0.4" Lead Spacing
V	VDE 0884
TV	VDE 0884, 0.4" Lead Spacing
SV	VDE 0884, Surface Mount
SR2V	VDE 0884, Surface Mount, Tape & Reel

**MARKING INFORMATION**


Definitions	
1	Fairchild logo
2	Device number
3	VDE mark (Note: Only appears on parts ordered with VDE option – See order entry table)
4	One digit year code, e.g., '3'
5	Two digit work week ranging from '01' to '53'
6	Assembly package code

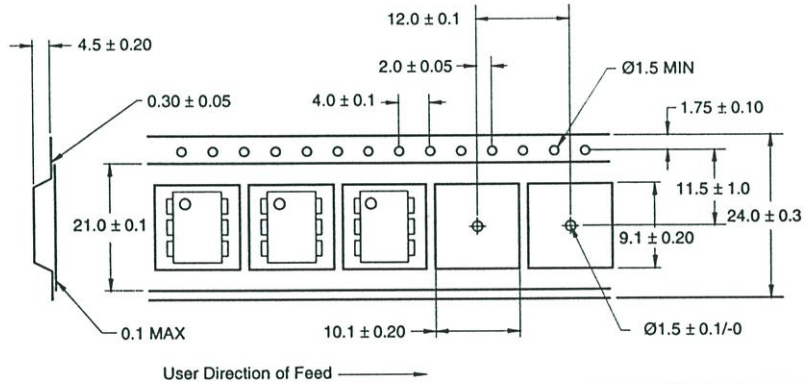
\*Note – 'V' option parts marked with date code '325' or earlier are marked in portrait format.

H11L1M

H11L2M

H11L3M

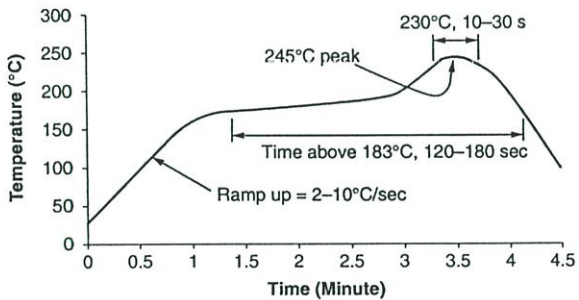
**Carrier Tape Specifications**



**NOTE**

All dimensions are in inches (millimeters)

**Reflow Profile**



- Peak reflow temperature: 245°C (package surface temperature)
- Time of temperature higher than 183°C for 120-180 seconds
- One time soldering reflow is recommended



## 6-PIN DIP OPTOISOLATORS LOGIC OUTPUT

---

**H11L1M**
**H11L2M**
**H11L3M**


---

**DISCLAIMER**

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

**LIFE SUPPORT POLICY**

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury of the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

# MOTOROLA

## SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

### Hex Buffers

The MC14049UB hex inverter/buffer is constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. This complementary MOS device finds primary use where low power dissipation and/or high noise immunity is desired. This device provides logic-level conversion using only one supply voltage,  $V_{DD}$ . The input-signal high level ( $V_{IH}$ ) can exceed the  $V_{DD}$  supply voltage for logic-level conversions. Two TTL/DTL Loads can be driven when the device is used as CMOS-to-TTL/DTL converters ( $V_{DD} = 5.0\text{ V}$ ,  $V_{OL} \leq 0.4\text{ V}$ ,  $I_{OL} \geq 3.2\text{ mA}$ ). Note that pins 13 and 16 are not connected internally on this device; consequently connections to these terminals will not affect circuit operation.

- High Source and Sink Currents
- High-to-Low Level Converter
- Supply Voltage Range = 3.0 V to 18 V
- Meets JEDEC UB Specifications
- $V_{IN}$  can exceed  $V_{DD}$
- Improved ESD Protection on All Inputs

#### MAXIMUM RATINGS\* (Voltages Referenced to $V_{SS}$ )

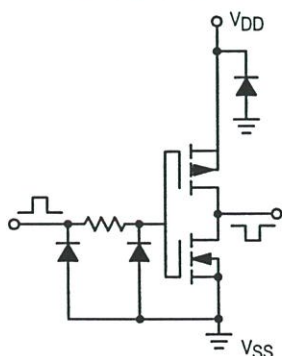
Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	$V_{DD}$	- 0.5 to + 18	V
Input Voltage (DC or Transient)	$V_{in}$	- 0.5 to + 18	V
Output Voltage (DC or Transient)	$V_{out}$	- 0.5 to $V_{DD} + 0.5$	V
Input Current (DC or Transient), per Pin	$I_{in}$	$\pm 10$	mA
Output Current (DC or Transient), per Pin	$I_{out}$	+ 45	mA
Power Dissipation, per Package†	$P_D$	825 740	mW
Storage Temperature	$T_{stg}$	- 65 to + 150	°C
Lead Temperature (8-Second Soldering)	$T_L$	260	°C

\* Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.

† Temperature Derating: All Packages: See Figure 4.

#### CIRCUIT SCHEMATIC (1/6 OF CIRCUIT SHOWN)

##### MC14049UB



## MC14049UB



L SUFFIX  
CERAMIC  
CASE 620



P SUFFIX  
PLASTIC  
CASE 648



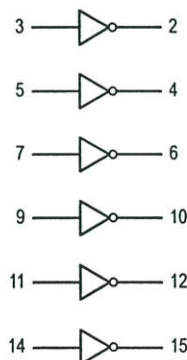
D SUFFIX  
SOIC  
CASE 751B

#### ORDERING INFORMATION

MC14XXXBCP Plastic  
MC14XXXBCL Ceramic  
MC14XXXBD SOIC

$T_A = -55^\circ$  to  $125^\circ\text{C}$  for all packages.

#### LOGIC DIAGRAM MC14049UB



NC = PIN 13, 16  
 $V_{SS}$  = PIN 8  
 $V_{DD}$  = PIN 1



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V<sub>SS</sub>)

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> Vdc	- 55°C		25°C			125°C		Unit
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
Output Voltage V <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> or 0  V <sub>in</sub> = 0 or V <sub>DD</sub>	"0" Level V <sub>OL</sub>	5.0 10 15	— — —	0.05 0.05 0.05	— — —	0 0 0	0.05 0.05 0.05	— — —	0.05 0.05 0.05	Vdc
	"1" Level V <sub>OH</sub>	5.0 10 15	4.95 9.95 14.95	— — —	4.95 9.95 14.95	5.0 10 15	— — —	4.95 9.95 14.95	— — —	Vdc
Input Voltage (V <sub>O</sub> = 4.5 Vdc) (V <sub>O</sub> = 9.0 Vdc) (V <sub>O</sub> = 13.5 Vdc)  (V <sub>O</sub> = 0.5 Vdc) (V <sub>O</sub> = 1.0 Vdc) (V <sub>O</sub> = 1.5 Vdc)	"0" Level V <sub>IL</sub>	5.0 10 15	— — —	1.0 2.0 2.5	— — —	2.25 4.50 6.75	1.0 2.0 2.5	— — —	1.0 2.0 2.5	Vdc
	"1" Level V <sub>IH</sub>	5.0 10 15	4.0 8.0 12.5	— — —	4.0 8.0 12.5	2.75 5.50 8.25	— — —	4.0 8.0 12.5	— — —	Vdc
Output Drive Current (V <sub>OH</sub> = 2.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 9.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 13.5 Vdc)  (V <sub>OL</sub> = 0.4 Vdc) (V <sub>OL</sub> = 0.5 Vdc) (V <sub>OL</sub> = 1.5 Vdc)	Source I <sub>OH</sub>	5.0 10 15	- 1.6 - 1.6 - 4.7	— — —	- 1.25 - 1.3 - 3.75	- 2.5 - 2.6 - 10	— — —	- 1.0 - 1.0 - 3.0	— — —	mAdc
	Sink I <sub>OL</sub>	5.0 10 15	3.75 10 30	— — —	3.2 8.0 24	6.0 16 40	— — —	2.6 6.6 19	— — —	mAdc
Input Current	I <sub>in</sub>	15	—	± 0.1	—	± 0.00001	± 0.1	—	± 1.0	µAdc
Input Capacitance (V <sub>in</sub> = 0)	C <sub>in</sub>	—	—	—	—	10	20	—	—	pF
Quiescent Current (Per Package)	I <sub>DD</sub>	5.0 10 15	— — —	1.0 2.0 4.0	— — —	0.002 0.004 0.006	1.0 2.0 4.0	— — —	30 60 120	µAdc
Total Supply Current**† (Dynamic plus Quiescent, Per Package) (C <sub>L</sub> = 50 pF on all outputs, all buffers switching)	I <sub>T</sub>	5.0 10 15	I <sub>T</sub> = (1.8 µA/kHz) f + I <sub>DD</sub> I <sub>T</sub> = (3.5 µA/kHz) f + I <sub>DD</sub> I <sub>T</sub> = (5.3 µA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							µAdc

#Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

\*\*The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

†To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

$$I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + (C_L - 50) Vfk$$

where: I<sub>T</sub> is in µA (per package), C<sub>L</sub> in pF, V = (V<sub>DD</sub> - V<sub>SS</sub>) in volts, f in kHz is input frequency, and k = 0.002.

**SWITCHING CHARACTERISTICS\*** ( $C_L = 50 \text{ pF}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> Vdc	Min	Typ #	Max	Unit
Output Rise Time $t_{TLH} = (0.8 \text{ ns/pF}) C_L + 60 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (0.3 \text{ ns/pF}) C_L + 35 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (0.27 \text{ ns/pF}) C_L + 26.5 \text{ ns}$	$t_{TLH}$	5.0 10 15	— — —	100 50 40	160 100 60	ns
Output Fall Time $t_{THL} = (0.3 \text{ ns/pF}) C_L + 25 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.12 \text{ ns/pF}) C_L + 14 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.1 \text{ ns/pF}) C_L + 10 \text{ ns}$	$t_{THL}$	5.0 10 15	— — —	40 20 15	60 40 30	ns
Propagation Delay Time $t_{PLH} = (0.38 \text{ ns/pF}) C_L + 61 \text{ ns}$ $t_{PLH} = (0.20 \text{ ns/pF}) C_L + 30 \text{ ns}$ $t_{PLH} = (0.11 \text{ ns/pF}) C_L + 24.5 \text{ ns}$	$t_{PLH}$	5.0 10 15	— — —	80 40 30	120 65 50	ns
Propagation Delay Time $t_{PHL} = (0.38 \text{ ns/pF}) C_L + 11 \text{ ns}$ $t_{PHL} = (0.12 \text{ ns/pF}) C_L + 9 \text{ ns}$ $t_{PHL} = (0.11 \text{ ns/pF}) C_L + 4.5 \text{ ns}$	$t_{PHL}$	5.0 10 15	— — —	30 15 10	60 30 20	ns

\* The formulas given are for the typical characteristics only at  $25^\circ\text{C}$ .

#Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

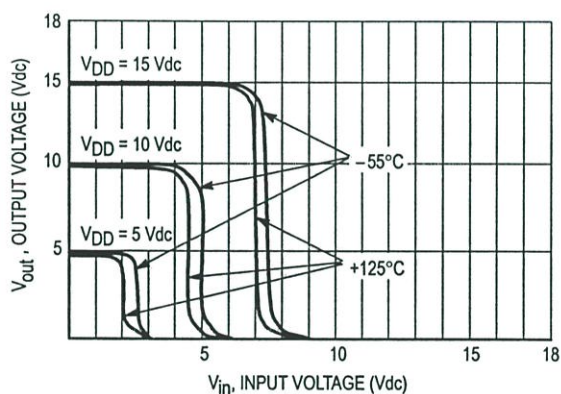


Figure 1. Typical Voltage Transfer Characteristics versus Temperature

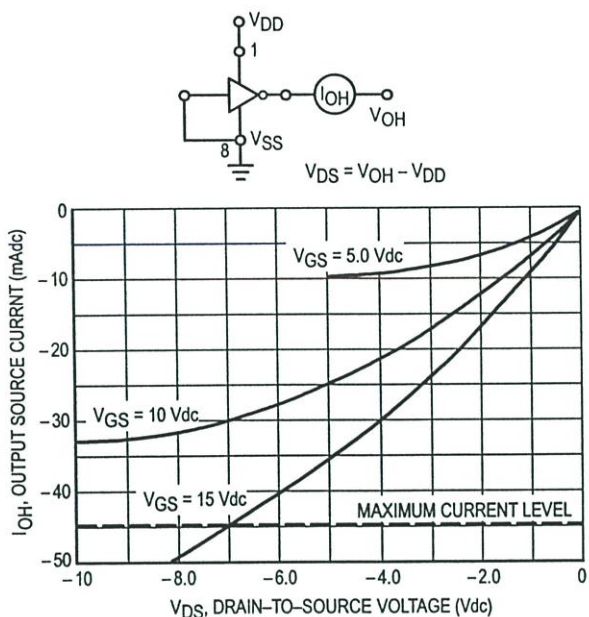


Figure 2. Typical Output Source Characteristics

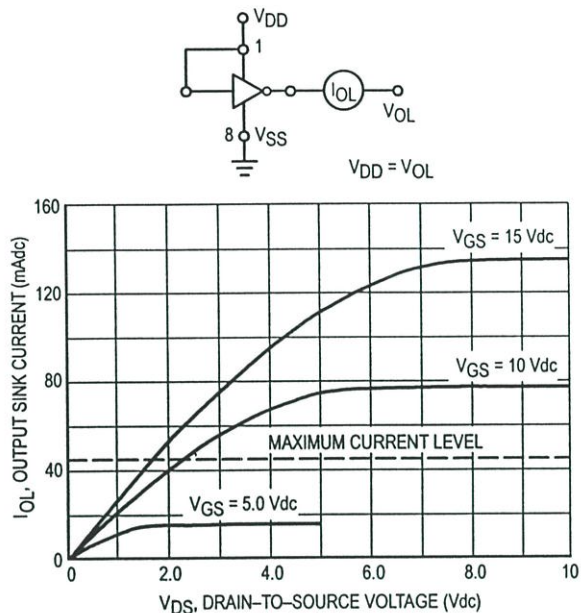


Figure 3. Typical Output Sink Characteristics

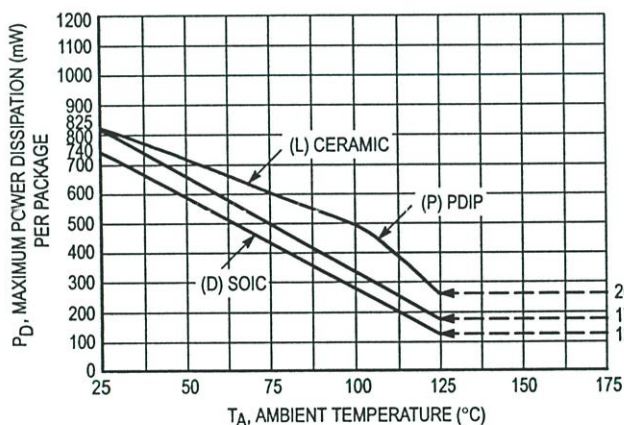


Figure 4. Ambient Temperature Power Derating

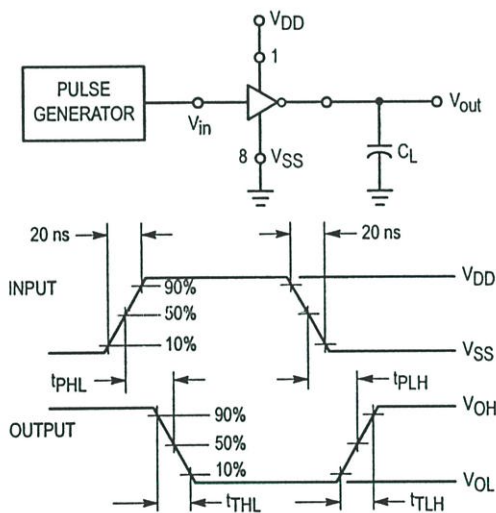


Figure 5. Switching Time Test Circuit and Waveforms

This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields referenced to the VSS pin, only. Extra precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than the maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, the ranges  $V_{SS} \leq V_{in} \leq 18V$  and  $V_{SS} \leq V_{out} \leq V_{DD}$  are recommended.

Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either VSS or VDD). Unused outputs must be left open.

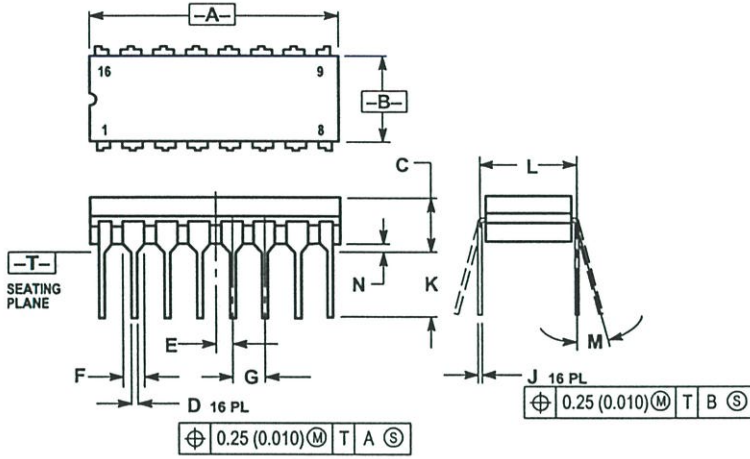
PIN ASSIGNMENT

VDD	1	16	NC
OUTA	2	15	OUTF
INA	3	14	INF
OUTB	4	13	NC
INB	5	12	OUTE
OUTC	6	11	INE
INC	7	10	OUTD
VSS	8	9	IND

NC = NO CONNECTION

OUTLINE DIMENSIONS

L SUFFIX  
CERAMIC DIP PACKAGE  
CASE 620-10  
ISSUE V

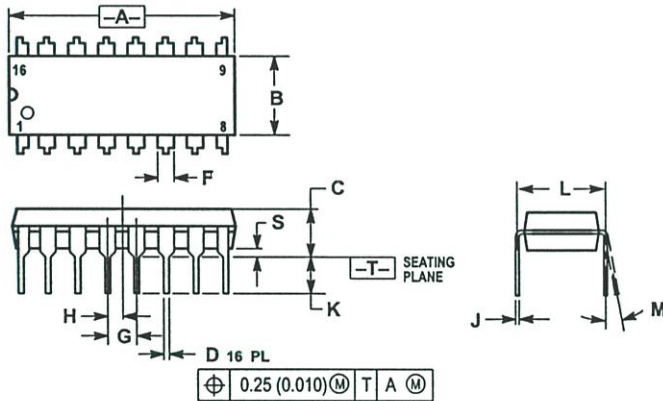


NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION F MAY NARROW TO 0.76 (0.030) WHERE THE LEAD ENTERS THE CERAMIC BODY.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.750	0.785	19.05	19.93
B	0.240	0.295	6.10	7.49
C	—	0.200	—	5.08
D	0.015	0.020	0.39	0.50
E	0.050	BSC	1.27	BSC
F	0.055	0.065	1.40	1.65
G	0.100	BSC	2.54	BSC
H	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.125	0.170	3.18	4.31
L	0.300	BSC	7.62	BSC
M	0°	15°	0°	15°
N	0.020	0.040	0.51	1.01

P SUFFIX  
PLASTIC DIP PACKAGE  
CASE 648-08  
ISSUE R



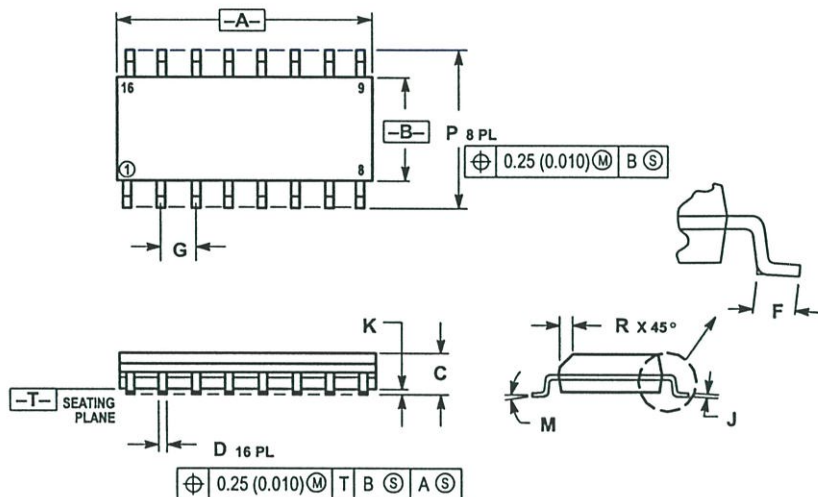
NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100	BSC	2.54	BSC
H	0.050	BSC	1.27	BSC
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

OUTLINE DIMENSIONS

D SUFFIX  
PLASTIC SOIC PACKAGE  
CASE 751B-05  
ISSUE J



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
  2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
  3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
  4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
  5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.80	10.00	0.386	0.393
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0° 7°		0° 7°	
P	5.80	6.20	0.229	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:  
USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;  
P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center,  
3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 602-244-6609  
INTERNET: http://Design-NET.com

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,  
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



MC14049UB/D

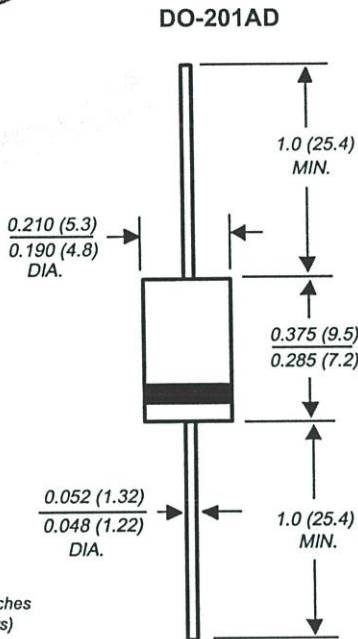


# MUR440 and MUR460

## Ultrafast Plastic Rectifiers

Reverse Voltage 400 to 600V

Forward Current 4.0A



### Features

- Plastic package has Underwriters Laboratories Flammability Classification 94V-0
- Ideally suited for use in very high frequency switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes
- Ultrafast recovery time for high efficiency
- Excellent high temperature switching
- Glass passivated junction
- High temperature soldering guaranteed: 250°C/10 seconds, 0.375" (9.5mm) lead length, 5 lbs. (2.3kg) tension

