

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

บัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุลสองสวิตช์
เพื่อการลดสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมด

TWO SWITCHES BALANCED BUCK CONVERTER
FOR COMMON-MODE NOISE REDUCTION



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 60456
วัน,เดือน,ปี 29 ส.ย. 2549

b..... 11586370
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พศ 2548

ISBN 974-15-1973-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TWO SWITCHES BALANCED BUCK CONVERTER
FOR COMMON-MODE NOISE REDUCTION



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULLFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE
MASTER OF ENGINEERING IN CONTROL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2005

ISBN 974-15-1973-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2005

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

บัคคอนเวอเตอรแบบสมดุสองสวิตซ์
เพื่อการลดสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมด

นักศึกษา

นาย วรงค์ กาญจนโสภา

รหัสนักศึกษา

45060305

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมระบบควบคุม

พ.ศ.

2548

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ. ดร โยธิน เปรมปราณีรัชต์

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม

ผศ. พรสุข รติโรจน์อนันต์

บทคัดย่อ

แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ในแหล่งจ่ายสวิตซ์ ซึ่งโดยส่วนใหญ่เกิดจาก กระแสรบกวนแบบคอมมอนโหมด ความเข้าใจกลไกการเกิดสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมด ทำให้ได้ วิธีการที่มีหลักเกณฑ์ในการแก้ปัญหาการรบกวนแบบคอมมอนโหมดในแหล่งจ่ายสวิตซ์ได้ สัญญาณรบกวนคอมมอนโหมดส่วนใหญ่เกิดจากวงจรที่ไม่สมดุล ซึ่งเป็นสาเหตุทำให้เกิดคาปาซิทีพดัดปลั่งลงสู่กราวด์เฟรมโดยผ่านฮีทซิงค์ของอุปกรณ์สวิตซ์

ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอวิธีการสมดุลในวงจรบัคคอนเวอเตอรแบบใหม่ที่มีประสิทธิภาพ ด้วยการแบ่งสัดส่วนค่าพาราซิติกคาปาซิแตนซ์ต่างๆในวงจรให้ถูกต้อง พร้อมกับเสริมคาปาซิเตอร์ชดเชย ซึ่งเป็นวิธีการที่เรียกว่า การสมดุลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์ สามารถกระทำได้ ด้วยการสมดุลที่ภาคแหล่งจ่ายไฟตรง ภาคสายส่ง และที่ภาคโหลด เป็นผลทำให้กระแสรบกวนแบบคอมมอนโหมดเกิดการหักล้างกันขึ้นที่กราวด์เฟรม ซึ่งสามารถยืนยันแนวคิดการลดสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมดนี้ได้ด้วยผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Two Switches Balanced Buck Converter for Common-Mode Noise Reduction
Student	Mr. Warong Kanjanasopa
Student ID.	45060305
Degree	Master of Engineering
Programme	Control Engineering
Year	2005
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Yothin Prempraneerach
Thesis Co-Advisor	Asst. Prof. Pomsuk Ratirojanant

ABSTRACT

The EMI noise source in a switching mode power supply is dominated by a common mode noise. If we can understand the common mode noise occurring mechanism, it is resulted to find out the method to suppress the EMI noise source in the switching mode power supply. The common mode noise is mostly occurred due to circuit is unbalanced which is caused by the capacitive coupling to frame ground, which passes through a heatsink of the switching devices.

This research paper presents the new effectively balancing method of buck converter circuit by mean of grounding the parasitic and compensation capacitors in correct proportion which is called that the common mode impedance balance (CMIB). The CMIB can be achieved by source, transmission line and termination balanced, such balancing, the common mode current will be cancelled out in the frame ground. The greatly reduced common mode noise can be confirmed by the experimental results.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำวิทยานิพนธ์ในครั้งนี้ได้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี เนื่องจากผู้วิจัยได้รับความเมตตาจาก รองศาสตราจารย์ ดร. โยธิน เปรมปราณีรัชต์ ที่ได้ให้คำแนะนำแก่ผู้วิจัยตลอดมา ทำให้ผู้วิจัยมีแรงบันดาลใจในการทำงานอย่างมีระบบได้ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม และ ศูนย์ทดสอบผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าและ อิเล็กทรอนิกส์ (PTEC) ที่เอื้อเฟื้อ สถานที่ อุปกรณ์และเครื่องมือ รวมทั้งสิ่งอำนวยความสะดวก ต่าง ๆ เจ้าหน้าที่ทุกท่าน จนสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้สำเร็จลุล่วง

ขอขอบพระคุณคณาจารย์ที่ได้อบรม และให้ความรู้ทั้งในอดีต และปัจจุบัน ที่เคยสอนผู้วิจัย จนสามารถเรียนรู้และสร้างสมประสบการณ์เพื่อนำมาทำเป็นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้

และสุดท้ายขอกราบขอบพระคุณ บิดา-มารดา ที่ได้ให้การสนับสนุนอบรมสั่งสอนข้าพเจ้าเสมอมา และยังให้โอกาสแก่ผู้วิจัยได้ศึกษาเล่าเรียนจนถึงปัจจุบันข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่านดังที่กล่าว มาแล้วทุกท่านเทอญ

วรงค์ กาญจนโสภา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	4
1.5 ขั้นตอนของการศึกษาและการดำเนินการวิจัย.....	5
บทที่ 2 แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน และเทคนิคการวัด.....	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 ความหมายของสัญญาณรบกวน.....	7
2.3 อุปกรณ์และเครื่องมือวัด สัญญาณรบกวน.....	8
2.3.1 โครงข่ายสร้างเสถียรภาพอิมพีแดนซ์.....	8
2.3.2 ตัวรับสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.....	10
2.4 หน่วยพื้นฐาน และการอ้างอิงสัญญาณรบกวน.....	12
บทที่ 3 มอสเฟตกำลังและการประยุกต์ใช้งาน.....	6
3.1 บทนำ.....	6
3.2 ความหมายของค่าพารามิเตอร์ และค่าพิกัดทางไฟฟ้าต่างๆของมอสเฟต.....	18
3.3 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของมอสเฟต.....	20
3.3.1 คุณสมบัติทางเอาพุทระหว่างกระแสกับแรงดัน.....	20
3.3.2 คุณสมบัติทางเอาพุทระหว่างความต้านทานกับกระแส.....	22
3.3.3 คุณสมบัติของตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟต.....	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ 3.3.3.1 ค่าคาปาซิแตนซ์แฝง ระหว่างขั้วเกต-ซอร์ส อนุญาตให้ส่งไปใช้ประโยชน์ได้ 25 ร.ค.า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.3.3.2 ค่าคาปาซิแตนซ์แฝง ระหว่างขั้วเดรน-เกต.....	26
3.3.3.3 ค่าคาปาซิแตนซ์แฝง ระหว่างขั้วเดรน-ซอร์ส.....	27
3.3.4 คุณสมบัติของประจุเกต.....	27
3.3.5 ไดโอดบอดี้แฝงของมอสเฟตกำลัง.....	27
3.4 คุณสมบัติการทำงานในพื้นที่ปลอดภัย.....	29
3.5 การทำงานของมอสเฟตในช่วงไดนามิก.....	31
บทที่ 4 บัคคอนเวอเตอร์.....	33
4.1 หลักการทำงานของบัคคอนเวอเตอร์แบบธรรมดา.....	33
4.1.1 การวิเคราะห์การทำงานของบัคคอนเวอเตอร์แบบธรรมดา.....	35
4.2 สัญญาณรบกวนในบัคคอนเวอเตอร์แบบธรรมดา.....	39
4.2.1 กลไกการเกิดสัญญาณรบกวนขณะมอสเฟตนำกระแส.....	41
4.2.2 กลไกการเกิดสัญญาณรบกวนขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส.....	43
4.3 การดัดแปลงโทปอโลยีเพื่อการจัดสมดุล.....	44
4.3.1 การดัดแปลงจัดสมดุลแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน.....	45
4.3.2 การดัดแปลงจัดสมดุลอิมพีแดนซ์.....	45
4.4 หลักการทำงานของบัคคอนเวอเตอร์แบบสองสวิตช์.....	46
4.4.1 การวิเคราะห์การทำงานของบัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุลสองสวิตช์.....	46
4.5 หลักการหักล้างสัญญาณรบกวนในบัคคอนเวอเตอร์สองสวิตช์.....	52
4.6 ปัญหาการจัดสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน.....	53
4.6.1 การทำงานของวงจร RCD สลับเบอร์ร่วมกับบัคคอนเวอเตอร์.....	54
บทที่ 5 มุมมองของการจัดสมดุล.....	56
5.1 บทนำ.....	56
5.2 การจัดสมดุลคอมมอนโหมดแบบบริดจ์สมดุล.....	56
5.2.1 การจัดสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมด.....	57
5.2.2 การจัดสมดุลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์.....	57
5.3 มุมมองการจัดสมดุลกระแส กับวงจรสลับเบอร์.....	60

เอกสารนี้เป็นเอกสาร 5.3.1 การทำงานในดีพีเพื่อเรนจ์เฮลโหมด ขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส 61 ราคา
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.3.2 การทำงานในดิฟเฟอเรนเชียลโหมด ขณะมอสเฟตนำกระแส.....	62
5.4 กลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส.....	63
5.4.1 ลูปกระแสคอมมอนโหมด ทรานสมิสชัน-เทอร์มิเนชัน.....	64
5.4.1.1 ลูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านส่ง-กราวด์เฟรม.....	64
5.4.1.2 ลูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านกลับ-กราวด์เฟรม.....	65
5.4.2 ลูปกระแสคอมมอนโหมดระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรง-ทรานสมิสชัน.....	65
5.4.2.1 ลูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านส่ง-กราวด์เฟรม.....	66
5.4.2.2 ลูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านกลับ-กราวด์เฟรม.....	66
5.4.3 ลูปกระแสคอมมอนโหมดระหว่างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทั้งสอง.....	67
5.5 กลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดขณะมอสเฟตนำกระแส.....	68
5.5.1 ลูปกระแสคอมมอนโหมด ทรานสมิสชัน-เทอร์มิเนชัน.....	69
5.5.1.1 ลูปกระแสคอมมอนโหมด สายไฟด้านส่ง-กราวด์เฟรม.....	69
5.5.1.2 ลูปกระแสคอมมอนโหมด สายไฟด้านกลับ-กราวด์เฟรม.....	70
5.5.2 ลูปกระแสคอมมอนโหมด แหล่งจ่ายไฟตรง-ทรานสมิสชัน.....	70
5.5.2.1 ลูปกระแสคอมมอนโหมด สายไฟด้านส่ง-กราวด์เฟรม.....	71
5.5.2.2 ลูปกระแสคอมมอนโหมด สายไฟด้านกลับ-กราวด์เฟรม.....	71
5.6 การปรับปรุงเส้นทางเดินของกระแสคอมมอนโหมดบนสายส่ง.....	72
บทที่ 6 เทคนิคการสร้างกลไกการหักล้างบนฮีทซิงค์.....	76
6.1 บทนำ.....	76
6.2 ผลกระทบจากตัวเก็บประจุแฝงของฮีทซิงค์กับตัวถังอุปกรณ์.....	77
6.3 การสร้างกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดบนฮีทซิงค์ของมอสเฟต.....	78
6.3.1 กลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมด ขณะมอสเฟตนำกระแส.....	79
6.3.1.1 ลูปกระแสคอมมอนโหมด แหล่งจ่ายไฟตรง-เทอร์มิเนชัน.....	81
6.3.1.2 ลูปกระแสคอมมอนโหมด ทรานสมิสชัน-แหล่งจ่ายไฟตรง.....	81
6.3.1.3 ลูปกระแสคอมมอนโหมดในฮีทซิงค์ของมอสเฟต.....	82
6.3.2 กลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมด ขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส.....	83
6.3.2.1 ลูปกระแสคอมมอนโหมด แหล่งจ่ายไฟตรง-เทอร์มิเนชัน.....	85
6.3.2.2 ลูปกระแสคอมมอนโหมด ทรานสมิสชัน-แหล่งจ่ายไฟตรง.....	86

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่... ใช้ประโยชน์ด้านวิชาการ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
6.3.2.3 รูปกระแสคอมมอนโหมดในฮีทซิงค์ของมอสเฟต.....	87
6.3.2.4 รูปกระแสรบกวนระหว่างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทั้งสอง.....	88
6.4 กลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดบนฮีทซิงค์ ของมอสเฟต-ไดโอด.....	89
6.4.1 กลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมด ขณะมอสเฟตเริ่มนำกระแส.....	91
6.4.1.1 รูปกระแสคอมมอนโหมดขณะมอสเฟตเริ่มนำกระแส.....	92
6.4.2 กลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมด ขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส.....	93
6.4.2.1 รูปกระแสคอมมอนโหมดขณะมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส.....	93
6.4.2.2 รูปกระแสรบกวนระหว่างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทั้งสอง.....	94
6.5 การสร้างกลไกการหักล้างบนฮีทซิงค์ ร่วมกับการปรับปรุงสายส่ง.....	95
6.6 สรุปกลไกการหักล้าง กระแสรบกวนระหว่างรูป.....	98
บทที่ 7 ผลการทดลองหรือการวิเคราะห์.....	100
7.1 การตั้งกรณีศึกษา เพื่อการทดสอบ.....	100
7.2 เงื่อนไขที่ใช้ในการทดสอบ.....	101
7.3 ศึกษาและทดลอง สัญญาณรบกวนในบัคคอนเวอเตอร์แบบดั้งเดิม.....	102
7.4 ศึกษาและทดลอง ผลกระทบไดโอดฟรีวีลลิ่งในบัคคอนเวอเตอร์แบบสองสวิตช์.....	109
7.5 ศึกษาและทดลอง การทำงานของบัคคอนเวอเตอร์แบบสองสวิตช์.....	116
7.6 ศึกษาและทดลอง ผลกระทบจากฮีทซิงค์ของมอสเฟต และไดโอด.....	122
7.7 ศึกษา เพื่อลดผลกระทบจากฮีทซิงค์ของมอสเฟตทั้งสองและไดโอดฟรีวีลลิ่ง.....	125
7.8 ศึกษาสร้างกลไกการหักล้างบนฮีทซิงค์ ร่วมกับการปรับแต่งภาคทรานสมิสชัน.....	132
7.9 สรุปเปรียบเทียบสัญญาณรบกวน ในโดเมนความถี่ และโดเมนเวลา.....	136
บทที่ 8 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	138
เอกสารอ้างอิง.....	143
ภาคผนวก.....	144

เอกสารประวัติผู้เขียนนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ได้ 152 คำ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
7.1 ผลการทดสอบไดโอดพีวีเซลล์เพื่อศึกษาการก่อเกิดสัญญาณรบกวน.....	115
7.2 ค่าพารามิเตอร์ของคอนเวอเตอร์จากการปรับละเอียดที่อยู่ในรูปของค่าความจุ.....	135
7.3 ย่านความถี่ของแรงดันคอมมอนโหมดบน 3 ภาควงของคอนเวอเตอร์สมดุล.....	136
7.4 ย่านความถี่ของกระแสคอมมอนโหมดบน 3 ภาควงของคอนเวอเตอร์สมดุล.....	137



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงการแบ่งประเภทของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าตามย่านความถี่.....	6
2.2 กระแส และแรงดัน EMI ของดิฟเฟอเรนเชียลโหมดและคอมมอนโหมด.....	8
2.3 แสดงไดอะแกรมโครงสร้างของ LISN ขณะเชื่อมอยู่กับตัวรับ EMI และ EUT.....	9
2.4 แสดงคุณลักษณะ อิมพีแดนซ์ที่ตอบสนองต่อความถี่ของ LISN.....	10
2.5 ไดอะแกรมการทำงานของตัวรับสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ตาม CISPR.	10
2.6 เปรียบเทียบระดับของสัญญาณสามชนิด ที่ต้องการตรวจจับโดยตัวดีเท็คเตอร์.....	11
3.1 คุณสมบัติกระแสกับแรงดันของมอสเฟตชนิด เอนแซนแนลเอนฮานเม้นท์.....	20
3.2 เคฟของการทรานสเฟอร์แสดงกระแสเดรนขึ้นอยู่กัแรงดันเกต-ซอร์ส.....	22
3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทาน $R_{DS(on)}$ กับกระแสเดรน และอุณหภูมิ.....	23
3.4 ตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขั้วสูขั้วของมอสเฟต.....	23
3.5 ค่าของตัวเก็บประจุแฝงของ IRFP150N ที่ขึ้นอยู่กัแรงดันเดรน-ซอร์ส.....	24
3.6 แสดงผังโครงสร้างภายในของมอสเฟตกำลังที่แสดงการเกิดตัวเก็บประจุแฝง.....	25
3.7 แสดงค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันเดรน [12].....	26
3.8 ประจุเกตที่ต้องการใช้เพื่อให้ IRFP150P เริ่มนำกระแส.....	27
3.9 แสดงการฟื้นตัวของไดโอดแฝงบอดี [15].....	28
3.10 แสดงผังโครงสร้างภายในของมอสเฟตกำลัง [12].....	29
3.11 ค่าประสิทธิผลของค่าความร้อนชั่วคราวจากรอยต่อสูตัวถังของ IRFP150N.....	30
3.12 เคฟการทำงานในพื้นที่ปลอดภัยขณะฟอร์เวิร์สไบอัสของ IRFP150N.....	30
3.13 พลังงานพังทลายกัอุณหภูมิรอยต่อของ IRFP150N.....	31
3.14 ไดนามิกโมเดลของมอสเฟตกำลัง.....	32
3.15 แสดงมอสเฟตไดนามิกโมเดลในบ้คคอนเวอเตอร์แบบสมดุสองสวิทช์.....	32
4.1 แสดงการใช้สวิทช์โยกสองทาง ในการสร้างแรงดันรูปคลื่นพัลส์สี่เหลี่ยม.....	33
4.2 แสดงรูปคลื่นของแรงดัน $V_S(t)$ ที่เกิดจากการสวิทช์แรงดันด้วย สวิทช์โยกสองทาง.....	34
4.3 แสดงการเพิ่มวงจรรองความถี่ต่ำ เพื่อกำจัดองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ที่ไม่ต้องการ.....	34
4.4 แสดงการใช้สวิทช์สารกึ่งตัวนำแทนที่สวิทช์โยกสองทาง.....	34
4.5 แสดงการทำงานในโหมดที่1 ขณะสวิทช์มอสเฟตอยู่ในสภาวะนำกระแส.....	35
4.6 แสดงการทำงานในโหมดที่2 ขณะสวิทช์มอสเฟตอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส.....	35
เอกส 4.7 แสดงรูปคลื่นของแรงดัน และกระแส ในบ้คคอนเวอเตอร์ ขณะที่มีกระแสต่อเนื่อง.....	38

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.8 คอมมอนโหมดโมเดลของบักคอนเวเตอร์แบบธรรมดา.....	39
4.9 โมเดลแสดงการเกิดกระแสคอมมอนโหมด ขณะมอสเฟตนำกระแส.....	40
4.10 โมเดลแสดงการเกิดกระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมด ขณะมอสเฟตนำกระแส.....	40
4.11 โมเดลแสดงการเกิดกระแสคอมมอนโหมด ขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส.....	42
4.12 แสดงการเกิดกระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมด ขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส.....	42
4.13 โทโปโลยีของบักคอนเวเตอร์แบบธรรมดา.....	44
4.14 โทโปโลยีของบักคอนเวเตอร์ที่เกิดจากการดัดแปลงเป็นแบบสมดุสองสวิตช์.....	45
4.15 แสดงการทำงานในโหมดที่1 ขณะสวิตช์มอสเฟตอยู่ในสภาวะนำกระแส.....	47
4.16 แสดงการทำงานในโหมดที่2 ขณะสวิตช์มอสเฟตอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส.....	47
4.17 แสดงรูปคลื่นแรงดัน และกระแสในบักคอนเวเตอร์สองสวิตช์.....	51
4.18 แสดงบักคอนเวเตอร์แบบสมดุ กับ RCD สนับเบอร์.....	53
4.19 แสดงการทำงานของ RCD สนับเบอร์กับบักคอนเวเตอร์ ในช่วงเวลาไดนามิค.....	54
4.20 แสดงการทำงานของ RCD สนับเบอร์กับบักคอนเวเตอร์ ในช่วงเวลาสแตติก.....	54
5.1 แหล่งกำเนิดแรงดันคอมมอนโหมดทั้งสองที่มีขนาดเท่ากันแต่มีขั้วที่ตรงข้ามกัน.....	57
5.2 คอมมอนโหมดโมเดล ที่มีการจัดสมดุตามแนวคิด CMIB และ CMSB.....	58
5.3 บักคอนเวเตอร์ ที่มีการจัดสมดุกระแสคอมมอนโหมด กับวงจรสับเบอร์.....	60
5.4 แสดงการสมดุกระแสในดิฟเฟอเรนเชียลโหมด ขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส.....	62
5.5 แสดงการสมดุกระแสในดิฟเฟอเรนเชียลโหมด ขณะมอสเฟตทั้งสองนำกระแส.....	63
5.6 แสดงการทำงานในคอมมอนโหมด ขณะมอสเฟตทั้งสองหยุดนำกระแส.....	64
5.7 วงจรสมมุทธ์แสดงการทำงาน ในคอมมอนโหมด ขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส.....	66
5.8 แสดงการทำงานในคอมมอนโหมด ขณะมอสเฟตทั้งสองนำกระแส.....	69
5.9 วงจรสมมุทธ์แสดงการทำงาน ในคอมมอนโหมด ขณะมอสเฟตทั้งสองนำกระแส.....	71
5.10 คอมมอนโหมดโมเดลที่มีการสร้างเส้นทางเดินของกระแสความถี่สูงบนสายส่ง.....	73
5.11 วงจรสมมุทธ์ที่มีตัวเก็บประจุสายส่ง ขณะมอสเฟตนำกระแส.....	74
5.12 วงจรสมมุทธ์ที่มีตัวเก็บประจุสายส่ง ขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส.....	75
6.1 แสดงการเกิดตัวเก็บประจุแฝงระหว่างอีทีซิ่งกับมอสเฟตทั้งสอง.....	77
6.2 แสดงการเสริมตัวเก็บประจุชดเชยทั้งสอง C_{comM} บนอีทีซิ่งของมอสเฟต.....	78

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.3 แสดงกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดขณะมอสเฟตนำกระแส.....	79
6.4 วงจรเทียบเคียงคอมมอนโหมดบริดจ์สมดุล ขณะมอสเฟตนำกระแส.....	80
6.5 แสดงกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส.....	84
6.6 วงจรเทียบเคียงคอมมอนโหมดบริดจ์สมดุล ขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส.....	84
6.7 การเกิดตัวเก็บประจุแฝง C_{hsM} และ C'_{hsM} ของมอสเฟตและ C_{hsD} ของไดโอด.....	89
6.8 แสดงการเสริมตัวเก็บประจุขดเชย C_{com} บนขั้วหนึ่งของมอสเฟต-ไดโอด.....	90
6.9 แสดงกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดขณะมอสเฟตนำกระแส.....	91
6.10 วงจรเทียบเคียงคอมมอนโหมดบริดจ์สมดุล ขณะมอสเฟตนำกระแส.....	92
6.11 แสดงกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส.....	93
6.12 วงจรเทียบเคียงคอมมอนโหมดบริดจ์สมดุล ขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส.....	94
6.13 กลไกการหักล้างที่มีการสร้างเส้นทางเดินของกระแสความถี่สูงบนสายส่ง.....	96
6.14 วงจรเทียบเคียงคอมมอนโหมดบริดจ์สมดุล ขณะมอสเฟตนำกระแส.....	97
6.15 วงจรเทียบเคียงคอมมอนโหมดบริดจ์สมดุล ขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส.....	98
7.1 วงจรบัคคอนเวอเตอร์แบบธรรมดาที่ใช้ในการทดสอบ.....	102
7.2 สเปคตรัมสัญญาณรบกวนของบัคคอนเวอเตอร์แบบดั้งเดิม.....	103
7.3 เปรียบเทียบ V_{DS} กับ V_{GS} ขณะกระแส $I_o = 1.7A$	103
7.4 เปรียบเทียบ V_{DS} กับ V_{GS} ขณะกระแส $I_o = 6.7A$	104
7.5 เปรียบเทียบ V_{DS} กับ $V_{DF(KA)}$ ขณะกระแส $I_o = 1.7A$	104
7.6 เปรียบเทียบ V_{DS} กับ $V_{DF(KA)}$ ขณะกระแส $I_o = 6.7A$	105
7.7 เปรียบเทียบ V_{ts} กับ V_{in} ขณะกระแส $I_o = 1.7A$	105
7.8 เปรียบเทียบ V_{ts} กับ V_{in} ขณะกระแส $I_o = 6.7A$	106
7.9 เปรียบเทียบ I_{cin} กับ V_{in} ขณะกระแส $I_o = 6.7A$	106
7.10 เปรียบเทียบ V_{DS} กับ V_L ขณะกระแส $I_o = 6.7A$	107
7.11 เปรียบเทียบ V_o กับ V_L ขณะกระแส $I_o = 1.7A$	107
7.12 เปรียบเทียบ V_o กับ V_L ขณะกระแส $I_o = 6.7A$	107
7.13 บัคคอนเวอเตอร์แบบสองสวิตช์ที่ใช้ในการทดสอบ.....	109
7.14 เปรียบเทียบ V_{DFAK} กับ I_{DF} ขณะกระแส $I_o = 1.7A$	110
7.15 เปรียบเทียบ V_{DFAK} กับ I_{DF} ขณะกระแส $I_o = 6.7A$	111

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
7.16 รูปคลื่น $V_{DF,KA}$ เปรียบเทียบกับ I_{DF} ทดสอบขณะกระแสภาระ $I_o = 0.7A$	112
7.17 รูปคลื่น $V_{DF,KA}$ เปรียบเทียบกับ I_{DF} ทดสอบขณะกระแสภาระ $I_o = 0.7A$	112
7.18 รูปคลื่น $V_{DF,KA}$ เปรียบเทียบกับ I_{DF} ทดสอบขณะกระแสภาระ $I_o = 1.7A$	113
7.19 รูปคลื่น $V_{DF,KA}$ เปรียบเทียบกับ I_{DF} ทดสอบขณะกระแสภาระ $I_o = 1.7A$	113
7.20 รูปคลื่น $V_{DF,KA}$ เปรียบเทียบกับ I_{DF} ทดสอบขณะกระแสภาระ $I_o = 6.7A$	114
7.21 รูปคลื่น V_{ts} เปรียบเทียบกับ V'_{ts} ทดสอบขณะกระแสภาระ $I_o = 1.7A$	114
7.22 บัคคอนเวอเตอร์แบบสองสวิทช์ที่ใช้ในการทดสอบ ขณะไม่ต่อฮีทซิงลงกราวด์	116
7.23 สเปกตรัมสัญญาณรบกวน บัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุลง ขณะฮีทซิงไม่ลงกราวด์	117
7.24 รูปคลื่น V_L และ V'_L เปรียบเทียบกับ $V_{DF,KA}$ ขณะกระแสภาระ $I_o = 1A$	117
7.25 รูปคลื่น V_{GS} เปรียบเทียบกับ V'_{GS} ทดสอบขณะไม่มีภาระ	118
7.26 รูปคลื่น v_{DS} และ v'_{DS} เปรียบเทียบกับ v_{GS} และ v'_{GS} ; ขณะกระแสภาระ $I_o = 1A$	118
7.27 รูปคลื่น v_s และ v'_s เปรียบเทียบกับ i_{11} และ i'_{11} ขณะกระแสภาระ $I_o = 1A$	119
7.28 รูปคลื่น v_{ts} และ v'_{ts} เปรียบเทียบกับ v_{tm} และ v'_{tm} ; ขณะกระแสภาระ $I_o = 1A$	119
7.29 รูปคลื่น i_{12} และ i'_{12} ขณะกระแสภาระ $I_o = 1A$	120
7.30 บัคคอนเวอเตอร์แบบสองสวิทช์ ที่ใช้ในการทดสอบ ขณะต่อฮีทซิงลงกราวด์เฟรม	122
7.31 รูปคลื่น V_{in} เปรียบเทียบกับ I_{cin} ทดสอบขณะกระแสภาระ $I_o = 0.6A$	123
7.32 รูปคลื่น V_{ts} เปรียบเทียบกับ i_{hsD} ทดสอบขณะกระแสภาระ $I_o = 0.6A$	123
7.33 บัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุลงที่ใช้ในการทดสอบ ขณะชดเชยตัวเก็บประจุแฝง	125
7.34 สเปกตรัมสัญญาณรบกวน บัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุลง ขณะมีตัวเก็บประจุชดเชย	126
7.35 รูปคลื่น i_{11} และ i'_{11} ขณะกระแสภาระ $I_o = 1.7A$	126
7.36 รูปคลื่น v_{ts} และ v'_{ts} ขณะกระแสภาระ $I_o = 1.7A$	127
7.37 รูปคลื่น V_{ts} เปรียบเทียบกับ V'_{ts} ขณะกระแสภาระ $I_o = 6.7A$	127
7.38 รูปคลื่น i_{comM} และ i'_{hsM} ขณะกระแสภาระ $I_o = 1.7A$	128
7.39 รูปคลื่น i_{hsD} และ i_{comD} ขณะกระแสภาระ $I_o = 1.7A$	128
7.40 รูปคลื่น i_{hsD} และ i_{comD} ขณะกระแสภาระ $I_o = 6.7A$	129
7.41 รูปคลื่น V_{tm} และ V'_{tm} เปรียบเทียบกับ i_{12} และ i'_{12} ขณะกระแสภาระ $I_o = 1.7A$	129
7.42 รูปคลื่น V_{tm} และ V'_{tm} เปรียบเทียบกับ i_{12} และ i'_{12} ขณะกระแสภาระ $I_o = 6.7A$	130

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
7.43 บัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุลที่ใช้ในการทดสอบ กับการปรับแต่งภาคทรานสมิสชัน.....	132
7.44 สเปคตรัมสัญญาณบัคคอนเวอเตอร์กับตัวเก็บประจุชดเชย-ตัวเก็บประจุสายส่ง.....	133
7.45 รูปคลื่น I_{12} เปรียบเทียบกับ I'_{12} ขณะกระแสการะ $I_0 = 1.7A$	133
7.46 เปรียบเทียบ ขนาดของสัญญาณรบกวน ระหว่าง 4 กรณีศึกษา.....	136



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

โดยปกติวงจรของสวิตช์บังคับคอนเวอเตอร์แบบธรรมดาคจะเป็นโทโปโลยีที่มีอิมพีแดนซ์ระหว่างสายส่งด้านบวกกับสายส่งด้านลบไม่สมดุล เมื่อมันทำงาน จึงเป็นสาเหตุของการเกิดสัญญาณรบกวนแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด นอกจากนี้ ทุกๆ โหนดในสวิตช์คอนเวอเตอร์จะถูกเทียบกับกราวด์เฟรม ทั้งๆ ที่มันไม่ได้ต่อกับกราวด์เฟรม ทั้งนี้เพราะโหนดเหล่านั้นมีพาราซิติกคาปาซิแตนซ์ลิงค์สู่กราวด์เฟรม โดยผ่านอากาศที่เป็นไดอิเล็กทริก เมื่อเกิดมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอย่างฉับพลันขึ้น สามารถไปกระทำกับพาราซิติกคาปาซิแตนซ์เหล่านั้น มันจึงกลายเป็นเส้นทางเดินแบบคาปาซิทิฟของกระแสความถี่สูง หรือเป็นส่วนที่ทำให้เกิด หรือผลิตกระแสรบกวนแบบคอมมอนโหมดไหลลงสู่กราวด์เฟรม

นอกจากนี้ เนื่องจากความต้องการอีทีซิงค์ เพื่อให้ในการระบายความร้อนของอุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์ ทำให้เกิดค่าพาราซิติกคาปาซิแตนซ์ ระหว่างขาเดรนของสวิตช์มอสเฟต และขาแคโทดของไดโอด กับกราวด์เฟรมโดยผ่านอีทีซิงค์ ก็จะทำให้เกิดปัญหาที่ซีเรียสได้เช่นกัน คือกระแสรบกวนคอมมอนโหมดแบบผ่านสายตัวนำ ที่มีรูปร่างพัลซ์ขนาดใหญ่สามารถไหลทะลุผ่านพาราซิติกคาปาซิแตนซ์ของอีทีซิงค์ ลงสู่กราวด์เฟรม ได้เช่นกัน เมื่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอย่างฉับพลันขึ้น

มาตรฐานการทดสอบสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า เป็นข้อกำหนดไว้สำหรับผลิตภัณฑ์ใดๆ ที่ต้องการทำในเชิงพาณิชย์ อย่างเช่นมาตรฐานการทดสอบ EN 55022 Class A, EN 55022 Class B เป็นต้น ดังนั้นการออกแบบวงจรหรือนำเสนอโทโปโลยีแบบใหม่ๆ ที่สามารถทดสอบผ่านมาตรฐานที่กำหนดไว้ได้แล้ว จึงเป็นทางเลือกหนึ่งที่น่าสนใจ แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า โดยส่วนใหญ่ถูกสร้างขึ้นมาจากกระแสรบกวนแบบคอมมอนโหมด ที่เกิดจากการสวิตช์แรงดันสูงที่มีความถี่สูงๆ ภายใน อุปกรณ์ไฟฟ้าจำพวกแหล่งจ่ายสวิตช์โหมด อินเวอเตอร์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ หรือแหล่งจ่ายกำลังสำรอง เป็นต้น

กระแสรบกวนแบบคอมมอนโหมดนี้ เป็นสาเหตุหลักที่ทำให้เกิดการแผ่ผ่านสายตัวนำ และแผ่กระจายสู่อากาศ ที่สามารถไปรบกวนส่วนอื่นๆ ของวงจรแวลด์ลุ่มได้ ดังนั้นถ้าหากเราสามารถออกแบบวงจรที่สามารถทำให้ กระแสรบกวนแบบคอมมอนโหมดนี้สามารถถูกหักล้างซึ่งกันและกัน ภายในตัวมันเอง ผลคือทำให้สัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า จะถูกลดลงไปด้วยอย่างมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการวิจัย

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงได้ถูกนำไปทดแทนแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์และใช้งานอย่างแพร่หลาย ซึ่งข้อดีที่แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงเมื่อเทียบกับแบบลิเนียร์แล้ว มีข้อได้เปรียบทั้งในด้านขนาด น้ำหนัก อีกทั้งยังมีประสิทธิภาพที่สูงกว่า การพัฒนาแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงนั้นมุ่งเน้นในเรื่องของการลดน้ำหนักและขนาดเพื่อให้อุปกรณ์มีขนาดเล็กที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ แต่ทว่าในส่วนของวงจรกรองสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งกินขนาดพื้นที่และน้ำหนัก ดังนั้นมันจึงเป็นสิ่งที่ท้าทายว่านักออกแบบจะสามารถออกแบบแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงโดยใช้วงจรกรอง ที่มีขนาดเล็กและมีประสิทธิภาพสูงสุดได้อย่างไร

วงจรกรองสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าทำหน้าที่ลดทอนการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนจากแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงมิให้กระจายไปรบกวนอุปกรณ์อื่นๆภายนอก นักออกแบบประสบปัญหาในการลดขนาดของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงให้มีขนาดเล็ก แบน บาง และมีน้ำหนักเบา เนื่องจากแนวทางลดขนาดแหล่งจ่ายมีขนาดเล็กลง ก็คือต้องเพิ่มประสิทธิภาพการสวิตซ์ เพื่อพยายามลดขนาดของหม้อแปลงและตัวเก็บประจุลง ส่งผลให้เพิ่มความจุของกำลังงานต่อพื้นที่สูงมากขึ้น การเพิ่มประสิทธิภาพการสวิตซ์ก็เท่ากับว่าเพิ่มอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสและแรงดันให้มีความชันมากขึ้น ผลที่ตามมาคือเกิดปรากฏการณ์ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำแฝง ในวงจรอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนมากขึ้นตามไปด้วย ดังนั้นวงจรกรองสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าก็จำเป็นต้องออกแบบให้มีอัตราการขจัดสัญญาณรบกวนสูงขึ้นทำให้มีขนาดใหญ่เพิ่มมากขึ้นเป็นเงาตามตัว ผู้ออกแบบมักจะกำหนดลำดับการออกแบบวงจรฟิลเตอร์ไว้ลำดับขั้นสุดท้าย บ่อยครั้งที่ไม่สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนให้ผ่านมาตรฐานการทดสอบภายใต้สภาวะที่ไม่สามารถเพิ่มขนาด, พื้นที่ หรือเพิ่มน้ำหนักของอุปกรณ์นั้นได้

การออกแบบที่คำนึงถึงสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าควบคู่กับการออกแบบวงจรภาคอื่นๆตั้งแต่ต้นพร้อมๆกันไป ตลอดจนคาดคะเนแนวโน้มการเกิดสัญญาณรบกวนอันเป็นแนวทางไปสู่การออกแบบ ซึ่งเป็นจุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการวิจัยนี้

1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

หลักการใหม่ที่มีการนำเสนอ ในงานวิจัยนี้ ได้นำเสนอกลไกการกำจัดสัญญาณรบกวนจากแ่งคิดของการสมมูลกระแส ด้วยการสมมูลอิมพีแดนซ์ และสมมูลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนในบัคคอนเวอเตอร์ ทำได้ด้วยการแบ่งสัดส่วนค่าพารามิเตอร์คาปาซิแตนซ์ต่างๆในวงจรได้อย่างถูกต้อง เป็นวิธีการที่เรียกว่า การสมมูลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์หรือ CMIB สามารถกระทำได้ด้วยการสมมูลที่แหล่งจ่าย สายส่ง และที่ขั้วโหลด เพื่อสร้างกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดให้เกิดขึ้นที่กราวนด์เฟรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้งานวิจัยที่นำเสนอ ได้นำเสนอการประยุกต์ CMIB ด้วยการเสริมตัวคาปาซิเตอร์ชดเชย เพื่อสร้างวงจรย่อยของอุปกรณ์สวิตช์-ซีทีซิ่ง ของมอสเฟตและไดโอด เพื่อก่อให้เกิดกลไกการหักล้างกระแสรบกวนคอมมอนโหมดขึ้นภายในซีทีซิ่งของมอสเฟตและไดโอด

บัคคอนเวอเตอร์สองสวิตช์ เป็นโทโปโลยีใหม่ที่น่าสนใจ เพื่อประสิทธิผลในการลดแรงดันคอมมอนโหมด โดยการเพิ่มอุปกรณ์สวิตช์อีกหนึ่งตัวเข้าไปในบัคคอนเวอเตอร์แบบธรรมดา เพื่อสร้างแหล่งกำเนิดแรงดันคอมมอนโหมดชดเชยขึ้น เพื่อการหักล้างแรงดันคอมมอน นอกจากนี้อัตราทวนแรงดันของอุปกรณ์สวิตช์สามารถลดลงได้ ด้วยการเลือกใช้อุปกรณ์สวิตช์ที่มีอัตราทวนแรงดันต่ำลงมาได้

เมื่อเปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม หรือบัคคอนเวอเตอร์แบบธรรมดาประกอบด้วยคอมโพเนนท์หลักคือ สวิตช์มอสเฟต ไดโอด คาปาซิเตอร์ที่ขั้วแหล่งจ่าย และคาปาซิเตอร์ที่ขั้วโหลดอย่างละหนึ่งตัว ซึ่งเป็นวงจรที่มีอิมพีแดนซ์ไม่สมดุลระหว่างไลน์บวกกับไลน์ลบ กลายเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนที่เป็นสาเหตุทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมดและคอมมอนโหมดขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งกระแสคอมมอนโหมดสามารถไหลทะลุผ่านพาราซิติกคาปาซิแตนซ์ ทั้งที่ผ่านซีทีซิ่งและอากาศ รวมกันลงสู่กราวด์เฟรมได้ ทำให้กระแสคอมมอนโหมดในกราวด์เฟรมมีขนาดใหญ่

ในบัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุลสองสวิตช์แบบใหม่ที่น่าสนใจเกิดจากการดัดแปลงโทโปโลยีของบัคคอนเวอเตอร์แบบธรรมดา สามารถแบ่งการดัดแปลงตามแนวคิด 2 ประการคือ การประยุกต์แนวคิดของ การจัดสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน (Common Mode Source Balancing) หรือ CMSB และการจัดสมดุลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์ (Common Mode Impedance Balancing) หรือ CMIB ซึ่งแนวคิดเหล่านี้สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนทั้งแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด และคอมมอนโหมดได้ [5],[17]

การเสริมอุปกรณ์สวิตช์อีกหนึ่งตัว เข้าไปในวงจรคอนเวอเตอร์แบบธรรมดา [3] ทั้งนี้เพื่อกหักล้างแรงดันคอมมอนโหมด การเพิ่มอุปกรณ์สวิตช์อีกหนึ่งตัวเข้าไบนั้น ก็เพื่อสร้างแหล่งกำเนิดแรงดันคอมมอนโหมดชดเชยให้กับคอนเวอเตอร์ โดยที่มีขนาดเท่ากับแรงดันคอมมอนโหมดเดิม แต่มีเฟสที่ตรงข้ามกัน ซึ่งวิธีการนี้เป็น การจัดสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมด ส่วนการดัดแปลงเพื่อการจัดสมดุลอิมพีแดนซ์ ต้องกระทำ 3 แห่งด้วยกันคือ

การดัดแปลงเพื่อสมดุลอิมพีแดนซ์ประการที่แรกคือ การแบ่งครึ่งตัวเหนี่ยวนำออกเป็นสองส่วนเท่าๆกัน แต่จำนวนขดลวดโดยรวมก็ยังคงเท่าเดิม ทั้งนี้เพื่อสมดุลระหว่างไลน์บวกและไลน์ลบ หรือเพื่อทำการสมดุลอิมพีแดนซ์สายส่ง (Transmission line impedance balancing)

การดัดแปลงเพื่อสมดุลอิมพีแดนซ์ประการที่สองคือ การเสริมตัวเก็บประจุขนาดเล็กสองตัว ด้วยการต่อคร่อมที่ขั้วโหลด โดยที่ตัวเก็บประจุนี้นี้มีค่าเท่ากันและต่ออนุกรมกัน และให้จุดต่อ

กึ่งกลางระหว่างตัวเก็บประจุทั้งสองนี้ถูกต่อลงสู่กราวด์เฟรม วิธีการนี้ ก็คือการจัดสมดุลคอมมอน โหมดอิมพีแดนซ์ที่ชั่วโหด (Termination impedance balancing) ของวงจร

การดัดแปลงเพื่อสมดุลอิมพีแดนซ์ประการสุดท้ายคือ การเสริมตัวเก็บประจุขนาดเล็กสองตัว ที่ขั้วแหล่งจ่ายไฟตรง โดยที่ตัวเก็บประจุสองตัวนี้มีค่าเท่ากัน และให้จุดต่อกึ่งกลางระหว่างตัวเก็บประจุทั้งสองนี้ถูกต่อลงสู่เฟรมกราวด์ วิธีการเช่นนี้ คือการสมดุลอิมพีแดนซ์ที่แหล่งจ่ายไฟตรง (Source impedance balancing) ของวงจร ทั้งนี้เพื่อสร้างและควบคุมเส้นทางเดินกระแสคอมมอนโหมดให้เกิดการหักล้างด้วยตัวมันเองบนกราวด์เฟรม ภายในคอนเวอเตอร์

1.4 ขอบเขตการวิจัย

ในการศึกษาการออกแบบเพื่อลดสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของในบักคอนเวอเตอร์แบบสมดุลสองสวิตช์แบบใหม่ที่น่าเสนอเกิดจากการดัดแปลงโทโปโลยีของบักคอนเวอเตอร์แบบธรรมดา จะต้องศึกษาข้อมูลต่างๆดังต่อไปนี้

1. ศึกษาโครงสร้างของสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อให้เกิดความเข้าใจถึงกลไกของการกำเนิดสัญญาณรบกวน ซึ่งจะนำไปสู่แนวทางการออกแบบเพื่อลดสัญญาณของบักคอนเวอเตอร์ได้
2. ศึกษาและทำความเข้าใจใน บักคอนเวอเตอร์แบบสมดุลสองสวิตช์ ซึ่งจะนำไปสู่การออกแบบวิเคราะห์ เพื่อสร้างกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมด

1.5 ขั้นตอนของการศึกษาและการดำเนินการวิจัย

โดยประยุกต์แนวคิด การจัดสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน และ การจัดสมดุลคอมมอน โหมดอิมพีแดนซ์ ซึ่งสามารถกระทำให้เป็นจริงได้ ด้วยการดัดแปลงโทโปโลยีของบักคอนเวอเตอร์แบบธรรมดาให้เป็นบักคอนเวอเตอร์แบบสมดุลสองสวิตช์แบบใหม่ที่น่าเสนอ จากนั้นยืนยันแนวคิดนี้ด้วยการทดลองจริง โดยทำการเปรียบเทียบกับผลการทดลองระหว่างบักคอนเวอเตอร์แบบธรรมดา กับบักคอนเวอเตอร์แบบสมดุลสองสวิตช์ที่น่าเสนอ เพื่อชี้ให้เห็นว่าโทโปโลยีใหม่ที่น่าเสนอมีประสิทธิภาพจริง งานวิจัยที่ได้ดำเนินไปแล้วนี้ ได้ตั้งสมมุติฐานและกรณีศึกษา อย่างเป็นลำดับ เพื่อค้นหาวิธีที่มีประสิทธิภาพในการกำจัดสัญญาณรบกวน ซึ่งเป็นเป้าหมายสำคัญ ในการพัฒนางานวิจัยให้ดีขึ้นตามลำดับ 7 ขั้นตอนดังนี้

1. ศึกษาและทดลอง สาเหตุของการเกิดสัญญาณรบกวนในบักคอนเวอเตอร์แบบธรรมดา และผลกระทบที่เกิดขึ้น พร้อมวัดสเปกตรัมสัญญาณรบกวน
2. ศึกษาและทดลอง การดัดแปลงโทโปโลยี จากแนวคิด CMSB หรือการจัดสมดุล

แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน โดยการเสริมสวิตช์มอสเฟตอีกหนึ่งตัว เข้าไปในบักคอนเวอเตอร์แบบธรรมดา เพื่อค้นหาวิธีที่มีประสิทธิภาพในการกำจัดสัญญาณรบกวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่าย
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตอร์แบบธรรมดา จากนั้นทำการจัดสมมูลอิมพีแดนซ์ที่แหล่งจ่าย สายส่ง และที่ขั้วโหลด ด้วยแนวคิด CMIB หรือการจัดสมมูลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ จากนั้นทดสอบสมมุติฐาน ว่าสามารถลด สัญญาณรบกวน ได้จริงหรือไม่

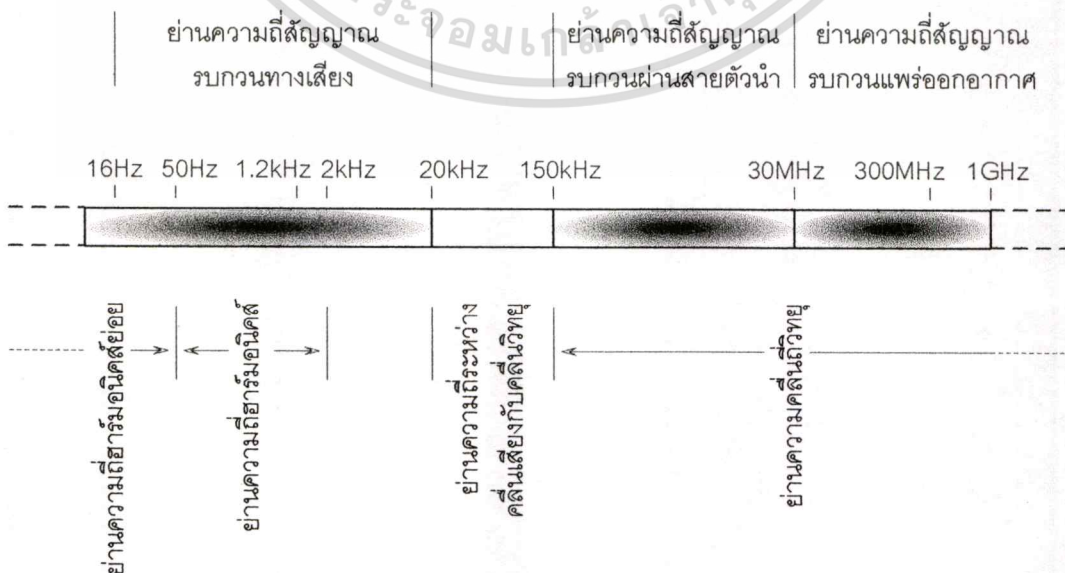
3. ศึกษาและทดลอง เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพแนวคิด CMIB ตรงภาคสายส่ง ที่นำเสนอในข้อ 2 ด้วยการสร้างเส้นทางเดินของกระแสคอมมอนโหมดให้ไหลลงสู่กราวด์เฟรมได้สะดวกอย่างสมดุลเพื่อสร้างกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดบนกราวด์เฟรมได้มากขึ้น
4. ศึกษาและทดลองสัญญาณรบกวนที่เกิดจากผลกระทบจากการใช้งานฮีทซิงค์ เพื่อการระบายความร้อน ของมอสเฟต และของไดโอด เมื่อฮีทซิงค์ถูกต่อลงสู่กราวด์เฟรม ในบัคคอนเวอเตอร์แบบสมมูลสองสวิตช์
5. ศึกษาและทดลอง เพื่อหาวิธีลดผลกระทบจากฮีทซิงค์ของมอสเฟตทั้งสองที่ถูกต่อลงสู่กราวด์เฟรม ในบัคคอนเวอเตอร์แบบสมมูลสองสวิตช์ ด้วยการประยุกต์แนวคิด CMSB และ CMIB ที่นำเสนอโดยใช้คาปาซิเตอร์ชนิดเซรามิกสองตัว เพื่อสร้างวงจรย่อยของสวิตช์มอสเฟต-ฮีทซิงค์สองวงจร เพื่อทำให้เกิดกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดให้เกิดขึ้นบนฮีทซิงค์ ทั้งขณะมอสเฟตทั้งสองอยู่ในช่วงเวลาของการนำกระแส และหยุดนำกระแส
6. ศึกษาและทดลอง เพื่อหาวิธีลดผลกระทบจากฮีทซิงค์ ของไดโอดฟรีวิลลิ่ง ที่ถูกต่อลงสู่กราวด์เฟรม ในบัคคอนเวอเตอร์แบบสองสวิตช์ ด้วยการประยุกต์แนวคิด CMSB และ CMIB ที่นำเสนอโดยใช้คาปาซิเตอร์ชนิดเซรามิกเพียงตัวเดียว เพื่อสร้างวงจรย่อยของไดโอด-ฮีทซิงค์ เพื่อทำให้เกิดกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดให้เกิดขึ้นภายในลูปของวงจร ไดโอด-ฮีทซิงค์ ขณะไดโอดอยู่ในช่วงเวลาของการนำกระแส และในขณะเดียวกัน ก็เกิดกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดขึ้นบนกราวด์เฟรม ขณะไดโอด อยู่ในช่วงเวลาของการหยุดนำกระแส

บทที่ 2

เทคนิคการวัดสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ

2.1 บทนำ

การแพร่ของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ส่วนหนึ่งเกิดจากการทำงานของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ที่สามารถให้กำเนิดสัญญาณรบกวนย่านแถบความถี่ที่กว้าง ตั้งแต่ย่านความถี่ที่ใช้งานจนถึงย่านหลายๆเมกะเฮิร์ต ย่านความถี่รบกวนคลื่นวิทยุเริ่มตั้งแต่ 150 kHz เป็นต้นไป ตามมาตรฐานนานาชาติได้แบ่งย่านความถี่นี้ออกเป็นสองแถบความถี่คือ ย่านความถี่ 150 kHz ถึง 30 MHz เป็นการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่ผ่านสายตัวนำ และในย่านความถี่ 30 MHz ถึง 300 MHz หรือถึง 1 GHz ถูกกำหนดให้เป็นการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่ออกทางอากาศ เหตุผลที่ต้องแบ่งเช่นนี้ เพราะโหมดการส่ง และวิธีการวัดมีความต่างกัน สำหรับในงานวิจัยนี้ จะกำจัดและจำกัดวิธีการวัดของสัญญาณรบกวนภายในขอบเขตในย่านความถี่ที่แพร่ผ่านสายตัวนำเท่านั้น อย่างไรก็ตามการกำจัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในย่านความถี่ที่ต่ำกว่า 20 kHz ซึ่งเป็นย่านความถี่เสียงก็มีความสำคัญเช่นกัน เพราะย่านความถี่นี้จะไปลดทอนรูปคลื่นแรงดันในย่านความถี่ที่ใช้งานทำให้เพิ่มค่าความสูญเสียในระบบของคอนเวอเตอร์ ส่วนการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในย่านความถี่ที่แพร่ออกทางอากาศก็มีความสำคัญมากเช่นกัน แต่อย่างไรก็ตาม สาเหตุการเกิดสัญญาณรบกวนชนิดนี้ส่วนใหญ่เป็นผลพวง มาจากสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่ผ่านสายตัวนำ ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงมุ่งเน้นไปที่การกำจัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่ผ่านสายตัวนำเป็นหลัก [1]



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรเอาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.1 แสดงการแบ่งประเภทของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าตามย่านความถี่
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 ความหมายของสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมด และดิฟเฟอเรนเชียลโหมด

การรบกวนแบบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถปรากฏในรูปคอมโพเนนต์ของแรงดันและกระแสคอมมอนโหมด ซึ่งบ่อยครั้งถูกเรียกว่า เป็นรูปแบบไม่สมมาตร และอีกรูปแบบหนึ่งคือ ดิฟเฟอเรนเชียลโหมด ซึ่งเป็นแบบสมมาตร คำจำกัดความของคอมมอนโหมดและดิฟเฟอเรนเชียลโหมดคอมโพเนนต์ ได้ทำการอธิบายตามรูปที่ 2.1 การจำกัดความคอมมอนโหมดและดิฟเฟอเรนเชียลโหมดคอมโพเนนต์ สามารถทำได้ด้วยการแสดงทิศทางการไหลของกระแส และวัดแรงดันที่ขั้วอินพุต ดังนี้คือ

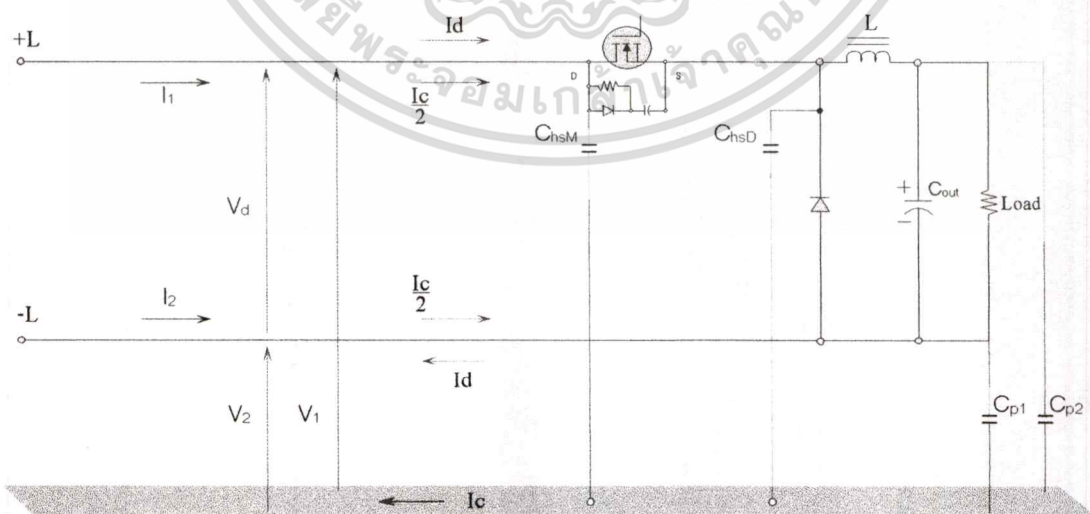
$$V_d = V_1 - V_2 \quad (2.1)$$

$$I_d = \frac{I_1 - I_2}{2} \quad (2.2)$$

$$V_c = \frac{V_1 + V_2}{2} \quad (2.3)$$

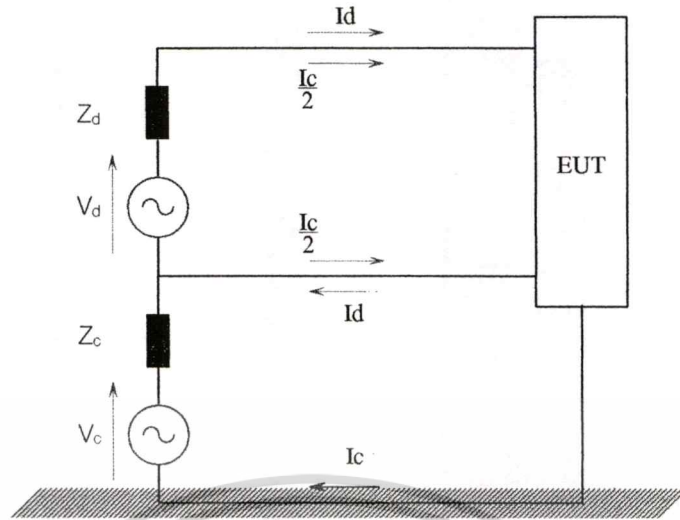
$$I_c = I_1 + I_2 \quad (2.4)$$

โดยที่ V_d เป็นคอมโพเนนต์ของแรงดันดิฟเฟอเรนเชียลโหมด
 I_d เป็นคอมโพเนนต์ของกระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมด
 V_c เป็นคอมโพเนนต์ของแรงดันคอมมอนโหมด
 I_c เป็นคอมโพเนนต์ของกระแสคอมมอนโหมด



(a) แสดงการเกิดแหล่งกำเนิด EMI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b) แสดงวงจรสมมูลย์ความถี่สูงของแหล่งกำเนิด EMI

รูปที่ 2.2 กระแส และแรงดัน EMI ของดิฟเฟอเรนเชียลโหมดและคอมมอนโหมด

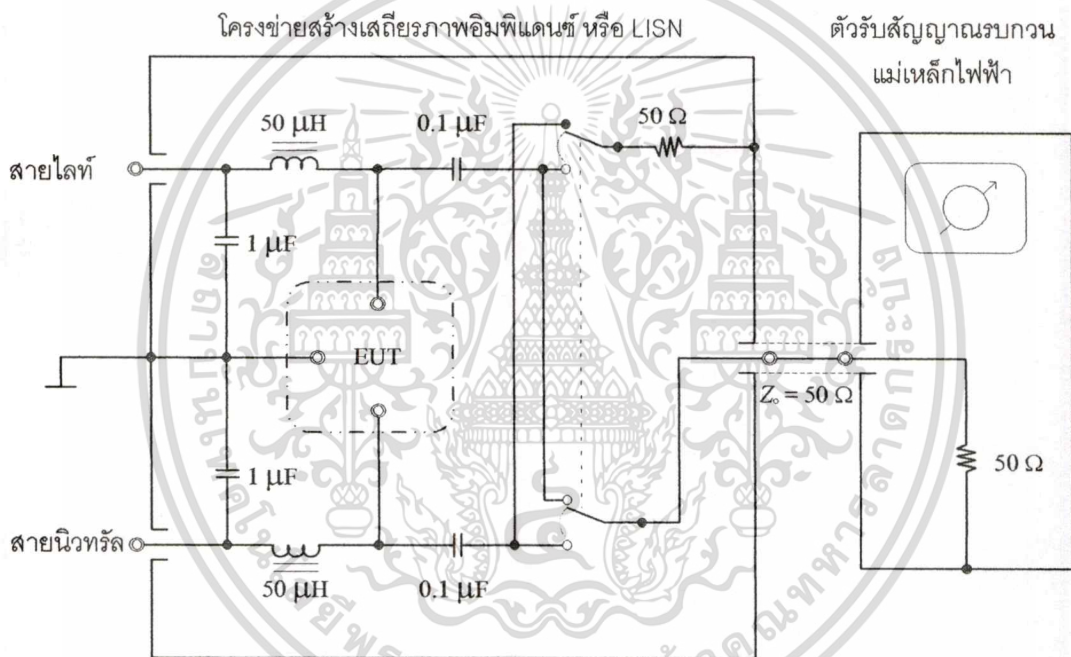
วงจรสมมูลย์ความถี่สูงของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า หรือ EMI ได้แสดงดังรูปที่ 2.1b คอมโพเนนต์ของกระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมดจะไหลเข้าสู่และออกจากสายทั้งสองของแหล่งจ่าย (รวมถึงสายนิวทรัลด้วย) ส่วนคอมโพเนนต์ของแรงดันดิฟเฟอเรนเชียลโหมดสามารถวัดได้ระหว่างสายทั้งสองของแหล่งจ่าย พฤติกรรมของคอมโพเนนต์ของกระแสคอมมอนโหมดจะไหลเข้าสู่สายทั้งสองและไหลกลับทางสายดิน วงจรสมมูลย์ของโพเนนต์ของกระแสคอมมอนโหมดประกอบด้วยอิมพีแดนซ์ Z_c ซึ่งเกิดจากตัวเก็บประจุแฝงที่คัปปลิงระหว่างสายดินกับวงจร ดังที่แสดงในรูป 2.1a ความสัมพันธ์ระหว่างคอมโพเนนต์ของ EMI แบบคอมมอนโหมด กับแรงดันของแหล่งกำเนิด EMI เป็นความสัมพันธ์ที่ไม่ใช่รูปแบบธรรมดา เพราะว่า EMI ที่วัดได้ ขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์หลัก กับผลกระทบจากความต่างของอิมพีแดนซ์แฝง (Z_c)

2.3 อุปกรณ์และเครื่องมือวัด สัญญาณรบกวน

2.3.1 โครงข่ายสร้างเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (LISN)

โครงข่ายสร้างเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (Line Impedance Stabilization Network: LISN) ซึ่งโดยทั่วไปตัวอุปกรณ์ตัวนี้ จะต่ออยู่ระหว่างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าและวงจรที่ต้องการทดสอบ (EUT) ตัวมันเป็นส่วนหนึ่งของระบบการวัดหาสัญญาณรบกวน หน้าที่หลักของตัว LISN ในระบบการวัดนี้คือ [1], [9]

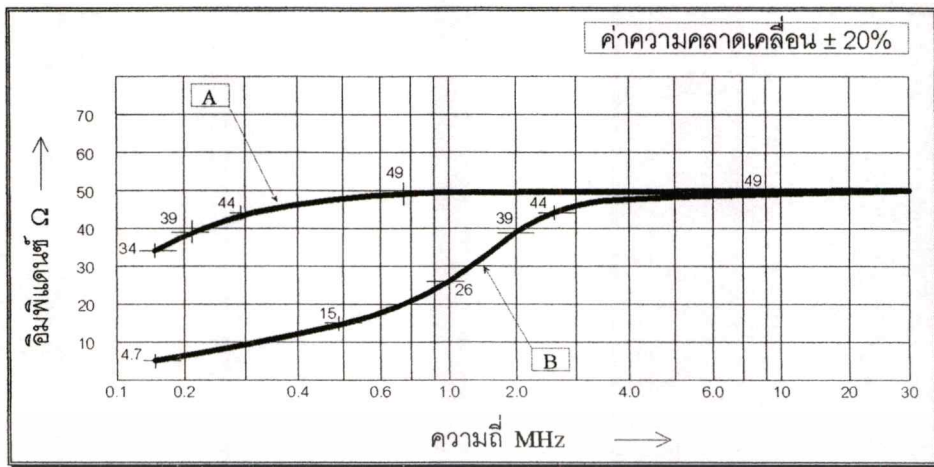
- รักษาเสถียรภาพค่าอิมพีแดนซ์ ให้มีค่าคงที่ที่ค่ามาตรฐาน 50Ω ที่ความถี่ตั้งแต่ 150kHz ถึง 30MHz เมื่อมองอิมพีแดนซ์จากวงจรที่ต้องการทดสอบไปยังอินพุทของตัวรับสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI receiver)
- ป้องกันสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจากที่อื่นๆ ไม่ให้เข้ามาในระบบการวัดสัญญาณรบกวน ขณะเดียวกันก็จ่ายกำลังไฟฟ้าสะอาดให้กับวงจรที่ต้องการทดสอบ (EUT) หรือระบบที่กำลังทำการวัดสัญญาณรบกวนอยู่
- ตรวจจับสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่เกิดจากวงจรที่ต้องการทดสอบ (EUT) เท่านั้น แล้วส่งไปยังตัวรับสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI Receiver)



รูปที่ 2.3 แสดงไดอะแกรมโครงสร้างของ LISN ขณะเชื่อมอยู่กับตัวรับ EMI และ EUT

การวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ได้ในรูปแบบของแรงดันรบกวน ตามนิยาม CISPR ตัว LISN โดยทั่วไปจะมีค่าอิมพีแดนซ์ประมาณ $50\Omega / 50\ \mu\text{H}$ ดังรูปที่ 2.3 ตั้งแต่อ่านความถี่ $150\ \text{kHz}$ ถึง $30\ \text{MHz}$ ต่อคร่อมระหว่างตัวนำใดๆ เทียบกับสายกราวด์ ซึ่งกราฟอิมพีแดนซ์ของ LISN หาได้จากย่านความถี่ค่าดังกล่าว โดยมีค่าความคลาดเคลื่อน $\pm 20\%$ ตลอดย่านความถี่เริ่มตั้งแต่ $100\ \text{kHz}$ ถึงประมาณ $30\ \text{MHz}$ ตามมาตรฐาน CISPR ดังรูปที่ 2.4 แต่อย่างไรก็ตามย่านความถี่อาจจะเปลี่ยนแปลงได้ขึ้นอยู่กับมาตรฐานที่ใช้ในการอ้างอิง ซึ่งรูปแบบโครงสร้างของตัว LISN ก็ จะเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย

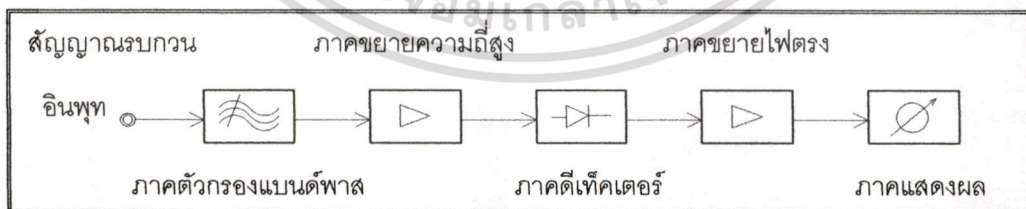
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 แสดงคุณลักษณะ อิมพีแดนซ์ที่ตอบสนองต่อความถี่ของ LISN

2.3.2 ตัวรับสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI Receiver)

องค์ประกอบของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ในย่านความถี่ 150 kHz ถึง 30 MHz สามารถวัดได้ในรูปของแรงดันรบกวนด้วยตัวรับสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ที่มีการเชื่อมต่อด้านอินพุทกับตัวตรวจจับแรงดันอย่างเหมาะสม อุปกรณ์การวัดนี้สามารถปรับให้เหมาะสมกับตัววัดแรงดันที่มีคุณสมบัติที่สามารถเลือกสรรความถี่พร้อมตอบสนองต่อแอมพลิจูดได้อย่างถูกต้อง ตัวอย่างแสดงการทำงานของอุปกรณ์การวัด ได้แสดงดังรูปที่ 2.5 ซึ่งอธิบายการทำงานของตัวรับสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าอย่างง่ายด้วย ที่ประกอบด้วยภาคต่างๆที่สำคัญเช่น มิกเซอร์ ออสซิลเลเตอร์ แบนพาสฟิลเตอร์ และตัวดีเท็คเตอร์ สำหรับตัวดีเท็คเตอร์ถึงมิให้หัวใจหลัก แต่ก็สำคัญ เพราะทำหน้าที่กลั่นกรองและยอมให้ ค่าที่ใช้ได้เท่านั้นผ่านไปสู่อีกภาคของการแสดงผล [1]

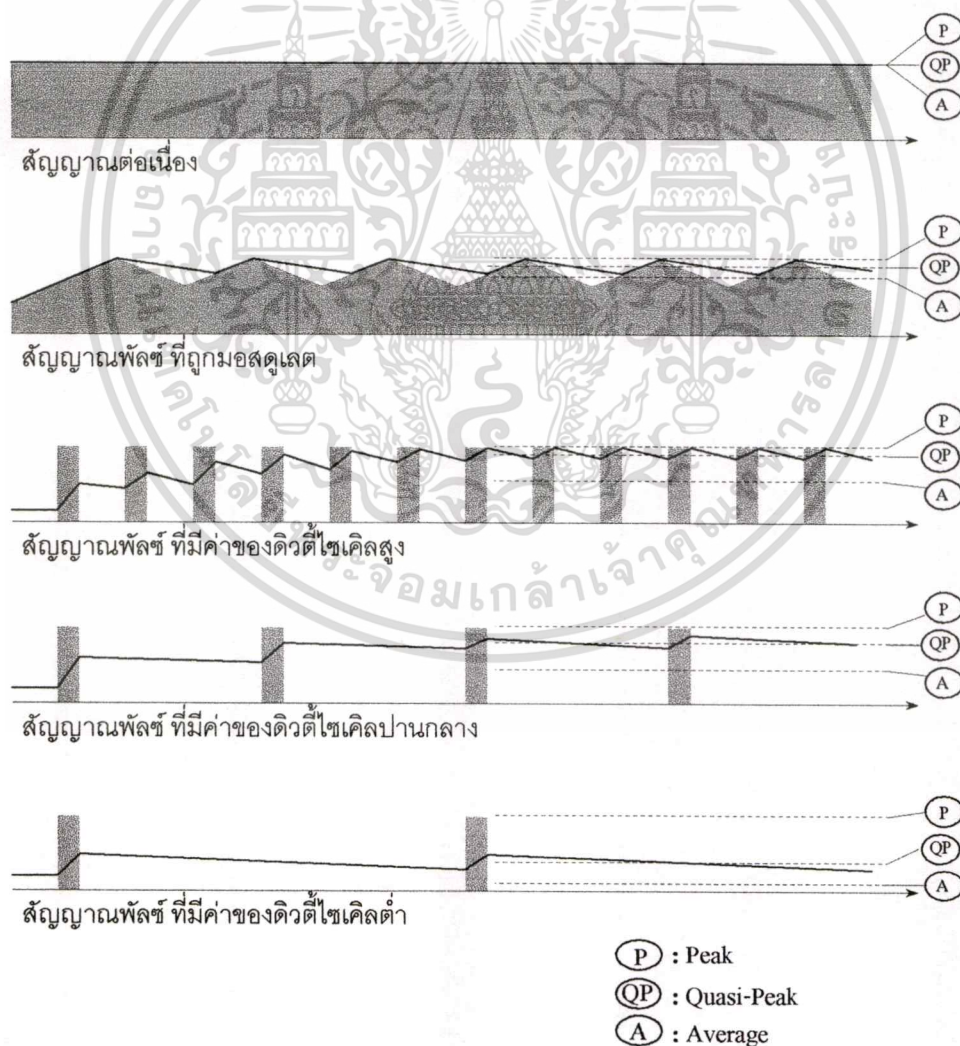


รูปที่ 2.5 ไดอะแกรมการทำงานของตัวรับสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ตาม CISPR

ในการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านทางสายตัวนำสามารถแบ่งการดีเท็คสัญญาณดังกล่าวได้ 3 รูปแบบด้วยกันคือ ค่าสูงสุด (Peak) ค่ายอดเสมือน (Quasi-Peak) และค่าเฉลี่ย (Average) โดยที่ความแตกต่างของรูปแบบการวัดทั้งสามรูปแบบได้แสดงไว้ใน รูปที่ 2.6 [10]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- รูปแบบการวัดในโหมดค่าเฉลี่ย (average) เหมาะสำหรับการวัดที่เกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในย่านความถี่ที่กว้างและมีลักษณะไม่แน่นอน (random in nature) หรือ ย่านความถี่ที่แคบ (narrowband interference) แต่มีรูปแบบของสัญญาณรบกวนที่แน่นอน
- รูปแบบการวัดในโหมดค่าสูงสุด (peak) เหมาะสำหรับที่จะใช้ในการวัดที่เกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าอย่างหายากๆ และต้องการเวลาที่ใช้ในการตรวจสอบน้อย โดยที่ผลลัพธ์ที่ได้จากการตรวจสอบจะเป็นเฉพาะค่าขอบของสัญญาณรบกวน (envelope)
- รูปแบบการวัดในโหมดค่ายอดเสมือน (quasi-peak) เหมาะสมที่จะใช้กับสัญญาณที่มีอัตราการคาย (discharge time) ต่อกว่าการประจุ (charging time) สูง ซึ่งนั่นก็หมายความว่าสัญญาณรบกวน แบบสไปค์ ที่อาจจะเกิดขึ้นมา ณ. เวลาใดๆ ก็ตาม จะไม่ได้มีผลทำให้การวัดเกิดสัญญาณรบกวนดังกล่าวในโหมดค่ายอดเสมือนมีค่าสูง เว้นเสียแต่ว่าสัญญาณดังกล่าวมีลักษณะการเกิดขึ้นเป็นคาบเวลาอย่างต่อเนื่อง (periodic signals)



รูปที่ 2.6 เปรียบเทียบระดับของสัญญาณสามชนิด ที่ต้องการตรวจจับโดยตัววัดที่เคเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สาเหตุที่จะต้องมีโหมดการวัดแบบค่ายอดเสมือนก็เนื่องจากว่า FCC เป็นผู้ออกกฎข้อบังคับ สำหรับการติดต่อสื่อสารทั้งทางสายสัญญาณและทางคลื่นวิทยุ โดยที่การเกิดสัญญาณรบกวนดังกล่าวเพียงหนึ่งคลื่นสัญญาณและไม่ได้เกิดขึ้นอย่างเป็นรายคาบ (periodic) จะไม่ได้ทำความรบกวนแก่ผู้ฟังอย่างมากมาย แต่เมื่อใดก็ตามที่สัญญาณดังกล่าว เกิดขึ้นเป็นรายคาบอย่าง ต่อเนื่อง ผู้ฟังก็จะได้รับผลจากการรบกวนจากสัญญาณดังกล่าวนั่นเอง ซึ่งทั้งมาตรฐาน FCC และ CISPR ต่างก็กำหนดให้ทำการตรวจวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโหมดค่ายอดเสมือนและค่าเฉลี่ย โดยย่านความถี่ที่พิจารณาจะเป็น 0.45 ถึง 30 MHz และ 0.15 ถึง 30 MHz ตามลำดับ

การตีเท็คค่าพีคในการวัดการของแพร่สัญญาณรบกวน ก็มีความสำคัญเช่นกัน เนื่องจากแหล่งกำเนิด EMI ส่วนใหญ่มีคุณสมบัติเป็นอิมพัลส์ ในอุปกรณ์เครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่อ่อนแอ และไวต่อการถูกรบกวนปัจจุบันมีจำนวนมากขึ้นเรื่อยๆ จากสาเหตุดังกล่าวนี้เอง ทำให้การระบุค่าเฉพาะด้านของ EMI จึงตั้งขีดจำกัดอยู่บนพื้นฐานของค่าพีค ตัวตรวจจับจึงถูกสร้างให้มีคุณสมบัติเพื่อการวัดค่าพีคจริง ด้วยการออกแบบให้ค่าเวลาคงตัวของการซาร์ทขึ้น แต่ให้การดิสซาร์ทยาวนานมาก เช่น ค่าเวลาคงตัวของการซาร์ทจะแค่ประมาณ 100 นาโนวินาที แต่ค่าเวลาคงตัวของ การดิสซาร์ทสามารถยาวนานถึง 100 วินาที

2.4 หน่วยพื้นฐาน และการอ้างอิงสัญญาณรบกวน

การอ้างอิงสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านสายตัวนำ และเทอรัมพื้นฐานของเทคนิคทางวิศวกรรมไฟฟ้า ปกติหน่วยพื้นฐานของการวัดขนาดสัญญาณจะเป็น กำลัง การทำเช่นนี้เพื่อการปรับเปลี่ยนให้มีลักษณะเป็นไปในทางเดียวกับ RF ทั้งนี้เพื่อความสะดวกต่อการวิจารณ์ถึงย่านกำลังขนาดใหญ่ จึงได้นำระบบเดซิเบล (dB) มาใช้ โดยอ้างอิงกับ *วัตต์* (W) เมื่อมีการแปลงระดับของกำลังไปเป็นระบบเดซิเบลแล้ว ผลของหน่วยที่ได้จะมีสภาพเป็น *dBW* ดังนั้น ความสัมพันธ์ในการแปลง สามารถแสดงได้ดังนี้คือ

$$P_{(dBm)} = 10 \log P_{(w)} \quad (2.5)$$

หน่วยมิลลิวัตต์ มีความสะดวกมาก เมื่อใช้ ระบบกำลังอ้างอิงนี้

$$0 \text{ dBmW} = 0 \text{ dBm} = 1 \text{ mW} = -30 \text{ dBW} \quad (2.6)$$

กำลังในหน่วย dBW สามารถแปลงไปเป็นระบบ dBmW โดยใช้สมการ(2.5) และ (2.6) ดังนี้คือ

$$P_{(dBm)} = P_{(dBW)} + 30 \quad (2.7)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในหลายๆตัวอย่างของระบบ dBm ได้ถูกนำมาใช้จนเป็นเรื่องปรกติ การปรับแต่ง (calibration) สัญญาณของ เหาพหูของตัวกำเนิดสัญญาณ ความไวของตัวรับ และค่าความสูญเสียต่างๆบนสายส่งสัญญาณ นอกจากนี้ระบบ dBm ยังนำไปใช้เรื่อง การกำหนดค่าเฉพาะต่างๆ อีก เช่น การจำกัด EMI เป็นต้น