### Mechanical Data

**Case:** JEDEC DO-201AD molded plastic body over passivated chip

**Terminals:** Plated axial leads, solderable per MIL-STD-750, Method 2026

**Polarity:** Color band denotes cathode end

**Mounting Position:** Any

**Weight:** 0.045oz., 1.2g

### Maximum Ratings & Thermal Characteristics Ratings at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	MUR440	MUR460	Unit
Maximum repetitive peak reverse voltage	VRRM	400	600	V
Working peak reverse voltage	VRWM	400	600	V
Maximum DC blocking voltage	VDC	400	600	V
Maximum average forward rectified current (See figure 1)	I <sub>F(AV)</sub>	4.0		A
Peak forward surge current 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method)	I <sub>FSM</sub>	150		A
Typical thermal resistance junction to ambient <sup>(2)</sup>	R <sub>θJA</sub>	28		°C/W
Operating junction and storage temperature range	T <sub>J</sub> , T <sub>STG</sub>	-65 to +175°C		°C

### Electrical Characteristics Ratings at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	MUR440	MUR460	Unit
Maximum instantaneous forward voltage (NOTE 1) at 3.0A, T <sub>J</sub> = 150°C at 3.0A, T <sub>J</sub> = 25°C at 4.0A, T <sub>J</sub> = 25°C	V <sub>F</sub>	1.05 1.25 1.28		V
Maximum instantaneous reverse current at rated DC blocking voltage <sup>(1)</sup> T <sub>J</sub> = 25°C T <sub>J</sub> = 150°C	I <sub>R</sub>	10 250		μA
Max. reverse recovery time at I <sub>F</sub> = 0.5A, I <sub>R</sub> = 1.0A, I <sub>rr</sub> = 0.25A	t <sub>rr</sub>	50		ns
Maximum reverse recovery time at, I <sub>F</sub> = 1.0A, di/dt = 50A/μs, V <sub>R</sub> = 30V, I <sub>rr</sub> = 10% I <sub>RM</sub>	t <sub>rr</sub>	75		ns
Maximum forward recovery time (I <sub>F</sub> = 1.0A, di/dt = 100A/μs, Rec. to 1.0V)	t <sub>fr</sub>	50		ns

#### Notes:

(1) Pulse test: t<sub>p</sub> = 300μs, duty cycle ≤ 2%

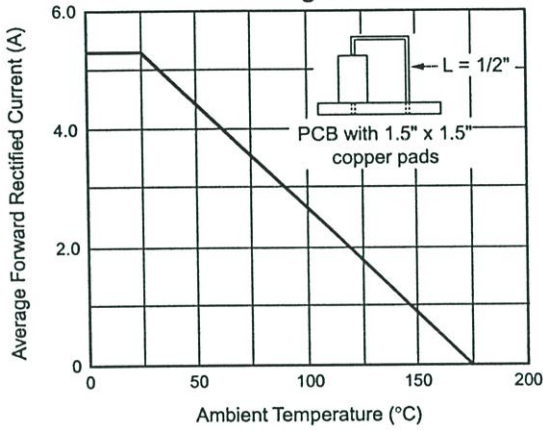
(2) Lead length = 1/2" on P.C. board with 1.5" x 1.5" copper surface

# MUR440 and MUR460

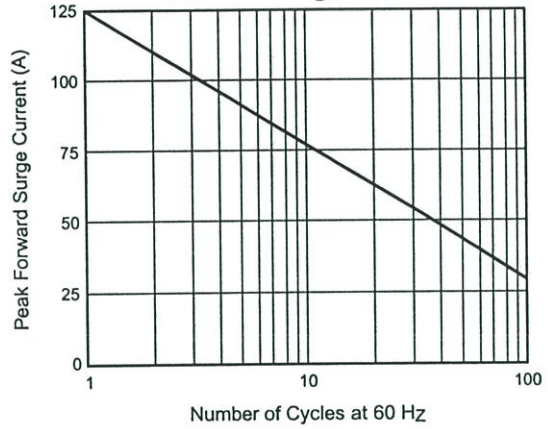
## Ultrafast Plastic Rectifiers

### Ratings and Characteristic Curves (T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted)

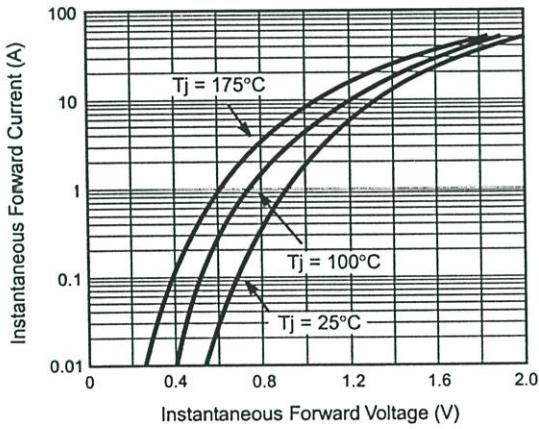
**Fig. 1 – Forward Current Derating Curve**



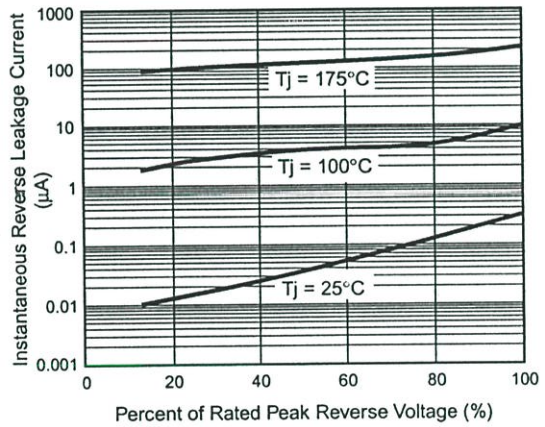
**Fig. 2 – Maximum Non-Repetitive Peak Forward Surge Current**



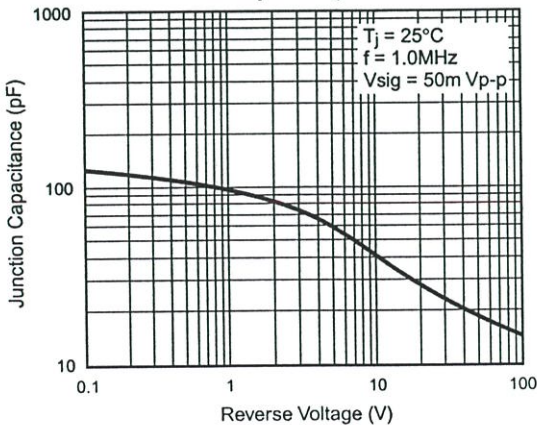
**Fig. 3 – MUR460 Typical Instantaneous Forward Characteristics**



**Fig. 4 – MUR460 Typical Reverse Characteristics**



**Fig. 5 – Typical Junction Capacitance per Leg**



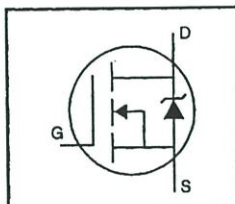
# International IR Rectifier

PD-9.376H

## IRF840

### HEXFET® Power MOSFET

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



$$V_{DSS} = 500V$$

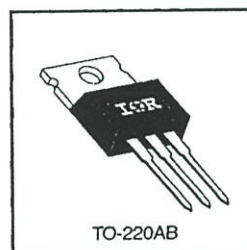
$$R_{DS(on)} = 0.85\Omega$$

$$I_D = 8.0A$$

### Description

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

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



DATA  
SHEETS

### Absolute Maximum Ratings


	Parameter	Max.	Units
$I_D$ @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{ V}$	8.0	A
$I_D$ @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{ V}$	5.1	
$I_{DM}$	Pulsed Drain Current ①	32	
$P_D$ @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	125	W
	Linear Derating Factor	1.0	W/°C
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	$\pm 20$	V
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy ②	510	mJ
$I_{AR}$	Avalanche Current ③	8.0	A
$E_{AR}$	Repetitive Avalanche Energy ①	13	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	3.5	V/ns
$T_J$	Operating Junction and	-55 to +150	°C
$T_{STG}$	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1 N·m)	

### Thermal Resistance


	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	1.0	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	62	

## IRF840

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.78	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}$ , $I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.85	$\Omega$	$V_{GS}=10V, I_D=4.8A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
$g_{fs}$	Forward Transconductance	4.9	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=4.8A$ ④
$I_{DSS}$	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	$\mu A$	$V_{DS}=500V, V_{GS}=0V$
$I_{GSS}$	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	$V_{GS}=-20V$
$Q_g$	Total Gate Charge	—	—	63	nC	$I_D=8.0A$
$Q_{gs}$	Gate-to-Source Charge	—	—	9.3	nC	$V_{DS}=400V$
$Q_{gd}$	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	32	nC	$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	14	—	ns	$V_{DD}=250V$ $I_D=8.0A$ $R_G=9.1\Omega$ $R_D=31\Omega$ See Figure 10 ④
$t_r$	Rise Time	—	23	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	49	—		
$t_f$	Fall Time	—	20	—		
$L_D$	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact 
$L_S$	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
$C_{iss}$	Input Capacitance	—	1300	—	pF	$V_{GS}=0V$ $V_{DS}=25V$ $f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5
$C_{oss}$	Output Capacitance	—	310	—		
$C_{rss}$	Reverse Transfer Capacitance	—	120	—		

## Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$I_S$	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	8.0	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
$I_{SM}$	Pulsed Source Current (Body Diode) ④	—	—	32		
$V_{SD}$	Diode Forward Voltage	—	—	2.0	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=8.0A, V_{GS}=0V$ ④
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	—	460	970	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=8.0A$
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	—	4.2	8.9	$\mu C$	$di/dt=100A/\mu s$ ④
$t_{on}$	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S+L_D$ )				

## Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ②  $V_{DD}=50V$ , starting  $T_J=25^\circ\text{C}$ ,  $L=14\text{mH}$ ,  $R_G=25\Omega$ ,  $I_{AS}=8.0A$  (See Figure 12)
- ③  $I_{SD}\leq 8.0A$ ,  $di/dt\leq 100A/\mu s$ ,  $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$ ,  $T_J\leq 150^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width  $\leq 300\mu s$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .



IRF840

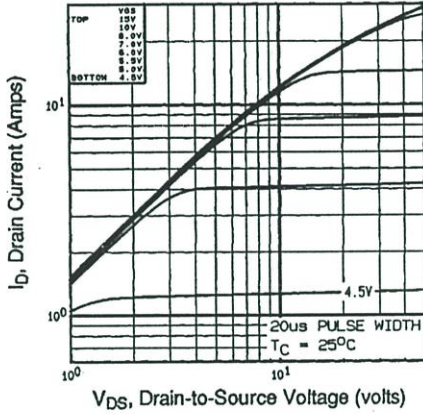


Fig 1. Typical Output Characteristics,  $T_C=25^\circ\text{C}$

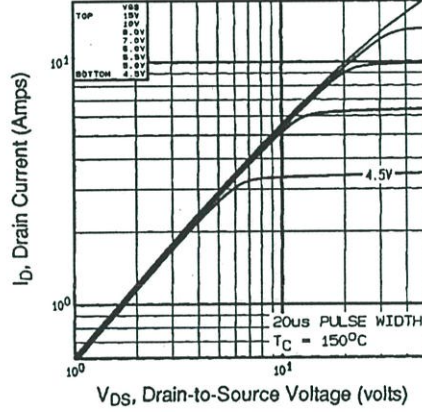


Fig 2. Typical Output Characteristics,  $T_C=150^\circ\text{C}$

DATA SHEETS

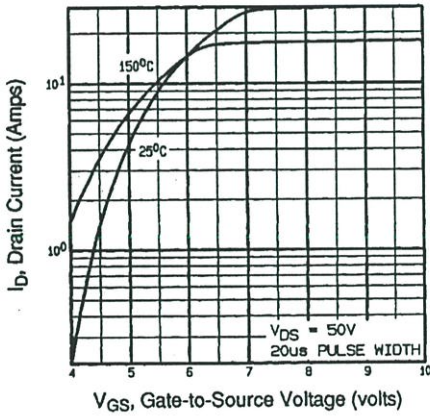


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

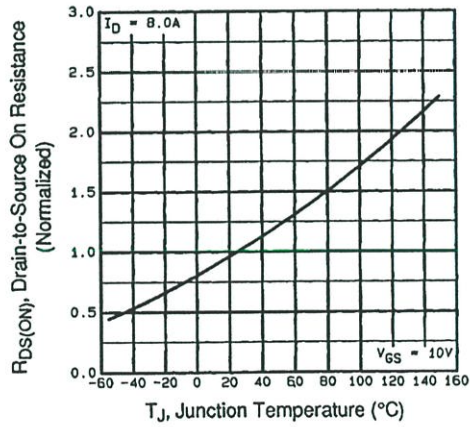


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

IRF840

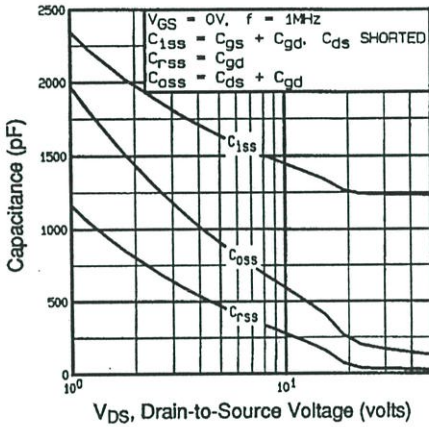


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

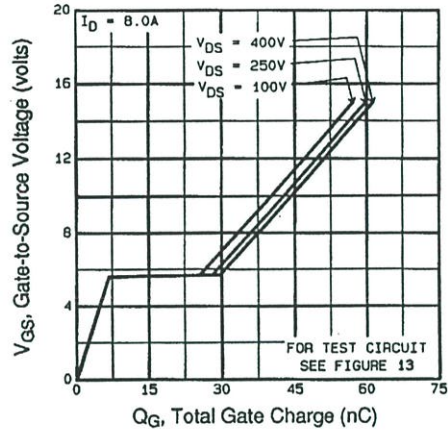


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

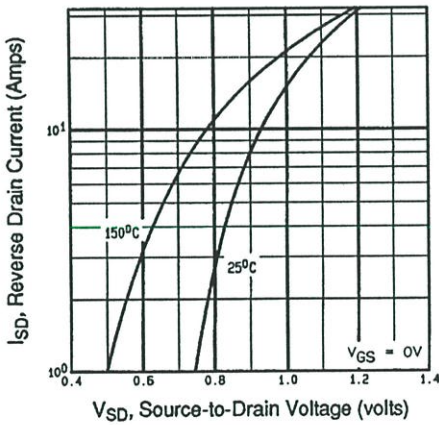


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

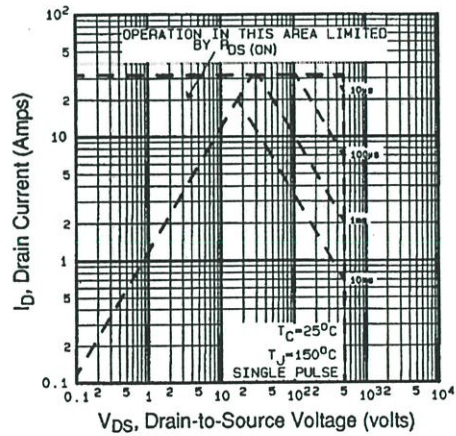


Fig 8. Maximum Safe Operating Area



IRF840

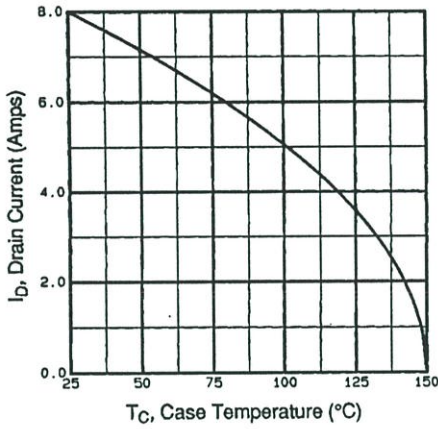


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

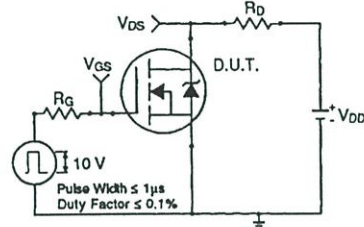


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

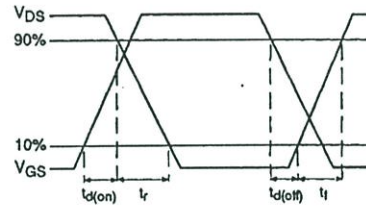


Fig 10b. Switching Time Waveforms

DATA SHEETS

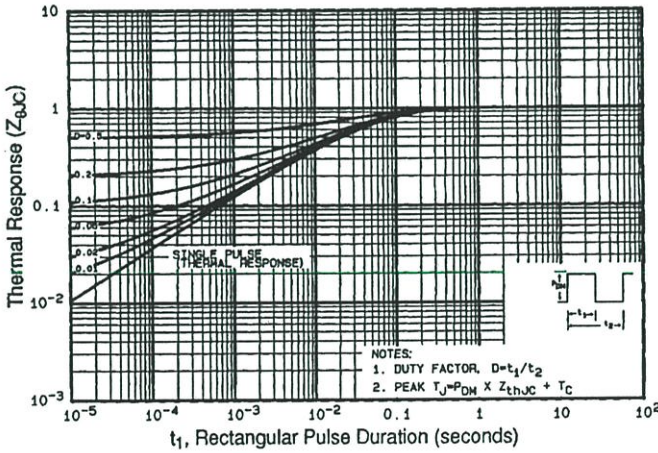


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

# IRF840

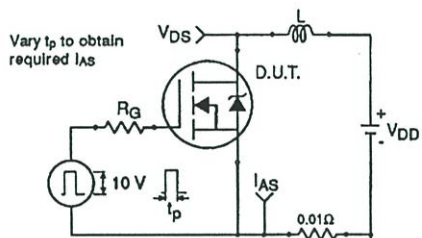


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

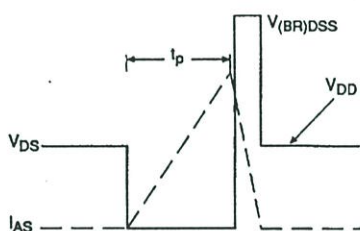


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

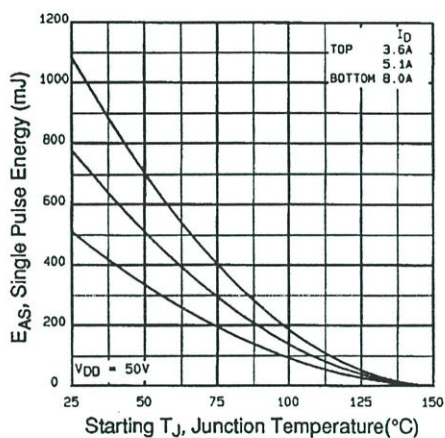


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

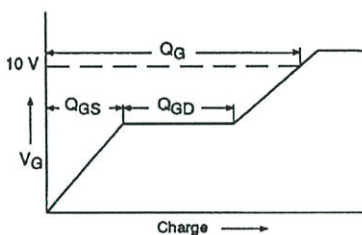


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

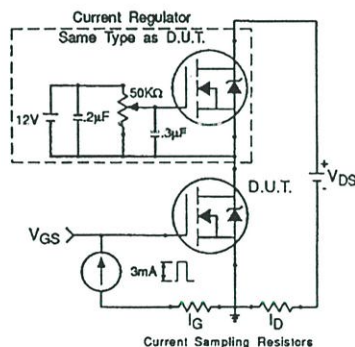


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1509

Appendix C: Part Marking Information – See page 1516

Appendix E: Optional Leadforms – See page 1525



**ภาคผนวก ง.**

**(บทความที่ลงตีพิมพ์)**

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

May 21-24, 2002 Beijing, China

**Edited by**  
ZHANG Linchang  
WEN Yinghong



**IEEE**  
*Networking  
the World™*



**IEEE  
PRESS**



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

# The Study and Analysis of The Conducted EMI Suppression on Power MOSFET Using Passive Snubber Circuits

C. U-Yaisom, W. Khan-ngern and S. Nitta\*

Faculty of Engineering and Research Center for Communication and Information Technology  
King Mongkut Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand  
Phone/Fax: +(66) 2 7373000 Ext. 3322  
email:yaisom@hotmail.com, kkvcercac@kmitl.ac.th

\*Graduate School, Production System Engineering  
Salesian Polytechnic, 2-35-11 Igusa Suginami, Tokyo, 167-0021, Japan, email: [nitta@cc.tuat.ac.jp](mailto:nitta@cc.tuat.ac.jp)

## Abstract

This paper presents the study and analysis of *RCD*, *RLD*, and *RCD-RLD* passive snubber circuits affect to the power losses and the suppression of the conducted EMI emission on the power MOSFET. The paper describes the snubber effects on  $dv/dt$  during turn-off period,  $di/dt$  during turn-on period, over voltage, spike voltage, power loss and the conducted EMI emission. The 100 watts -50 kHz buck converter is used in the simulation and the in experiment. The measured and simulated results of conducted EMI emission are compared to verify the effectiveness of the each snubber circuits.

**Index Terms** : EMI suppression, Conducted EMI emission, Snubber circuit

## I. Introduction

Switched mode power supplies (SMPS) are one of the most popular supplies used to feed various electronic and electrical devices. However, they also generate the conducted electromagnetic interference (EMI) due to their high switching frequency operations [1].

Many studies switching losses reduction and the conducted noise suppression have been presented using the soft switching technique. Soft switching using resonant technique is an attractive approach to reduce the losses and the conducted EMI emission. This technique gives an effective solution to the converter efficiency and extending the power switching devices utilization.

Most of the lossless snubber proposed so far in the literature uses an additional auxiliary switch (so called: active snubber). It tends to increase the complexity of both power and control circuits. Therefore, the energy-recovery schemes without auxiliary switch (passive snubber) is preferable [2]. In principle, the snubber circuit can reduce the  $dv/dt$  and  $di/dt$  by transferring the switching energy from the switch to the energy storage elements [3].

The 100 watts 50 kHz buck converter and the proposed passive snubber is used for the simulation and the experiment. The turn-on snubber is connected in series while the turn-off snubber is placed in parallel to the main switching device.