ในงานประยุกต์ EMC กำลัง ไม่ค่อยถูกใช้เป็นตัวอ้างอิง มากนัก เพราะว่า การวัดขนาดของสัญญาณรบกวนนั้นเป็นเรื่องซีเรียส ซึ่งมีหลายเหตุผลของการที่ไม่ค่อยนำมาใช้นี้ ดังนั้น โดยปรกติในงาน EMC แรงดัน จึงถูกนำมาใช้ เป็นหน่วยอ้างอิงสำหรับการวัดสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ ซึ่งแรงดันที่วัดนี้สามารถหาได้จาก กำลัง ดังนี้

$$P = \frac{V^2}{R} \quad (2.8)$$

เมื่อ R เป็นตัวต้านทานที่ต่อคร่อมแรงดันที่ต้องการวัด

จัดรูปสมการ (2.5), (2.6), และ(2.7) สามารถเขียนใหม่ได้คือ

$$P_{(dBm)} = 10 \log \left(\frac{V^2}{R} \right) \quad (2.9)$$

$$P_{(dBm)} = 10 \log \left(\frac{V^2}{R} \right) + 30 \quad (2.10)$$

อัตราส่วนแรงดัน ของทั้ง แบบสองโครงข่าย และแบบ โครงข่ายเดี่ยว ภายใต้เงื่อนไข ที่แตกต่างที่ได้จาก อัตราส่วนกำลัง ของมัน คือ

$$K_P = \frac{P_1}{P_2} = \frac{\frac{V_1^2}{R_1}}{\frac{V_2^2}{R_2}} = \frac{V_1^2 R_2}{V_2^2 R_1} \quad (2.11)$$

ซึ่งสอดคล้องกับ อัตราส่วนกำลัง ที่แสดงในรูป dB คือ

$$K_{P(dB)} = 10 \log \left[\frac{P_1}{P_2} \right] = 10 \log \left[\frac{V_1}{V_2} \right]^2 + 10 \log \left[\frac{R_2}{R_1} \right] \quad (2.12)$$

ถ้า $R_1=R_2=R$ จะได้อัตราส่วนแรงดัน คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K_{V(dB)} = 10 \log \left[\frac{V_1}{V_2} \right]^2 = 20 \log \left[\frac{V_1}{V_2} \right] \quad (2.13)$$

เมื่อ V_2 เป็นแรงดันอ้างอิง มีขนาด 1 โวลต์

$$V_{m(dBV)} = 20 \log V_m \quad (2.14)$$

ในการวัด EMC ซึ่งปกติโดยส่วนใหญ่ จะใช้แรงดันขนาด $1 \mu\text{V}$ เป็นแรงดันอ้างอิง

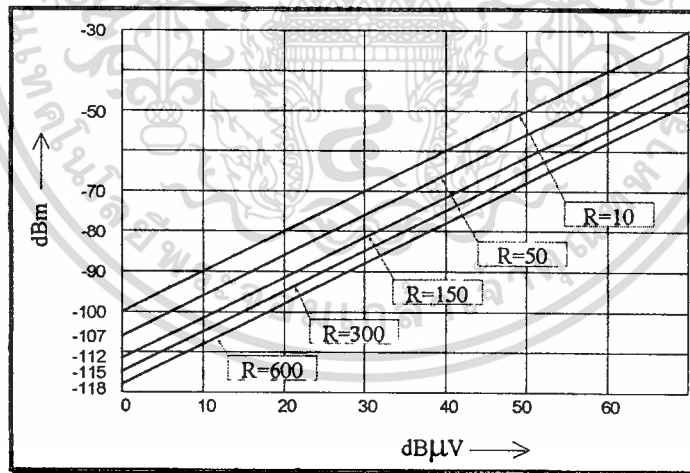
$$1 \mu\text{V} = 10^{-6} \text{ V} = 0 \text{ dB}\mu\text{V} = -120 \text{ dBV} \quad (2.15)$$

จากสมการ(2.14) และ (2.15) แปลงจากระบบ dBV ไปเป็น dB μV ได้คือ

$$V_{m(dB\mu V)} = V_{m(dBV)} + 120 \quad (2.16)$$

เมื่อทราบค่าในรูปของ dBm และ dB μV แล้ว ทำการทรานสฟอร์มเพื่อให้เป็นวิศวกรรมเชิงปฏิบัติ โดยใช้สมการ (2.10),(2.14)และ(2.16) จะได้สมการที่ทรานสฟอร์มคือ

$$P_{(dBm)} = V_{(dB\mu V)} - 10 \log(R) - 90 \quad (2.17)$$



รูปที่ 2.7 แสดงซาร์ทการแปลงระหว่าง dBm กับ dB μV ขณะความต้านทานเทอมิเนชันมีค่าต่างๆ

จากสมการ(2.17) เมื่อนำไปพร้อมจะได้กราฟเชิงเส้น ดังรูปที่ 2.7 ซึ่งเป็นกราฟความต้านทานเทอมิเนชัน R ที่ค่าต่างๆ ที่เกิดจากการพร้อมค่าที่ทราบในรูปของ dBm และ dB μV และจากสมการ (2.17) นี้เอง เราเลือกระบบที่มี R เท่ากับ 50 Ω ซึ่งเป็นค่าปกติที่ใช้ในเทคโนโลยีการวัด EMC จะได้กราฟเชิงเส้นของ R เท่ากับ 50 Ω คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{(dBm)} = V_{(dB\mu V)} - 107 \quad (2.18)$$

บ่อยครั้งที่เราใช้ฟังก์ชันแอมพลิจูดเดนมิตี หรืออาจเป็นสเปกตรัลควอลิตี เพื่อให้มันมีลักษณะเฉพาะเป็นสัญญาณบรอดแบนด์ (Broadband coherent signal) ปกติสเปกตรัมจะมีหน่วยเป็น โวลต์ต่อเฮิร์ตซ์ (V/Hz) ดังนั้นบ่อยครั้งที่เรียกว่า หน่วยของแถบความถี่กว้าง (Broadband unit) ซึ่งในเทคนิคการวัด EMC หน่วยวัดที่เหมาะสมที่สุดคือ $\mu V/MHz$ ดังนั้นค่าในรูปของ dBV สามารถแปลงไปอยู่ในรูป dB $\mu V/MHz$ ได้คือ

$$A_{(dB\mu V/MHz)} = A_{(dBV/Hz)} - 240 \quad (2.19)$$

แรงดันที่วัดได้จากสัญญาณบรอดแบนด์นี้ เป็นฟังก์ชันกับแบนด์วิธของการวัด ค่าแมนตรงของแรงดันที่สามารถวัดได้สามารถคำนวณได้จากการอินทิเกรต

$$V_m = \int_{f_c - \frac{B}{2}}^{f_c + \frac{B}{2}} A(f) df = A_c \times B \quad (2.20)$$

เมื่อ B คือ แบนด์วิธของการวัด

f_c คือ ความถี่กึ่งกลางของแบนด์วิธของการวัด

$A(f)$ คือแอมพลิจูดเดนมิตี ฟังก์ชัน ซึ่งเป็นฟังก์ชันกับความถี่

A_c คือค่าของแอมพลิจูดเดนมิตี ฟังก์ชัน ตรงกึ่งกลางของแบนด์วิธของการวัด ซึ่งกำหนดให้เป็นค่าคงที่

สามารถแปลงความสัมพันธ์จากสมการข้างบนนี้ ไปเป็นระบบ dB ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่สามารถวัดได้ V_m ซึ่งเป็นแอมป์แบนด์ยูนิต กับบรอดแบนด์ยูนิต คือ

$$V_{m(dB\mu V)} = A_{(dB\mu V/MHz)} + 20 \log B_{(MHz)} \quad (2.20)$$

แบนด์วิธของการวัด B ของ CISPR คือ 9 kHz แต่ใช้ค่าประมาณการ $B=10$ kHz ดังนั้นแรงดันรบกวนที่สามารถวัดได้ ด้วยแอมพลิจูดเดนมิตี ฟังก์ชันคือ

$$V_{m(dB\mu V)} = A_{(dB\mu V/MHz)} - 40 \quad (2.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในหลายๆการจำกัดค่ากำหนดเฉพาะของ EMI ที่ผ่านสายตัวนำ จะให้มาในหน่วยของกระแส ซึ่งค่าอ้างอิงปกติจะใช้ $1 \mu\text{A}$ และมีตัวต้านทาน R_s ที่มีค่าขนาดน้อยๆต่ออนุกรมอยู่สายทดสอบ ทำให้ได้แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s จากนั้นทำการวัดแรงดันค่านี้ด้วย เครื่องวัด EMI และทำการหาค่ากระแสที่ต้องการทราบจากแรงดันที่วัดได้

$$I_m(\mu\text{A}) = \frac{V_m(\mu\text{V})}{R_s(\Omega)} \quad (2.22)$$

ความสัมพันธ์ข้างบนนี้สามารถเขียนใหม่ กับค่ากระแสอ้างอิง ที่ปกติจะใช้ $1 \mu\text{A}$

$$I_m(\text{dB}\mu\text{A}) = V_m(\text{dB}\mu\text{V}) - 20\log(R_s) \quad (2.23)$$

นั่นคือ ถ้า R_s เท่ากับ 1Ω จะได้กระแสรบกวนในหน่วย $\text{dB}\mu\text{A}$ มีค่าเท่ากับค่าของแรงดันรบกวนที่วัดได้ในหน่วย $\text{dB}\mu\text{V}$

แต่อย่างไรก็ตาม กระแสรบกวนไม่นิยมวัดด้วยตัวความต้านทานขึ้นดังที่กล่าวมา ทั้งนี้เพราะมันสามารถไปรบกวนการทดสอบได้ ประการที่สองคือ ไม่มีการแยกทางไฟฟ้า (Galvanic isolation) ประการสุดท้ายคือ ในทางปฏิบัติแล้วมีค่าต้านทานของสายเคเบิลรวมอยู่ด้วย ดังนั้นในทางปฏิบัติจะใช้ โพรบกระแส (Current probe) เป็นอุปกรณ์ตรวจจับ โดยมีตัวรับสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI Receiver) ทำหน้าที่เหมือนกับเป็นโวลท์มิเตอร์ที่สามารถปรับเปลี่ยนได้ โพรบกระแส สามารถทำให้มันมีคุณสมบัติเพื่อการวัด EMI ได้ ด้วยการกำหนดให้ เทอมินอล-แพร์ทรานสเฟอร์อิมพีแดนซ์ มีค่าเท่ากับ

$$Z_T = \frac{V_m}{I_m} \quad (2.24)$$

เมื่อ V_m คือ แรงดันเอาพุทของโพรบกระแสที่ตกคร่อมเทอมินอล 50Ω (อยู่ในเครื่องวัด EMI)

I_m คือ กระแสที่ต้องการทราบค่า ในสายเคเบิลที่ต่อรอดผ่านโพรบกระแส

จากสมการ (2.24) สามารถแปลงเป็นหน่วย dB ได้คือ

$$Z_T(\text{dB}\Omega) = V_m(\text{dB}\mu\text{V}) - I_m(\text{dB}\mu\text{A}) \quad (2.25)$$

จะได้กระแสที่ต้องการทราบคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ $I_m(\text{dB}\mu\text{A}) = V_m(\text{dB}\mu\text{V}) - Z_T(\text{dB}\Omega)$ นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (2.26) การค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทฤษฎีมอสเฟตกำลัง

3.1 บทนำ

ทรานซิสเตอร์กำลังที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันมีสามชนิดคือ ไบโพลาร์ มอสเฟตและไอจีบีที อุปกรณ์เหล่านี้มีการสวิตช์แรงดันด้วยวิธีพัลซวิธี่มอดูเลต การเลือกใช้ทรานซิสเตอร์กำลังแต่ละชนิด ขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์และขนาดกำลังเอาพุทที่ต้องการ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มีความหนาแน่นกระแสสูงกว่ามอสเฟต แต่ต่ำกว่าไอจีบีที ดังนั้นขนาดตายของพื้นที่ซิลิคอนจึงน้อยกว่ามอสเฟต มันจึงมีราคาถูกกว่า ไบโพลาร์เป็นอุปกรณ์จำพวกพาหะข้างน้อย มีการสะสมประจุไว้ภายในอุปกรณ์เพื่อการทำงาน ซึ่งจะต้องถูกระบายออกไป เป็นผลให้ความเร็วในการสวิตช์ช้า นอกจากนี้มันยังเป็นอุปกรณ์ประเภทขยายกระแสที่ต้องมีกระแสเบสมากพอที่จะขับให้เข้าสู่ภาวะอิ่มตัว โดยประมาณหนึ่งในสิบของกระแสคอลเลคเตอร์ กำลังสูญเสียดิสซิเพทในวงจรรีบเบสจึงมาก แต่ข้อดีของอุปกรณ์นี้คือมีฟอร์เวิดดรอปต่ำ และสามารถบล็อกแรงดันสูงและมีกระแสไหลผ่านสูงได้เมื่อเบสที่เข้าสู่เซคชั่นเบรคดาวน์ [8], [14], [15], [16].

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ยังคงนำกระแสหลังจากแรงดันเกตบ่อนเข้าไปแล้วกว่าจะมีการคายประจุที่เกต ทั้งนี้เพราะว่ามันเป็นอุปกรณ์พาหะข้างมาก ทำให้เกิดข้อดีคือ มีกำลังสูญเสียดิสซิเพทในวงจรรีบเบสต่ำ ความเร็วในการสวิตช์สูง เพราะว่ามันไม่มีประจุสะสมที่ขาเดรน-ซอร์ส คุณสมบัติที่ตัวเองทำให้มอสเฟตกำลังเป็นอุปกรณ์ทางเลือกเพื่อในงานประยุกต์ที่แรงดันปานกลาง แต่อัตราทอนแรงดันจะได้ไม่น้อยกว่า 200 โวลท์ มิฉะนั้นอุปกรณ์จะต้องมีพิคกิ้งที่ใหญ่มากเพื่อเอาชนะการเพิ่มขึ้นของ $R_{DS, on}$ ของอุปกรณ์

กำลังสูญเสียในมอสเฟตกำลังมีสองลักษณะ เช่นเดียวกับไบโพลาร์คือกำลังสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะ และขณะนำกระแสคงตัว แต่มอสเฟตกำลังมีช่วงเวลานำและช่วงเริ่มหยุดนำกระแสสั้นกว่าไบโพลาร์กำลังมาก เพราะมอสเฟตมีโครงสร้างที่ไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้นขณะนำกระแส จึงไม่มีปัญหาในลักษณะเดียวกับไบโพลาร์ อย่างไรก็ตามมอสเฟตกำลังมีค่า $R_{DS, on}$ ค่อนข้างสูง ดังนั้นกำลังสูญเสียขณะนำกระแส (conduction loss) จึงสูงกว่าไบโพลาร์

เมื่อมีการสวิตช์มอสเฟตกำลัง ตัวประจุเกตจะต้องจ่ายกระแสเริ่มต้นที่เพียงพอเพื่อการอัดประจุให้เหนือระดับขีดเริ่ม (threshold) ของอุปกรณ์ จากนั้นเป็นการอัดประจุแบบปฏิกิริยามิลเลอร์ (miller effect) ดังนั้นตัวขับเกตต้องสามารถให้กระแสพิคกิ้งแก่มอสเฟตได้ การขับมอสเฟตกำลังให้นำกระแสนั้น แตกต่างจากการขับกระแสไบโอสในไบโพลาร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขที่แตกต่างกัน โดยมอสเฟตจะนำกระแสก็ต่อเมื่อมีแรงดันเกตอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่มของมัน และใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสเริ่มต้นไบอัสเท่านั้น เมื่อนำกระแสแล้วจะไม่มีกระแสที่ขาเกตอีก กระแสเริ่มต้นจะถูกใช้เพื่อการอัดประจุให้กับตัวเก็บประจุแฝงในตัวมอสเฟตให้มีค่าแรงดันเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม และเมื่อหยุดนำกระแสจะต้องให้กระแสย้อนกลับ เพื่อคายประจุที่อยู่ในตัวเก็บประจุแฝงนี้ทิ้งไป มอสเฟตกำลังจึงมีกระแสไบอัสไหลเฉพาะตอนเริ่มต้น และหยุดนำกระแสเท่านั้น

3.2 ความหมายของค่าพารามิเตอร์ และค่าพิกัดทางไฟฟ้าต่างๆของมอสเฟต

เพื่อให้ผู้ออกแบบสามารถพยากรณ์พฤติกรรมการทำงานของอุปกรณ์ได้ถูกต้องเมื่อนำไปประยุกต์ใช้งาน ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของอุปกรณ์ สภาวะของการทดสอบ และจุดจำเพาะที่อุปกรณ์ทำงานได้ดี จะบรรจุอยู่ในดาต้าชีท ความเข้าใจความหมายบนดาต้าชีทของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ถูกต้อง เป็นส่วนช่วยทำให้การออกแบบระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ให้มีการเผื่อ (marginal) และความคงทน (robust) ค่าพิกัดวิกฤตทางไฟฟ้า มีความสำคัญต่อการออกแบบที่บ่งชี้ว่าพิกัดทางไฟฟ้าสัมพันธ์อย่างไรกับการทำงานของวงจรที่ออกแบบ และเข้าถึงความสามารถของอุปกรณ์ชิ้นนั้นๆ [16]

ค่าอัตราทนกำลังสูงสุด P_{max} ความคาดหวังด้านโครงสร้าง มอสเฟตเป็นอุปกรณ์กำลังที่ทนทานปานกลาง สามารถทนต่อแรงดันเดรน-ซอร์สที่ล้นได้บ้าง แต่ในทางปฏิบัติหากการทำงาน ที่ถูกลดพิกัด (derated) ประมาณ 30 ถึง 50 เปอร์เซ็นต์ จะทำให้เพิ่มค่าความน่าเชื่อถือด้านอายุการใช้งาน

ค่าอัตราทนแรงดันเดรน-ซอร์สสูงสุด $V_{DS,max}$ ค่านี้แสดงค่าสัมบูรณ์จำกัดของความสามารถทนแรงดันบล็อกกิ้งของอุปกรณ์ที่ขาเดรน-ซอร์ส ขณะขาเกตถูกลัดวงจรสู่ซอร์ส (V_{DSS}) หรือเมื่อมีความต้านทาน $1M\Omega$ ที่ขาเกตซอร์ส การทดสอบวัดค่าที่จำเพาะค่าหนึ่งของกระแสลัดเกจ และมี สปส อุณหภูมิบวก เพื่อป้องกันเหตุการณ์เบรคดาวน์ของรอยต่อเดรน-ซอร์ส แรงดันที่ป้อนเข้าไปตกคร่อมควรมิมากเกินค่าพิกัดของมัน

ค่าพิกัดทนแรงดันเกต-ซอร์สที่ยอมรับได้สูงสุด $V_{GS,max}$ ทั้งขณะอยู่ในสภาวะแรงดันต่อเนื่อง (V_{GS}) และแรงดันพัลส์เดี่ยวที่ไม่ซ้ำ (V_{GSM}) ค่าที่เกินกว่านี้จะเป็นผลให้อุปกรณ์ถูกลดประสิทธิภาพลงอย่างถาวร ในกรณีของ V_{DSS} เกิน จะเกิดเหตุการณ์พังทลาย แต่ในกรณีอีกไซด์ทะเล่ เกิดขึ้นเมื่อ V_{GS} เกิน ในบางมอสเฟตได้มีการเสริมส่วนป้องกันเกต เพื่อลดเหตุการณ์ไม่พึงประสงค์นี้ลง

ค่าพิกัดของกระแสเดรนต่อเนื่องสูงสุด I_D เป็นระดับที่ก่อให้เกิดอุณหภูมิรอยต่อสะสมเพิ่มถึงพิกัดสูงสุดของมัน $I_D = \text{sqr}(P_D / R_{DS,on})$ ที่อุณหภูมิอ้างอิง 25°C

ค่าพิกัดกระแสเดรนพัลส์ที่ยอมรับได้สูงสุด I_{DM} อุปกรณ์สามารถทำงานได้อย่างปลอดภัย ภายใต้สภาวะพัลส์ที่มีความกว้าง $10\mu\text{sec}$ ค่านี้จะนำไปพิจารณาขีดจำกัดด้านเทอร์มอลของอุปกรณ์ของอุปกรณ์คือ $R_{DS,on}$ การยึดเหนี่ยวของสาย (Wire Bond) และการจำกัดเมทอลที่ซอร์ส ค่าดิวิตี

ไซเคิลของค่าพิกัดนี้จะเล็กมากกว่าคืออย่างน้อย $10\mu\text{s}$ เท่านั้น แต่ออฟ 1s นั่นคือในการออกแบบวงจรไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ป้องกันอุปกรณ์ ถ้าหากเกิดเหตุการณ์ลัดวงจรขึ้น การตรวจจับกระแสเพื่อชัตดาวนระบบ จะต้องตอบสนองได้เร็วกว่า $10 \mu\text{s}$ จึงจะทำให้อุปกรณ์สวิตช์อยู่รอดปลอดภัย

ค่าพลังงานสูงสุดที่ยอมรับได้ของอุปกรณ์ ที่สามารถทำงานได้อย่างปลอดภัยในโหมดพังทลาย (Avalanche) จากผลของกระแสไปค์เหนี่ยวนำ ซึ่งมีการทดสอบภายใต้สภาวะพังทลายที่ซ้ำๆ สมควรถูกลดพิคัดลง โดยใช้coefการตอบสนองความร้อนช่วยในการออกแบบ สำหรับความน่าเชื่อถือด้านอายุการใช้งานสูงสุด ไม่ควรให้มอสเฟตทำงานภายใต้โหมดพังทลาย แต่กำหนดการออกแบบให้มอสเฟตทำงานในโหมดพังทลายในช่วงเหตุการณ์ที่ไม่เป็นรายคาบ หรือเหตุการณ์สุ่มจากแรงดันสไปค์เท่านั้น

ค่าพิคัดทอนแรงดันเบรคดาวนที่ชาเดรน-ซอร์ส V_{BRDSS} แสดงขีดจำกัดต่ำสุดของความสามารถของแรงดันบลิคกิ้งที่ชาเดรน-ซอร์สของอุปกรณ์ ขณะชาเกตถูกลัดวงจรซอร์ส ขณะถูกวัดมีกระแสลึคเกจค่าหนึ่งที สปลส ของอุณหภูมิบวก

ค่าพิคัดกระแสเดรนทีแรงดันเกดเป็นศูนย์ I_{DSS} คืกระแสไฟตรงทีไหลสู่อั้วเดรนของอุปกรณ์ ขณะแรงดันเกด-ซอร์สเป็นศูนย์ และอั้วเดรนถูกรีเวอร์สไบอัส โดยเทียบกับซอร์ส โดยทัวไปค่าพารามิเตอร์นี้เพิ่มขึ้นตามอุณหภูมิต่อ สปลส อุณหภูมิ โดยปกติ I_{DSS} จะแสดงควบคู่กับอุณหภูมิ

ค่ากระแสบด็-เกดลึคเกจ I_{GSS} คืกระแสไฟตรงทีไหลสู่อั้วเกดของอุปกรณ์ มันถูกทดสอบกับการไบอัสเกดทั้งแรงดันบวกและลบ โดยเทียบกับซอร์ส ขณะชาเดรนถูกลัดวงจรซอร์ส กระแสรั่วไหลบด็-เกด มีประโยชน์สำหรับการทดสอบความเป็น Integrity ของมอสเฟต แต่มันจะไม่มีควมหมายในการพิจารณาเพื่อการออกแบบควบคุมกำลังไฟฟ้า

ค่าแรงดันเทรสไฮลฟอริเวดเกด-ซอร์ส $V_{GS,th}$ ค่านี้มีความสำคัญเมื่อมีการออกแบบวงจรขบเกด ได้จากการวัดขนาดกระแสเดรน ทีเพิ่มขึ้นถึงค่าต่ำค่าหนึ่งของเทรสไฮล โดยปกติจะเป็น $250 \mu\text{A}$ หรือ 1mA ค่าพารามิเตอร์นี้ สปลส อุณหภูมิลบ ทีสามารถนำสู่ปัญหาทีอุณหภูมิรอยต่อสูงสุด ปกติในดาต้าชีท จะแสดงค่าแรงดันเทรสไฮลต่ำสุด สูงสุด และ ค่าตัวอย่างใช้งาน

ค่าควมต้านทานขณะอนทีชาเดรน-ซอร์ส $R_{DS,on}$ เป็นค่าควมต้านทานไฟตรงระหว่างอั้วเดรน-ซอร์ส พร้อมระบุแรงดันเกด-ซอร์สทีป้อนเข้าไปไบอัส ทำให้อุปกรณ์อยู่ในสภาวะอน ค่าพารามิเตอร์นี้ สปลส อุณหภูมิบวก ค่าสูงสุดนี้ควรนำไปใช้เพื่อกำหนดหาค่ากำลังสูญเสียขณะนำกระแส โดยทีมันมีค่ามากน้อยเพียงไร เป็นผลกระทบโดยตรงจากแรงดันเกด-ซอร์สและอุณหภูมิรอยต่อ T_j

ค่าแรงดันขณะอนทีชาเดรน-ซอร์ส $V_{DS,on}$ คื ค่าแรงดันไฟตรงระหว่างอั้วเดรน-ซอร์ส พร้อมระบุแรงดันเกด-ซอร์สทีป้อนเข้าไปไบอัสทำให้อุปกรณ์อยู่ในสภาวะอน ค่าพารามิเตอร์นี้ สปลส อุณหภูมิบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

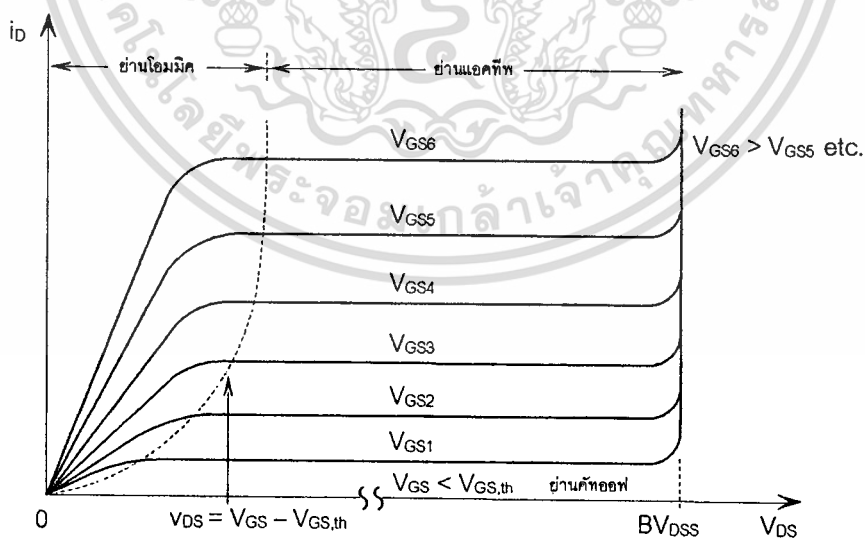
ค่าฟอร์มิวดทรานคอนดักแตนซ์ g_{FS} เป็นอัตราส่วนของการเปลี่ยนแปลงในกระแสเดรนอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงในแรงดันเกต-ซอร์ส $\Delta I_D / \Delta V_{GS}$ มอสเฟตที่มีค่าทรานคอนดักแตนซ์สูงๆจะมีความต้องการการขับเคลื่อนที่เสถียร การกระเพื่อมของแรงดันเกตเพียงเล็กน้อย สามารถเป็นเหตุให้เกิดการเปลี่ยนแปลงที่กระแสเอาพุท

3.3 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของมอสเฟต

โดยทั่วไปการศึกษาคุณสมบัติทางเอาพุทของมอสเฟตกำลัง ประกอบด้วยเอาพุทเคอฟ3ชนิด คือ พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย การสวิทชิง และ คุณสมบัติทางไฟฟ้า โดยปกติแล้วจะเป็นเคอฟชนิด I-V และ I-R ซึ่งแสดงออกถึงคุณสมบัติทางไฟฟ้าของอุปกรณ์ในรูปแบบทั้งกระแสกับแรงดัน และกระแสกับความต้านทาน เคอฟเหล่านี้โดยปกติจะอธิบายตัวมันเองได้สมบูรณ์อยู่แล้ว และครอบคลุมถึงย่านกว้างๆของเงื่อนไขต่างๆ [8], [16]

3.3.1 คุณสมบัติทางเอาพุทระหว่างกระแสกับแรงดัน

อธิบายการทำงานของมอสเฟตที่อยู่ในช่วงนำกระแสว่าผลกระทบจากแรงดันเกตที่เปลี่ยนไป ต่อแรงดันเดรน-ซอร์สของอุปกรณ์ สิ่งสำคัญที่บอกคือระดับกระแสยังคงคงที่ได้อย่างไร เมื่อแรงดันเกตถูกลดลง นั่นคือ อุปกรณ์ทำงานอยู่ในโหมดกระแสคงที่ ซึ่งโหมดนี้อุปกรณ์จะมีกำลังไฟฟ้าดิสซิเพท



รูปที่ 3.1 คุณสมบัติกระแสกับแรงดันของมอสเฟตชนิด เอนแชนแนลเอนฮานเม้นท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เคอฟคุณสมบัติระหว่างกระแส i_D กับแรงดัน v_{DS} ดังรูปที่ 3.1 เป็นการพิจารณาลำดับการทำงานของมอสเฟตของการเริ่มหยุดนำกระแส หรือการเริ่มนำกระแส โดยเริ่มจากย่านคัทออฟ ไปสู่ย่านแอกทีฟ และย่านโอมมิคนั่นคือ [12]

เมื่อมอสเฟตอยู่ในย่านคัทออฟเมื่อแรงดันเกต-ซอร์สน้อยกว่าแรงดันขีดเริ่ม นั่นคือเปรียบเสมือนสวิตช์ปิดกระแส $i_D = 0$ เมื่อ $v_{GS} < v_{GS,th}$

เมื่อมอสเฟตถูกขับด้วยแรงดันเกต-ซอร์ส มากๆ มอสเฟตจะเข้าสู่ย่านโอมมิค แรงดัน $v_{DS,cr}$ จะมีขนาดเล็กกลง

$$v_{GS} - v_{GS,th} > v_{DS} > 0 \quad (3.1)$$

ย่านนี้อาจเรียกว่า ย่านความต้านทานคงที่ เพราะถ้าแรงดันเดรนเป็นศูนย์ กระแสเดรนก็จะกลายเป็นศูนย์เช่นกันโดยไม่สนใจแรงดันเกต

ในย่านแอกทีฟนี้ กระแสเดรนจะเป็นอิสระจากแรงดันเดรน-ซอร์ส v_{DS} แต่จะขึ้นอยู่กับแรงดันเกต ซอร์ส v_{GS} เพียงอย่างเดียว

$$i_D = g_{FS}(v_{GS} - v_{GS,th})^2 \quad (3.2)$$

ย่านนี้อาจเรียกว่า ย่านกระแสคงที่ ย่านกระแสอิ่มตัว โดยที่เส้นแบ่งขอบเขตระหว่างย่านโอมมิคกับย่านแอกทีฟคือ $v_{DS} = v_{GS} - v_{GS,th}$ ดังนั้น

$$i_D = g_{FS} (v_{DS})^2 \quad (3.3)$$

เมื่อ g_{FS} เป็นค่าเกน หรือค่าฟอร์เวิร์ดทรานคอนดักแตนซ์ของอุปกรณ์ [15]

$$g_{FS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{2L} \quad (3.4)$$

เมื่อ μ_n ค่าโมบิลิตีของพาหะ

C_{ox} ค่าคาปาซิแตนซ์ของเกตอ็อกไซด์

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \quad (3.5)$$

เมื่อ ϵ_{ox} ค่าไดอิเล็กทริกของซิลิคอนไดอ็อกไซด์

t_{ox} ความหนาของเกตอ็อกไซด์

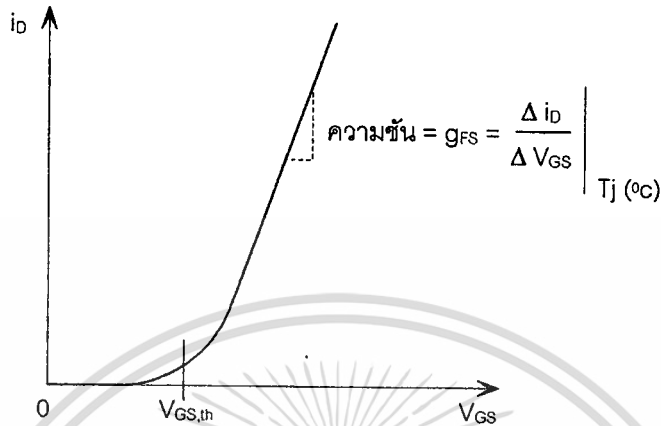
W ความกว้างของแชนแนล

L ความยาวของแชนแนล

จากรูป 3.2 เป็นเคอฟของการทรานสเฟอร์ระหว่างอินพุตกับเอาพุต การเพิ่มขึ้นของกระแส

เป็นไปอย่างพาราโบลิคในช่วง $v_{GS} < v_{GS,th}$ ขณะกระแสเดรนต่ำ และเพิ่มอย่างเชิงเส้น ขณะกระแสเดรนสูง อย่างไรก็ตาม กรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เดรนมีค่าสูง เมื่อ $v_{GS} > v_{GS,th}$ ทั้งนี้เพราะค่าโมบิลิตีของพาหะลดลง เนื่องจากสนามไฟฟ้าเพิ่มขึ้น ไปพร้อมๆกับกระแสเดรนที่ขึ้นอินเวอร์ส



รูปที่ 3.2 โค้งของการทรานส์เฟอร์แสดงกระแสเดรนขึ้นอยู่กัแรงดันเกต-ซอร์ส

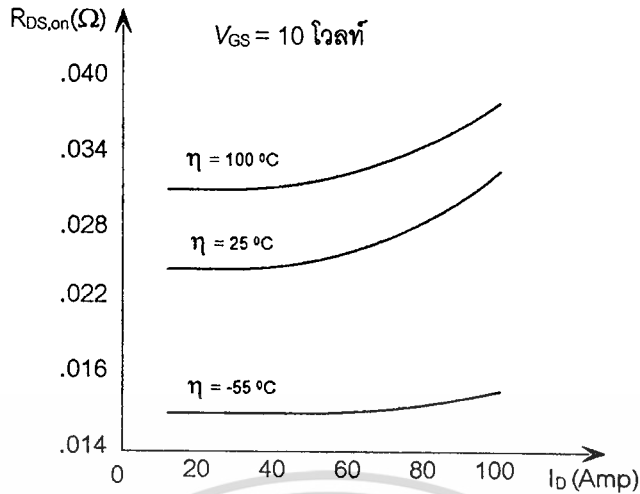
ในกรณีความสัมพันธ์ระหว่าง ค่า g_{FS} กับอุณหภูมิ ประสิทธิภาพการทรานส์เฟอร์จะลดลงเมื่อ อุณหภูมิเพิ่มขึ้น เนื่องจากว่าค่าโมบิลิตีของพาหะลดลงหรือพาหะเคลื่อนที่ได้ยากขึ้น [15]

$$g_{FS}(T) = g_{FS}(25^\circ C) \left[\frac{T}{300} \right]^{-2.3} \quad (3.6)$$

ซึ่งสอดคล้องกับค่าความต้านทานขณะนำกระแส $R_{DS,on}$ จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มดังที่จะกล่าวในหัวข้อถัดไป

3.3.2 คุณสมบัติทางเอาพุระหว่างความต้านทานกับกระแส

ค่าความสัมพันธ์ระหว่าง ความต้านทานเดรน-ซอร์ส $R_{DS,on}$ กับกระแสเดรน i_D ที่ระบุอุณหภูมิ มีประโยชน์สำหรับการสังเกตผลกระทบของการแปรเปลี่ยนอุณหภูมिरอยต่อ สิ่งที่บอกคือ ค่าความต้านทานขณะออน $R_{DS,on}$ เริ่มเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วที่อุณหภูมिरอยต่อสูงๆ แต่จะประมาณคงที่ที่อุณหภูมิต่ำๆ ($-55^\circ C$) นั่นก็หมายความว่า มอสเฟตจะสามารถนำกระแสได้มากขึ้นที่อุณหภูมิต่ำๆ ซึ่งมีประโยชน์อย่างมากในโหลดเหนี่ยวนำ เพราะความต้านทานของขดลวด ถูกลดค่าลงที่อุณหภูมิต่ำๆ [16]

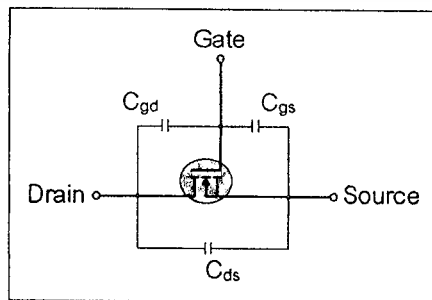


รูปที่3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทาน $R_{DS,on}$ กับกระแสเดรน และอุณหภูมิ

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ยังคงนำกระแสหลังจากแรงดันเกตป้อนเข้าไปจนกว่าจะมีการคายประจุที่เกต ทั้งนี้เพราะว่ามันเป็นอุปกรณ์พหุขั้ว ทำให้เกิดข้อดีคือ มีกำลังสูญเสียดิสซิเพทในวงจรรีบเกิดต่ำ ความเร็วในการสวิตช์สูง เพราะว่ามันไม่มีประจุสะสมที่ขาเดรน-ซอร์ส คุณสมบัติที่ว่านี้เองทำให้มอสเฟตกำลังเป็นอุปกรณ์ทางเลือกเพื่อในงานประยุกต์ที่แรงดันปานกลาง อัตราทนแรงดันจะได้น้อยกว่า 200 โวลต์ มิฉะนั้นอุปกรณ์จะต้องมีพิกัดที่ใหญ่มากเพื่อเอาชนะการเพิ่มขึ้นของ $R_{DS,on}$ ของอุปกรณ์ โดยประมาณคือ [16]

$$R_{DS,on} \propto V_{DSS}^{2.7} \tag{3.7}$$

จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานขณะนำกระแส นอกจากจะมีค่าขึ้นอยู่กับอุณหภูมิแล้ว มันยังขึ้นอยู่กับแรงดันเดรน-ซอร์ส