## II. Simulations and Experiments

The Simulated information:  
using PSPICE program is as follow:  
power MOSFET: IRF840  
diode : MUR180  
starting time : 0  $\mu$ s  
stopping time : 151 ms  
maximum step : 0.01  $\mu$ s

Table 1: Measured diagram

Conditions	
1	without snubber circuit
2	with <i>RLD</i> snubber circuit
3	with <i>RCD</i> snubber circuit
4	with <i>RLD-RCD</i> snubber circuit

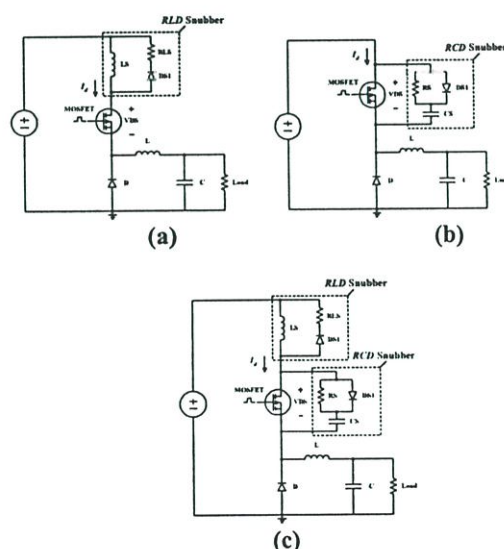
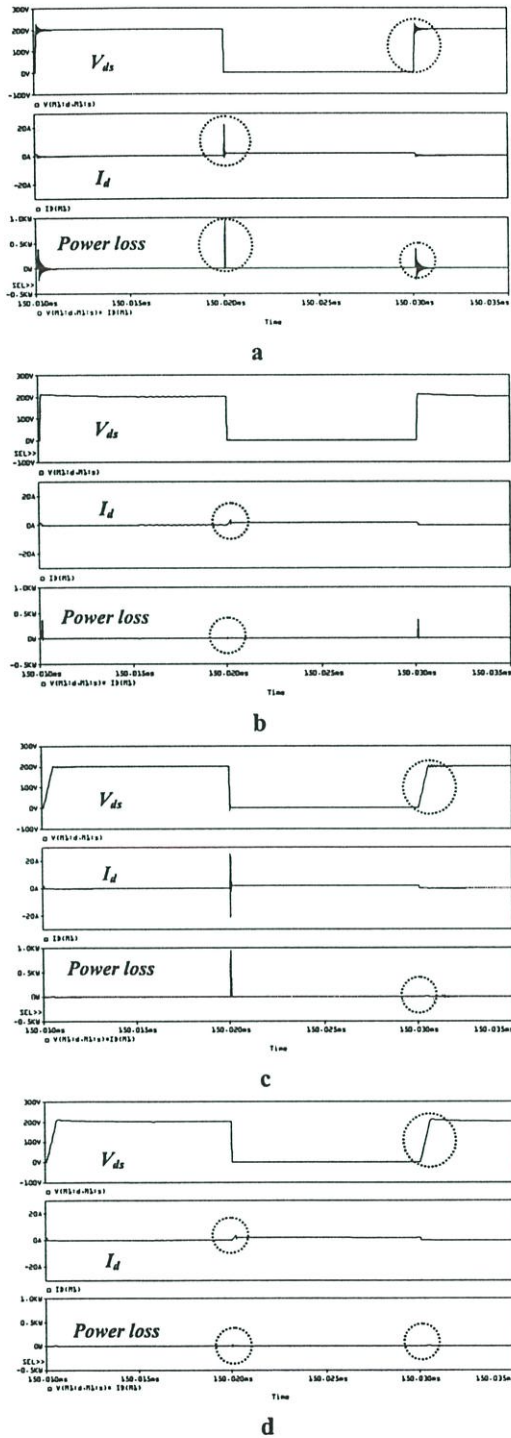


Figure 1: The buck converter circuit with various snubber circuits for simulation: (a) with *RLD*, (b) with *RCD* and (c) with *RLD-RCD*



**Figure 2: Simulated results**  
 a buck converter without snubber circuit  
 b buck converter with *RLD* snubber circuit  
 c buck converter with *RCD* snubber circuit and  
 d buck converter with *RLD-RCD* snubber circuit

Figure 1 shows the simulation circuit of buck converter circuit with *RLD* snubber circuit and *RCD* snubber circuit.

Figure 2 shows the simulation results of buck converter circuit with and without snubber circuits.

(a) Simulated voltage, current and power waveforms at the switch in buck converter without snubber circuit.  $dv/dt$ ,  $di/dt$  and power loss during turn-on and turn-off are at high level.

(b) The simulation results with *RLD* snubber circuit: show  $di/dt$  and power loss, during turn-on, reducing, while  $dv/dt$  turn-off are also achieved the overvoltage suppression.

(c) The simulation results with *RCD* snubber circuit: show  $dv/dt$  and power loss during turn-off reducing, while  $di/dt$  turn-on are still at high level.

(d) The simulation results with *RLD-RCD* snubber circuit: show  $dv/dt$ ,  $di/dt$  and power loss during turn-on and turn-off achieving the noise suppression.

### III. Conducted EMI

The operations of switching devices generate high switch the  $dv/dt$  or  $di/dt$ . It is the cause of EMI emission [4], consequently affected to the system. The two types of propagation of the conducted EMI are the differential-mode and common-mode. The differential-mode propagation takes place between two conductors and the common-mode propagation takes place between a group of conductors and ground. see [5]. In this paper, the study will be focused on the common mode conducted emission only.

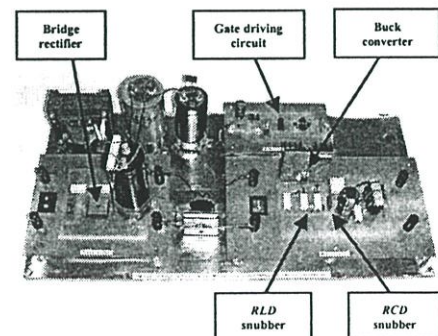
### IV. Test set up for the measurement

Test setup is referred to the CISPR16 standard. Conducted EMI is measure with Line Impedance Stabilization Network (LISN), frequency range 150 kHz to 30 MHz. LISN is used to provide standard impedance for the measurement.

#### Instruments details of EMI test:

EMI Analyzer: Agilent model E7401A 9 kHz-1.5 GHz

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



**Figure 3: Prototype circuit**

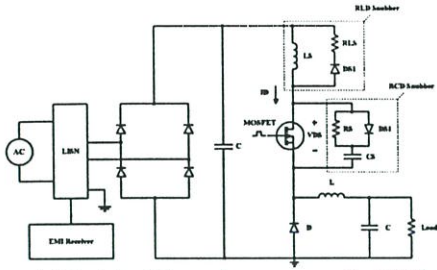


Figure 4: Model of dc to dc converter for EMI testing

**V. Experimental results and Analysis**

Experimental details are as follows:

Vdc: 200 V, Freq: 50 kHz, Duty ratio: 0.5, L: 14mH  
SRF=292.46 kHz, C: 2200 μF, 250V, LS: 22 μH  
SRF=11.53 MHz, RLS: 5Ω, CS: 4.7 μF, SRF=4.16 MHz  
RS: 500 Ω

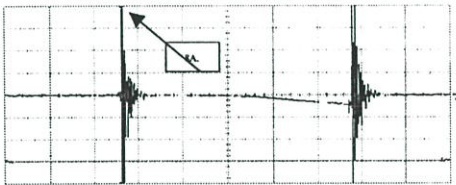


Figure 5:  $I_d$  without snubber circuit  
2μs/div, 2A/div

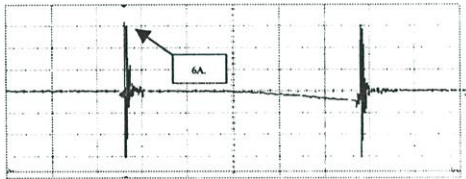


Figure 6:  $I_d$  with RLD snubber circuit  
2μs/div, 2A/div



Figure 7:  $V_{ds}$  without snubber circuit  
5μs/div, 100V/div

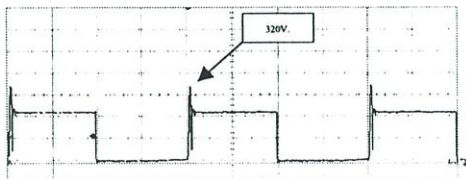
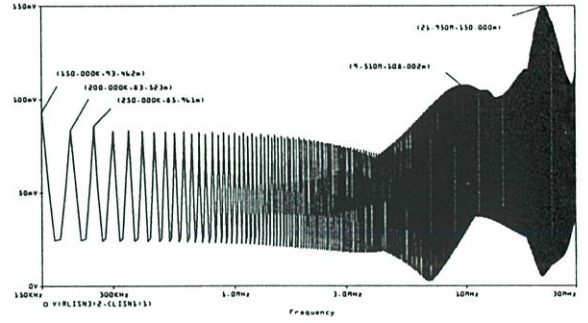
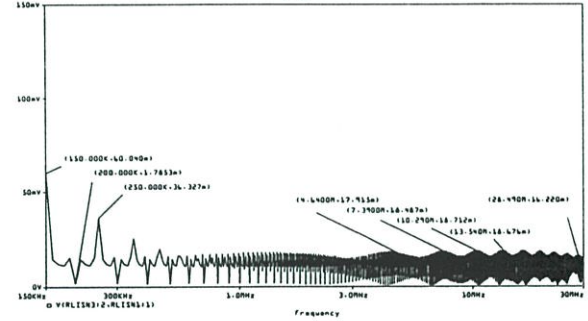


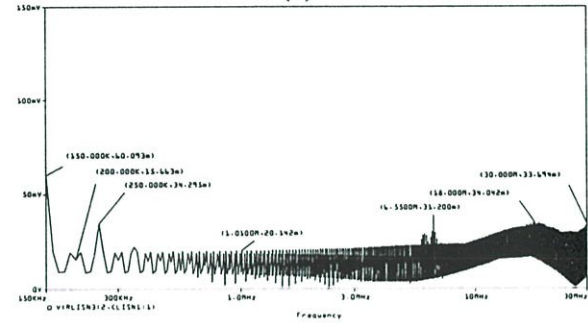
Figure 8:  $V_{ds}$  with RCD snubber circuit  
5μs/div, 100V/div



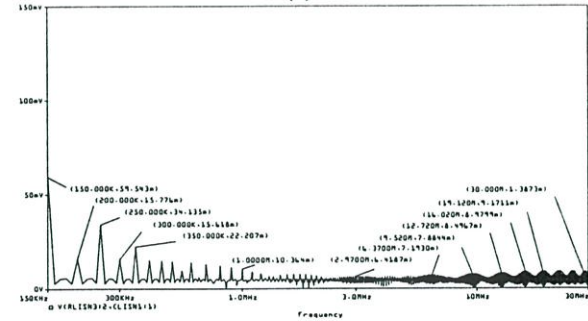
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 9: Simulated EMI Noise,

- (a) Simulated EMI noise : without snubber
- (b) Simulated EMI noise : with RLD snubber
- (c) Simulated EMI noise : with RCD snubber
- (d) Simulated EMI noise : with RLD-RCD snubber

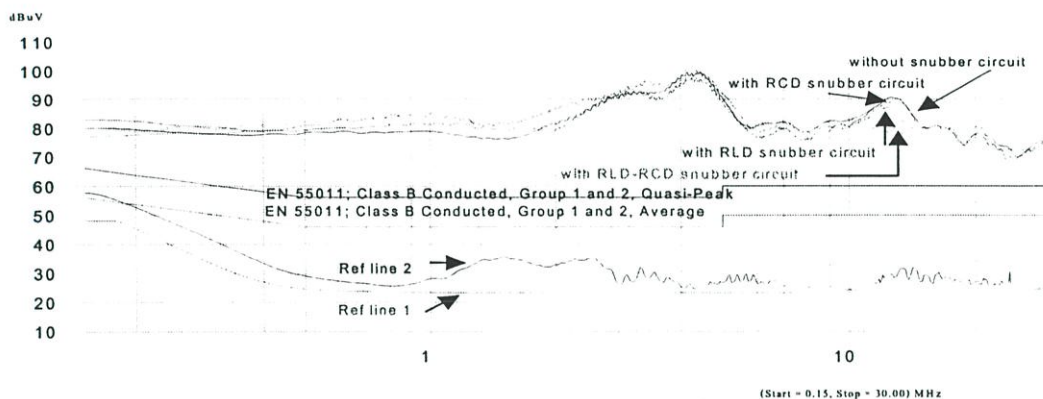


Figure 10: Experimental EMI Noise

The experimental results shown in Figures 5-6 show the effect of *RLD* snubber circuits to suppress the  $di/dt$ . While the Figure 8 shows the reduction of  $dv/dt$  resulting from *RCD* snubber circuits comparing to Figure 7, without snubber.