รูปที่3.4 ตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขั้วสูขั้วของมอสเฟต

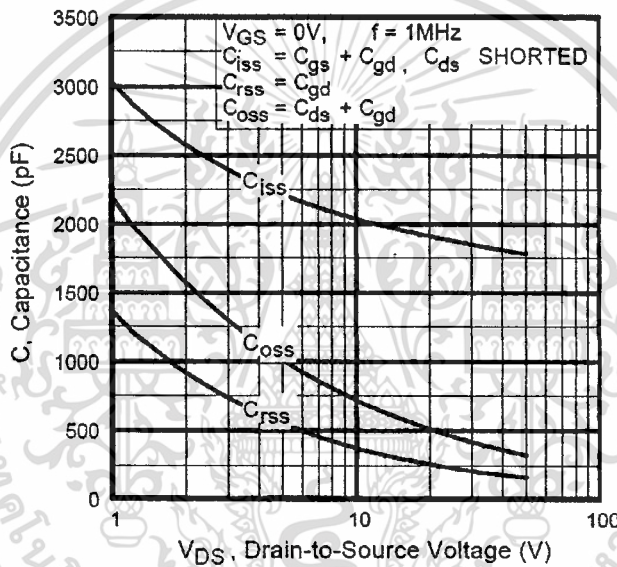
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.3 คุณสมบัติของตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟต

อุปกรณ์มอสเฟตกำลังมีตัวเก็บประจุแฝงภายใน ระหว่างขั้วสุ่ม ซึ่งค่าของตัวเก็บประจุเหล่านี้ขึ้นอยู่กับขนาดของแรงดันมีสามค่าดังนี้

- C_{iss} คือ ค่าคาปาซิแตนซ์อินพุท $C_{iss} \sim C_{GD} + C_{GS}$
- C_{oss} คือ ค่าคาปาซิแตนซ์เอาพุท $C_{oss} \sim C_{GD} + C_{DS}$
- C_{rss} คือ ค่าคาปาซิแตนซ์รีเวอร์สทรานสเฟอร์ $C_{rss} \sim C_{mi} \quad ; (C_{GD} = C_{mi})$

แสดงวงจรถ่ายทอดสำหรับวัดค่าคาปาซิแตนซ์ต่างๆ ของมอสเฟตกำลัง พร้อมกับแสดงตัวอย่างเคอฟ ค่าคาปาซิแตนซ์ของมอสเฟต [15]



รูปที่ 3.5 ค่าของตัวเก็บประจุแฝงของ IRFP150N ที่ขึ้นอยู่กับแรงดันเดรน-ซอร์ส

3.3.3.1 ค่าคาปาซิแตนซ์แฝง ระหว่างขั้วเกต-ซอร์ส C_{GS}

$$C_{GS} = C_O + C_{N+} + C_P \tag{3.8}$$

เมื่อ C_O เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ ระหว่างขั้วเกต-ซอร์สเมทอล

$$C_O = \frac{\epsilon_L A_O}{t_O} \tag{3.9}$$

เมื่อ ϵ_L ค่าไดอิเล็กทริกของฉนวน

t_O ความหนาของฉนวน

A_O พื้นที่โอเวอร์แลพระหว่างขั้วอีเล็กโตรดของเกตกับซอร์ส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ C_{N^+} เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ ระหว่างขั้วเกต กับ ย่านดีฟฟิวชัน N^+ ซอร์ส

$$C_{N^+} = \frac{\epsilon_{ox} A_{N^+O}}{t_{ox}} \quad (3.10)$$

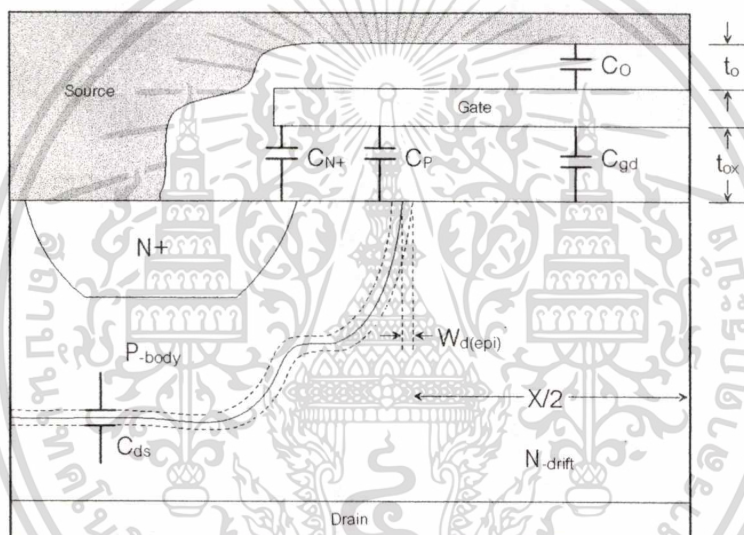
เมื่อ ϵ_{ox} ค่าไดอิเล็กทริกของเกตซิลิคอนไดออกไซด์

C_{ox} ค่าคาปาซิแตนซ์ของเกตอ็อกไซด์ต่อหน่วยพื้นที่

t_{ox} ความหนาของเกตอ็อกไซด์

A_{N^+O} พื้นที่โอเวอร์แลปของขั้วอ็อกไซด์ทรอดของเกตที่ทับบนอีมีเตอร์ N^+

เมื่อ C_p เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ ระหว่างขั้วเกต กับ P-บอดี้



รูปที่ 3.6 แสดงผังโครงสร้างภายในของมอสเฟตกำลังที่แสดงการเกิดตัวเก็บประจุแฝง

3.3.3.2 ค่าคาปาซิแตนซ์แฝง ระหว่างขั้วเดรน-เกต C_{GD}

ค่าคาปาซิแตนซ์นี้จะมีค่าลดลง เมื่อแรงดันเดรนเพิ่ม คือ

$$C_{GD} = 1 - g_{fs} \sqrt{V_{DS}} \quad (3.11)$$

$$C_{GD(\text{ต่อหน่วยพท.})} = C_{ox} \left(1 - \frac{2W_{d(\text{epi.})}}{X} \right) \quad (3.12)$$

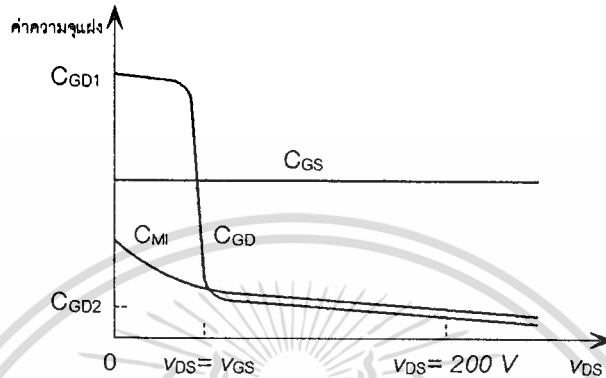
เมื่อ X เป็นความกว้างระหว่างเซลล์แอดจอยท์

$W_{d(\text{epi.})}$ เป็นความกว้างของย่านดีฟฟิวชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$W_{d(\text{epi.})} = \sqrt{\frac{2k_s \epsilon_0 (V_{DS} + \phi_B)}{qC_B}} \quad (3.13)$$

ค่า C_{GD} นี้เป็นตัวทำให้เวลาของมิลเลอร์เอฟเฟกต์เพิ่มขึ้น



รูปที่ 3.7 แสดงค่าตัวเก็บประจุแฉง C_{GD} ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันเดรน [12]

การตอบสนองเชิงความถี่ของมอสเฟตปกติ จะถูกจำกัดด้วยการอัดและคายประจุของตัวเก็บประจุแฉงอินพุท ถ้าหากว่า ค่า C_{GD} และค่า C_{GS} มีค่าเล็กมากแล้ว มอสเฟตจะทำงานภายใต้ความถี่สูงโดยที่ตัวเก็บประจุแฉงอินพุทไม่สัมพันธ์กับอนุหภูมิ และความเร็วของการสวิตช์ก็จะไม่สัมพันธ์กับอนุหภูมิเช่นกัน

3.3.3.3 ค่าคาปาซิแตนซ์แฉง ระหว่างขั้วเดรน-ซอร์ส C_{DS}

ค่าความจุเปลี่ยนแปลงเนื่องจากค่าความหนาของ C_{GD} เปลี่ยนแปลง ซึ่งค่าความหนาของจังก์ชันของย่าน p-บอดี้และย่าน n-ดิฟท์ และการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเดรน V_{DS} [12], [15]

$$C_{DS(\text{ต่อหน่วยพท.})} = \sqrt{\frac{qk_s \epsilon_0 C_B}{2(V_{DS} + \phi_B)}} \quad (3.14)$$

เมื่อ q เป็นค่าประจุมูลฐานเท่ากับ 1.9×10^{-19} คูลอมป์

K_s ค่าไดอิเล็กทริกของซิลิคอน

ϵ_0 ค่าเปอมิวบิลิตีของอากาศ เท่ากับ 8.86×10^{-14} F/cm

ϕ_B ค่าไปเทนเชียลไดโอด

เมื่อแรงดันเดรน $V_{DS} \gg \phi_B$ และเมื่อ V_{DS} เพิ่มขึ้น ค่า C_{DS} จะลดลง คือ $C_{DS} \propto \sqrt{\frac{1}{V_{DS}}}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

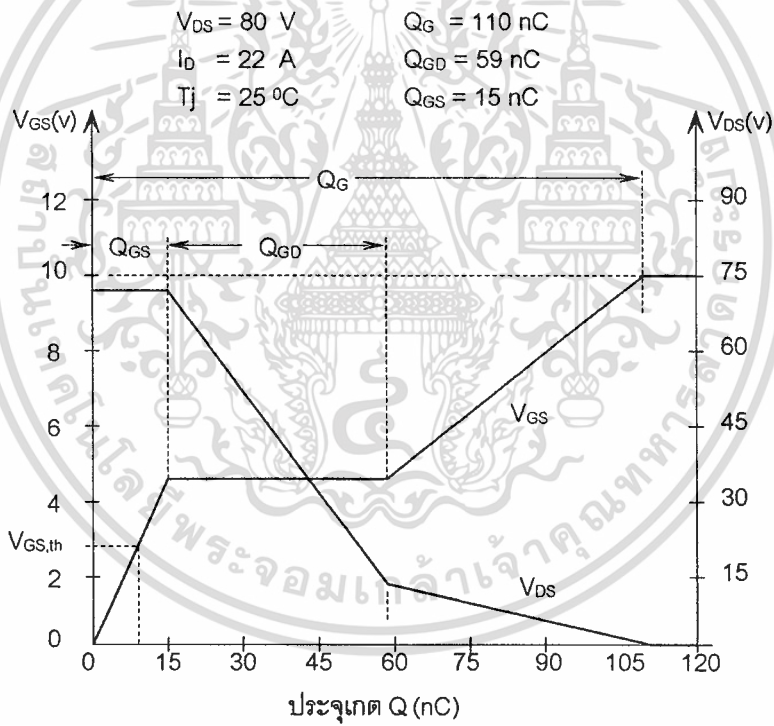
3.3.4 คุณสมบัติของประจุเกต

ค่าประจุเกตเป็นค่าที่เกิดขึ้นในช่วงที่มอสเฟตต้องการนำกระแส และหยุดนำกระแสชั่วคราว ดังรูปที่ 3.7 ซึ่งเป็นค่าที่ควรพิจารณาเพื่อการออกแบบวงจรขั้วเกต เพื่อประเมินความเร็วในการสวิตช์ และค่าสูญเสียจากการสวิตช์ มีสามค่าที่ระบุมาในตารางคือ [16]

Q_G ค่าประจุเกตรวม ที่ต้องการประจุให้กับอินพุทคาปาซิแตนซ์ของอุปกรณ์ในการป้อนแรงดันเกต เพื่อให้อุปกรณ์อยู่ในสภาวะอ่อนเต็มที่

Q_{GS} ค่าประจุที่ต้องการใช้เพื่อประจุให้กับอินพุทคาปาซิแตนซ์ของอุปกรณ์ จากกระแสเดรนเริ่มไหล ในช่วงเวลาหน่วงการนำกระแส (turn on delay time) จนกระแสเดรนไหลเต็มที่

Q_{GD} ค่าประจุ มิลเลอร์ (miller charge) เป็นค่าประจุที่ต้องการใช้เพื่อประจุให้กับอินพุทคาปาซิแตนซ์ของอุปกรณ์ เพื่อให้แรงดันเดรน-ซอร์ส ลดลงกลายเป็นแรงดัน $V_{DS,on}$

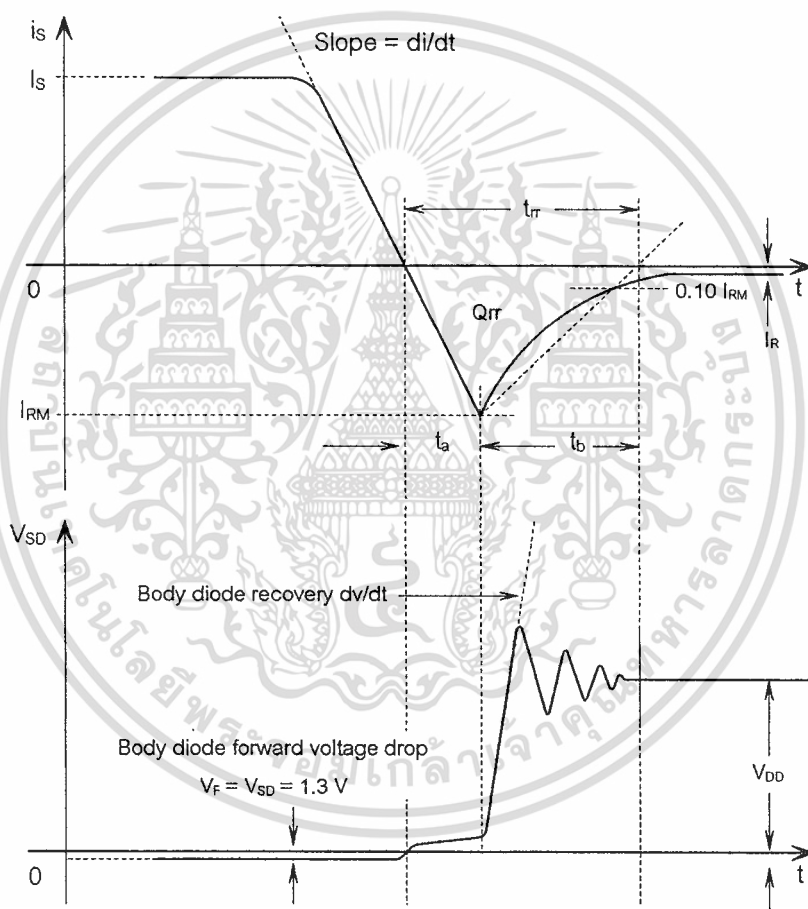


รูปที่ 3.8 ประจุเกตที่ต้องการใช้เพื่อให้ IRFP150P เริ่มนำกระแส

3.3.5 ไดโอดบอดี้แฝงของมอสเฟตกำลัง

ค่าแรงดันฟอร์เวิร์ดขณะอ่อนของไดโอดภายในมอสเฟต V_{SD} คือ แรงดันไฟตรงระหว่างขั้วซอร์ส-เดรน ขณะไดโอดบอดี้แฝงของมอสเฟตถูกฟอร์เวิร์ดไบอัส ค่าพารามิเตอร์นี้ควรนำมาพิจารณา ถ้าหากว่าไดโอดที่วางนี้ถูกนำไปใช้เป็นไดโอดฟรีวิลลิ่งในวงจรควบคุมมอเตอร์ ในรูปที่ 3.9 ผังโครงสร้างภายในของมอสเฟตกำลัง แสดงให้เห็นถึงไดโอดบอดี้แฝงที่ต่อคร่อมซอร์ส-เดรนของมอสเฟต เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

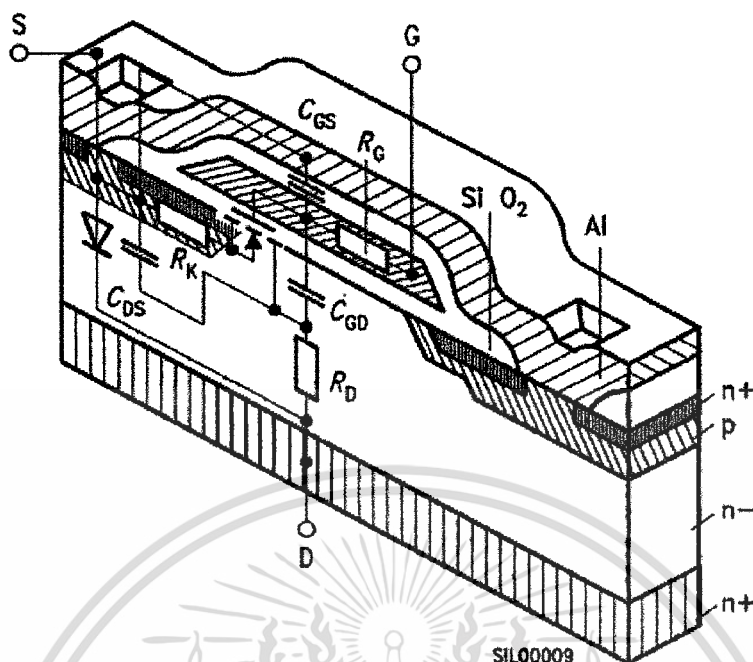
เนื่องจากมันเป็นอุปกรณ์จำพวกพาหะข้างน้อย ดังนั้นจึงเป็นอุปกรณ์ที่มีเขตจำกัดของเวลา เมื่อไดโอดอินตรินสิคบอดีถูกนำไปใช้เป็นไดโอดฟรีวิลลิ่งแล้ว มันจะแสดงคุณสมบัติความเป็นสแนปป์รีเวอร์สรีคัพเวอร์ออกมา ในรูป 3.8 ซึ่งเป็นสาเหตุของการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI) ค่าเวลาฟื้นตัวย้อนกลับของไดโอดอินตรินสิคบอดีของมอสเฟตกำลัง t_{rr} แบ่งออกเป็นสองช่วง คือ T_a คือ เวลาระหว่างจุดซีโรครอสซิง ถึงจุดพีค I_{rr} ของกระแส I_s T_b คือ ช่วงเวลาคืนตัว เริ่มจากจุดพีค I_{rr} ของกระแส I_s ถึง จุดลากเส้นตัดผ่านจุดซีโรครอสซิง ตรงกับค่ากระแสเท่ากับ 10% ของ I_{rr} [16]



รูปที่ 3.9 แสดงการฟื้นตัวของไดโอดแฝงบอดี [15]

ไดโอดบอดีแฝง เป็นสิ่งที่แฝงอยู่แล้วในโครงสร้างมอสเฟต แต่มีข้อด้อยด้านฟอร์วิดดรอปและการฟื้นตัวย้อนกลับ ดังนั้นเพื่อให้ได้สมรรถนะของการคืนตัวที่ดีแล้ว อาจจะใช้ไดโอดภายนอกที่เหมาะสมกับงานฟรีวิลลิ่งจริงๆ ต่อขนานเข้าไปกับไดโอดบอดีแฝงของมอสเฟตนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

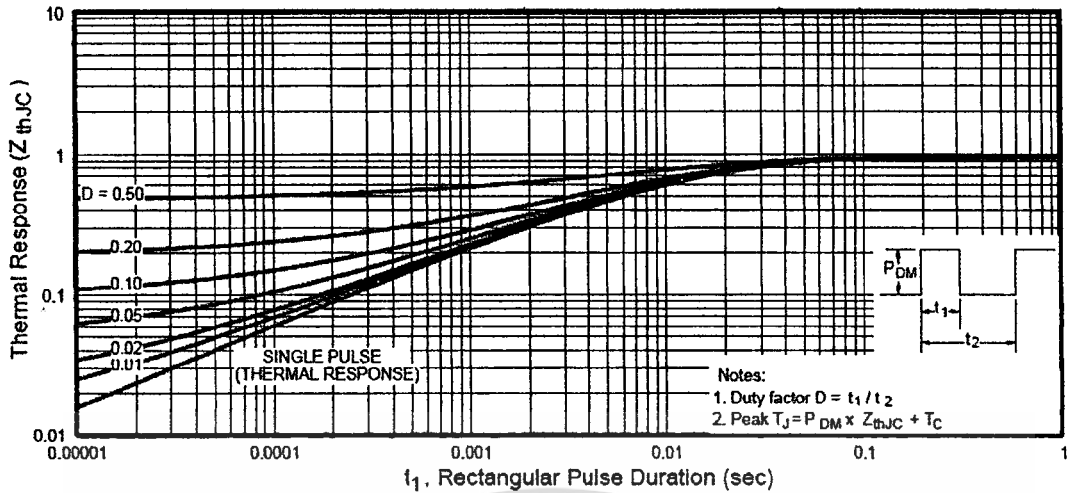


รูปที่ 3.10 แสดงผังโครงสร้างภายในของมอสเฟตกำลัง [12]

3.4 คุณสมบัติการทำงานในพื้นที่ปลอดภัย

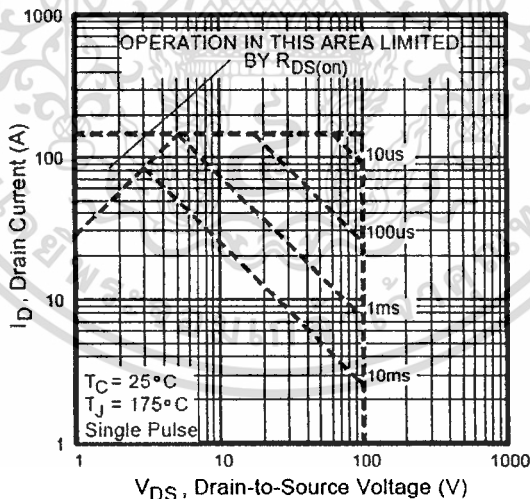
ข้อมูลที่ให้มาในตารางที่ 3.10 หนึ่งที่สำคัญสำหรับการออกแบบคือ เคฟการทำงานในพื้นที่ปลอดภัย และเคฟคุณสมบัติการตอบสนองความร้อน ซึ่งสองสิ่งนี้ควรพิจารณา การทำงานที่เกินพื้นที่ SOA สามารถเป็นเหตุให้เกิดการทำลายโครงสร้างของอุปกรณ์กำลัง และค่าความน่าเชื่อถือในระยะยาว (long-term reliability) ซึ่งอุณหภูมิการทำงานเป็นผลกระทบโดยตรงจากต่ออุปกรณ์

เคฟคุณสมบัติเหล่านี้กำหนดค่าสูงสุดของแรงดันเดรน-ซอร์สกับกระแสเดรนพร้อมๆกัน โดยที่อุปกรณ์สามารถทำงานได้อย่างปลอดภัย โดยอยู่บนพื้นฐานอุณหภูมิรอยต่อสูงสุด $T_{j,max}$ กับอุณหภูมิตัวถัง T_c 25°C การจำกัดกำลังของพีคพัลส์แบบซ้ำๆ กำหนดได้จากการใช้ข้อมูลการตอบสนองความร้อน ที่ได้แสดงดังรูป 3.11 การตอบสนองต่อความร้อนชั่วคราว มีความสำคัญต่อการพิจารณาออกแบบด้านการลัดวงจร อุปกรณ์กำลังจะต้อง *ชัตออฟ* อย่างฉับพลันเพื่อความอยู่รอด การตอบสนองของความร้อนชั่วคราวจะไม่มี ความหมายเลย ถ้าระบบควบคุมสั่งหยุดทำงานที่เวลามากกว่า 0.1s อุปกรณ์กำลังจะมีความร้อนที่เพิ่มขึ้นและทำให้คอนเวเตอร์ล้มเหลว นอกเสียจากว่ามีการใช้ฮีทซิงค์ที่ใหญ่โตเพียงพอ [16]



รูปที่3.11 ค่าประสิทธิผลของค่าความร้อนชั่วคราวจากรอยต่อสูตัวถังของ IRFP150N

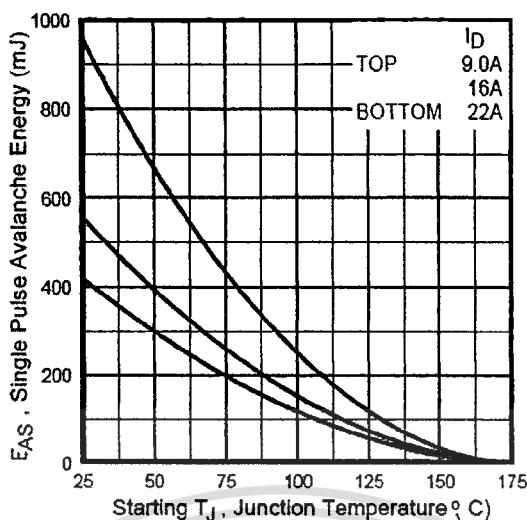
การใช้เคฟการตอบสนองความร้อน สามารถนำไปคำนวณและสร้างเคฟการทำงานในพื้นที่ปลอดภัยขณะฟอร์เวอร์สไบอัส (FBSOA) ได้ เนื่องจากอุปกรณ์มอสเฟตไม่มีปฏิกิริยาเซคันเบรคควาน์ ขบวนการคำนวณหาเคฟ FBSOAจึงทำได้ง่าย ตัวอย่างเคฟ FBSOA แสดงดังรูป3.12



รูปที่3.12 เคฟการทำงานในพื้นที่ปลอดภัยขณะฟอร์เวอร์สไบอัสของ IRFP150N

มอสเฟตกำลังได้ถูกออกแบบมาใช้งานได้อย่างปลอดภัย กับวงจรสวิชชิงอินดักทีฟโหลดที่ไม่มีการแคล้มป์แรงดันด้วยตัวสับเบรคแต่อย่างไร เพื่อการทำงานที่มีความน่าเชื่อถือ ขนาดของพลังงานสะสมจากอินดักทีฟโหลดจะต้องจำกัดให้น้อยกว่าพิกัดพลังงาน E_{as} ของอุปกรณ์ ซึ่งค่าพิกัดนี้ควรจะต้องถูกลดอัตราลง (Derated) ตามอุณหภูมิ ดังแสดงในรูป3.13 ซึ่งมันต้องการการปรับตัว เพื่อเข้ากับสภาวะการทำงานที่แตกต่างจากที่ได้ระบุไว้ เพื่อตัวมันทำงานได้อย่างปลอดภัย

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



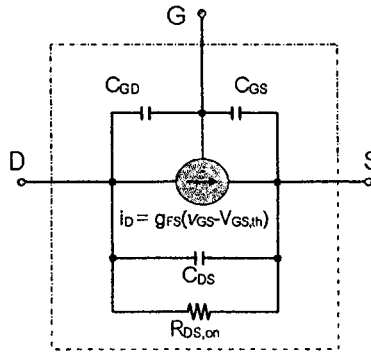
รูปที่ 3.13 พลังงานพังทลายกับอุณหภูมิรอยต่อของ IRFP150N

ค่าพลังงานสูงสุดที่ยอมรับได้ของอุปกรณ์ ที่สามารถทำงานได้อย่างปลอดภัยในโหมดพังทลาย (Avalanche) จากผลของกระแสไปค์เหนี่ยวนำ ซึ่งมีการทดสอบภายใต้สภาวะพังทลายที่ซ้ำๆ สมควรถูกลดพิกัดลง โดยใช้เคอฟการตอบสนองของความร้อนช่วยในการออกแบบ สำหรับความน่าเชื่อถือด้านอายุการใช้งานสูงสุด ไม่ควรให้มอสเฟตทำงานภายใต้โหมดพังทลาย แต่กำหนดการออกแบบให้มอสเฟตทำงานในโหมดพังทลายในช่วงเหตุการณ์ที่ไม่เป็นรายคาบ หรือเหตุการณ์สุ่มจากแรงดันสไปค์เท่านั้น

3.5 การทำงานของมอสเฟตในช่วงไดนามิก

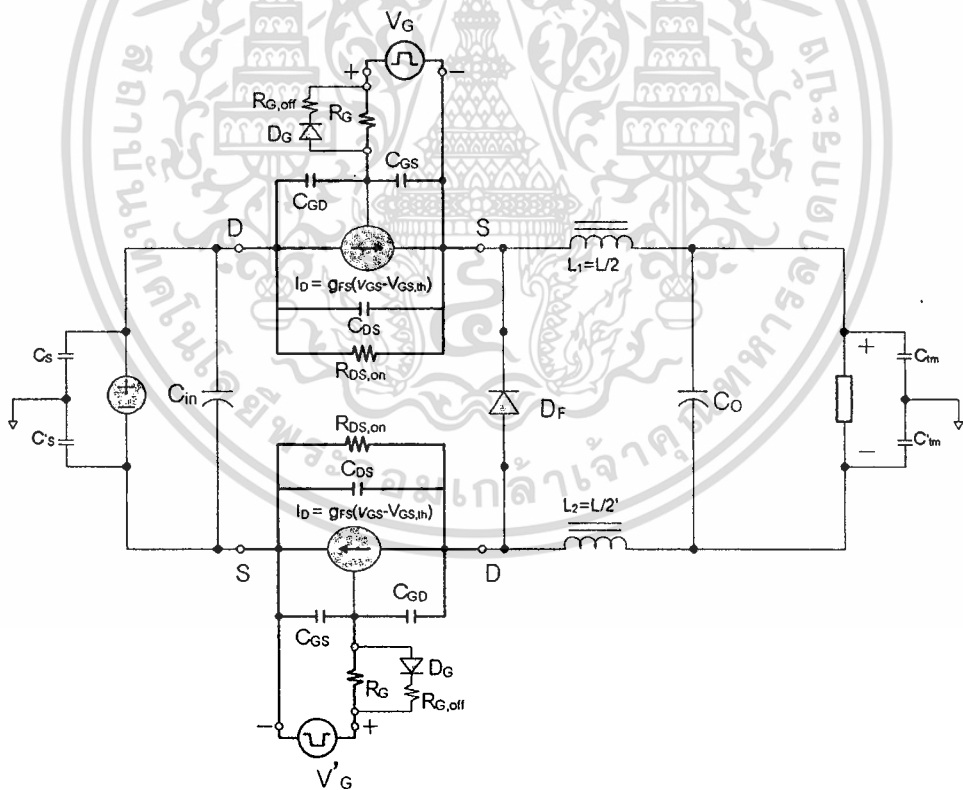
มอสเฟตกำลังเป็นอุปกรณ์ที่ไม่มีพหะข้างน้อยดังเช่นในอุปกรณ์ไบโพลาร์ที่ต้องเคลื่อนย้ายเข้าและออกจากอุปกรณ์ขณะที่มันนำและหยุดนำกระแส มันจึงมีความเร็วสูงกว่าอุปกรณ์ไบโพลาร์ เพราะมีเพียงประจุแฝงและประจุฟิล์มชั้นที่ต้องเคลื่อนย้ายเท่านั้น ดังที่ได้แสดงภาพตัดขวางดังรูป 3.6 จากค่าเก็บประจุแฝงสามารถนำมาสร้างแบบจำลองวงจรเทียบเคียงได้ดังรูป 3.14 ซึ่งวงจรเทียบเคียงนี้จำเป็นสำหรับในการวิเคราะห์พฤติกรรมเพื่อความเข้าใจขณะมันทำงานเป็นสวิตช์ในช่วงเวลาชั่วครู่

ในการวิเคราะห์คุณสมบัติการสวิตช์ในช่วงเวลาชั่วครู่ จำเป็นต้องพิจารณาทั้งขณะมอสเฟตนำและหยุดนำกระแส แต่ค่าเก็บประจุระหว่างเดรน-ซอร์ส จะไม่นำมาพิจารณาในวงจรเทียบเคียงมอสเฟต เนื่องจากมันไม่มีผลกับพฤติกรรมต่อมอสเฟตขณะทำงานเป็นสวิตช์ในช่วงเวลาชั่วครู่ ดังรูป 3.15 แต่อย่างไรก็ตาม ควรนำมาพิจารณาเพื่อการออกแบบวงจรสับเบอ์ [11]



รูปที่ 3.14 ไดนามิกโมเดลของมอสเฟตกำลัง

พฤติกรรมของมอสเฟตขณะเริ่มนำกระแสในช่วงเวลาชั่วครู่ สามารถแบ่งช่วงเวลาออกเป็นช่วงๆ คือการทำงานในย่านคัทออฟ หรือช่วงเวลาหน่วง เป็นเวลาเริ่มต้นการป้อนแรงดันเกต เพื่อการอัดประจุเกต จากนั้นเป็นการทำงานในย่านแอกทีฟ และการทำงานในย่านโอโมมิคตามลำดับ



รูปที่ 3.15 แสดงมอสเฟตไดนามิกโมเดลในบักคอนเวอเตอร์แบบสมดุลงสวิทช์

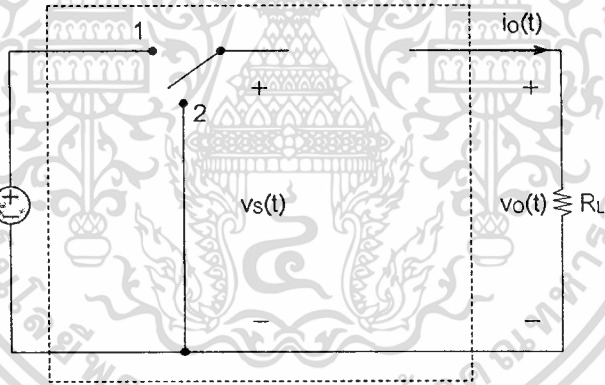
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

บัคคอนเวอเตอร์

4.1 หลักการทำงานของบัคคอนเวอเตอร์แบบธรรมดา

การทำงานของบัคคอนเวอเตอร์ สามารถอธิบายได้ด้วยวงจรรายง่าย ดังรูป 4.1 ซึ่งประกอบไปด้วย แหล่งจ่ายไฟตรง V_{in} ภาระ R_L และสวิตช์โยกสองทาง (SPDT: single pole double throw switch) ถ้าหากตำแหน่งของสวิตช์โยก อยู่ ณ ตำแหน่ง 1 แล้ว แรงดันต้น $V_s(t)$ ที่ได้จะมีค่าเท่ากับ แรงดันด้านอินพุต V_{in} และถ้าหากตำแหน่งของสวิตช์โยก อยู่ ณ ตำแหน่ง 2 แล้ว แรงดัน $V_s(t)$ ที่ได้จะมีค่าเท่ากับ ศูนย์ และถ้าหากว่าสวิตช์โยก ถูกสลับเปลี่ยนตำแหน่ง ระหว่าง 1 กับ 2 อย่างเป็นรายคาบ ดังรูป 4.2 แล้ว จะเห็นได้ว่า แรงดันต้น $V_s(t)$ ที่ได้จะมีรูปร่างเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ที่มีความถี่มีค่าเท่ากับ f_s และรายคาบเท่ากับ $T_s = 1/f_s$ เมื่อดิวตี้ไซเคิล D ถูกกำหนด ให้มีค่าอยู่ ระหว่างศูนย์กับหนึ่ง [7]



รูปที่ 4.1 แสดงการใช้สวิตช์โยกสองทาง ในการสร้างแรงดันรูปคลื่นพัลส์สี่เหลี่ยม

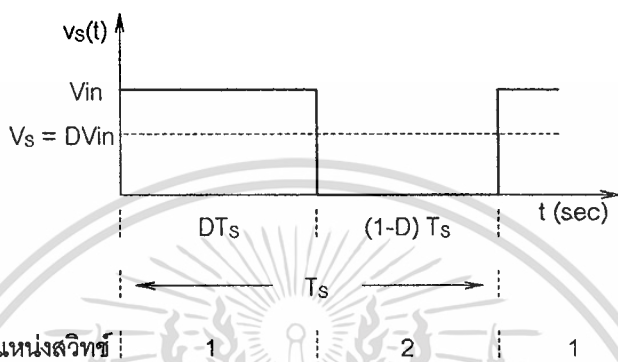
การสวิตช์แรงดันดังที่กล่าวมาข้างต้นนี้ ทำให้เกิดแรงดันรูปคลื่นพัลส์สี่เหลี่ยม ที่มีองค์ประกอบไฟตรง สามารถวิเคราะห์ได้ด้วยฟูเรียร์ ซึ่งองค์ประกอบไฟตรงของรูปคลื่นรายคาบนี้ มีค่าเท่ากับค่าเฉลี่ย นั่นคือ

$$V_S = \frac{1}{T} \int_0^{T_s} v_s(t) dt = DV_{in} \quad (4.1)$$

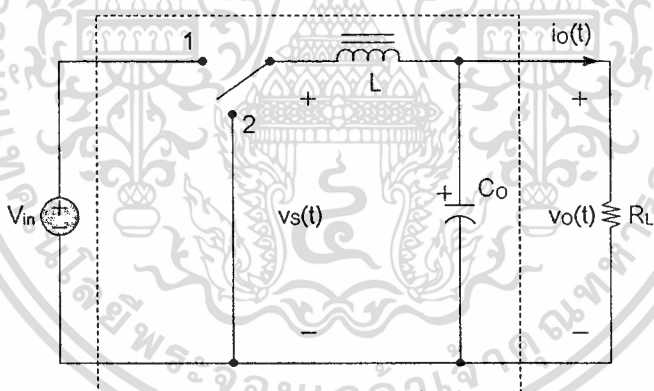
ดังนั้นแรงดันไฟตรงที่ต้องการด้านเอาพุตเป็นสัดส่วนโดยตรงกับดิวตี้ไซเคิล ซึ่งแรงดันไฟตรงที่ได้นี้มีองค์ประกอบของฮาร์มอนิกส์ที่ไม่ต้องการปะปนอยู่ ในการประยุกต์นำไปใช้งาน

จำเป็นต้องกำจัดองค์ประกอบนี้ออกไป สามารถกระทำได้ด้วยการเพิ่มส่วนของวงจรกรองความถี่ต่ำ ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

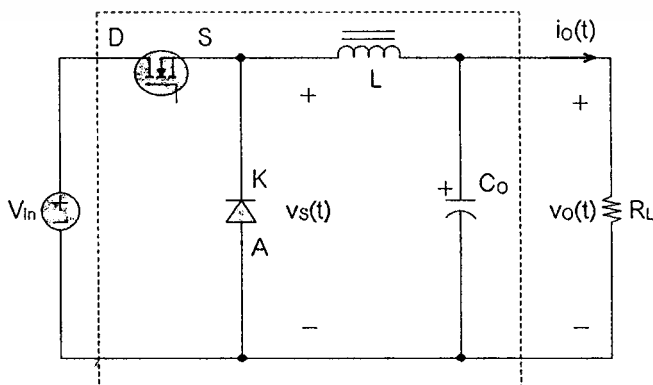
ดังรูป 4.3 ซึ่งถ้าหากความถี่คอนเนอร์ f_o ของตัวกรองมีค่าน้อยกว่าความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์แรงดัน f_s แล้ว องค์ประกอบไฟตรง $v_s(t)$ เท่านั้น ที่สามารถผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำนี้ได้ และถ้าอุปกรณ์สวิตช์ ตัวเหนี่ยวน และตัวเก็บประจุ เป็นอุปกรณ์อุดมคติแล้ว ประสิทธิภาพของการแปลง ไฟตรงไฟตรง จะมีค่าเท่ากับ 100 เปอร์เซ็นต์ [7] ในทางปฏิบัติ สวิตช์โยกสองทาง สามารถแทนที่ได้ด้วยอุปกรณ์สวิตช์โหมดสกรกึ่งตัวนำ ดังรูป 4.4



รูปที่ 4.2 รูปคลื่นของแรงดัน $V_s(t)$ ที่เกิดจากการสวิตช์แรงดันด้วย สวิตช์โยกสองทาง



รูปที่ 4.3 การเพิ่มวงจรกรองความถี่ต่ำ เพื่อกำจัดองค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ที่ไม่ต้องการ



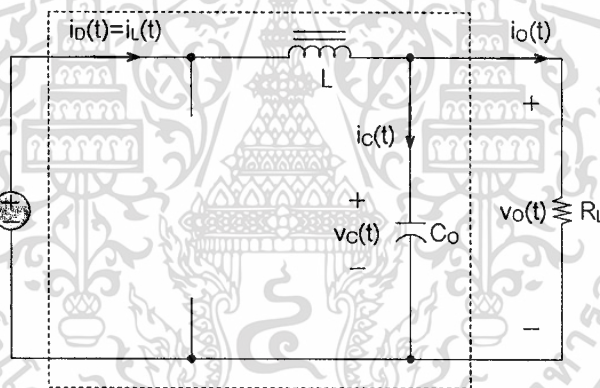
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 4.4 แสดงการใช้สวิตช์สารกึ่งตัวนำแทนที่สวิตช์โยกสองทางซึ่งประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.1 การวิเคราะห์การทำงานของบัคคอนเวอเตอร์แบบธรรมดา

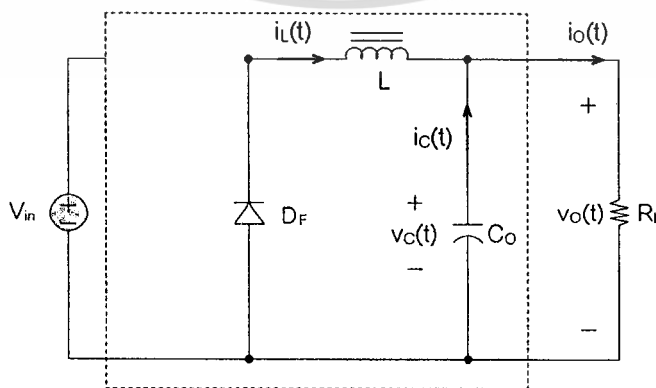
การทำงานของบัคคอนเวอเตอร์ สามารถแบ่งการทำงานออกเป็น สองโหมดด้วยกันคือ ในโหมดที่1 ขณะสวิตช์มอสเฟตอยู่ในสภาวะนำกระแส และในโหมดที่2 ขณะสวิตช์มอสเฟตอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส [8]

ในโหมดที่1 เริ่มจากสวิตช์มอสเฟตเริ่มนำกระแส ที่เวลา $t = 0$ กระแสอินพุท หรือกระแสเดรน $i_o(t)$ จะค่อยๆเพิ่มขึ้น และไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ตัวกรองเก็บประจุ C_o และตัวต้านทานภาระ R_L ดังรูปที่ 4.5

ในโหมดที่2 เริ่มจากสวิตช์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส ที่เวลา $t = t_1$ ขณะเดียวกันไดโอดฟรีวีลลิ่ง D_F ก็จะเริ่มนำกระแส เนื่องจากพลังงานที่ถูกเก็บไว้ในตัวกรองเหนี่ยวนำ L ก่อนหน้านี้ ได้คายพลังงานออกมา ทำให้กระแสที่ไหลผ่านตัวกรองเหนี่ยวนำ L $i_L(t)$ ไหลได้อย่างต่อเนื่อง ผ่านตัวกรองเก็บประจุ C_o ตัวต้านทานภาระ R_L และไดโอดฟรีวีลลิ่ง D_F ซึ่งกระแสของตัวเหนี่ยวนำ $i_L(t)$ นี้ จะค่อยๆลดลงจนกระทั่งสวิตช์มอสเฟตเริ่มนำกระแส อีกครั้งในวัฏจักรต่อไป ดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.5 แสดงการทำงานในโหมดที่1 ขณะสวิตช์มอสเฟตอยู่ในสภาวะนำกระแส



รูปที่ 4.6 แสดงการทำงานในโหมดที่2 ขณะสวิตช์มอสเฟตอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสที่ไหลในตัวกรองเหนี่ยวนำ L ได้อย่างต่อเนื่อง หรือไม่ต่อเนื่องนั้น ขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์แรงดัน f_s ค่าความเหนี่ยวนำของตัวกรองเหนี่ยวนำ L และค่าตัวตัดไซเคิล D ขณะนั้นๆ ซึ่งจะพิสูจน์ให้เห็นดังต่อไปนี้ [8]

แรงดันที่ตกคร่อมตัวกรองเหนี่ยวนำ L คือ

$$e_L = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

สมมติให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ค่อยๆเพิ่มขึ้นอย่างเชิงเส้น จาก I_1 เป็น I_2 ในช่วงเวลา t_1

$$V_{in} - V_o = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad (4.2)$$

หรือ

$$t_1 = L \frac{\Delta I}{V_{in} - V_o} \quad (4.3)$$

และจากนั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ค่อยๆลดลงอย่างเชิงเส้น จาก I_2 เป็น I_1 ในช่วงเวลา t_2

$$-V_o = -L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (4.4)$$

หรือ

$$t_2 = L \frac{\Delta I}{V_o} \quad (4.5)$$

เมื่อ $\Delta I = I_2 - I_1$ คือกระแสไหลผ่านตัวกรองเหนี่ยวนำที่กระเพื่อมจากยอดสู่ยอด

$$\Delta I = \frac{V_{in} - V_o}{L} t_1 = \frac{V_o}{L} t_2 \quad (4.6)$$

เมื่อแทนค่า $t_1 = DT_s$ และ $t_2 = (1-D)T_s$ จะได้แรงดันเอาพุท V_o คือ

$$V_o = \frac{t_1}{T} V_{in} = DV_{in} \quad (4.7)$$

สมมติให้ค่าความสูญเสียในวงจรเป็นศูนย์ $V_{in}I_D = V_oI_o = DV_{in}I_o$ และกระแสเฉลี่ยอินพุท คือ

$$I_D = DI_o \quad (4.8)$$

การสวิตช์แรงดันเป็นรายคาบ หรือในหนึ่งวัฏจักร คือ

$$T_s = \frac{1}{f_s} = t_1 + t_2 = L \frac{\Delta I}{V_{in} - V_o} + L \frac{\Delta I}{V_o} = L \frac{\Delta I V_{in}}{V_o(V_{in} - V_o)} \quad (4.9)$$

จะได้ ΔI กระแสไหลผ่านตัวกรองเหนี่ยวนำที่กระเพื่อมยอดสู่ยอด ที่สัมพันธ์กับความถี่ f_s คือ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta I = \frac{V_o (V_{in} - V_o)}{V_{in} f_s L} \quad (4.10)$$

หรือ

$$\Delta I = \frac{V_{in} D(1-D)}{f_s L} \quad (4.11)$$

แรงดันกระเพื่อมที่ตกคร่อมภาระ R_L หรือ ΔV_o นั้น มีการกระเพื่อมมากน้อยเพียงไรนั้น ขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์แรงดัน f_s ค่าความจุของตัวกรองเก็บประจุ C_o ค่าความเหนี่ยวนำของตัวกรองเหนี่ยวนำ L และค่าดิวิตีไซเคิล D ขณะนั้นๆ ซึ่งจะพิสูจน์ให้เห็นต่อไป [8]

จากกฎกระแสของเคอชอฟ จะได้กระแสไหลผ่านตัวกรองเหนี่ยวนำ คือ

$$i_L(t) = i_c(t) + i_o(t)$$

ถ้าสมมติให้ กระแสกระเพื่อมยอดสุดของภาระ Δi_o มีขนาดเล็กจนไม่นำมาคิดแล้ว ดังนั้น กระแสกระเพื่อมยอดสุด $\Delta i_L = \Delta i_c$ และจะได้กระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุโดยเฉลี่ย ดังรูป 4.7 ที่อยู่ในช่วงเวลา $t_1/2 + t_2/2 = T/2$ คือ

$$I_c = \frac{\Delta I}{4}$$

และแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_o

$$v_C(t) = \frac{1}{C_o} \int i_c(t) dt + v_C(0)$$

แรงดันกระเพื่อมยอดสุดที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_o คือ

$$\Delta V_C = v_C(t) + v_C(0) = \frac{1}{C_o} \int_0^{T/2} \frac{\Delta I}{4} dt = \frac{\Delta I T_s}{8C_o} = \frac{\Delta I}{8f_s C_o} \quad (4.12)$$

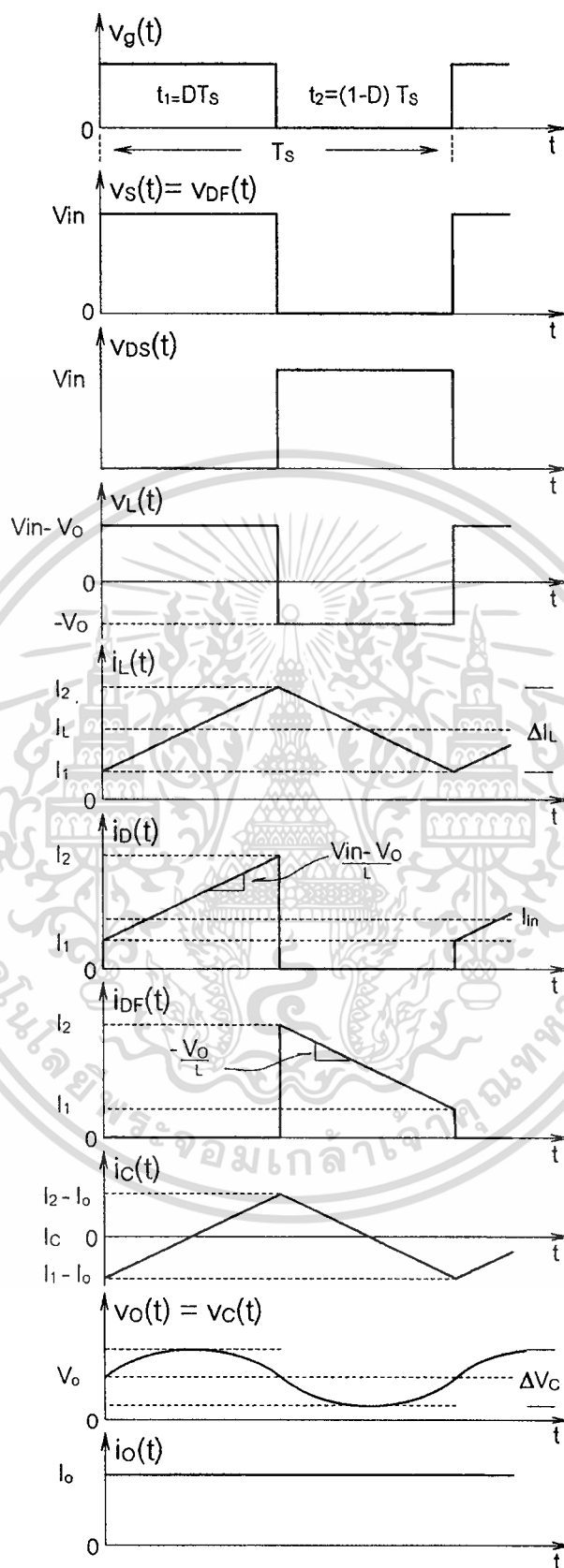
แทนค่า ΔI จาก (4.10) และ (4.11) ลงใน (4.12)

$$\Delta V_C = \frac{V_o (V_{in} - V_o)}{8LC_o V_{in} f_s^2} \quad (4.13)$$

หรือ

$$\Delta V_C = \frac{V_{in} D(1-D)}{8LC_o f_s^2} \quad (4.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

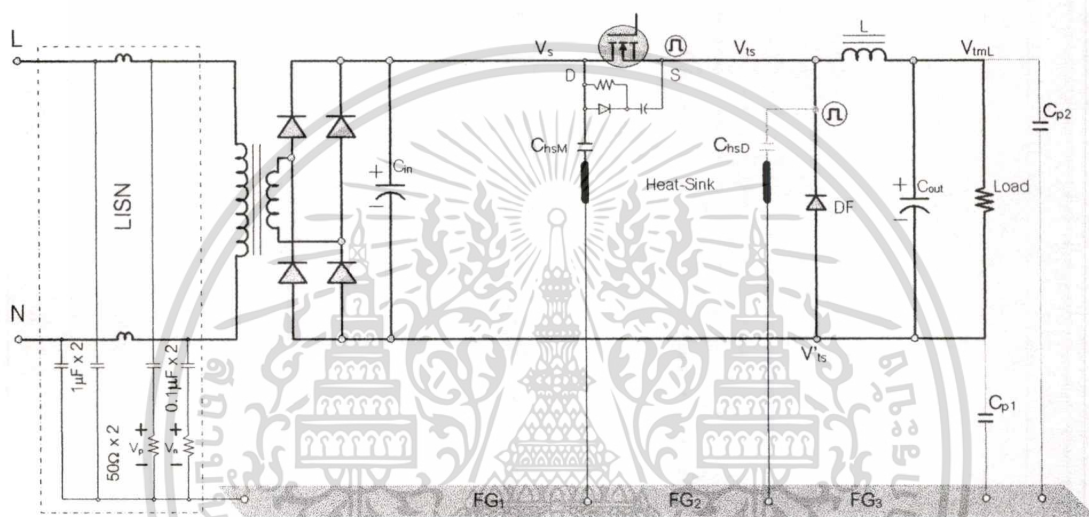


รูปที่ 4.7 แสดงรูปคลื่นของแรงดัน-กระแส ในบัคคอนเวอเตอร์ ขณะกระแสภาระต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 สัญญาณรบกวนในบัคคอนเวอเตอร์แบบธรรมดา

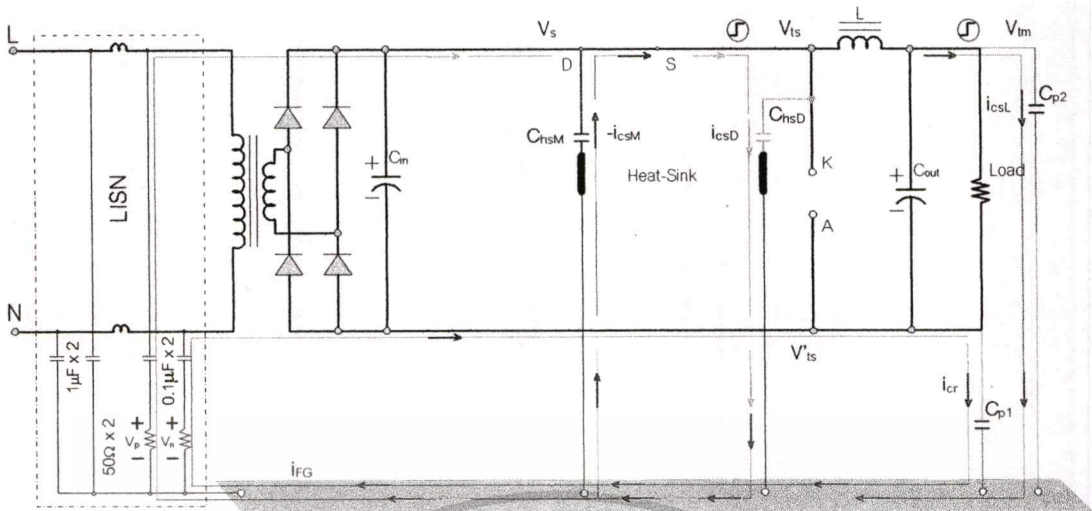
โดยปกติวงจรของสวิตช์บัคคอนเวอเตอร์แบบธรรมดาคจะเป็นโทโปโลยีที่มีอิมพีแดนซ์ระหว่างไลน์บวกและไลน์ลบไม่สมดุล เมื่อมันทำงาน ทุกๆ โหนดในสวิตช์บัคคอนเวอเตอร์จะถูกเทียบกับกราวด์ ทั้งๆ ที่มันไม่ได้ต่อกับกราวด์ ทั้งนี้เพราะโหนดเหล่านั้นมีตัวเก็บประจุแฝงถึงคู่กราวด์โดยผ่านอากาศที่เป็นไดอิเล็กทริก ดังรูปที่ 4.8 แสดงตัวเก็บประจุแฝง C_{p1} และ C_{p2} ที่เป็นเส้นทางเดินของกระแสคอมมอนโหมด (capacitive path) หรือเป็นตัวทำให้เกิดกระแสคอมมอนโหมดไหลลงสู่กราวด์เฟรม



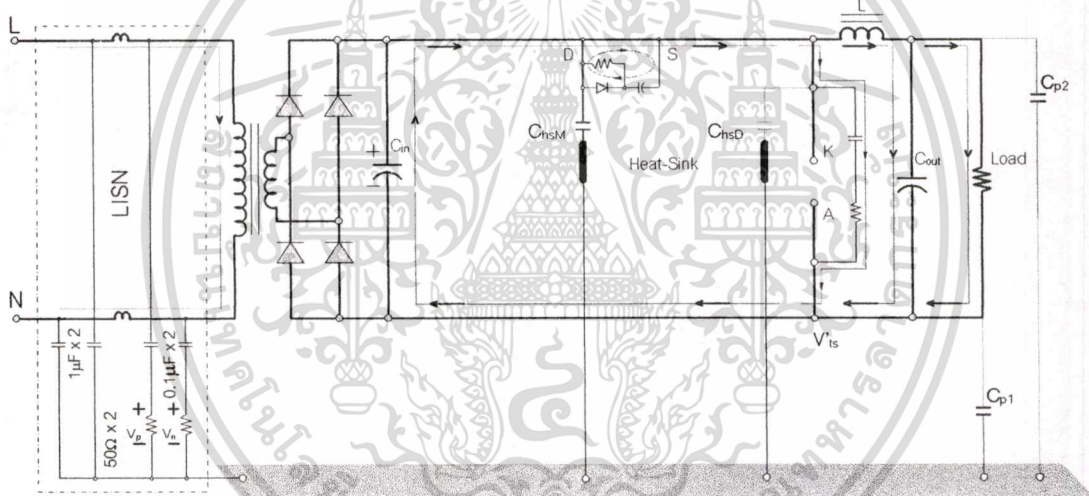
รูปที่ 4.8 คอมมอนโหมดโมเดลของบัคคอนเวอเตอร์แบบธรรมดา

นอกจากนี้ค่าพาราคิตติคคาปาซิแตนซ์ระหว่างขาเดรนของสวิตช์มอสเฟต ขาแคโทดของไดโอดกับเฟรมกราวด์โดยผ่านฮีตซิงค์ C_{hsM} และ C_{hsD} ก็จะทำให้เกิดปัญหาใหญ่เช่นกัน คือกระแสรบกวนคอมมอนโหมดแบบนำ ที่มีรูปร่างพัลส์ขนาดใหญ่สามารถไหลทะลุผ่านตัวเก็บประจุแฝงทั้งสองได้ ซึ่งกระแสที่ว่าเป็นสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดที่สามารถไปรบกวนส่วนอื่นๆ ของวงจรได้

สัญญาณรบกวนชนิดดิฟเฟอเรนเชียลโหมดในคอนเวอเตอร์กำลัง มีลักษณะการไหลเข้าและออกในวงจรคอนเวอเตอร์ โดยผ่านเข้าและออกด้านอินพุททางสายเคเบิลกำลัง ดังรูปที่ 4.10 แต่สัญญาณรบกวนคอมมอนโหมดจะไหลเข้าในทิศทางเดียวกันภายในสายเคเบิลกำลังและไหลกลับเป็นลูปปิดโดยผ่านตัวเก็บประจุแฝงที่เชื่อมโยงจากสายไฟสู่เฟรมกราวด์ ดังรูปที่ 4.9 ซึ่งกระแสรบกวนแบบคอมมอนโหมดนี้ เป็นสาเหตุหลักที่ทำให้เกิดการแผ่



รูปที่ 4.9 โมเดลแสดงการเกิดกระแสรบกวนคอมมอนโหมด ขณะมอสเฟตเริ่มนำกระแส



รูปที่ 4.10 โมเดลแสดงการเกิดกระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมด ขณะมอสเฟตนำกระแส

โทโพโลยีของบัคคอนเวอเตอร์แบบธรรมดาจะมีคุณสมบัติประจำตัวที่เป็นวงจรที่ไม่สมดุล ระหว่างสายส่งกำลังด้านไหลไปกับด้านไหลกลับ ทั้งนี้เพราะว่าบัคคอนเวอเตอร์แบบธรรมดา ประกอบด้วยคอมโพเนนท์หลักคือ สวิตช์มอสเฟต ไดโอด คาปาซิเตอร์ที่ขั้วแหล่งจ่าย และคาปาซิเตอร์ที่ขั้วโหลด อย่างละหนึ่งตัว ซึ่งเป็นวงจรที่มีอิมพีแดนซ์ไม่สมดุลระหว่างไลน์บวกกับไลน์ลบ กลายเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนที่เป็นสาเหตุทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด และคอมมอนโหมดขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งกระแสคอมมอนโหมดสามารถไหลทะลุผ่านตัวเก็บประจุแผ่นทั้งที่ผ่านฮีทซิงค์และอากาศ รวมกันลงสู่กราวด์เฟรมได้ ทำให้กระแสคอมมอนโหมดในกราวด์เฟรมมีขนาดใหญ่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.1 กลไกการเกิดสัญญาณรบกวนขณะมอสเฟตเริ่มนำกระแส

ในการวิเคราะห์สาเหตุของการเกิดสัญญาณรบกวน จะต้องวิเคราะห์ ทั้งขณะที่มอสเฟตอยู่ในสภาวะนำกระแสและ ขณะที่มอสเฟตอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแสเพราะว่าทั้งสองสภาวะนี้ มีสาเหตุของการเกิดสัญญาณรบกวนที่แตกต่างกัน นอกจากการแยกวิเคราะห์ดังกล่าวแล้ว การแยกวิเคราะห์สาเหตุของการเกิดสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด และดิฟเฟอเรนเชียล ก็เป็นสิ่งสำคัญเช่นกัน ทั้งนี้เพื่อทำความเข้าใจกลไกการเกิดสัญญาณรบกวน ทำให้ได้วิธีการที่มีหลักเกณฑ์ในการแก้ปัญหาการเกิดสัญญาณรบกวนในได้

จากรูปที่ 4.9 กระแสคอมมอนโหมดที่เกิดจากสายส่งด้านไหลไปคือ

$$i_{csM} = -C_{hsM} \frac{dv_s}{dt} \quad (4.15)$$

$$i_{csD} = C_{hsD} \frac{dv_{ts}}{dt} \quad (4.16)$$

$$i_{csL} = C_{p2} \frac{dv_{tm}}{dt} \quad (4.17)$$

เมื่อ C_{hsM} เป็นตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นระหว่างขาเดรนของอุปกรณ์สวิตช์มอสเฟตกับฮีทซิงค์

$-\frac{dv_s}{dt}$ เป็นอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่ขั้วแหล่งจ่ายขณะที่สวิตช์มอสเฟตนำกระแส

C_{hsD} เป็นตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นระหว่างขาแคโทดของไดโอดฟรีวีลลิ่งกับฮีทซิงค์

$\frac{dv_{ts}}{dt}$ เป็นอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันสวิตช์ซิงค์ขณะที่อุปกรณ์สวิตช์มอสเฟตเริ่มนำกระแส

C_{p2} เป็นตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นระหว่างขั้วของไหลดที่ด้านส่งกับกราวด์เฟรม

$\frac{dv_{tm}}{dt}$ เป็นอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่ขั้วไหลดขณะที่อุปกรณ์สวิตช์มอสเฟตเริ่มนำกระแส

และกระแสคอมมอนโหมดที่เกิดจากสายส่งด้านไหลกลับคือ

$$i_{cr} = C_{p1} \frac{dv'_{ts}}{dt} \quad (4.18)$$

C_{p1} เป็นตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นระหว่างขั้วของไหลดที่ด้านไหลกลับกับกราวด์เฟรม

$\frac{dv'_{ts}}{dt}$ เป็นอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันสวิตช์ซิงค์ขณะที่ไดโอดฟรีวีลลิ่งเริ่มนำกระแส

ผลรวมของกระแสรบกวนบนสายส่งด้านไหลไป ประกอบด้วยกระแสคอมมอนโหมด และ กระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมด คือ

$$i_{noise_s} = i_{csM} + i_{csD} + i_{csL} + i_d \quad (4.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลรวมของกระแสรบกวนบนสายส่งด้านไหลกลับ ประกอบด้วยกระแสคอมมอนโหมด และกระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมด คือ

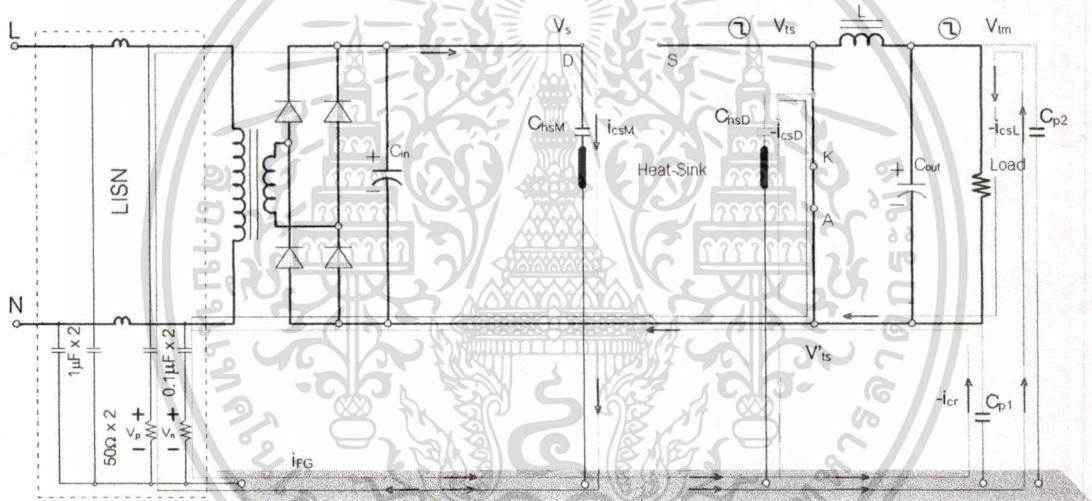
$$i_{noise_r} = i_{cr} - i_d \tag{4.20}$$

เมื่อ i_d เป็นกระแสในดิฟเฟอเรนเชียลโหมด

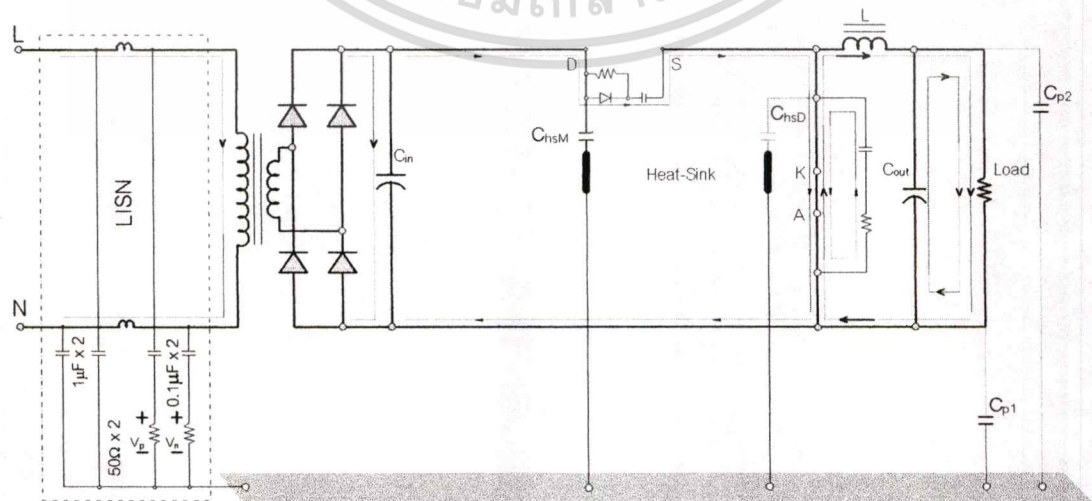
ซึ่งนั่นก็หมายความว่าวงจรถอนแวนเตอร์ที่ไม่สมดุล ในรูปที่ 4.9 และ 4.10 จะมีกระแส i_{cs} จะไม่เท่ากับกระแส i_{cr} ทำให้ได้ผลรวมเป็นกระแสที่ไหลในกราวด์เฟรม i_{FG} ขณะมอสเฟตนำกระแสคือ

$$i_{FG} = i_{csD} + i_{csL} + i_{cr} \tag{4.21}$$

กระแส i_{FG} ในสมการที่ (4.21) เป็นสาเหตุหลักของการเกิดสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด และสามารถทำการวัดได้ด้วย LISN ซึ่งในงานวิจัยนี้ต้องการนำเสนอวิธีการลดต่อไป



รูปที่ 4.11 โมเดลแสดงการเกิดกระแสคอมมอนโหมด ขณะมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส



รูปที่ 4.12 แสดงการเกิดกระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมด ขณะมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี การนำเอกสารนี้ไปใช้ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 กลไกการเกิดสัญญาณรบกวน ขณะมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

จากรูปที่ 4.11 กระแสคอมมอนโหมดที่เกิดจากสายส่งด้านไหลไปคือ

$$i_{csM} = C_{hsM} \frac{dv_s}{dt} \quad (4.22)$$

$$i_{csD} = -C_{hsD} \frac{dv_{ts}}{dt} \quad (4.23)$$

$$i_{csL} = -C_{p2} \frac{dv_{tm}}{dt} \quad (4.24)$$

เมื่อ C_{hsM} เป็นตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นระหว่างขาเดรนของอุปกรณ์สวิตช์มอสเฟตกับฮีทซิงค์

$\frac{dv_s}{dt}$ เป็นอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่ขั้วแหล่งจ่าย ขณะที่สวิตช์มอสเฟตหยุดนำกระแสที่

ด้านส่งกับเฟรมกราวด์

C_{hsD} เป็นตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นระหว่างขาแคโทดของไดโอดฟรีวีลลิ่งกับฮีทซิงค์

$-\frac{dv_{ts}}{dt}$ เป็นอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันสวิตช์ขณะที่สวิตช์มอสเฟตหยุดนำกระแส ที่ด้านส่ง

กับเฟรมกราวด์

C_{p2} เป็นตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นระหว่างขั้วของไหลดที่ด้านส่งกับเฟรมกราวด์

$-\frac{dv_{tm}}{dt}$ เป็นอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่ขั้วไหลดขณะที่อุปกรณ์สวิตช์มอสเฟตหยุด

นำกระแส ที่ด้านส่งกับเฟรมกราวด์

กระแสคอมมอนโหมดที่เกิดจากสายส่งด้านไหลกลับคือ

$$i_{cr} = -C_{p1} \frac{dv'_{ts}}{dt} \quad (4.25)$$

C_{p1} เป็นตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นระหว่างขั้วของไหลดที่ด้านไหลกลับกับเฟรมกราวด์

$-\frac{dv'_{ts}}{dt}$ เป็นอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันสวิตช์ขณะที่ไดโอดฟรีวีลลิ่งนำกระแส ที่สายส่งด้าน

ไหลกลับ

ผลรวมของกระแสรบกวนบนสายส่งด้านไหลไป ประกอบด้วยกระแสคอมมอนโหมด และ กระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมด คือ

$$i_{noise_s} = i_{csM} + i_d \quad (4.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลรวมของกระแสรบกวนบนสายส่งด้านไหลกลับ ประกอบด้วยกระแสคอมมอนโหมด และ กระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมด คือ

$$i_{\text{noise}_r} = i_{\text{csD}} + i_{\text{csL}} + i_{\text{cr}} + i_d \quad (4.27)$$

เมื่อ i_d เป็นกระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมด

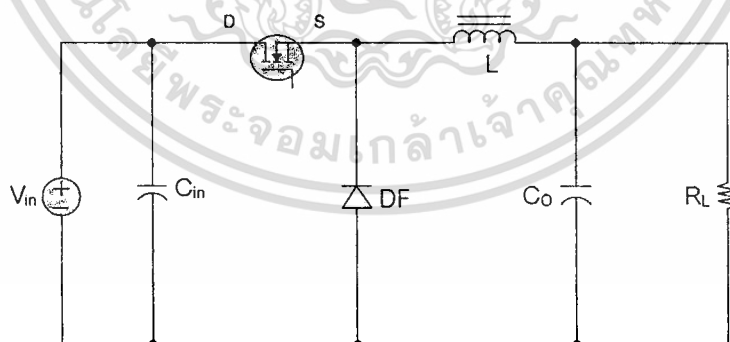
ซึ่งนั่นก็หมายความว่าวงจรถอนแวนเตอร์ที่ไม่สมดุล ในรูปที่ 4.11 และ 4.12 จะมีกระแส i_{cs} จะไม่เท่ากับกระแส i_{cr} ทำให้ได้ผลรวมเป็นกระแสที่ไหลในเฟรมกราวด์ i_{FG} ขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส คือ

$$i_{\text{FG}} = i_{\text{csM}} - i_{\text{csD}} - i_{\text{csL}} - i_{\text{cr}} \quad (4.28)$$

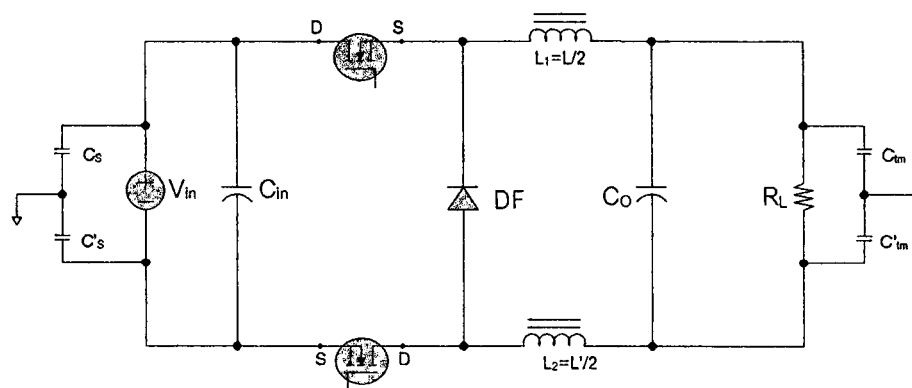
กระแส i_{FG} ในสมการที่ (4.28) สามารถทำการวัดได้ด้วย LISN ซึ่งกระแสนี้เป็นสาเหตุหลักของการเกิดสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด ซึ่งในงานวิจัยนี้ต้องการนำเสนอวิธีการลดต่อไป

4.3 การดัดแปลงโทโปโลยีเพื่อการจัดสมดุล

การดัดแปลงโทโปโลยีของบัคคอนแวนเตอร์แบบธรรมดา ดังรูป 4.13 ให้เป็นโทโปโลยีของบัคคอนแวนเตอร์แบบสมดุลสองสวิตช์ ดังรูป 4.14 นี้ เกิดจากแนวคิดการสร้างกลไกการกำจัดสัญญาณรบกวน 2 ประการคือ การประยุกต์แนวคิดของ การจัดสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน (Noise source balancing) และ การจัดสมดุลอิมพีแดนซ์ (Impedance balancing) ในบัคคอนแวนเตอร์ [4]



รูปที่ 4.13 โทโปโลยีของบัคคอนแวนเตอร์แบบธรรมดา



รูปที่ 4.14 โทโปโลยีของบักคอนเวอเตอร์ที่เกิดจากการดัดแปลงเป็นแบบสมดุลงสองสวิทช์

4.3.1 การดัดแปลงตามแนวคิดของการจัดสมดุลแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน

สามารถกระทำได้ด้วยการเสริมอุปกรณ์สวิทช์มอสเฟตอีกหนึ่งตัว เข้าไปในสายส่งกำลังที่ไลน์ลอป ในวงจรคอนเวอเตอร์แบบธรรมดา ดังรูปที่ 4.14 และ 4.13 ซึ่งการดัดแปลงกรณีนี้ก็เพื่อต้องการกำจัดแรงดันคอมมอนโหมดในวงจรตามสมการที่ 4.13 ซึ่งเป็นการสร้างแหล่งกำเนิดแรงดันรบกวนคอมมอนโหมดชดเชย โดยที่ให้เฟสของมันมีขั้วตรงกันข้ามกับเฟสของแหล่งกำเนิดแรงดันรบกวนคอมมอนโหมดเดิมในบักคอนเวอเตอร์ ซึ่งแรงดันทั้งสองนี้มีขนาดที่เท่ากันแต่มีขั้วที่ตรงกันข้ามกันในเวลาของการสวิทช์ซึ่งระหว่างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทั้งสอง

4.3.2 การดัดแปลงตามแนวคิดของการจัดสมดุลอิมพีแดนซ์

สามารถกระทำได้ด้วยการจัดสมดุลอิมพีแดนซ์ในวงจร 3 ประการด้วยกันคือ

การดัดแปลงเพื่อการจัดสมดุลอิมพีแดนซ์ประการแรกคือ การแบ่งครึ่งตัวเหนี่ยวนำออกเป็นสองส่วนเท่าๆกัน กลายเป็น $L/2$ สองตัว แต่จำนวนขดลวดโดยรวมก็ยังคงเท่าเดิม ทั้งนี้เพื่อต้องการสมดุลระหว่างสายส่งกำลังที่ไลน์ลอปกับสายส่งกำลังที่ไลน์ลอป หรือเพื่อทำการสมดุลอิมพีแดนซ์ที่สายส่ง (Transmission line impedance balancing) ของวงจร