Figure 9 shows the simulated common mode noise at the switching frequency of 50 kHz and duty ratio of 0.5, with various snubber circuits: without snubber circuit, with *RLD* snubber circuit, with *RCD* snubber circuit and with *RLD-RCD* snubber circuits, respectively. The simulations were done by using Fourier tool in Pspice program. Y-axis shows magnitude of CM voltage in mV. X-axis is switching frequency in log scale unit. For comparison between experimental and simulation, the unit conversion should be done using equations (1) and (2).

$$dB\mu V = 20 \times \log_{10} \left( \frac{V_{noise}}{10^{-6}} \right) \quad (1)$$

$$V_{noise} (mV) = 10^{-3} \times \text{anti log} \left( \frac{dB\mu V}{20} \right) \quad (2)$$

$V_{noise} (mV)$  is conducted emission noise.

It can be seen that the magnitude of CM noise level at 10 MHz-30 MHz due to the snubber circuits effect, the peak of the noise level are 150, 18.7, 9.1 and 33.6 mV at without snubber circuit, with *RLD* snubber circuits, with *RCD* snubber circuit and with *RLD-RCD* snubber circuits, respectively. It can be written in dBμV unit by equation (1) are about 103.5, 85.4, 79.1 and 90.5 dBμV, respectively.

Figure 10 shows the comparison of the conducted EMI emission between the test without snubber circuit, with *RLD* snubber circuits, with *RCD* snubber circuit and with *RLD-RCD* snubber circuits, respectively. It is seen that the conducted EMI noise reduce significantly at 10 MHz-30 MHz due to the snubber circuits is affected. The peak of the noise level are about 91, 86, 89 and 80 dBμV at without snubber circuit, with *RLD* snubber circuits, with *RCD* snubber circuit and with *RLD-RCD* snubber circuits, respectively. Therefore, it is evident that the snubber

circuits can be used to reduce the EMI noise of the power converter could investigated.

## VI. Conclusion

This paper has proposed the performance of snubber circuits used to protect an power MOSFET. It also studies the effect of the snubber circuits in reduction of the conducted EMI emission caused by the switching action in the step down converter. The measured and simulated results of conducted EMI emission are compared to verify the effectiveness of without and with *RCD*, *RLD*, and *RCD-RLD* passive snubber circuits. It is shown in the simulated and experimented results that. The snubber could reduce the conducted emission effectively in the 10 MHz to 30 MHz bandwidth.

## References

- [1] S. Kaitwanidvilai, K. unchaleevara pan, B Hutawarakorn and Y. Prempraneerach, "The Effect of Switching Frequency and duty cycle on SMPC Conducted Emission: Simulation and Experimental", IPEC '99 Conference Proceedings 1999, vol. 1, pp. 667-672.
- [2] Kenichiro Fujiwara and Hiroshi Nomura, "A Novel Lossless Passive Snubber for Soft-Switching Boost-Type Converter," IEEE Trans. Power Electronics, vol. 14, no.6, 1999, pp.1065-1069.
- [3] H.P. Yee, "An EMI Suppression MOSFET Driver", Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '97 Conference Proceedings 1997, 12th Annual, 1997, vol.1, pp. 242-248.
- [4] Shao J., Lin, R.L., Lee, F.C. and Chan, D.Y. "Characterization of EMI Performance for Hard and Soft Switched Inverters", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000 APEC2000. Fifteenth Annual IEEE, vol. 2, 2000 pp. 1009-1014.
- [5] Redl, R. "Power Electronics and Electromagnetic Compatibility" Power Electronics Specialists Conference, PESC'96 Record., 27th Annual IEEE, vol.1, pp. 15-21.



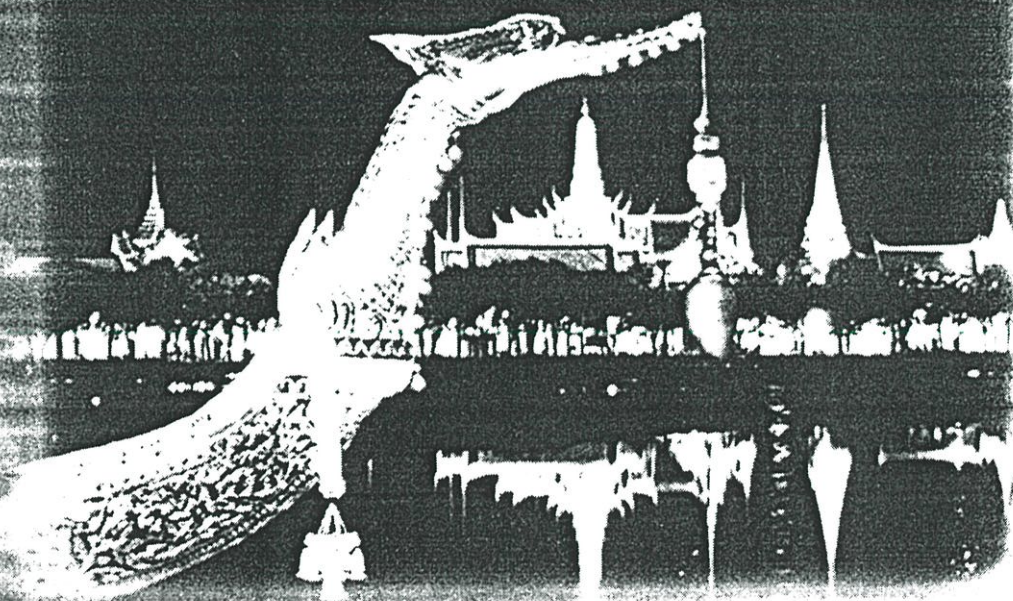
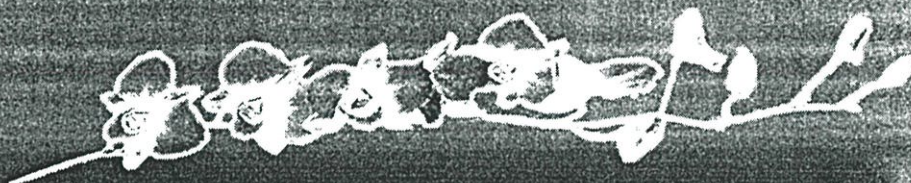
# 2002



*International Conference on  
ICEMC 2002 Electromagnetic Compatibility  
Bangkok, Thailand*

*ICEMC*

## *Proceeding*



*July 24-27, 2002, The Grand Palace, Bangkok, Thailand*



Japan International Cooperation Agency

## The Self-Resonant Frequency Effect of the Conducted EMI Suppression on Power MOSFET Using RCD Snubber Circuit

C. U-Yaisom, 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/Fax: +(662) 7373000 Ext. 3322  
 E-mail: yaisom@hotmail.com, kkveerac@kmitl.ac.th

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

### Abstract

This paper presents the analysis of the self-resonant frequency (SRF) effect of the conducted EMI emission suppression on power MOSFET using RCD snubber circuit for high frequency buck converter. The paper describes the RCD snubber effects on  $dv/dt$  during turn-off period, over voltage, spike voltage and the conducted EMI emission. The 100 watts-50 kHz buck converter is used for the simulation and the experiment. The measured and simulated results of conducted EMI emission are compared to verify the effectiveness of the RCD snubber circuit.

**Index Terms :** EMI suppression, Conducted self resonant frequency, EMI emission, Snubber circuit

### I. Introduction

Switched mode power supplies (SMPS) are one of the most popular supplies used to feed various electronic and electrical devices. However, they also generate the conducted electromagnetic interference (EMI) due to high switching frequency operations [1].

Most of the lossless snubbers proposed in the literature use an additional auxiliary switch (so called: active snubber). It tends to increase the complexity of both power and control circuit. Therefore, the energy-recovery schemes without auxiliary switch (passive snubber) is preferable [2]. In principle, the snubber circuit can reduce the  $dv/dt$  and  $di/dt$  by transferring the switching energy from the switch to the energy storage elements [3].

In high switching frequency operation, the passive components are not ideal because the impedance of devices are varied with switching frequency, shown in Fig. 1. In this paper, the effect of RCD snubber circuit operating and EMI suppression are discussed.

The 100 watts 50 kHz buck converter and the proposed RCD snubber is used for the simulation and the experiment. The RCD snubber is connected in parallel to the main switching device.