การดัดแปลงเพื่อการจัดสมดุลอิมพีแดนซ์ประการที่สองคือ การเสริมตัวเก็บประจุขนาดเล็กสองตัวคือ C_m และ C'_m ด้วยการต่อคร่อมที่ขั้วโหลด ดังรูปที่ 4.14 โดยที่ตัวเก็บประจุขนาดเล็กสองตัวนี้มีค่าเท่ากันและต่ออนุกรมกัน และให้จุดต่อกึ่งกลางระหว่างตัวเก็บประจุทั้งสองนี้ถูกแบ่งเพื่อต่อลงสู่กราวด์เฟรม ทั้งนี้เพื่อต้องการบังคับเส้นทางเดินของกระแสคอมมอนโหมดให้เป็นไปอย่างที่เราต้องการ วิธีการเช่นนี้ ก็คือการจัดสมดุลอิมพีแดนซ์ที่ขั้วโหลด (Termination impedance balancing) ของวงจร

การดัดแปลงเพื่อการจัดสมดุลอิมพีแดนซ์ประการสุดท้ายคือ การเสริมตัวเก็บประจุขนาดเล็กสองตัวคือ C_s และ C'_s ที่ขั้วแหล่งจ่ายไฟตรง ด้วยการต่อคร่อมที่ขั้วแหล่งจ่าย ดังรูปที่ 4.14 โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวเก็บประจุสองตัวนี้มีค่าเท่ากัน และให้จุดต่อกึ่งกลางระหว่างตัวเก็บประจุทั้งสองนี้ถูกต่อลงสู่กราวด์เฟรม ทั้งนี้เพื่อต้องการบังคับเส้นทางการเดินของกระแสคอมมอนโหมดให้เกิดการหักล้างด้วยตัวมันเองภายในคอนเวอเตอร์ วิธีการเช่นนี้คือการสมดุลอิมพีแดนซ์ที่แหล่งจ่ายไฟตรง (Source impedance balancing) ของวงจร

4.4 หลักการทำงานของบักคอนเวอเตอร์แบบสองสวิตช์

ในบักคอนเวอเตอร์แบบสมดุลสองสวิตช์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ เกิดจากการดัดแปลงโทโปโลยีของบักคอนเวอเตอร์แบบธรรมดา[3] สามารถแบ่งการดัดแปลงตามแนวคิด 2 ประการคือ แนวคิดการจัดสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน[4] ด้วยการเสริมอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งอีกหนึ่งตัวเข้าไปในวงจรคอนเวอเตอร์แบบธรรมดา และแนวคิดการจัดสมดุลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์ การดัดแปลงเพื่อสมดุลอิมพีแดนซ์ประการที่แรกคือ การแบ่งครึ่งตัวเหนี่ยวนำออกเป็นสองส่วนเท่าๆกัน แต่จำนวนขดลวดโดยรวมก็ยังคงเท่าเดิม ทั้งนี้เพื่อสมดุลระหว่างไลน์บวกและไลน์ลบ หรือเพื่อทำการสมดุลอิมพีแดนซ์สายส่ง การดัดแปลงเพื่อสมดุลอิมพีแดนซ์ประการที่สองคือ การเสริมตัวเก็บประจุขนาดเล็กสองตัว ด้วยการต่อคร่อมที่ขั้วโหนด โดยที่ตัวเก็บประจุสองตัวนี้มีค่าเท่ากันและต่ออนุกรมกัน และให้จุดต่อกึ่งกลางระหว่างตัวเก็บประจุทั้งสองนี้ถูกต่อลงสู่กราวด์เฟรม วิธีการนี้ ก็คือการจัดสมดุลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์ที่ขั้วโหนดของวงจร การดัดแปลงเพื่อสมดุลอิมพีแดนซ์ประการสุดท้ายคือ การเสริมตัวเก็บประจุขนาดเล็กสองตัว ที่ขั้วแหล่งจ่ายไฟตรง โดยที่ตัวเก็บประจุสองตัวนี้มีค่าเท่ากัน และให้จุดต่อกึ่งกลางระหว่างตัวเก็บประจุทั้งสองนี้ถูกต่อลงสู่กราวด์เฟรม วิธีการเช่นนี้ คือการสมดุลอิมพีแดนซ์ที่แหล่งจ่ายไฟตรง ของวงจร

กระแสในโหมดปกติ หรือกระแสในดิฟเฟอเรนเชียลโหมด มีลักษณะการไหลเข้าและออกผ่านทางสายไฟ ในวงจรคอนเวอเตอร์ ดังรูปที่ 4.15 เมื่อไดโอดฟรีวีลลิ่งหยุดนำกระแส ขณะมอสเฟตทั้งสองอยู่ในสภาวะนำกระแส โดยกระแสเริ่มไหลจากการคายประจุของคาปาซิเตอร์อินพุท ผ่านสวิตช์มอสเฟตด้านส่ง ผ่านเข้าใช้คเก็บพลังงาน ผ่านเข้าไปอัดประจุคาปาซิเตอร์เอาท์พุท และผ่านเข้าโหนดเพื่อจ่ายพลังงาน จากนั้นก็จะผ่านเข้าสู่อุปกรณ์ด้านพลังงานไหลกลับ โดยผ่านอุปกรณ์ที่เหมือนกับด้านส่งพลังงานทุกประการ

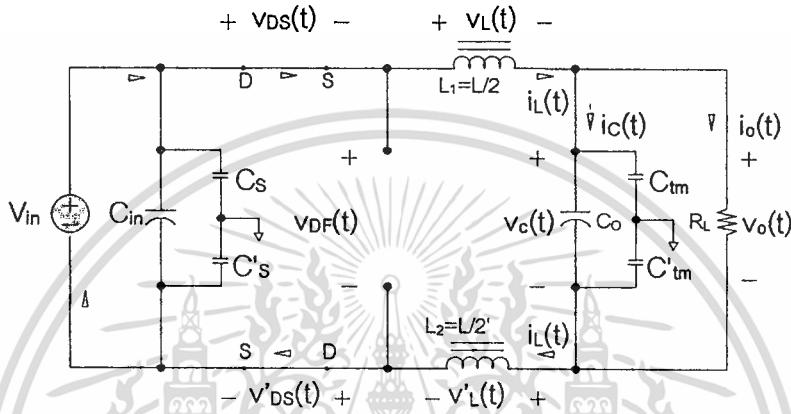
4.4.1 การวิเคราะห์การทำงานของบักคอนเวอเตอร์แบบสมดุลสองสวิตช์

การทำงานของบักคอนเวอเตอร์แบบสมดุลสองสวิตช์ สามารถแบ่งการทำงานออกเป็น สองโหมดด้วยกันคือ โหมดที่ 1 ขณะสวิตช์มอสเฟตทั้งตัวบน และตัวล่างอยู่ในสภาวะนำกระแส และในโหมดที่ 2 ขณะสวิตช์มอสเฟตทั้งตัวบน และตัวล่างอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส [8]

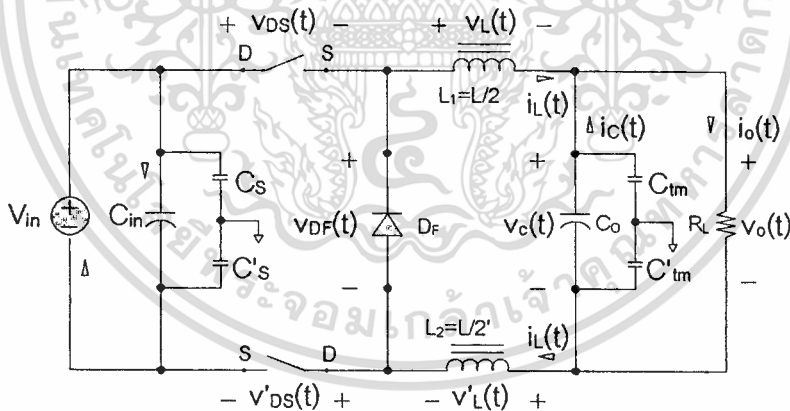
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในโหมดที่ 1 เริ่มจากสวิตช์มอสเฟตทั้งสองเริ่มนำกระแส พร้อมๆกันที่เวลา $t = 0$ กระแสอินพุทหรือกระแสเดรน $i_D(t)$ จะค่อยๆเพิ่มขึ้น และไหลผ่านตัวกรองเหนี่ยวนำ L_1 ด้านสายส่ง ตัวกรองเก็บประจุ C_0 ตัวต้านทานภาระ R_L ตัวกรองเหนี่ยวนำ L_2 ด้านโหลดกลับ และไหลเข้าสู่แหล่งจ่าย V_{in} ดังรูปที่ 4.16 จากกฎแรงดันของเคอชอฟ

$$0 = V_{in} - v_{DS}(t) - v_L(t) - v_O(t) - v'_L(t) - v'_{DS}(t) \tag{4.29}$$



รูปที่ 4.15 แสดงการทำงานในโหมดที่ 1 ขณะสวิตช์มอสเฟตอยู่ในสภาวะนำกระแส



รูปที่ 4.17 แสดงการทำงานในโหมดที่ 2 ขณะสวิตช์มอสเฟตอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส

ในโหมดที่ 2 เริ่มจากสวิตช์มอสเฟตทั้งสองเริ่มหยุดนำกระแส พร้อมๆกันที่เวลา $t = t_1$ ขณะเดียวกันไดโอดฟรีวีลลิ่ง D_F ก็จะเริ่มนำกระแส และเนื่องจากพลังงานที่ถูกเก็บไว้ในตัวกรองเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ก่อนหน้านี้ ได้คายพลังงานออกมา ทำให้กระแสที่ไหลผ่านตัวกรองเหนี่ยวนำทั้งตัวบน และตัวล่าง $i_L(t)$ ไหลได้อย่างต่อเนื่อง ผ่านตัวกรองเก็บประจุ C_0 ตัวต้านทานภาระ R_L และไดโอดฟรีวีลลิ่ง D_F ซึ่งกระแสของตัวเหนี่ยวนำ $i_L(t)$ นี้ จะค่อยๆลดลงจนกระทั่งสวิตช์มอสเฟตทั้งตัวบน และตัวล่างเริ่มนำกระแส อีกครั้งในวัฏจักรต่อไป ดังรูปที่ 4.16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกฎแรงดันของเคอชอฟฟ์

$$0 = v_{L1}(t) - v_O(t) + v_{L2}(t) - v_{DF}(t) \quad (4.30)$$

กระแสที่ไหลในตัวกรองเหนี่ยวนำ ทั้งตัวบน และตัวล่างได้อย่างต่อเนื่อง หรือไม่ต่อเนื่องนั้น ขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์แรงดัน f_s ค่าความเหนี่ยวนำรวมของตัวกรองเหนี่ยวนำ L_T และ ค่าตัวดีไซเคิล D ขณะนั้นๆ ซึ่งจะพิสูจน์ให้เห็นดังต่อไปนี้ [8]
แรงดันที่ตกคร่อมตัวกรองเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 คือ

$$e_{L1} = L_1 \frac{di_L(t)}{dt} = e_{L2} = L_2 \frac{di_L(t)}{dt} \quad \text{และ} \quad e_{LT} = L_T \frac{di_L(t)}{dt}$$

เมื่อ $L_T = L_1 + L_2$

สมมติให้กระแสที่ไหลผ่านตัวกรองเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ค่อยๆเพิ่มขึ้นอย่างเชิงเส้น จาก I_1 ไปเป็น I_2 ในช่วงเวลา t_1

$$V_{in} - V_O = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L_T \frac{\Delta I}{t_1} \quad (4.31)$$

หรือ

$$t_1 = L_T \frac{\Delta I}{V_{in} - V_O} \quad (4.32)$$

ความชันของกระแสที่ไหลผ่านตัวกรองเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ขณะค่อยๆเพิ่มขึ้น

$$\frac{V_{in} - V_O}{L_T} = \frac{I_2 - I_1}{t_1} = \frac{\Delta I}{t_1}$$

และจากนั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวกรองเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ค่อยๆลดลงอย่างเชิงเส้น จาก I_2 ไปเป็น I_1 ในช่วงเวลา t_2

$$-V_O = -L_T \frac{\Delta I}{t_2} \quad (4.33)$$

หรือ

$$t_2 = L_T \frac{\Delta I}{V_O} \quad (4.35)$$

ความชันของกระแสที่ไหลผ่านตัวกรองเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ขณะค่อยๆลดลง

$$\frac{-V_O}{L_T} = -\frac{I_2 - I_1}{t_2} = -\frac{\Delta I}{t_2}$$

เมื่อ $\Delta I = I_2 - I_1$ คือกระแสที่ไหลผ่านตัวกรองเหนี่ยวนำที่กระเพื่อมจากยอดสู่ออก
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta I = \frac{V_{in} - V_o}{L_T} t_1 = \frac{V_o}{L_T} t_2 \quad (4.35)$$

เมื่อแทนค่า $t_1 = DT_s$ และ $t_2 = (1-D)T_s$ จะได้แรงดันเอาพุท V_o คือ

$$V_o = \frac{t_1}{T} V_{in} = D V_{in} \quad (4.36)$$

สมมติให้ค่าความสูญเสียในวงจรเป็นศูนย์ นั่นคือ $P_{in} = P_o$

$$V_{in} I_D = V_o I_o = D V_{in} I_o$$

ดังนั้น กระแสเฉลี่ยอินพุท คือ

$$I_D = \frac{V_o}{V_{in}} I_o = D I_o \quad (4.37)$$

การสวิตช์แรงดันเป็นรายคาบในหนึ่งวัฏจักร คือ

$$T = \frac{1}{f_s} = t_1 + t_2 = L_T \frac{\Delta I}{V_{in} - V_o} + L_T \frac{\Delta I}{V_o} = L_T \frac{\Delta I V_{in}}{V_o (V_{in} - V_o)} = \frac{(L_1 + L_2)}{V_o} \frac{\Delta I V_{in}}{(V_{in} - V_o)} \quad (4.38)$$

จะได้ ΔI กระแสไหลผ่านตัวกรองเหนี่ยวนำที่กระเพื่อมยอดสุด ที่สัมพันธ์กับความถี่ f_s คือ

$$\Delta I = \frac{V_o (V_{in} - V_o)}{V_{in} f_s (L_1 + L_2)} \quad (4.39)$$

หรือ

$$\Delta I = \frac{V_{in} D(1-D)}{f_s L_T} \quad (4.40)$$

แรงดันกระเพื่อมยอดสุด ที่ตกคร่อมภาระ R_L หรือ ΔV_o นั้น มีการกระเพื่อมเล็กน้อยเพียงไร นั้น ขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์แรงดัน f_s ค่าความจุของตัวกรองเก็บประจุ C_o ค่าความเหนี่ยวนำรวมของตัวกรองเหนี่ยวนำ L_T และค่าดิวิตีไซเคิล D ขณะนั้นๆ [8]

จากกฎกระแสของเคอชอฟฟ์ จะได้กระแสไหลผ่านตัวกรองเหนี่ยวนำ คือ

$$i_L(t) = i_c(t) + i_o(t)$$

ถ้าสมมติให้ กระแสกระเพื่อมยอดสุดของภาระ Δi_o มีขนาดเล็กจนไม่นำมาคิดแล้ว ดังนั้น กระแสกระเพื่อมยอดสุด $\Delta i_L = \Delta i_c$ และจะได้กระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุโดยเฉลี่ย ดังรูป 4.17 ที่อยู่ในช่วงเวลา $t_1/2 + t_2/2 = T_s/2$ คือ

$$i_c = \frac{\Delta I}{4}$$

และแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_o

$$v_c(t) = \frac{1}{C_o} \int i_c(t) dt + v_c(0)$$

แรงดันกระเพื่อมยอดสู่ยอดที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_o คือ

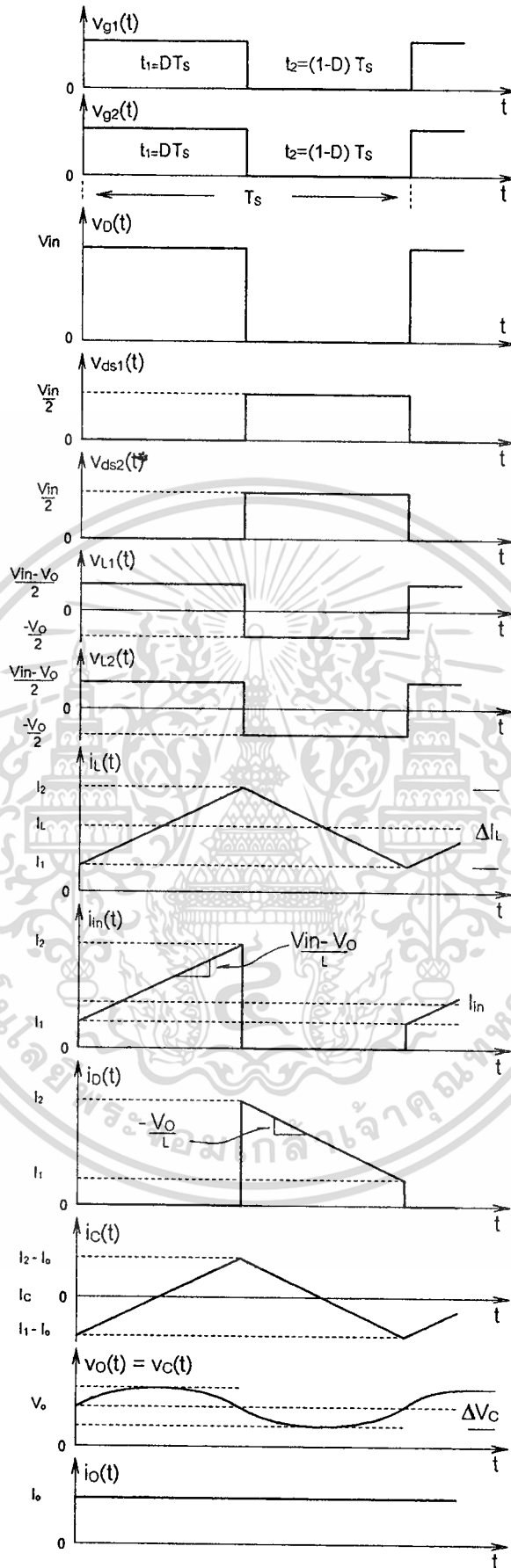
$$\Delta v_c = v_c(t) + v_c(0) = \frac{1}{C_o} \int_0^{T_s/2} \frac{\Delta I}{4} dt = \frac{\Delta I T_s}{8C_o} = \frac{\Delta I}{8f_s C_o} \quad (4.41)$$

แทนค่า ΔI จาก (4.39) และ (4.40) ลงใน (4.41) จะได้แรงดันกระเพื่อมยอดสู่ยอด คือ

$$\Delta v_c = \frac{V_o (V_{in} - V_o)}{8L_T C_o V_{in} f_s^2} \quad (4.42)$$

หรือ

$$\Delta v_c = \frac{V_{in} D(1-D)}{8L_T C_o f_s^2} \quad (4.43)$$



รูปที่ 4.17 รูปคลื่นแรงดัน-กระแส ในบัคแบบสองสวิตช์ ขณะกระแสภาระต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 หลักการหักล้างสัญญาณรบกวนในบัพคอนเวอเตอร์สองสวิตช์

การดัดแปลงเพื่อการจัดสมดุลวงจร จะได้โทโพลีแบบใหม่ที่น่าเสนอในงานวิจัยนี้ นั่นก็คือ โทโพลีของบัพคอนเวอเตอร์แบบสมดุลสองสวิตช์ ที่เกิดจากแนวคิดสำคัญสองประการใหญ่ๆ คือ

- การจัดสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมด (Common Mode Source Balancing) หรือ CMSB
- การจัดสมดุลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์ (Common Mode Impedance Balancing) หรือ CMIB

แนวคิดของการจัดสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมด สามารถกระทำได้ด้วยสร้างแหล่งกำเนิดแรงดันรบกวนคอมมอนโหมดชดเชย โดยที่ให้เฟสของมันมีขั้วตรงกันข้ามกับเฟสของแหล่งกำเนิดแรงดันรบกวนคอมมอนโหมดเดิมในบัพคอนเวอเตอร์ ซึ่งแรงดันทั้งสองนี้มีขนาดที่เท่ากันแต่มีขั้วที่ตรงกันข้ามกันในเวลาของการสวิตช์ซึ่งระหว่างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทั้งสอง

การจัดสมดุลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์ เป็นการเส้นทางเดินของกระแสคอมมอนโหมด ทั้งที่เป็นแบบคาปาซิทีฟ และแบบอินดักทีฟ ซึ่งเส้นทางเดินของกระแสรบกวนเหล่านี้ ถูกสร้างขึ้นเพื่อนำกระแสรบกวนไปไหลสวนกันบนกราวด์เฟรมหรือ เพื่อสร้างกลไกหักล้างเพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนที่เป็นต้นเหตุหลักของการแปรคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งจะทำการวิเคราะห์ในบทที่ 5

เนื่องจากความต้องการอีทีซิงค์ เพื่อใช้ในการระบายความร้อนของอุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์ทำให้เกิดค่าตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขาเดรนของสวิตช์มอสเฟต และขาแคโทดของไดโอด กับกราวด์เฟรมโดยผ่านอีทีซิงค์ ก็จะทำให้เกิดปัญหาที่น่าหนักใจได้เช่นกัน คือกระแสรบกวนคอมมอนโหมดแบบผ่านสายตัวนำ ที่มีรูปร่างพัลส์ขนาดใหญ่สามารถไหลทะลุผ่านตัวเก็บประจุแฝงของอีทีซิงค์ ลงสู่กราวด์เฟรม ได้เช่นกัน เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอย่างฉับพลันขึ้น

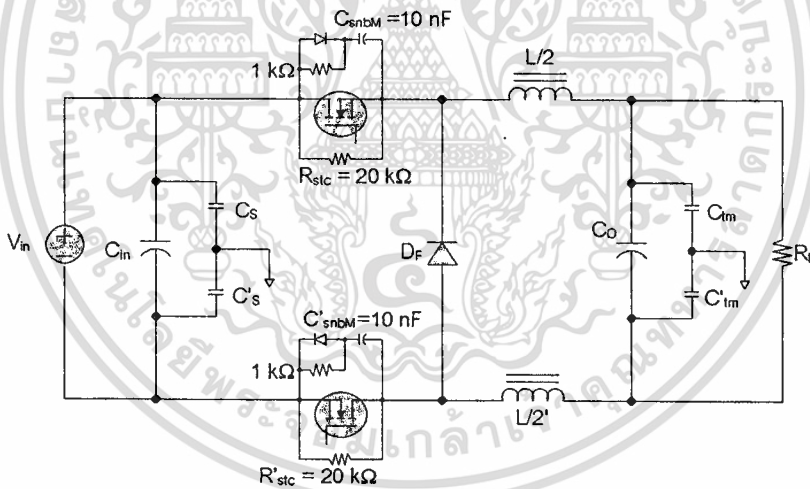
วิธีลดผลกระทบจากอีทีซิงค์ของมอสเฟตทั้งสองที่ถูกต่อลงสู่กราวด์เฟรม ในบัพคอนเวอเตอร์แบบสมดุลสองสวิตช์ ด้วยการประยุกต์แนวคิด CMSB และ CMIB ที่นำเสนอโดยใช้คาปาซิเตอร์ชดเชยสองตัว เพื่อสร้างวงจรย่อยของสวิตช์มอสเฟต-อีทีซิงค์สองวงจร ทำให้เกิดกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดขึ้นบนอีทีซิงค์ ทั้งขณะมอสเฟตทั้งสองอยู่ในช่วงเวลานำกระแส และหยุดนำกระแส

นอกจากศึกษาและทดลอง เพื่อแก้ไขปัญหามลกระทบจากอีทีซิงค์ของมอสเฟตทั้งสองแล้ว ผลกระทบจากอีทีซิงค์ ของไดโอดพีวีวีลิ่ง ที่ถูกต่อลงสู่กราวด์เฟรม ในบัพคอนเวอเตอร์ ก็เป็นตัวก่อสัญญาณรบกวนมากเช่นกัน วิธีลดด้วยการประยุกต์แนวคิด CMSB และ CMIB เช่นกันเดียวกัน โดยใช้คาปาซิเตอร์ชดเชยเพียงตัวเดียว เพื่อสร้างวงจรย่อยของไดโอด-อีทีซิงค์ ทำให้เกิดกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดขึ้นภายในรูปของวงจรไดโอด-อีทีซิงค์ ขณะไดโอดอยู่ในช่วงเวลานำกระแส และในขณะเดียวกัน ก็เกิดกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดขึ้นบนกราวด์เฟรม ขณะไดโอด อยู่ในช่วงเวลาของการหยุดนำกระแส ซึ่งจะทำการวิเคราะห์ในรายละเอียดต่อไปในบทที่ 6

4.6 ปัญหาการจับสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน

ในบ๊อคคอนเวเตอร์แบบสมดุล จะใช้สัญญาณเกิดควบคุม สองสัญญาณด้วย โดยที่สัญญาณทั้งสองนี้ มีความเหมือนกันทุกประการ ทั้งนี้เพื่อต้องการให้สวิตช์มอสเฟตทั้งสองทำงานพร้อมๆกัน ทั้งช่วงเวลาไดนามิก และสแตติก ผลที่ได้คือแรงดันรบกวนคอมมอนโหมดจะถูกหักล้างจนมีค่าเป็นศูนย์ เพราะอุปกรณ์สวิตซ์ทั้งสองทำงานร่วมกันแบบอนุกรม [3] ซึ่งแนวคิดนี้ เรียกว่า การจับสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนรบกวนคอมมอนโหมด

ในทางทฤษฎีแล้ว แรงดันรบกวนคอมมอนโหมดนี้จะมีค่าเป็นศูนย์ แต่ในบางครั้งค่าพารามิเตอร์ที่เป็นอำนาจต้าน (Parameter tolerance) ของอุปกรณ์สวิตซ์ ซึ่งเป็นคุณสมบัติประจำตัวของอุปกรณ์สวิตซ์มอสเฟต ทำให้เกิดความต่างกันของกระแสรั่วไหล ด้วยเหตุผลนี้เอง สามารถเป็นเหตุให้แรงดันสแตติกไม่สมดุล นอกจากนี้ค่าพารามิเตอร์ที่เป็นอำนาจต้านในตัวขั้วเกต ซึ่งสวิตซ์มอสเฟตในเบอร์เดียวกัน แต่ละตัวจะมีอิมพีแดนซ์ที่แตกต่างกันเล็กน้อย ยิ่งทำให้เกิดความต่างกันมากขึ้นระหว่างความเร็วในการสวิตซ์ของอุปกรณ์สวิตซ์มอสเฟตทั้งสอง และด้วยเหตุนี้จึงเป็นเหตุให้แรงดันไดนามิกไม่สมดุล และที่สำคัญทำให้การประยุกต์แนวคิดการจับสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมด ไม่ประสบผลสำเร็จ

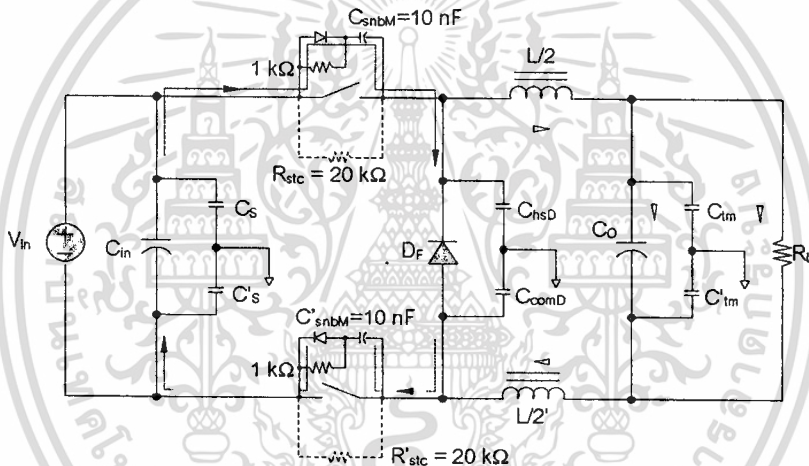


รูปที่ 4.18 แสดงบ๊อคคอนเวเตอร์แบบสมดุล กับ RCD สนับเบอร์

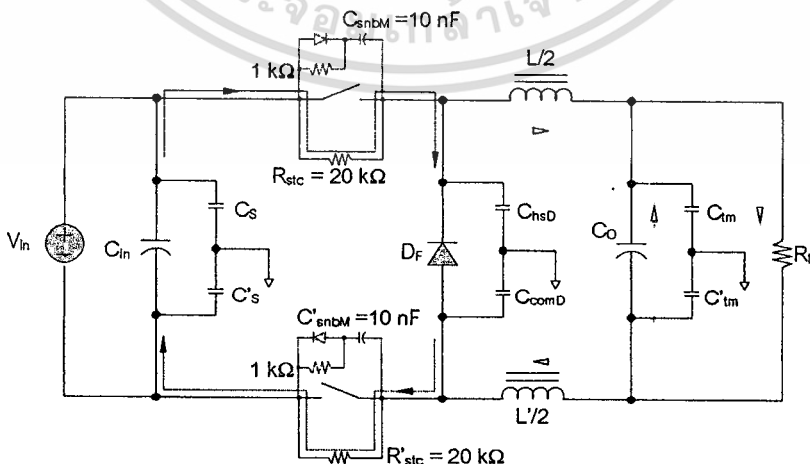
ดังนั้นเพื่อมั่นใจได้ว่าอุปกรณ์สวิตซ์ทั้งสองจะแบ่งแรงดันได้อย่างถูกต้อง วงจรสับเบอร์สามารถนำมาทำงานร่วมกับสวิตซ์มอสเฟตทั้งสอง เพื่อเป็นตัวช่วยในการแบ่งแรงดันให้สมดุล ทั้งช่วงเวลาไดนามิก และสแตติก โดยกำหนดค่าความจุ C_{snbM} ของวงจรสับเบอร์ ในช่วงเวลาสวิตซ์มอสเฟตหยุดนำกระแส ดังรูป 4.18

4.6.1 การทำงานของวงจร RCD สลับเบอร์ร่วมกับบัคคอนเวเตอร์

ขณะที่มอสเฟตหยุดนำกระแสในช่วงแรกๆ หรือช่วงเวลาไดนามิก ตัวเก็บประจุ C_{snBM} ของวงจรสลับเบอร์ จะถูกประจุผ่านตัวไดโอด D_F ซึ่งเหตุการณ์นี้จะเกิดขึ้นพร้อมๆกันทั้งสวิตช์มอสเฟตตัวบน และตัวล่าง โดยที่กระแสประจุนี้จะไหลครบวงจรได้โดยผ่าน ไดโอดฟรีวิลลิ่ง D_F ที่กำลังอยู่ในสภาวะนำกระแส และจากนั้นจะกลับเข้าสู่ตัวเก็บประจุอินพุท C_{in} ดังรูป 4.19 แต่เนื่องจากค่าความจุของ C_{snBM} มีค่าน้อยมาก จึงถูกอัดประจุเต็มในช่วงเวลาอันสั้น ดังนั้นจึงเสมือนว่าช่วงเวลาคงตัวขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส ภาคแหล่งจ่ายไฟตรงถูกตัดขาดออกจากภาคคอนเวอเตอร์ ซึ่งเป็นสาเหตุทำให้แรงดันคอมมอนโหมดกระเพื่อม ที่สำคัญทำให้การประยุกต์แนวคิดการจัดสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมด ไม่ประสบผลสำเร็จ ดังนั้นในการแก้ไขปัญหาี้ ด้วยการสร้างเส้นทางเดินของกระแสให้ไหลได้อย่างต่อเนื่องในช่วงเวลาคงตัว เพียงนำตัวต้านทานคงตัว R_{stc} (static resistor) ที่มีค่าสูงต่อขานานกับสวิตช์มอสเฟตทั้งสอง ดังรูป 4.20



รูปที่ 4.19 การทำงานของ RCD สลับเบอร์ร่วมกับบัคคอนเวเตอร์ ในช่วงเวลาไดนามิก



รูปที่ 4.20 การทำงานของ RCD สลับเบอร์ร่วมกับบัคคอนเวเตอร์ ในช่วงเวลาสแตติก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าหากการทำงานของสแน็บเบอร์ มีประสิทธิภาพ สามารถทำให้สวิตช์มอสเฟต เกิดการแบ่งแรงดันได้อย่างสม่ำเสมอ ภายใต้ทุกๆสภาวะการทำงาน รวมถึงขณะที่มีการ เพาเวอร์-อัพ และ เพาเวอร์ดาวน์ ของบุคคลคอนเวอเตอร์แล้ว นอกจากนี้ทำให้การประยุกต์แนวคิดการจัดสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมด ประสบผลสำเร็จแล้ว ยังจะเป็นผลให้เรา สามารถลดอัตราทนแรงดัน (De-rated) ของสวิตช์มอสเฟตทั้งสองลงมาได้ เมื่อเปรียบเทียบกับอัตราทนแรงดันที่ต้องการป้อนในวงจรที่มีสวิตช์หนึ่งตัวในบุคคลคอนเวอเตอร์แบบธรรมดา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

มุมมองของการจัดสมดุลกระแส

5.1 บทนำ

โมเดลของการแพร่สัญญาณรบกวนคอมมอนโหมด จากเอกสารทางวิชาการ บทความต่างๆ โดยส่วนใหญ่ จะกล่าวถึงแต่โมเดลที่พิจารณาเพียงแต่ เส้นทางเดินของกระแสคอมมอนโหมดแบบ คาปาซิทีฟ (Capacitive Path) ที่เกิดขึ้นระหว่างอุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์ กับฮีทซิงค์และกราวด์ เฟรม ในแต่ละคอนเวเตอร์อาจจะมีโหมดของ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันสูงๆ เพียงหนึ่งโหนด หรือมากกว่านั้น ซึ่งโหนดเหล่านั้นอาจกล่าวได้ว่าเป็น ความต่างศักย์ไฟฟ้าที่เทียบกับกราวด์ หรือ ทุกๆโหนดในสวิตชิงคอนเวเตอร์ถูกเทียบกับกราวด์ โดยที่มันมิได้ต่อกับกราวด์ ทั้งนี้เพราะโหนด เหล่านั้นมีตัวเก็บประจุแฝงเชื่อมโยงลงสู่กราวด์ ดังนั้นการพิจารณาเส้นทางเดินของกระแสคอมมอนโหมดเพียงแต่ตัวเก็บประจุแฝงที่เชื่อมโยงระหว่างฮีทซิงค์กับกราวด์จึงไม่เพียงพอ เพื่อการจำกัด สัญญาณรบกวนให้หมดไปได้ เส้นทางเดินของกระแสคอมมอนโหมดแบบคาปาซิทีฟอื่นๆก็สำคัญ เช่นกัน ดังนั้นในบทนี้ จะพิจารณาเส้นทางเดินของกระแสคอมมอนโหมดแบบคาปาซิทีฟอื่นๆ ในบับคอนเวเตอร์ โดยที่ยังไม่พิจารณาตัวเก็บประจุแฝงที่เชื่อมโยงระหว่างฮีทซิงค์กับกราวด์ แต่จะ พิจารณาในบทต่อไป [1], [2], [4]

การออกแบบเลเอาท์ของลายวงจรให้ตัวเก็บประจุแฝงที่เชื่อมโยงระหว่างโหนดต่างๆของวงจร ให้มีสัดส่วนที่ถูกต้อง ด้วยการพยายามให้กระแสรบกวนในตัวเก็บประจุแฝงที่โหนดไหลออก เท่ากับกระแสรบกวนในตัวเก็บประจุแฝงที่โหนดไหลเข้า ภายใต้เงื่อนไขแนวคิดที่ว่า กระแสรบกวน แบบคอมมอนโหมด สามารถทำให้เท่ากันได้ด้วยตัวมันเองอย่างเป็นคู่ๆ และมีทิศทางที่ตรงข้ามกัน ซึ่งนั่นก็คือการกำจัดสัญญาณรบกวนจากมุมมองของการจัดสมดุลกระแสรบกวนคอมมอนโหมด (Current Balancing Viewpoint) หรือ เป็นกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดแบบแอคทีฟ (Common Mode Active Cancellation Mechanism) ซึ่งประกอบด้วยสองขั้นตอนสำคัญคือการ จัดสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน และการจัดสมดุลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์

5.2 การจัดสมดุลคอมมอนโหมดแบบบริดจ์สมดุล

การจัดสมดุลคอมมอนโหมดแบบบริดจ์สมดุล ประกอบด้วยสองแนวคิดคือ การจัดสมดุล แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมด และการจัดสมดุลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์

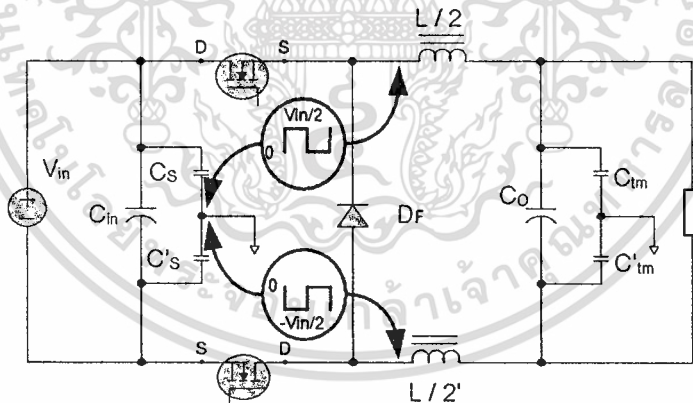
5.2.1 การจับสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนรบกวนคอมมอนโหมด

แนวคิดของการหักล้างสัญญาณรบกวน สามารถกระทำได้ด้วยการเสริมสวิตช์มอสเฟตอีกตัวเข้าไปยังส่วนของสายส่งด้านไหลกลับ ดังรูปที่ 5.1 เพื่อสร้างแหล่งกำเนิดแรงดันคอมมอนโหมดชดเชย (Common Mode Voltage Source Compensation) เพื่อการหักล้าง โดยที่สร้างให้เฟสของมันมีขั้วตรงกันข้ามกับเฟสของแหล่งกำเนิดแรงดันคอมมอนโหมดเดิมในบัคคอนเวอเตอร์

แหล่งกำเนิดแรงดันคอมมอนโหมดชดเชย ก็คือแรงดันที่ขาเดรนของสวิตช์มอสเฟตตัวล่างของสายส่งด้านไหลกลับเมื่อเทียบกับเฟรมกราวด์ V'_{ts} และแหล่งกำเนิดแรงดันคอมมอนโหมดเดิม ก็คือแรงดันที่ขาซอร์สของสวิตช์มอสเฟตตัวบนของสายส่งด้านไหลไปเมื่อเทียบกับเฟรมกราวด์ V_{ts} ซึ่งแรงดันทั้งสองนี้มีการเปลี่ยนแปลงในทางปริมาณอย่างตรงข้ามซึ่งกันและกัน นั่นคือมีขนาดที่เท่ากันแต่มีขั้วที่ตรงกันข้ามกันในเวลาของการสวิตช์ซึ่งระหว่างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทั้งสอง ผลก็คือ ทำให้แรงดันคอมมอนโหมด V_{cm} ถูกหักล้างภายในตัวมันเอง [3]

$$V_{cm} = \frac{(V_{ts} + V'_{ts})}{2} \quad (5.1)$$

ในทางทฤษฎีแล้ว แรงดันรบกวนคอมมอนโหมดนี้จะมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งแนวคิดนี้ เรียกว่า การจับสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนรบกวนคอมมอนโหมด (Common Mode Noise Source Balancing) หรือ CMSB.

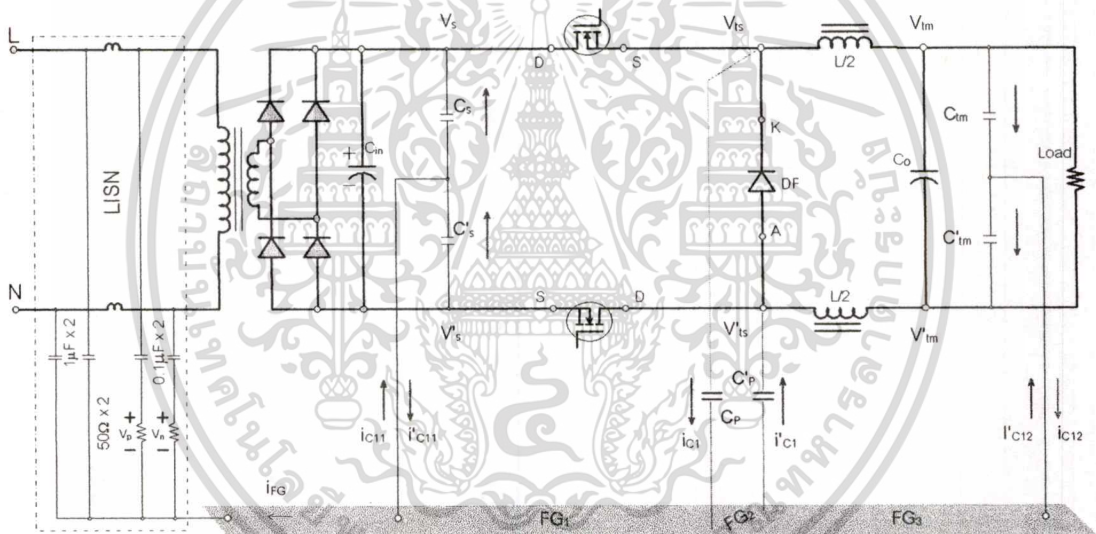


รูปที่ 5.1 แหล่งกำเนิดแรงดันคอมมอนโหมดทั้งสองที่มีขนาดเท่ากันแต่มีขั้วที่ตรงข้ามกัน

5.2.2 การจับสมดุลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์

การดัดแปลงโทโปโลยีของบัคคอนเวอเตอร์แบบธรรมดาให้เป็นบัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุลสองสวิตช์ สามารถทำการดัดแปลงได้ด้วยการสร้างกลไกการกำจัดสัญญาณรบกวนจากมุมมองของการจับสมดุลกระแส 2 ประการคือ การประยุกต์แนวคิดของ การจับสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน ที่ได้กล่าวไปแล้วข้างต้น และ การจับสมดุลอิมพีแดนซ์ของวงจรบัคคอนเวอเตอร์

นอกจากเส้นทางเดินของกระแสคอมมอนโหมดแบบคาปาซิทีฟ (Capacitive Path) ที่เกิดขึ้นระหว่างตัวถังของอุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์ ฮีทซิงค์กับเฟรมกราวด์แล้ว ในแต่ละคอนเวอเตอร์ อาจจะมีโหนดของการเปลี่ยนแปลงแรงดันสูงๆ เพียงหนึ่งโหนดหรือมากกว่านั้น ซึ่งในวงจรที่ทำการวิจัยนี้จะมีสองโหนด ที่อยู่บนสายส่งด้านไหลไป กับโหนดที่อยู่บนสายส่งด้านไหลกลับ โหนดเหล่านี้เป็น ความต่างศักย์ไฟฟ้าที่เทียบกับกราวด์ หรือทุกๆ โหนดในสวิตชิ่งคอนเวอเตอร์ถูกเทียบกับกราวด์ โดยที่มันไม่ได้ต่อกับกราวด์ ทั้งนี้เพราะโหนดเหล่านี้มีตัวเก็บประจุพาราซิติกเชื่อมโยงสู่กราวด์โดยผ่านอากาศที่เป็นไดอิเล็กทริก ดังรูปที่ 5.2 ดังนั้นการพิจารณาเส้นทางเดินของกระแสคอมมอนโหมดเพียงแต่ตัวเก็บประจุพาราซิติกที่เชื่อมโยงระหว่างฮีทซิงค์กับกราวด์จึงไม่เพียงพอ เส้นทางเดินของกระแสคอมมอนโหมดแบบคาปาซิทีฟอื่นๆ ก็สำคัญมากเช่นกัน ดังนั้นการจัดสมดุลทั้งแหล่งจ่ายและอิมพีแดนซ์ของคอมมอนโหมด จึงเกิดขึ้นในงานวิจัยนี้ เพื่อสร้างกลไกการหักล้างในการกำจัดสัญญาณรบกวน ที่เป็นต้นเหตุหลักของการแผ่คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า



รูปที่ 5.2 คอมมอนโหมดโมเดล ที่มีการจัดสมดุลตามแนวคิด CMIB และ CMSB

บ้คคอนเวอเตอร์แบบสมดุล กับตัวเก็บประจุพาราซิติกเชื่อมโยงสู่กราวด์เฟรม ได้แสดงดังในรูปที่ 5.2 โดยภายใน LISN มีตัวต้านทาน 50 Ω ต่อกับกราวด์กับตัวเก็บประจุ 0.1 μF และแรงดันรบกวนที่วัดได้ v_p และ v_n สัมพันธ์โดยตรงกับกระแสรบกวนคอมมอนโหมด i_{FG} ดังนั้นเป้าหมายของการออกแบบเพื่อจัดสมดุลคือ การทำอย่างไรที่พยายามมิให้กระแสคอมมอนโหมดบนกราวด์เฟรม i_{FG} ไหลผ่านตัวต้านทาน 50 Ω ภายใน LISN แต่ให้หักล้างซึ่งกันและกันหมด ตามกฎกระแสของเคอชอฟฟ์ บนกราวด์เฟรม นั่นคือ

$$i_{FG} = i_{c1} - i'_{c1} + i_{c11} - i'_{c11} + i_{c12} - i'_{c12} \quad (5.2)$$

เมื่อกระแสคอมมอนโหมด i_{c1} และ i'_{c1} เกิดจาก V_{ts} และ V'_{ts} ตามลำดับ ที่ไปกระทำกับตัวเก็บประจุพาราซิติก C_p และ C'_p ทำให้เกิดกระแสรบกวนไหลจากโหนดต่างๆบน สายส่งหรือทรานสมิสชันไลน์ ผ่านลงสู่กราวด์เฟรม

โดย C_p และ C'_p คือ ตัวเก็บประจุพาราซิติก หรือตัวเก็บประจุแฝง ที่โหนดบนทรานสมิสชันไลน์ของวงจรเมื่อเทียบกับกราวด์เฟรม [1]

$$i_{c1} = i'_{c1} \quad \text{or} \quad C_p \frac{dV_{ts}}{dt} = C'_p \frac{dV'_{ts}}{dt} \quad (5.3)$$

กระแสคอมมอนโหมด i_{c11} และ i'_{c11} เกิดจาก V_s และ V'_s ตามลำดับ ที่ไปกระทำกับ C_s และ C'_s ทำให้เกิดกระแสรบกวนที่ไหลจากโหนดของ แหล่งจ่ายไฟตรงของวงจร ผ่านตัวเก็บประจุแฝงทั้งสอง ลงสู่กราวด์เฟรม

$$i_{c11} = i'_{c11} \quad \text{or} \quad C_s \frac{dV_s}{dt} = C'_s \frac{dV'_s}{dt} \quad (5.4)$$

กระแสคอมมอนโหมด i_{c12} และ i'_{c12} เกิดจาก V_{tm} และ V'_{tm} ตามลำดับ ที่ไปกระทำกับ C_{tm} และ C'_{tm} ทำให้เกิดกระแสรบกวนไหลจาก ขั้วโหลดหรือ เทอร์มินัลโหนดของวงจร ผ่านตัวเก็บประจุพาราซิติกทั้งสองลงสู่กราวด์เฟรม

$$i_{c12} = i'_{c12} \quad \text{or} \quad C_{tm} \frac{dV_{tm}}{dt} = C'_{tm} \frac{dV'_{tm}}{dt} \quad (5.5)$$

การลดกระแสคอมมอนโหมดบนกราวด์เฟรม i_{FG} ถ้าดูจากเหตุผลง่าย ๆ คือพยายามให้กระแสคอมมอนโหมดทั้ง 6 ตัว ในสมการ 5.2 ถูกลดลงอย่างพร้อมๆกัน สำหรับเหตุผลนี้ สามารถออกแบบเลเอาท์ของสายวงจรให้ตัวเก็บประจุแฝงระหว่างโหนดต่างๆของวงจรถูกลดลงไปได้ และนอกจากนี้ด้วยโทโปโลยีที่น่าเสนอ มีการบังคับให้ทิศทางของกระแสรบกวนไหลไปตามทางที่เราต้องการคือ บังคับให้กระแสรบกวนไหลสวนทางกันเป็นคู่ๆในเส้นทางเดินเดียวกัน ทำให้เกิดการหักล้างซึ่งกันและกันบนกราวด์เฟรม ดังนี้คือ i_{c1} สวนทางกับ i'_{c1} , i_{c11} สวนทางกับ i'_{c11} และ i_{c12} สวนทางกับ i'_{c12} จะได้กระแสคอมมอนโหมดรวม i_{FG} ที่กราวด์เฟรม คือ

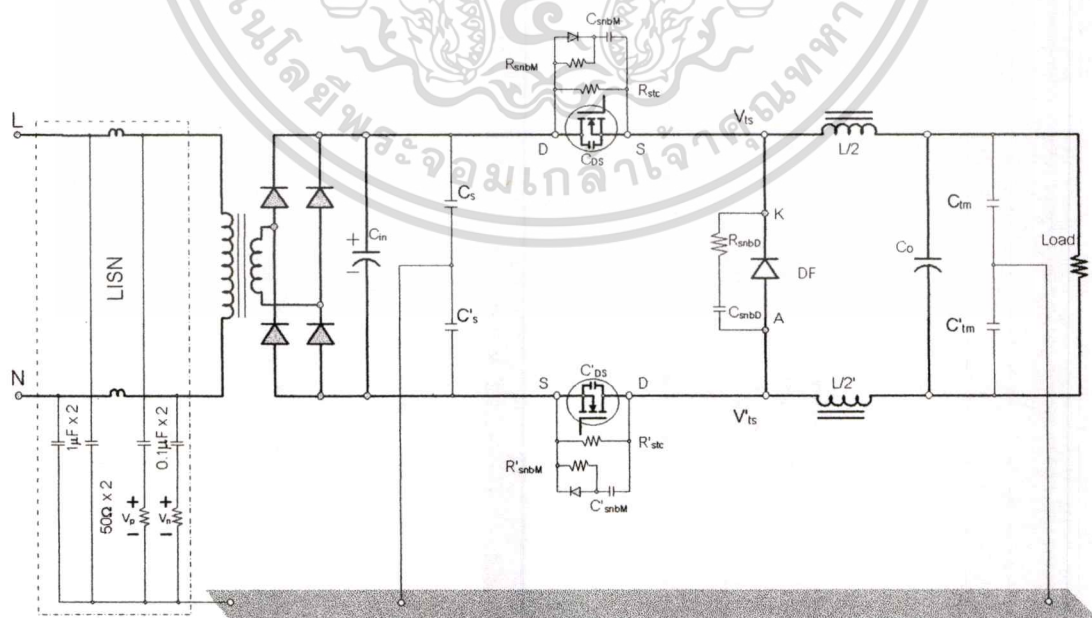
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{FG} = i_{c1} - i'_{c1} + i_{c11} - i'_{c11} + i_{c12} - i'_{c12} = 0 \quad (5.6)$$

การดัดแปลงโทไปโลยีของบัคคอนเวอเตอร์แบบธรรมดาให้เป็นบัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุล เป็นการประยุกต์แนวคิดการจัดสมดุลอิมพีแดนซ์ CMIB และ CMSB เพื่อสร้างคู่ของกระแสบกวน ที่กล่าวมาข้างต้น ให้เป็นเงาซึ่งกันและกัน หรือให้มีขนาดเท่ากันแต่มีทิศทางที่สวนทางกัน ซึ่งเป็นวิธีการที่เรียกว่า กลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดแบบแอคทีฟ (Common Mode Active Cancellation Mechanism) ดังนั้นถ้าหากเราสามารถออกแบบให้คอนเวอเตอร์ทำงานในสภาวะสมดุลได้ ในทางทฤษฎีแล้วสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมดจะถูกลดลงไปอย่างมาก

5.3 มุมมองการจัดสมดุลกระแส กับวงจรสับเบอร์

ในบัคคอนเวอเตอร์แบบสองสวิตช์ อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งทั้งสองทำงานร่วมกันแบบอนุกรม นั่นคือ มีการหยุดนำกระแส และ เริ่มนำกระแสพร้อมๆกัน ซึ่งในทางปฏิบัติแล้ว ค่าพารามิเตอร์ที่เป็นอำนาจต้าน ของอุปกรณ์สวิตช์ ซึ่งเป็นคุณสมบัติประจำตัวของอุปกรณ์สวิตช์มอสเฟต ทำให้เกิดความต่างกันของกระแสรั่วไหล ด้วยเหตุผลนี้เอง สามารถเป็นเหตุให้แรงดันสแตติกไม่สมดุล นอกจากนี้ อำนาจต้านในตัวขั้วเกตของสวิตช์มอสเฟต ซึ่งสวิตช์มอสเฟตในเบอร์เดียวกัน แต่ละตัวจะมีอิมพีแดนซ์ที่แตกต่างกันเล็กน้อย ยิ่งทำให้เกิดความต่างกันมากขึ้นระหว่างความเร็วในการสวิตช์ของ อุปกรณ์สวิตช์มอสเฟตทั้งสอง และด้วยเหตุนี้จึงเป็นเหตุให้แรงดันไดนามิกไม่สมดุลขึ้นอีกด้วย และที่สำคัญการจัดสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมด อาจจะไม่ประสบความสำเร็จ



รูปที่ 5.3 บัคคอนเวอเตอร์ที่มีการจัดสมดุลกระแสคอมมอนโหมด กับวงจรสับเบอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อมั่นใจได้ว่ามันจะแบ่งแรงดันได้อย่างถูกต้อง ระหว่างอุปกรณ์สวิตช์มอสเฟตทั้งสอง วงจร *สแน็บเบอร์* จะต้องนำเข้ามาทำงานร่วมกับสวิตช์มอสเฟตทั้งสองเพื่อช่วยในการแบ่งแรงดัน ซึ่งจะเป็นตัวทำให้เกิดการแบ่งแรงดันทั้งสแตติก และไดนามิกอย่างถูกต้อง ทั้งขณะช่วงระหว่าง มอสเฟตทั้งสองนำกระแส และหยุดนำกระแส โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ขณะช่วงระหว่างหยุดนำกระแส ถ้าหากว่าการทำงานของสวิตช์มอสเฟตทั้งสองปราศจากวงจรสแน็บเบอร์แล้ว ภาคของวงจรมัคคอนเวอเตอร์ จะถูกตัดขาดจากภาคแหล่งจ่ายไฟตรง ซึ่งจะทำให้แรงดันคอมมอนโหมดกระเพื่อม ขณะสวิตช์มอสเฟตทั้งสองอยู่ในช่วงระหว่างหยุดนำกระแส ทำให้ยากต่อการจัดสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมด ขณะที่มอสเฟตหยุดนำกระแสในช่วงแรกๆ ตัวเก็บประจุ C_{snbM} ของวงจรสแน็บเบอร์ จะถูกประจุผ่านตัวไดโอด ซึ่งเหตุการณ์นี้จะเกิดขึ้นพร้อมๆกันทั้งสวิตช์มอสเฟตตัวบน และตัวล่าง โดยที่กระแสประจุนี้จะไหลครบวงจรได้โดยผ่าน ไดโอดฟรีวีลลิ่ง D_f ที่กำลังอยู่ในสถานะนำกระแส และจากนั้นจะกลับเข้าสู่ตัวเก็บประจุอินพุท C_{in} ดังรูป 5.4

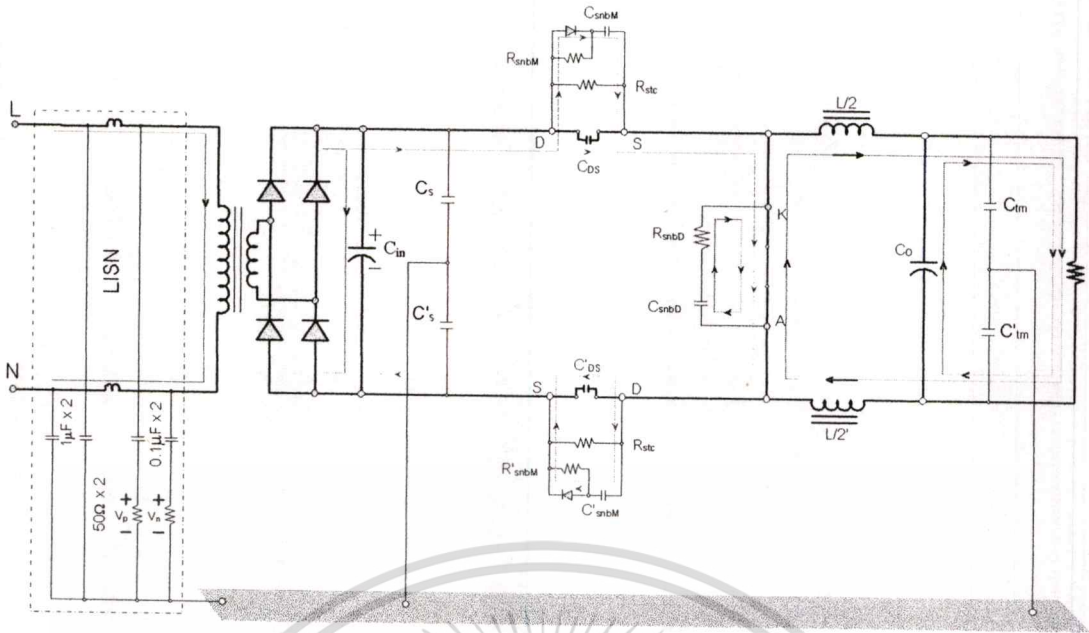
5.3.1 การทำงานในดิฟเฟอเรนเชียลโหมด ขณะมอสเฟตทั้งสองหยุดนำกระแส

สัญญาณรบกวนชนิดดิฟเฟอเรนเชียลโหมดในคอนเวอเตอร์กำลัง มีลักษณะการไหลเข้าและออกในวงจรมัคคอนเวอเตอร์ โดยผ่านเข้าและออกด้านอินพุททางสายเคเบิลกำลัง โดยจะไม่ไหลในกราวด์เฟรม ดังรูปที่ 5.4 เมื่อไดโอดฟรีวีลลิ่งนำกระแส ขณะมอสเฟตทั้งสองอยู่ในสถานะหยุดนำกระแส แต่กระแสยังคงไหลได้ต่อเนื่อง เริ่มจากไดโอดเรียงกระแส ผ่านวงจรสแน็บเบอร์ด้านส่ง โดยที่ C_{snbM} จะถูกอัดประจุแรงดันผ่านไดโอดสแน็บเบอร์ที่ถูกไบอัสตรง จากนั้นกระแสจะไหลผ่านไดโอดฟรีวีลลิ่ง เข้าสู่ วงจรสแน็บเบอร์ที่ด้านไหลกลับ โดยที่ C'_{snbM} จะถูกประจุแรงดันผ่านไดโอดสแน็บเบอร์ที่ถูกไบอัสตรง

จะเห็นได้ว่าช่วงเวลาขณะมอสเฟตทั้งสองหยุดนำกระแส มีรูปของกระแสทั้งหมด 5 รูป คือ

- รูปกระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมดของการอัดประจุตัวเก็บประจุอินพุท C_{in}
- รูปกระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมดเพื่อการอัดประจุตัวเก็บประจุของวงจรสแน็บเบอร์ C_{snbM} และ C'_{snbM} ของมอสเฟตทั้งสอง
- รูปของการคายประจุของตัวเก็บประจุของวงจรสแน็บเบอร์ C_{snbD} ของไดโอดฟรีวีลลิ่ง
- รูปกระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมดของการคายพลังงานของไอ้ก $L/2$ และ $L/2$ ผ่านไดโอดฟรีวีลลิ่ง D_f และภาวะ R_L
- รูปกระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมดของการคายประจุของตัวเก็บประจุเอาต์พุท C_o ผ่านภาวะ R_L ซึ่งถ้าหากว่าการทำงานของสวิตช์มอสเฟตทั้งสองปราศจากวงจรสแน็บเบอร์แล้ว จะทำให้รูปของการคายพลังงานของไอ้กทั้งสองผ่านไดโอดฟรีวีลลิ่ง และรูปของไหลด-ตัวเก็บประจุเอาต์พุท หรือของภาคของวงจรมัคคอนเวอเตอร์ ถูกอิสระจากรูปของตัวเก็บประจุอินพุทหรือ ภาคแหล่งจ่ายไฟตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 แสดงการสมดุกระแสในดิฟเฟอเรนเชียลโหมด ขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส

5.3.2 การทำงานในดิฟเฟอเรนเชียลโหมด ขณะมอสเฟตทั้งสองนำกระแส

กระแสในดิฟเฟอเรนเชียลโหมด ขณะมอสเฟตทั้งสองนำกระแส มีลักษณะการไหลเข้าและออกผ่านทางสายไฟ ในวงจรถอนแวนเตอร์ ดังรูปที่ 5.5 เมื่อไดโอดฟรีวีลลิ่งหยุดนำกระแส ขณะมอสเฟตทั้งสองอยู่ในสภาวะนำกระแส โดยกระแสเริ่มไหลจากการคายประจุของตัวเก็บประจุอินพุทผ่านสวิตช์มอสเฟตด้านส่ง ผ่านเข้าใช้เก็บพลังงาน ผ่านเข้าไปอัดประจุตัวเก็บประจุเอาพุท และผ่านเข้าไหลเพื่อจ่ายพลังงาน จากนั้นก็จะผ่านเข้าสู่อุปกรณ์ด้านพลังงานไหลกลับ โดยผ่านอุปกรณ์ที่เหมือนกับด้านส่งพลังงานทุกประการ ซึ่งประกอบไปด้วยคู่ของกระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมดทั้งหมด 5 คู่ด้วยกันคือ

- คู่กระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมดเพื่อการอัดประจุตัวเก็บประจุสแน็บเบอร์ C_{snbD} ไดโอดฟรีวีลลิ่ง
- คู่กระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมด เพื่อการอัดประจุตัวเก็บประจุเอาพุท C_o ที่ขั้วไหล
- คู่กระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมด เพื่อการจ่ายพลังงานให้ภาระ R_L
- คู่กระแสคายประจุของตัวเก็บประจุสแน็บเบอร์ C_{snbM} และ C'_{snbM} ของมอสเฟต จำนวน 2 คู่

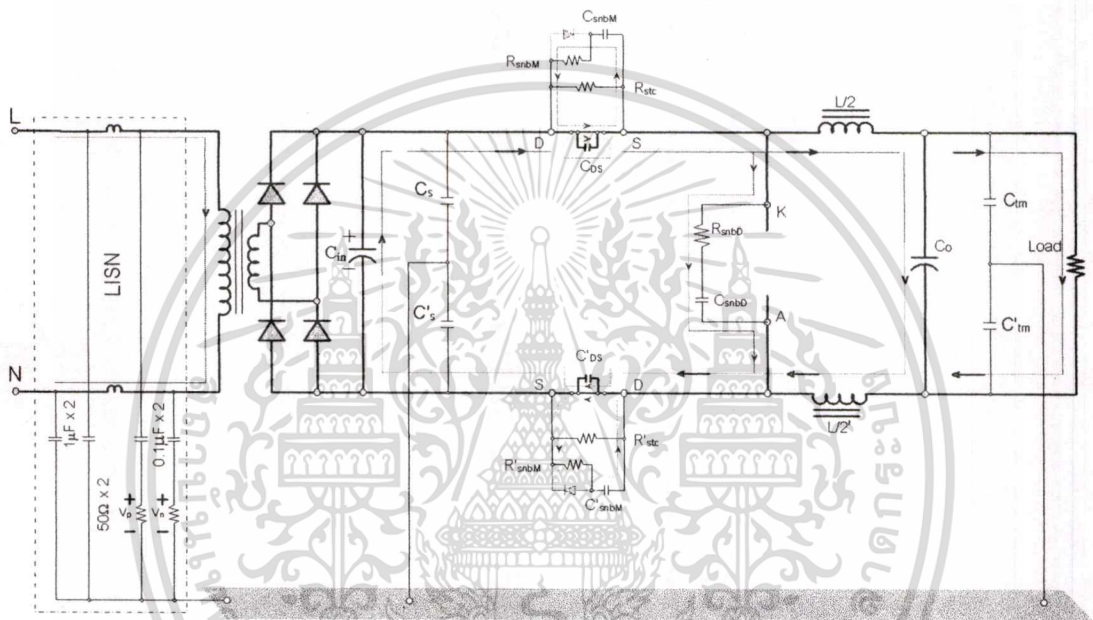
ในทางปฏิบัติ ลายวงจรของตัวเก็บประจุสแน็บเบอร์ C_{snbM} และ C'_{snbM} ของมอสเฟต สองคู่นี้จะวางทับซ้อนกัน ส่วนใน 3 คู่แรก ที่กล่าวมาข้างต้น มีการวางลายวงจรในลักษณะคู่ขนานกันไปเพื่อการหักล้างสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

ผลที่เกิดขึ้นคือ แหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนชนิดดิฟเฟอเรนเชียลโหมดของด้านส่ง มีค่าเท่ากับ ด้านไหลกลับ แต่มีทิศทางที่ตรงกันข้ามกัน ส่งผลทำให้สัญญาณรบกวนชนิดดิฟเฟอเรนเชียลโหมดในคอนเวอเตอร์บางส่วน ถูกหักล้างภายในตัวมัน ดังสมการที่ 5.7

$$V_{ds} = V_{dr} \quad (5.7)$$

เมื่อ V_{ds} คือ แรงดันรบกวนในดิฟเฟอเรนเชียลโหมด ด้านส่ง

V_{dr} คือ แรงดันรบกวนในดิฟเฟอเรนเชียลโหมด ด้านไหลกลับ



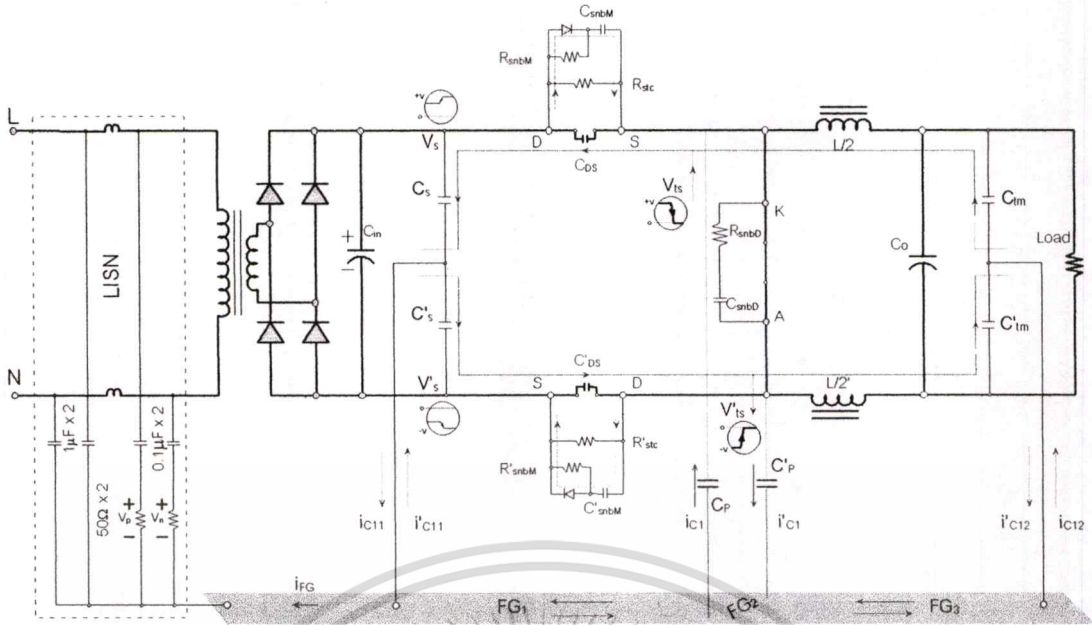
รูปที่ 5.5 แสดงการสมมูลกระแสในดิฟเฟอเรนเชียลโหมด ขณะมอสเฟตทั้งสองนำกระแส

5.4 กลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส

กระแสรบกวนคอมมอนโหมดขณะมอสเฟตทั้งสองหยุดนำกระแส มีลักษณะการไหลเข้าและออก ในวงจรถอนเวเตอร์ โดยผ่านทางสายไฟ กับกราวด์เฟรม โดยมีตัวเก็บประจุพาราซิติกที่คัปปลิงอยู่ระหว่างสายไฟกับกราวด์เฟรม ดังรูปที่ 5.6 เมื่อไดโอดฟรีวีลลิ่งนำกระแส ขณะมอสเฟตทั้งสองอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่า เกิดลูปของกระแสทั้งหมด 5 ลูป คือ

- ลูปกระแสคอมมอนโหมด ตัวเก็บประจุที่แหล่งจ่ายไฟตรง-เทอร์มินเนชั่น จำนวนสองลูป
- ลูปกระแสคอมมอนโหมด ตัวเก็บประจุที่ทรานสมิสชันไลน์-แหล่งจ่ายไฟตรง จำนวนสองลูป
- ลูปกระแสคอมมอนโหมด ตัวเก็บประจุแฝงระหว่างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทั้งสอง

จำนวนหนึ่งลูป โดยจะทำการวิเคราะห์กระแสคอมมอนโหมดให้เห็นในแต่ละลูปในหัวข้อต่อไป



รูปที่ 5.6 แสดงการทำงานในคอมมอนโหมด ขณะมอสเฟตทั้งสองหยุดนำกระแส

5.4.1 ลูปกระแสคอมมอนโหมดระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรง-เทอร์มินเนชัน

ลูปของกลไกหักล้างกระแสคอมมอนโหมดระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรง-เทอร์มินเนชัน ขณะมอสเฟตทั้งสองหยุดนำกระแส มีลูปกระแสคอมมอนโหมดสองลูปคือ ลูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านส่ง-กราวด์เฟรม $i_{c11} - i_{c12}$ (สีแดง) และลูปกระแสของสายไฟด้านกลับ-กราวด์เฟรม $i'_{c11} - i'_{c12}$ (สีน้ำเงิน) โดยที่ลูปกระแสคอมมอนโหมดทั้งสองนี้มีทิศทางกระแสที่ไหลไป บนสายไฟด้านกลับและหรือไหลย้อนกลับบนสายไฟด้านส่ง แต่ไหลสวนทางกันบนเส้นทางเดินเดียวกันบนกราวด์เฟรม FG_1 , FG_2 และ FG_3

5.4.1.1 ลูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านส่ง-กราวด์เฟรม

ขณะมอสเฟตทั้งสองหยุดนำกระแส เริ่มจากขอบขาขึ้นของแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V_s ที่มีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันจากต่ำเป็นสูง กระทำกับตัวเก็บประจุ C_s ที่เชื่อมโยงระหว่างแหล่งจ่ายกับกราวด์เฟรม ทำให้ C_s ถูกอัดประจุ กลายเป็นกระแสคอมมอนโหมด i_{c11} ไหลไปทางเทอร์มินเนชัน โดยผ่านทางกราวด์เฟรมที่มีอิมพีแดนซ์ Z_{FG1} , Z_{FG2} และ Z_{FG3} ตามลำดับ จากนั้นผ่านเข้าตัวเก็บประจุที่ขั้วโหลด C_{tm} ที่กำลังคายประจุกลายเป็นกระแสคอมมอนโหมด i_{c12} และไหลกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V_s อีกครั้ง โดยไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝง C_{ck} ของใช้ก้านส่ง และตัวเก็บประจุแฝง C_{DS} ของมอสเฟต ดังรูป 5.7

จากกฎแรงดันของเคอชอฟฟ์ นั่นคือ

$$v_s - \frac{i_{c11}}{SC_s} - i_{c11}(R_{FG} + SL_{FG}) - \frac{i_{c12}}{SC_{tm}} - \frac{i_{c12}}{SC_{ck}} - \frac{i_{c11}}{SC_{DS}} = 0 \quad (5.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4.1.2 รูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านกลับ-กราวด์เฟรม

ขณะมอสเฟตทั้งสองหยุดนำกระแส เริ่มจากขอบขาขึ้นของแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน ขดเซย์ V_s ที่มีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันจากต่ำเป็นสูง กระทำกับตัวเก็บประจุ C_s ที่เชื่อมโยงระหว่างแหล่งจ่ายกลับกับกราวด์เฟรม ทำให้ C_s ถูกอัดประจุ กลายเป็นกระแสคอมมอนโหมด i'_{c11} ไหลไปทางเทอร์มิเนชัน โดยผ่านตัวเก็บประจุแฝง C_{DS} ของมอสเฟต ตัวเก็บประจุแฝง C'_{ck} ของใช้ก้านกลับ ตัวเก็บประจุที่ขั้วโหลด C'_{tm} ที่กำลังคายประจุกลายเป็นกระแสคอมมอนโหมด i'_{c12} ไหลลงสู่กราวด์เฟรมที่มีอิมพีแดนซ์ Z_{FG} และไหลกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนขดเซย์ V_s อีกครั้ง จากกฎแรงดันของเคอชอฟฟ์ นั่นคือ

$$-v_s + \frac{i'_{c11}}{SC'_s} + \frac{i'_{c11}}{SC'_{DS}} + \frac{i'_{c12}}{SC'_{ck}} + \frac{i'_{c12}}{SC'_{tm}} + i'_{c11}(R_{FG} + SL_{FG}) = 0 \quad (5.9)$$

จากสมการ (5.8) และ (5.9) เมื่อนำมารวมกันแล้ว จะได้รูปของกลไกหักล้างกระแสคอมมอนโหมดระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรง-เทอร์มิเนชัน ดังนั้นแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมดบนกราวด์เฟรม V_{FG} คือ

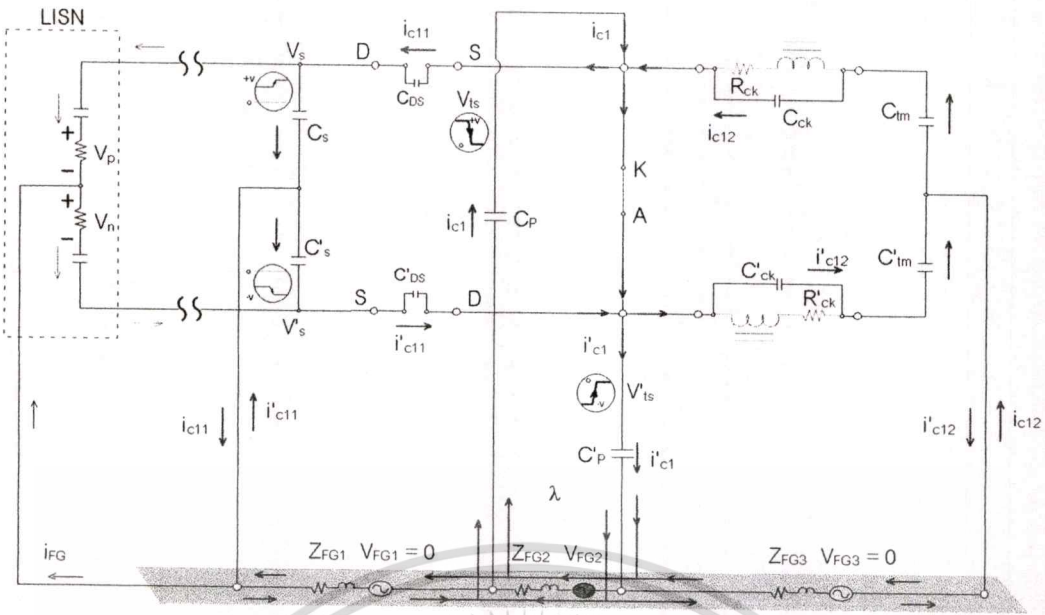
$$V_{FG} = (-i_{c12} + i'_{c12})(R_{FG} + SL_{FG}) = 0 \quad (5.10)$$

เมื่อ กระแสคอมมอนโหมด $i_{c11} = i_{c12}$

เมื่อกระแสคอมมอนโหมดที่ไหลผ่านอุปกรณ์ด้านพลังงานไหลกลับ ดังสมการ (5.9) ไหลผ่านอุปกรณ์ที่เหมือนกับด้านส่งพลังงานทุกประการ แต่กระแสคอมมอนโหมดในสมการ (5.9) สวนทางกับกระแสคอมมอนโหมดในสมการ (5.8) ทำให้เกิดการหักล้างซึ่งกันและกันบนกราวด์เฟรม ดังสมการ (5.10) ซึ่งนั่นก็คือ จะไม่ทำให้เกิดแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมดบนกราวด์เฟรม (V_{FG}) ขึ้น

5.4.2 รูปกระแสคอมมอนโหมดระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรง-ทรานสมิซชัน