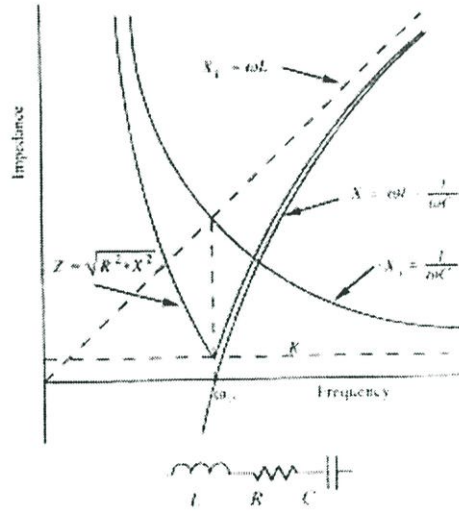


Figure 1: Impedance curves of capacitor model  
 $\omega_0$  = series resonant angular frequency

### II. Simulations and Experiments

The Simulated information:

PSPICE program is used for Figs. 2 and 7, which show the buck converter for simulation and proposed modified circuit. PSPICE is applied to the simulation and the factors used are as follows:

- power MOSFET : IRF840
- diode : MUR180
- starting time : 0  $\mu$ s
- stopping time : 50 ms
- maximum step : 0.01  $\mu$ s

Table 1: Simulations diagram

Conditions	
1	without snubber circuit (with available PSPICE model)
2	without snubber circuit (with modified PSPICE model)
3	with RCD snubber circuit (with modified PSPICE model)

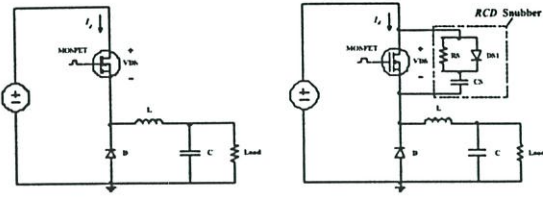
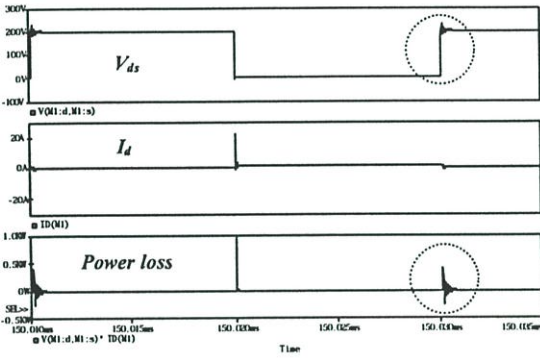
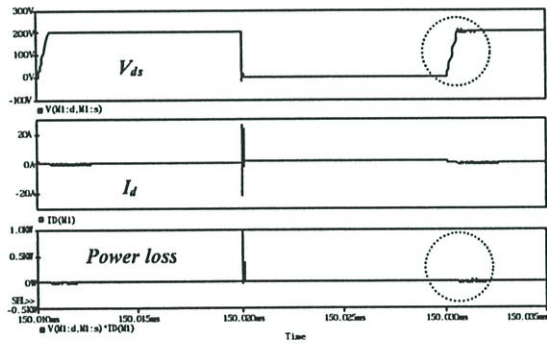


Figure 2: The buck converter circuit without and with RCD snubber circuit for simulation



(a)



(b)

Figure 3: Simulated results

- (a) buck converter without snubber circuit
- (b) buck converter with RCD snubber circuit

Figure 3 shows the simulation results of buck converter circuit without and with RCD snubber circuit.

(a) Simulated voltage, current and power waveforms at the switch in buck converter without RCD snubber circuit.  $dv/dt$ ,  $di/dt$  and power loss during turn-on and turn-off are at high level.

(b) The simulated results with RCD snubber circuit: show  $dv/dt$  and power loss during turn-off is reducing, while  $di/dt$  turn-on is still at high level.

### III. Conducted EMI

The operations of switching devices generate  $dv/dt$  or  $di/dt$ , which can be the cause of EMI emission [4], which can affect the system. The two types of propagation for conducted EMI are differential-mode and common-

mode. Differential-mode propagation takes place between two conductors and common-mode propagation takes place between a group of conductors and ground, as explained in Fig. 4 [5]. In this paper, the common mode is focused.

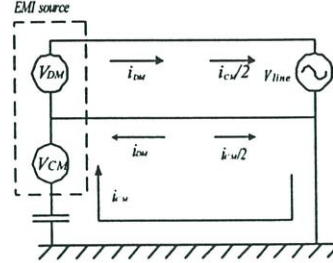


Figure 4: Differential-mode and common-mode conducted EMI

### IV. Test set up for measuring

Test setup is referred to the CISPR16 standard. Conducted EMI is measured with Line Impedance Stabilization Network (LISN), frequency range 150 kHz to 30 MHz. LISN is used to provide standard impedance for the measurement.

#### Experimental Apparatus:

EMI Analyzer: (Agilent model E7401A 9 kHz-1.5 GHz) and LISN (EMCO model 3810/2 50Ω 50/250μH 9 kHz-30MHz) is used in the experiment as shown in Fig.5.

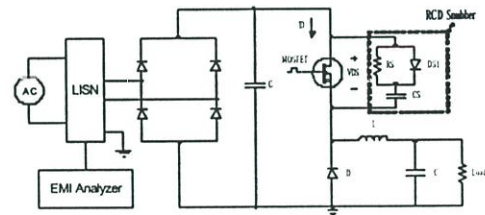


Figure 5: Model of dc to dc converter for EMI testing

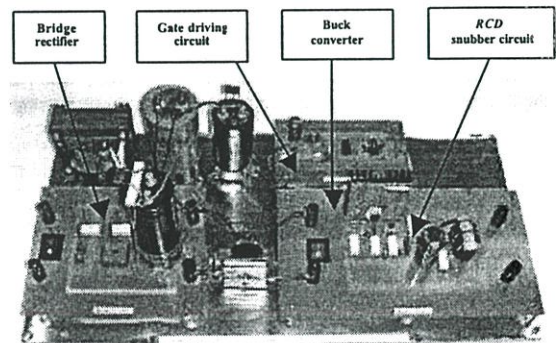


Figure 6: Prototype circuit of DC-DC converter

Figure 6 shows the prototype circuit, which consists of the bridge rectifier, gate driving circuit, buck converter and RCD snubber circuit.

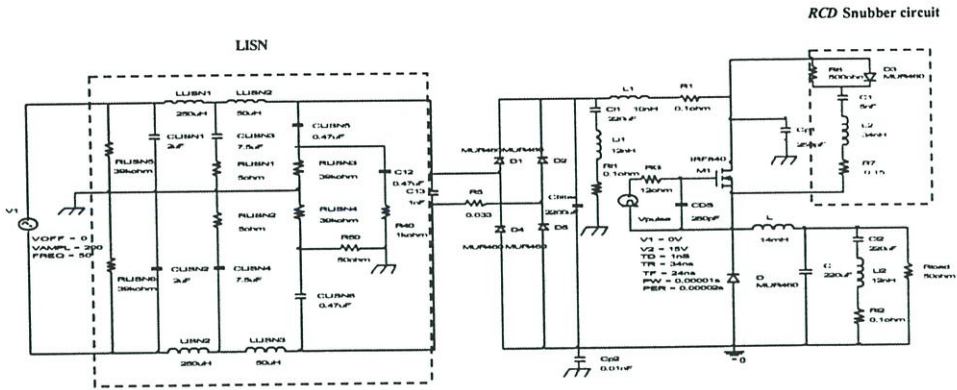


Figure 7: Modified circuit for the simulation

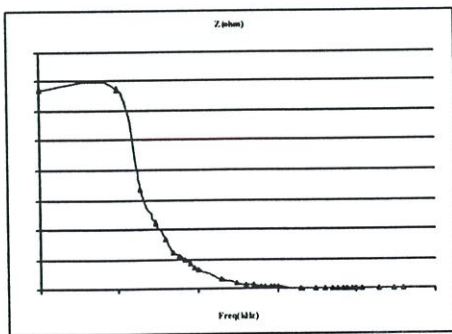
Table 2: Modified PSPICE models

Component	Circuit symbol	PSPICE model
Wire		
Capacitor		
MOSFET		

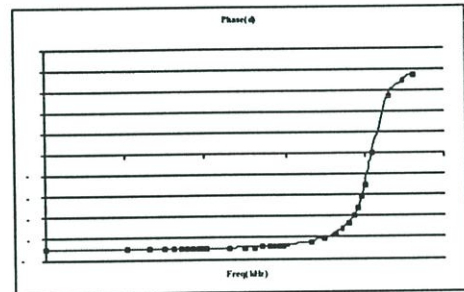
Table 2 shows the modified PSPICE models, which consists of parasitic resistance and inductance. Cp represents the parasitic capacitance between the body of the power MOSFET and the heat sink.

**V. Experimental results and Analysis**

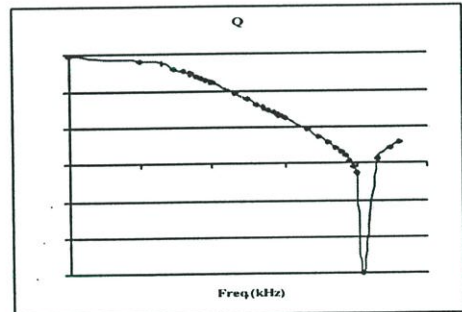
Experimental details are as follows:  
 Vdc: 200 V, fs: 50 kHz, Duty ratio: 0.5, L: 14mH,  
 C: 2200 μF (250V), Cs: 4.7 μF (SRF=12.2 MHz),  
 Rs: 500 Ω



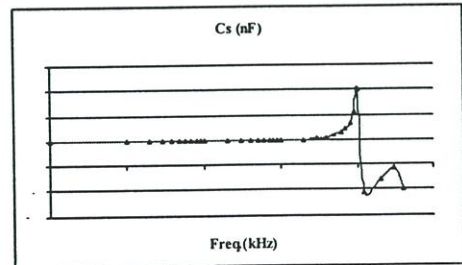
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 8: Experiments of snubber capacitor (Cs)  
 (a) impedance (b) phase  
 (c) Quality factor (d) capacitance

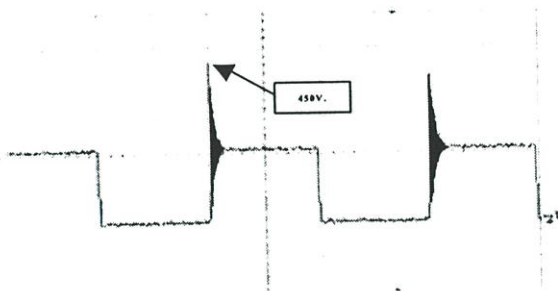


Figure 9:  $V_{ds}$  without snubber circuit  
5µs/div, 100V/div (Measured)

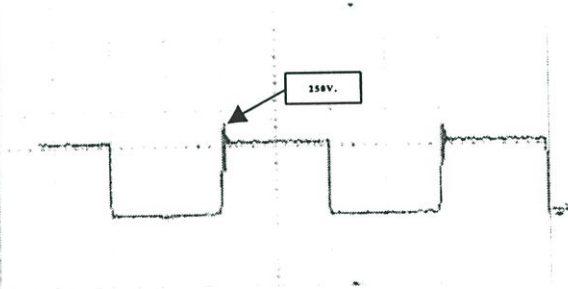
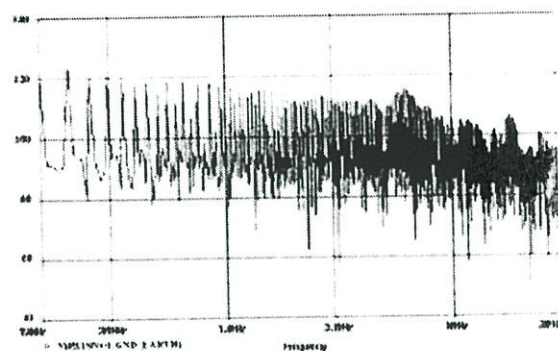


Figure 10:  $V_{ds}$  with  $RCD$  snubber circuit  
5µs/div, 100V/div (Measured)



(c)

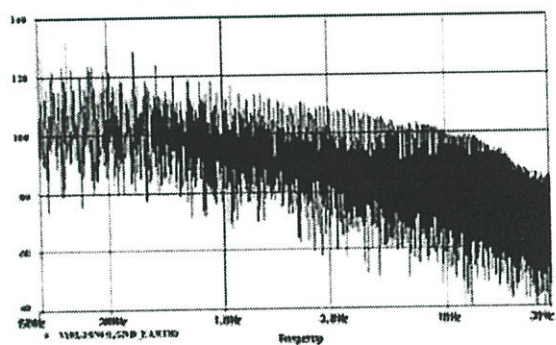
Figure 11: Simulated EMI Noise,  
(a) without snubber circuit (general circuit)  
(b) without snubber circuit (modified circuit)  
(c) with  $RCD$  snubber circuit (modified circuit)

Figure 8 shows the experimental results of the snubber capacitor ( $C_s$ ) consists of impedance, phase,  $Q$  factor and capacitance by LCR meter (HP 4194A impedance/gain-phase analyzer test frequency 100 Hz to 40 MHz). The self-resonant frequency (SRF) of snubber capacitor ( $C_s$ ) is equal to 12.2 MHz.

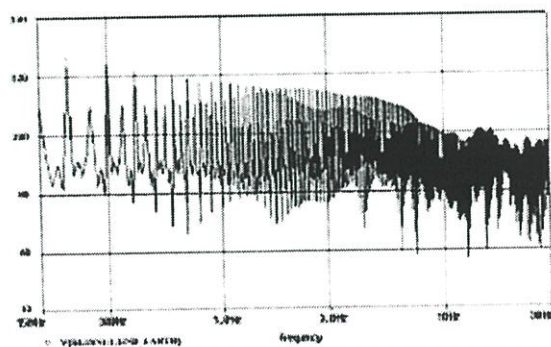
The experimental results shown in Figures 9 to 10 show the effect of snubber circuit to suppress the  $dv/dt$ .

Figure 11 shows the simulated EMI noise of buck converter circuit, with various snubber circuit: simulated EMI noise, without snubber circuit (with available PSPICE model), without snubber circuit (with modified PSPICE model) and with  $RCD$  snubber circuit (with modified PSPICE model), respectively. The simulations are done by using Fourier tool in PSPICE program. Y-axis shows magnitude of CM voltage in dBuV. X-axis expresses the frequency in log scale unit.

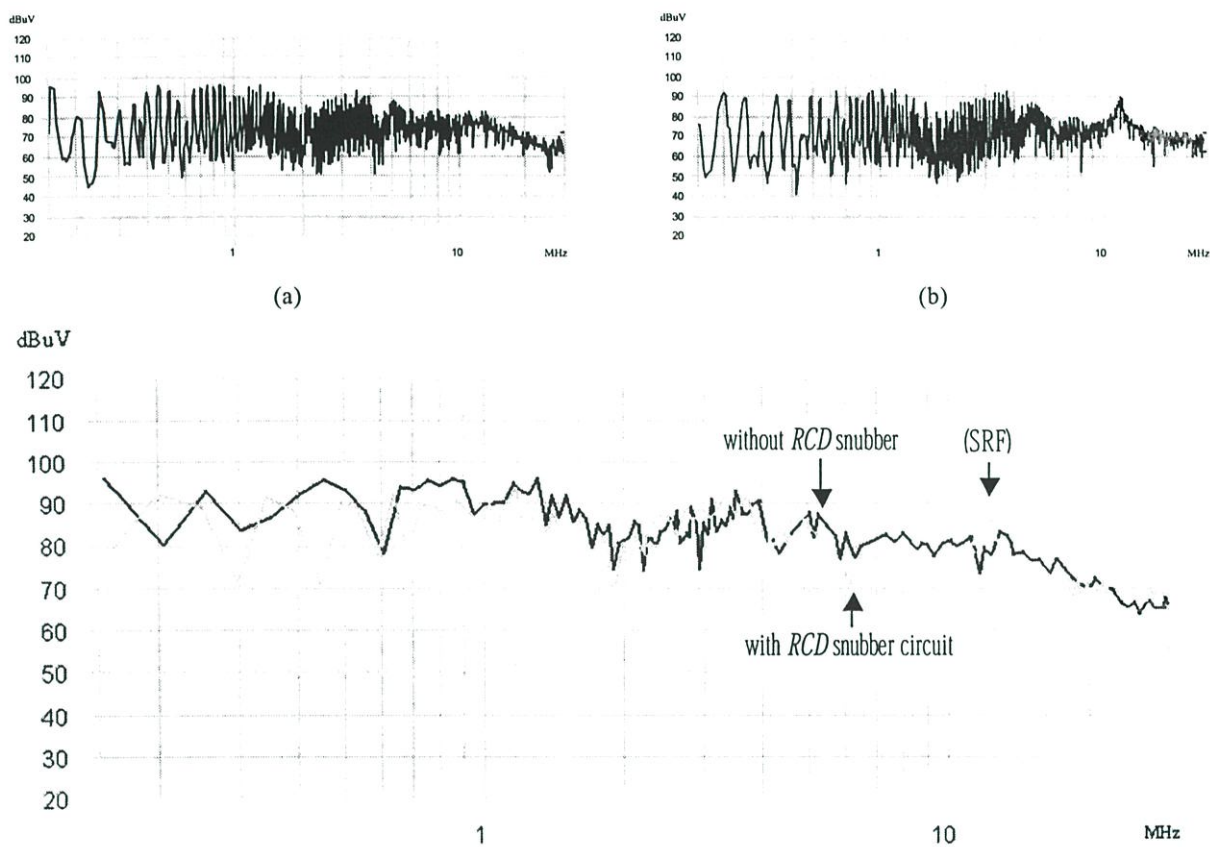
Figure 11(a) shows the result obtained from the simulation of conducted EMI of dc to dc converter (without snubber circuit) with the models which are available in the PSPICE library. The spectrum of the conducted noise obtained through the simulation of dc to dc converter (without snubber circuit) with the modified models and measured noise emission of the real converter have been plotted in figure 11(b) and figure 12(a) respectively. The simulated and measured EMI noise of the dc to dc converter with the  $RCD$  snubber circuit are also presented graphically in figure 11(c) and figure 12(b).



(a)



(b)



**Figure 12:** The experimental results of enveloped spectra conducted EMI emission  
 (a) conducted EMI emission without *RCD* snubber circuit  
 (b) conducted EMI emission with *RCD* snubber circuit  
 (c) comparison between without and with *RCD* snubber circuit

Figure 12 shows the experimental results of conducted EMI emission: (a) without *RCD* snubber circuit, (b) with *RCD* snubber circuit and (c) comparison of conducted EMI without and with *RCD* snubber circuit. It is clarified that the conducted EMI noise reduces about 3 dBuV at 6 MHz-10 MHz due to the *RCD* snubber circuit effect. The peak noise level at the frequency of about 11 MHz is high level due to the self-resonant frequency effect.

In general, the conducted EMI is generated by dc to dc converter. It can be suppressed by using snubber circuit. However, by carefully selection of the components, such as polymer capacitor (snubber capacitor: Cs), the emitted EMI noise can be reduced.

## VI Conclusion

This paper has proposed the analysis of the self-resonant frequency (SRF) effect of the conducted EMI emission suppression on power MOSFET using *RCD* snubber circuit for high frequency buck converter. The measured and simulated results of conducted EMI emission are compared to verify the effectiveness of without and with *RCD* passive snubber circuit. The

PSPICE model has been modified to include EMI-characteristics. The models were used for the simulation of the EMI noise emission of the dc to dc converter without and with *RCD* snubber circuit.

## References

- [1] S. Kaitwanidvilai, K. Aunchaleevarapan, B. Hutawarakorn and Y. Prempraneerach, "The Effect of Switching Frequency and duty cycle on SMPC Conducted Emission: Simulation and Experimental," IPEC '99 Conference Proceedings 1999, vol. 1, pp. 667-672.
- [2] Kenichiro Fujiwara and Hiroshi Nomura, "A Novel Lossless Passive Snubber for Soft-Switching Boost-Type Converters," IEEE Trans. Power Electronics, vol. 14, no.6, 1999, pp.1065-1069.
- [3] H.P. Yee, "An EMI Suppression MOSFET Driver," Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '97 Conference Proceedings 1997, 12th Annual, 1997, vol.1, pp. 242-248.

- [4] Jianwen Shao, Ray L. Lin, Fred C. Lee, and Dan Y. Chen, "Characterization of EMI Performance for Hard and Soft Switched Inverters," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000 APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE, vol. 2, 2000 pp. 1009-1014.
- [5] Richard Redl, "Power Electronics and Electromagnetic Compatibility," Power Electronics Specialists Conference, PESC'96 Record., 27th Annual IEEE, vol.1, pp. 15-21.
- [6] Philip F. Okyere and Lothar Heinemann, "Computer-Aided Analysis and reduction of Conducted EMI in Switching-Mode Power Converter," IEEE 1998, pp. 924-928.
- [7] John C. Fluke, Sr, "Controlling Conducted Emissions by Design," Van Nostrand Reinhold, 1991, pp. 49-63.
- [8] C. U-Yaisom, W. Khan-ngern and S. Nitta, "The Study and Analysis of the Conducted EMI Suppression on Power MOSFET Using Passive Snubber Circuits," ISEC 2002 Conference Proceedings, China, pp. 561-564.



**Mr. Chutipon U-yaisom** was born in 1973, in Bangkok, Thailand. He received the degree of B.Eng. from Mahanakron University of Technology (MUT) in 1996. He researches in the area of EMI on Power Electronics.



**Dr. Werachet Khan-ngern** was born in 1960, in Ubonratchathani, Thailand. He received the degree of B.Eng. and M.Eng. from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL) in 1982 and 1988, respectively. He received his Ph.D. and DIC from Imperial Collage of Science, Technology and Medicine, the University of London in 1997 in the area of power electronics. He is also a technical committee no. 890: in EMC for the Ministry of Industry and a technical committee no. 23: Electronic Ballast for the Green Label, Ministry of Industry. Dr. Khan-ngern continues his research in the area of EMI & EMC and Power Electronics System.



**Prof. Dr. Shuichi Nitta** earned BSEE and Ph.D. from Kyoto University and the University of Tokyo in 1960 and 1978, respectively. After working for the electric industry as a system engineer and quality assurance manager, he had been a professor of Tokyo University of Agriculture and Technology from 1985 to 2001. He retired the above university at the end of March 2001. Since April 2001, he is currently a professor of Salesian Polytechnic. His research interests are EMC maintainability and safety. Dr. Nitta is a member of IEEE, IEICE, IEEJ, SICEJ, REAJ and AFSMI.

## ประวัติผู้เขียน

นายชุตินันท์ อู่ยายโสม เกิดเมื่อวันอาทิตย์ที่ 21 ตุลาคม พ.ศ. 2516 ที่จังหวัดกรุงเทพฯ สำเร็จ การศึกษาระดับปริญญาตรีจาก มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร วิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง (วศบ.ไฟฟ้า กำลัง) ปีการศึกษา 2539

เข้าทำงานในตำแหน่งผู้ช่วยอาจารย์ (สอนวิชาปฏิบัติการ) ที่มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ปี 2540-2542 และตำแหน่งวิทยากรที่ปรึกษาโครงการชุมชนชีวิตธุรกิจไทย (ITB) สถาบันเพิ่มผลผลิต แห่งชาติ ปี 2545 และได้มีโอกาสทำงานเป็นคณะกรรมการจัดงานประชุมวิชาการทางไฟฟ้า EECON ครั้งที่ 24 ณ. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และคณะกรรมการจัดงานประชุม วิชาการนานาชาติ EMC ครั้งที่ 1 ณ. โรงแรมอมารีวอเตอร์เกต (ประเทศไทย)