รูปของกลไกหักล้างกระแสคอมมอนโหมดระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรง-ทรานสมิซชัน ขณะมอสเฟตทั้งสองหยุดนำกระแส มีรูปกระแสคอมมอนโหมดสองรูปคือ รูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านส่ง-กราวด์เฟรม i_{c11} (สีแดง) และรูปกระแสของสายไฟด้านกลับ-กราวด์เฟรม i'_{c11} (สีน้ำเงิน) โดยที่รูปกระแสคอมมอนโหมดทั้งสองนี้มีทิศทางการแสที่ไหลไปหรือกลับ บนสายไฟด้านส่งและสายไฟด้านกลับ และไหลสวนทางกันบนเส้นทางเดินเดียวกันบนกราวด์เฟรม



รูปที่ 5.7 วงจรสมมูลย์แสดงการทำงาน ในคอมมอนโหมด ขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส

5.4.2.1 ลูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านส่ง-กราวด์เฟรม

ขณะมอสเฟตทั้งสองหยุดนำกระแส เริ่มจากขอบขาลงของแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V_{ts} ที่มีอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันสูง จากบวกเป็นศูนย์ กระทำกับตัวเก็บประจุแฝง C_p ที่เชื่อมโยงระหว่างสายส่งกับกราวด์เฟรม ทำให้ C_p คายประจุ กลายเป็นกระแสคอมมอนโหมด i_{c1} ส่วนหนึ่งของ i_{c1} ถูกแยกไหลไปเป็นกระแสคอมมอนโหมด i_{c11} ไหลผ่าน C_{DS} ของมอสเฟต ผ่านเข้าอัดประจุตัวเก็บประจุที่ขั้วแหล่งจ่าย C_s และไหลกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V_{ts} อีกครั้ง โดยผ่านทางกราวด์เฟรมที่มีอิมพีแดนซ์ Z_{FG1} ดังรูป 5.7 จากกฎแรงดันของเคอชอฟฟ์ นั่นคือ

$$v_{ts} - \frac{i_{c1}}{SC_p} - \frac{i_{c11}}{SC_{DS}} - \frac{i_{c11}}{SC_s} - i_{c11}(R_{FG1} + SL_{FG1}) = 0 \tag{5.11}$$

5.4.2.2 ลูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านกลับ-กราวด์เฟรม

ขณะมอสเฟตทั้งสองหยุดนำกระแส เริ่มจากขอบขาลงของแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน ขดเซย V'_{ts} ที่มีอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันสูง จากลบเป็นศูนย์ กระทำกับตัวเก็บประจุแฝง C'_p ที่เชื่อมโยงระหว่างสายส่งด้านกลับกับกราวด์เฟรม ทำให้ C'_p คายประจุ กลายเป็นกระแสคอมมอนโหมด i'_{c1} ไหลลงสู่กราวด์เฟรม ส่วนหนึ่งของ i'_{c1} ถูกแยกไหลไปเป็นกระแสคอมมอนโหมด i'_{c11} ไหลผ่านกราวด์เฟรมที่มีอิมพีแดนซ์ Z_{FG1} และไหลกลับขึ้นสายส่งด้านกลับ โดยผ่านเข้าอัดประจุตัว

เก็บประจุที่ขั้วแหล่งจ่าย C'_s ไหลเข้าสายไฟด้านกลับผ่านทาง C'_{DS} ของมอสเฟต และไหลกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนชดเชย V'_{ts} อีกครั้ง จากกฎแรงดันของเคอชอฟฟ์ นั่นคือ

$$-v'_{ts} + \frac{i'_{c1}}{SC'_p} + i'_{c11}(R_{FG1} + SL_{FG1}) + \frac{i'_{c11}}{SC'_s} + \frac{i'_{c11}}{SC'_{DS}} = 0 \quad (5.12)$$

จากสมการ (5.11) และ (5.12) เมื่อนำมารวมกันแล้วจะได้ จะได้รูปของกลไกหักล้างกระแสคอมมอนโหมดระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรง-ทรานสมิสชัน แหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดบนกราวด์เฟรม V_{FG1} คือ

$$V_{FG1} = (-i_{c11} + i'_{c11})(R_{FG1} + SL_{FG1}) = 0 \quad ; \quad (5.13)$$

เมื่อกระแสคอมมอนโหมดที่ไหลผ่านอุปกรณ์ด้านพลังงานไหลกลับ ไหลผ่านอุปกรณ์ที่เหมือนกับด้านส่งพลังงานทุกประการ แต่กระแสคอมมอนโหมดด้านส่ง ในสมการ (5.11) สวนทางกับกระแสคอมมอนโหมดด้านกลับในสมการ (5.12) ทำให้เกิดการหักล้างซึ่งกันและกันบนกราวด์เฟรม ดังสมการ (5.13) ซึ่งนั่นก็คือ จะไม่ทำให้เกิดแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมดบนกราวด์เฟรม (V_{FG2}) ขึ้น

5.4.3 รูปกระแสคอมมอนโหมดระหว่างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทั้งสอง รูปกระแสสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมดคู่นี้ เกิดขึ้นขณะมอสเฟตทั้งสองอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส ขณะที่ไดโอดฟรีวีลลิ่ง อยู่ในสภาวะนำกระแส ทำให้เกิดการลัดวงจรแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทั้งสองคือ v_{ts} และ v'_{ts} ด้วยไดโอดฟรีวีลลิ่ง ทำให้แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนสองตัวต่ออนุกรมอย่างสวนขั้วแรงดันกัน

จากขอบขาลงของแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V_{ts} ที่มีอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันสูง จากบวกรเป็นศูนย์ กระทำกับตัวเก็บประจุแฝง C_p ที่เชื่อมโยงระหว่างสายส่งกับกราวด์เฟรม ทำให้ C_p คายประจุ กลายเป็นกระแสคอมมอนโหมด i_{c1} ขณะเดียวกันจากขอบขาลงของแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนชดเชย V'_{ts} ที่มีอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันสูงจากลบเป็นศูนย์ กระทำกับตัวเก็บประจุแฝง C'_p ที่เชื่อมโยงระหว่างสายส่งด้านกลับกับกราวด์เฟรม ทำให้ C'_p คายประจุ กลายเป็นกระแสคอมมอนโหมด i'_{c1} จากรูป 5.7 ทำให้กระแสทั้งสองกลายเป็นตัวเดียวกัน ไหลวนตามกันในทิศทางเดียวกันภายในรูปแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทั้งสองคือ v_{ts} และ v'_{ts} โดยไหลผ่าน กราวด์เฟรม Z_{FG2} และตัวเก็บประจุแฝง C_p และ C'_p

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left(-v_{ts} + v'_{ts}\right) - \frac{(I_{c1})}{SC_P} - (I'_{c1})(R_{FG2} + SL_{FG2}) - \frac{(I'_{c1})}{SC'_s} + I'_{c1}R_{KA,on} = 0 \quad (5.14)$$

เมื่อ $I'_{c1} = I_{c1}$

จากสมการ (5.14) แหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดบนกราวด์เฟรม V_{FG2} คือ

$$V_{FG2} = (I_{c1})(R_{FG2} + SL_{FG2}) \quad (5.15)$$

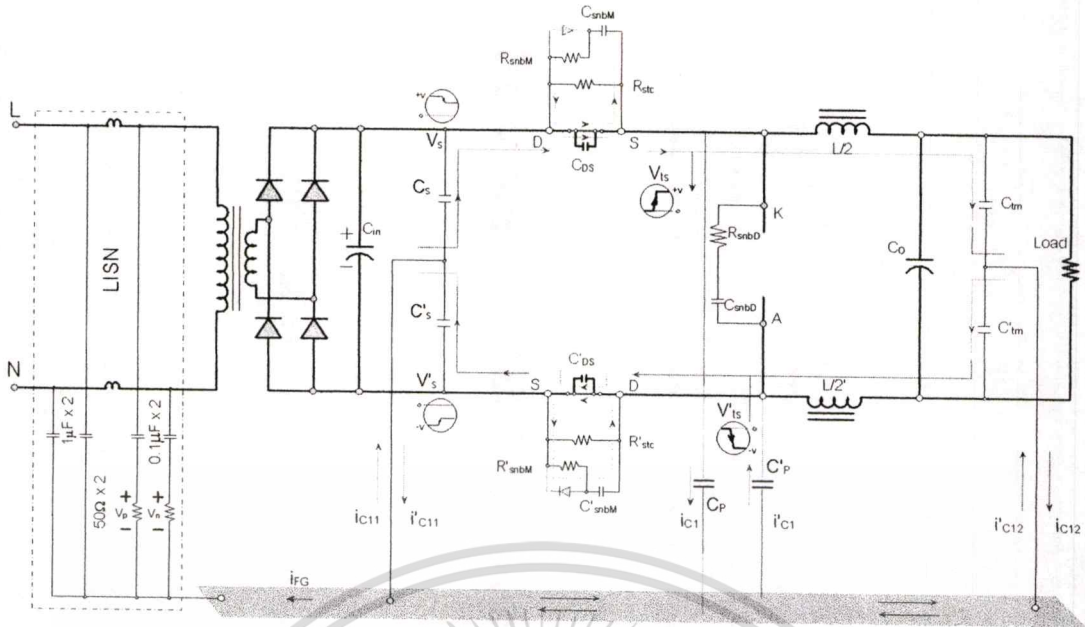
เมื่อกระแสคอมมอนโหมดทั้งสองไหลไปในทิศทางเดียวกัน ทำให้ไม่เกิดการหักล้างซึ่งกันและกันบนกราวด์เฟรมเหมือนกับรูปอื่นๆ ทั้งนี้เพราะว่าอิมพีแดนซ์ของไดโอดพีวีวีลิ่งมีค่าต่ำมากเมื่อเทียบกับกราวด์เฟรม ผลเสียที่ตามมาคือ เกิดแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนอีกหนึ่งตัวขึ้นบนกราวด์เฟรม V_{FG2} ดังสมการ 5.15 นอกจากนี้ยังทำให้เกิดกระแสคอมมอนโหมดขนาดใหญ่ในรูปนี้ แต่อย่างไรก็ตามกระแสคอมมอนโหมดขนาดใหญ่ในรูปนี้ มิได้ไหลไปทาง LISN หรือทางออกสู่วงจรภายนอกไปรบกวนวงจรข้างๆแต่อย่างใด เนื่องจากถูกกักบริเวณไว้ ซึ่งวิธีการเช่นนี้ มิใช่เป็นกลไกการหักล้าง แต่เป็นกลไกการกักบริเวณ (Quarantine Mechanism)

แต่อย่างไรก็ตาม กลไกการกักบริเวณนี้ เป็นเพียงการแก้ไขปัญหา เพื่อป้องกันมิให้กระแสรบกวนคอมมอนโหมดแบบผ่านสายตัวนำ (Noise conducted emission) ไหลออกสู่วงจรภายนอก แต่ให้มันไหลวนอยู่ภายในรูปนี้เท่านั้น แต่ปัญหาอีกอย่างหนึ่งก็ตามมา นั่นคือ จะไปเพิ่มสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่ออกทางอากาศ (Noise radiated emission) ทำให้ไม่ผ่านการทดสอบผลิตภัณฑ์ ในภาคของการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่ออกทางอากาศ ในย่านความถี่ที่ใช้ทดสอบ 30MHz ถึง 1GHz ซึ่งในวิธีการแบบดั้งเดิมที่นิยมใช้ทั่วไปเช่น เทคนิคการลดพื้นที่ของรูปสัญญาณรบกวน เทคนิคกำบัง หรือชิลด์ เป็นต้น

ซึ่งในงานวิจัยนี้ จะได้นำเสนอวิธีแก้ไขปัญหานี้ด้วยวิธีการของ กลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดแบบแอคทีฟ (Common Mode Active Cancellation Mechanism) ในบทต่อไป

5.5 กลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดขณะมอสเฟตทั้งสองนำกระแส

กระแสรบกวนคอมมอนโหมดขณะมอสเฟตทั้งสองนำกระแส มีลักษณะการไหลเข้าและออกในวงจรคอนเวอเตอร์ โดยผ่านทางสายไฟ กับกราวด์เฟรม โดยมีตัวเก็บประจุแฝง ที่คัปปลิงอยู่ระหว่างสายไฟกับกราวด์เฟรม ดังรูปที่ 5.8 เมื่อไดโอดพีวีวีลิ่งหยุดนำกระแส ขณะมอสเฟตทั้งสองอยู่ในสภาวะนำกระแส จะเห็นได้ว่า เกิดรูปของกระแสทั้งหมด 4 รูป คือ รูปกระแสคอมมอนโหมดของตัวเก็บประจุแฝงที่แหล่งจ่ายไฟตรง-เทอร์มินัลขึ้น จำนวนสองรูป และรูปกระแสคอมมอนโหมดของตัวเก็บประจุแฝงที่แหล่งจ่ายไฟตรง-ทรานสมิสชัน อีกจำนวนสองรูป โดยจะทำการวิเคราะห์กระแสคอมมอนโหมดให้เห็นในแต่ละรูปในหัวข้อต่อไป



รูปที่ 5.8 แสดงการทำงานในคอมมอนโหมด ขณะมอสเฟตทั้งสองนำกระแส

5.5.1 ลูปกระแสคอมมอนโหมดระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรง-เทอร์มินเนชั่น

ลูปของกลไกหักล้างกระแสคอมมอนโหมดระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรง-เทอร์มินเนชั่น ขณะมอสเฟตทั้งสองนำกระแส มีลูปกระแสคอมมอนโหมดสองลูปคือ ลูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านส่ง-กราวด์เฟรม $i_{c11} - i_{c12}$ (สีแดง) และลูปกระแสของสายไฟด้านกลับ-กราวด์เฟรม $i'_{c11} - i'_{c12}$ (สีน้ำเงิน) โดยที่ลูปกระแสคอมมอนโหมดทั้งสองนี้มีทิศทางกระแสที่ไหลไปหรือกลับ บนสายไฟด้านส่งและสายไฟด้านกลับและไหลสวนทางกันบนเส้นทางเดินเดียวกันบนกราวด์เฟรม ดังรูป 5.9

5.5.1.1 ลูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านส่ง-กราวด์เฟรม

ขณะมอสเฟตทั้งสองนำกระแส เริ่มจากขอบขาของแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V_s ที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันจากสูงเป็นต่ำ ดังรูป 5.9 กระทำการคายประจุตัวเก็บประจุ C_s ที่เชื่อมโยงอยู่ระหว่างสายส่งกับกราวด์เฟรม ทำให้เกิดกระแสคอมมอนโหมด i_{c11} ไหลไปทางเทอร์มินเนชั่น โดยผ่านตัวเก็บประจุแฝง C_{DS} ของมอสเฟต ตัวเก็บประจุแฝง C_{ck} ของใช้ก้านส่ง และผ่านเข้าตัวเก็บประจุที่ขั้วโหลด C_{tm} ที่กำลังอัดประจุกลายเป็นกระแสคอมมอนโหมด i_{c12} ไหลลงสู่กราวด์เฟรมที่มีอิมพีแดนซ์ Z_{FG3} , Z_{FG2} และ Z_{FG1} ตามลำดับ และไหลกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V_s อีกครั้ง จากกฎแรงดันของเคอชอฟฟ์ นั่นคือ

$$V_s - \frac{i_{c11}}{SC_s} - \frac{i_{c11}}{SC_{DS}} - \frac{i_{c12}}{SC_{ck}} - \frac{i_{c12}}{SC_{tm}} - i_{c12}(R_{FG} + SL_{FG}) = 0 \quad (5.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5.1.2 รูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านกลับ-กราวด์เฟรม

ขณะมอสเฟตทั้งสองนำกระแส เริ่มจากขอบขาของแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนชดเชย V'_s ดังรูป 5.9 ที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันจากสูงเป็นต่ำ กระทำการคายประจุตัวเก็บประจุ C'_s ที่เชื่อมโยงระหว่างสายส่งด้านกลับกับกราวด์เฟรม กลายเป็นกระแสคอมมอนโหมด I'_{c11} ไหลลงสู่กราวด์เฟรม Z_{FG} และไหลกลับขึ้นสายส่งด้านกลับ กลับเข้าสู่แหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนชดเชย V'_s อีกครั้ง โดยผ่านทางตัวเก็บประจุที่ขั้วโหลด C'_{lm} ที่กำลังอัดประจุ กลายเป็นกระแสคอมมอนโหมด I'_{c12} ไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝง C'_{ck} ของใช้ด้านกลับ ผ่านตัวเก็บประจุแฝง C_{Ds} ของมอสเฟต จากกฎแรงดันของเคอชอฟฟ์ นั่นคือ

$$-v'_s + \frac{I'_{c11}}{SC'_s} + \frac{I'_{c11}}{SC'_{Ds}} + \frac{I'_{c12}}{SC'_{ck}} + \frac{I'_{c12}}{SC'_{lm}} + I'_{c12}(R_{FG} + SL_{FG}) = 0 \quad (5.17)$$

จากสมการ (5.16) และ (5.17) เมื่อนำมารวมกันแล้วจะได้ จะได้รูปของกลไกหักล้างกระแสคอมมอนโหมดระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรง-เทอร์มินเนชัน ดังนั้นแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมดบนกราวด์เฟรม V_{FG} คือ

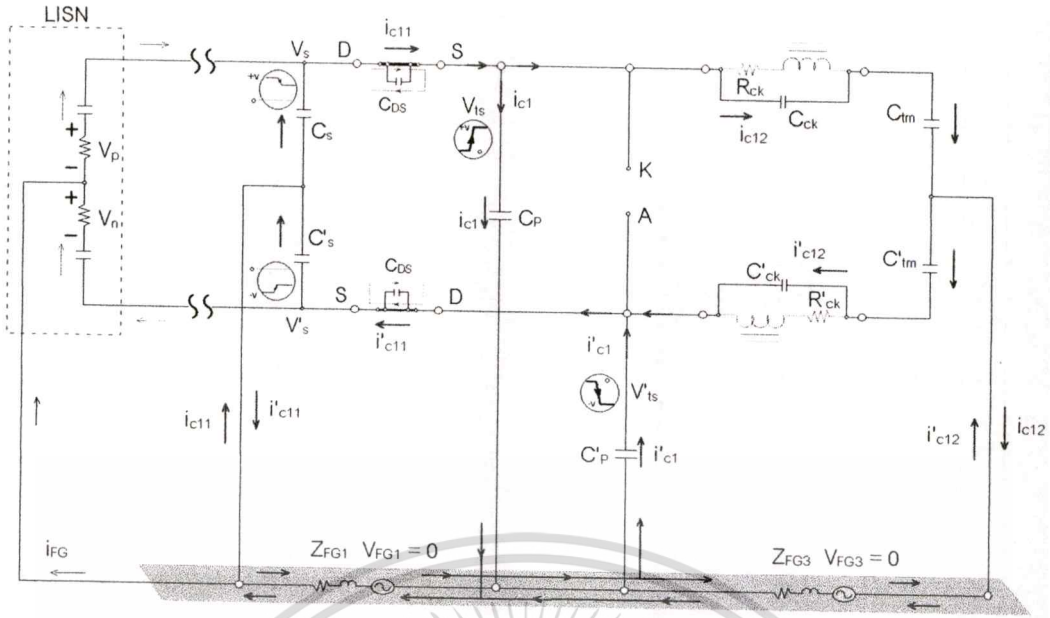
$$V_{FG2} = (-I'_{c12} + I'_{c12})(R_{FG} + SL_{FG}) = 0 \quad (5.18)$$

เมื่อ กระแสคอมมอนโหมด $I'_{c11} = I'_{c12}$

เมื่อกระแสคอมมอนโหมดที่ไหลผ่านอุปกรณ์ด้านพลังงานไหลกลับ ดังสมการ (5.17) ไหลผ่านอุปกรณ์ที่เหมือนกับด้านส่งพลังงานทุกประการ แต่กระแสคอมมอนโหมดในสมการ (5.17) สวนทางกับกระแสคอมมอนโหมดในสมการ (5.16) ทำให้เกิดการหักล้างซึ่งกันและกันบนกราวด์เฟรม ดังสมการ (5.18) ซึ่งนั่นก็คือ จะไม่ทำให้เกิดแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมดบนกราวด์เฟรม (V_{FG}) ขึ้น ในขณะที่เดียวกันก็เกิดการหักล้างแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมดแหล่งจ่ายไฟตรงด้านส่งกับด้านกลับเมื่อเทียบกับกราวด์เฟรม ซึ่งก็คือหลักการหักล้างแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน (Noise source cancellation) นั่นเอง

5.5.2 รูปกระแสคอมมอนโหมดระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรง-ทรานสมิสชันไลน์

รูปของกลไกหักล้างกระแสคอมมอนโหมดระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรง-ทรานสมิสชันไลน์ ขณะมอสเฟตทั้งสองนำกระแส มีรูปกระแสคอมมอนโหมดสองรูปคือ รูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านส่ง-กราวด์เฟรม i_{c11} (สีแดง) และรูปกระแสของสายไฟด้านกลับ-กราวด์เฟรม i'_{c11} (สีน้ำเงิน) โดยที่รูปกระแสคอมมอนโหมดทั้งสองนี้มีทิศทางกระแสที่ไหลไปหรือกลับ บนสายไฟด้านส่งและสายไฟด้านกลับ และไหลสวนทางกันบนเส้นทางเดินเดียวกันบนกราวด์เฟรม FG_1



รูปที่ 5.9 วงจรสมมูลย์แสดงการทำงาน ในคอมมอนโหมด ขณะมอสเฟตทั้งสองนำกระแส

5.5.2.1 รูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านส่ง-กราวด์เฟรม

ขณะมอสเฟตทั้งสองนำกระแส เริ่มจากขอบขาขึ้นของแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V_{ts} ดังรูป 5.9 ที่มีอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันสูง จากศูนย์เป็นบวก กระทำกับตัวเก็บประจุแฝง C_p ที่เชื่อมโยงระหว่างสายส่งกับกราวด์เฟรม ทำให้ C_p ถูกอัดประจุ กลายเป็นกระแสคอมมอนโหมด i_{c1} ไหลลงสู่กราวด์เฟรมที่มีอิมพีแดนซ์ Z_{FG1} และไหลกลับขึ้นสายส่งด้านส่ง ผ่านตัวเก็บประจุที่ขั้วแหล่งจ่าย C_s ที่กำลังคายประจุ ผ่านเข้าทางขาเดรนของสวิตช์มอสเฟตด้านส่งที่อยู่ในสภาวะนำกระแส และไหลกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V_{ts} อีกครั้ง ดังรูป 5.8 จากกฎแรงดันของเคอชอฟฟ์ นั่นคือ

$$V_{ts} - \frac{I_{c1}}{SC_p} - I_{c11}(R_{FG1} + SL_{FG1}) - \frac{I_{c11}}{SC_s} - I_{c11}R_{DS,on} = 0 \tag{5.19}$$

5.5.2.2 รูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านกลับ-กราวด์เฟรม

ขณะมอสเฟตทั้งสองนำกระแส เริ่มจากขอบขาขึ้นของแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนชดเชย V_{ts} ที่มีอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันสูง จากศูนย์เป็นลบ กระทำการอัดประจุตัวเก็บประจุแฝง C_p ที่เชื่อมโยงระหว่างสายส่งด้านกลับกับกราวด์เฟรม ทำให้เกิดเป็นกระแสคอมมอนโหมด i'_{c1} ไหลผ่านเข้าทางขาเดรนของสวิตช์มอสเฟตด้านกลับที่อยู่ในสภาวะนำกระแส ผ่านตัวเก็บประจุที่ขั้วแหล่งจ่าย C'_s ที่กำลังคายประจุไหลลงสู่กราวด์เฟรม ที่มีอิมพีแดนซ์ Z_{FG1} และไหลกลับขึ้นสายส่งด้านกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนชดเชย V_{ts} อีกครั้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกฎแรงดันของเคอชอฟฟ์ นั่นคือ

$$-v'_{ts} + \frac{i'_{c1}}{SC'_p} + i'_{c11} R'_{DS,on} + \frac{i'_{c11}}{SC'_s} + i'_{c11} (R_{FG1} + SL_{FG1}) = 0 \quad (5.20)$$

จากสมการ (5.19) และ (5.20) จะได้รูปของกลไกหักล้างกระแสคอมมอนโหมดระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรง-ทรานซิสชันโลท์ ขณะมอสเฟตทั้งสองนำกระแส แหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนบนกราวด์เฟรม คือ

$$V_{FG1} = (I_{C11} - i'_{c11})(R_{FG1} + SL_{FG1}) = 0 \quad (5.21)$$

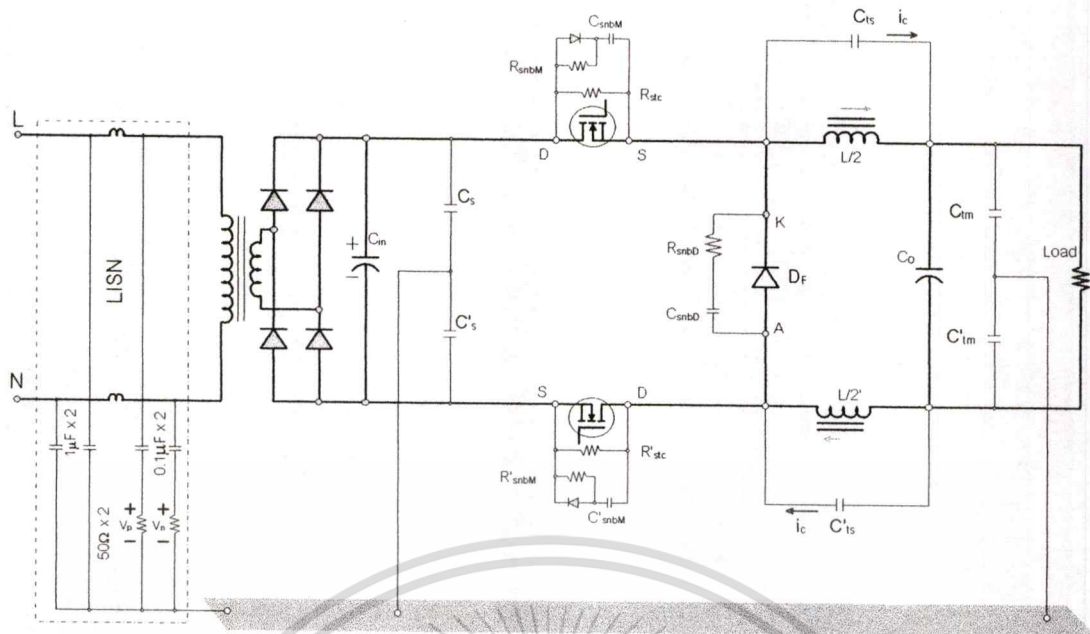
โดยกระแสคอมมอนโหมดที่ไหลผ่านอุปกรณ์ด้านพลังงานไหลกลับ ดังสมการ (5.19) ไหลผ่านอุปกรณ์ที่เหมือนกับด้านส่งพลังงานทุกประการ แต่มีทิศทางที่สวนทางกับกระแสคอมมอนโหมดในสมการ (5.20) ทำให้เกิดการหักล้างสัญญาณรบกวนซึ่งกันและกันบนกราวด์เฟรม ซึ่งนั่นก็คือ จะไม่ทำให้เกิดแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนขึ้นบนกราวด์เฟรม (V_{FG1}) หรือเป็นการหักล้างแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน นั่นเอง

5.6 การปรับปรุงเส้นทางเดินของกระแสคอมมอนโหมดบนสายส่ง

โดยปกติกระแสคอมมอนโหมดแบบแพร่ผ่านสายตัวนำ จะไหลผ่านตัวใช้ก หรือตัวเหนี่ยวนำที่อยู่บนสายส่งได้ยาก เพราะว่าคุณสมบัติของตัวใช้กที่ต้านการไหลของกระแสความถี่สูง โดยปกติกระแสคอมมอนโหมดจะอยู่ในย่านความถี่ 9-30 MHz ดังนั้น ทำให้การหักล้างกระแสคอมมอนโหมดบนกราวด์เฟรมจะมีประสิทธิภาพต่ำ เพราะว่าเส้นทางเดินของกระแสรบกวนคอมมอนโหมดเดินทางยาก เพราะถูกตัดขาดด้วยใช้ก

การปรับปรุงรูปแบบวงจรเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการลดสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดด้วยการให้กระแสความถี่สูงไหลลงสู่กราวด์เฟรมได้สะดวก การสร้างเส้นทางเดินของกระแสความถี่สูงบนสายส่ง ด้วยการเสริมตัวเก็บประจุสายส่ง C_{τ} (Transmission lines capacitor) สองตัวทั้งบนสายส่งด้านไหลไปและด้านไหลกลับ ดังรูปที่ 5.10 ซึ่งเป็นตัวเก็บประจุภายนอก ที่เสริมเข้าไปทำหน้าที่เป็นตัวบายพาส หรือเป็นการสร้างเส้นทางลัดให้กระแสรบกวนที่มีความถี่สูงสามารถข้ามผ่านใช้กได้ง่าย เป็นผลให้เกิดกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดบนกราวด์เฟรมมีประสิทธิภาพมากขึ้น แต่มีเงื่อนไขสำคัญที่พึงระวังคือ ค่าความจุของตัวเก็บประจุสายส่งมากพอที่ทำให้กระแสคอมมอนโหมดไหลได้สะดวกขึ้นอย่างสมดุลระหว่างกระแสบนสายส่งด้านไหลไปกับด้านไหลกลับ ในขณะที่ค่าความจุของตัวเก็บประจุสายส่ง จะต้องไม่มากเกินไปทำให้เกิดผลกระทบต่อการทำงานในโหมดปกติเพื่อการจ่ายพลังงานแก่ภาระเป็นอันขาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.10 คอมมอนโหมดโมเดลที่มีการสร้างเส้นทางเดินของกระแสความถี่สูงบนสายส่ง

ในการวิเคราะห์การทำงานของบักคอนเวอร์เตอร์ ในหัวข้อที่ผ่านมาจะประกาศจากตัวเก็บประจุสายส่ง โดยกำหนดให้กระแสคอมมอนโหมดสามารถไหลผ่านค่าพารามิเตอร์แฝงของใช้กได้คือ ค่าความจุแฝง C_{CK} ซึ่งค่าความจุแฝงนี้ จะมีค่ามากน้อยเพียงไรส่วนหนึ่งขึ้นอยู่กับรูปร่างทางกายภาพและลักษณะการวางของตัวใช้ก ดังนั้นความต่างเพียงเล็กน้อยระหว่างใช้กด้านไหลไปกับด้านไหลกลับ จะสร้างปัญหาการจัดสมดุลอิมพีแดนซ์ในภาคทรานสมิซชันไลน์ ดังนั้นในการนำเอาตัวเก็บประจุสายส่ง ต่อคร่อมใช้กทั้งสอง ทำให้เราสามารถควบคุมการจัดสมดุลได้ง่ายขึ้น เพราะสามารถขจัดความไม่แน่นอนของค่าพารามิเตอร์แฝงของใช้กออกไปได้ นอกจากนี้ ค่าความต้านทานแฝง R_{CK} ของใช้กยังถูกไบพาสไปด้วย มีผลทำให้สัญญาณรบกวนไม่ค้างที่ค่าความต้านทานแฝงนี้

จากรูปที่ 5.10 สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของวงจรสมมูลย์ของคอมมอนโหมดบริดจ์สมดุล ดังรูป 5.11 และ 5.12 ได้ จะได้เงื่อนไขของการสมดุลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์ CMIB คือ

$$\frac{Z_s}{Z'_s} = \frac{Z_{ts} + Z_{tm}}{Z'_{ts} + Z'_{tm}} \quad (5.22)$$

เส้นทางเดินของกระแสคอมมอนโหมดด้านไหลเข้า จากสมการ 5.8 และ 5.16 กลายมาเป็น
 ขณะมอสเฟตทั้งสองหยุดนำกระแส

$$v_s - \frac{I_{c11}}{SC_s} - I_{c11}(R_{FG} + SL_{FG}) - \frac{I_{c12}}{SC_{tm}} - \frac{I_{c12}}{SC_{ts}} - \frac{I_{c11}}{SC_{DS}} = 0$$

ขณะมอสเฟตทั้งสองนำกระแส

(5.23)

$$v_s - \frac{I_{c11}}{SC_s} - \frac{I_{c11}}{SC_{DS}} - \frac{I_{c12}}{SC_{ts}} - \frac{I_{c12}}{SC_{tm}} - I_{c12}(R_{FG} + SL_{FG}) = 0$$

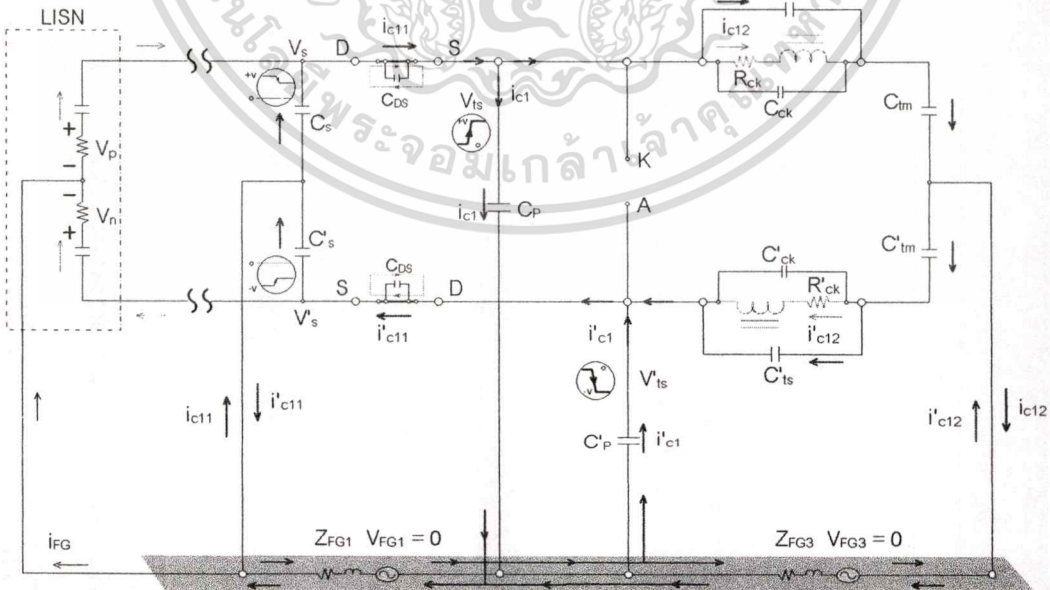
เส้นทางเดินของกระแสคอมมอนโหมดด้านไหลกลับ จากสมการ 5.9 และ 5.17 กลายมาเป็น
 ขณะมอสเฟตทั้งสองหยุดนำกระแส

$$-v_s + I'_{c11}(R_{FG} + SL_{FG}) + \frac{I'_{c12}}{SC_{tm}} + \frac{I'_{c12}}{SC_{ts}} + \frac{I'_{c12}}{SC_{DS}} = 0$$

ขณะมอสเฟตทั้งสองหยุดนำกระแส

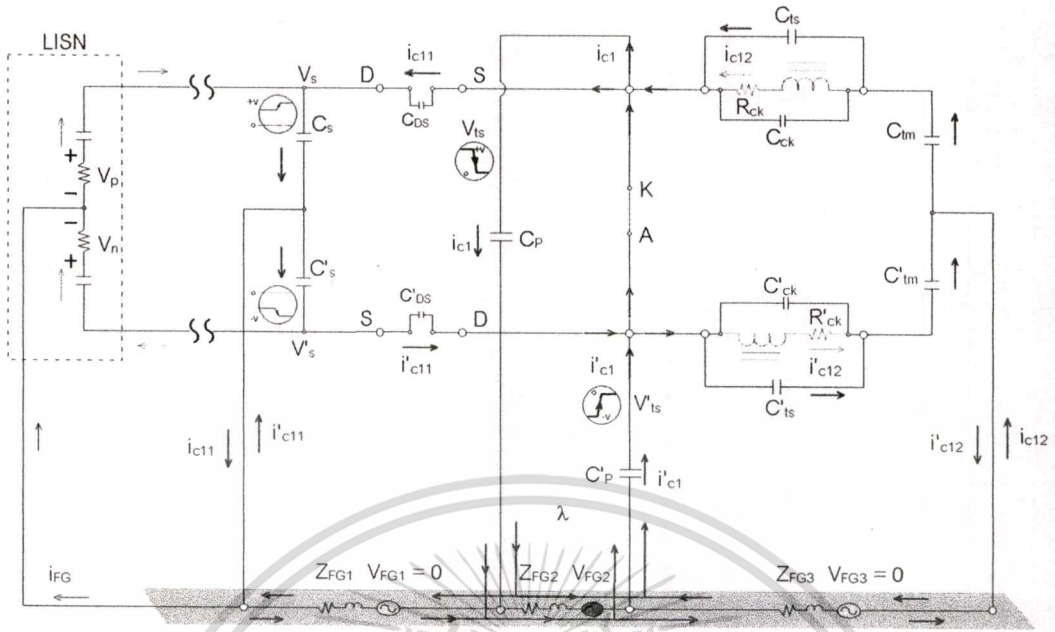
(5.24)

$$-v_s + \frac{I'_{c11}}{SC'_s} + \frac{I'_{c11}}{SC'_{DS}} + \frac{I'_{c12}}{SC'_{ts}} + \frac{I'_{c12}}{SC'_{tm}} + I'_{c12}(R_{FG} + SL_{FG}) = 0$$



รูปที่ 5.11 วงจรสมมูลที่มีตัวเก็บประจุสายส่ง ขณะมอสเฟตนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.12 วงจรสมมุติที่มีตัวเก็บประจุสายส่ง ขณะมอดเฟตหยุดนำกระแส



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทคนิคการสร้างกลไกการหักล้างผลกระทบจากฮิทชิง

6.1 บทนำ

ในการควบคุมสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า เบื้องต้นเราต้องทราบ และเข้าใจก่อนว่าสัญญาณรบกวนนั้นมาจากที่ใดและเกิดขึ้นมาได้อย่างไร เมื่อเราทราบถึงแหล่งที่มาและสาเหตุที่เกิดขึ้นแล้ว เราก็สามารถออกแบบแก้ไขปัญหานี้ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ต้นกำเนิดหลักๆ ส่วนใหญ่ของการเกิดสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ที่เกิดขึ้นในบับคอนเวเตอร์ มีอยู่ 2 ปัจจัยหลักๆ คือ ลักษณะรูปคลื่นของสัญญาณสวิทชิง และการเชื่อมโยงแบบคาปาซิทีฟ (Capacitive Coupling) ระหว่างไลต์กับกราวด์ [1], [5] และ [6]

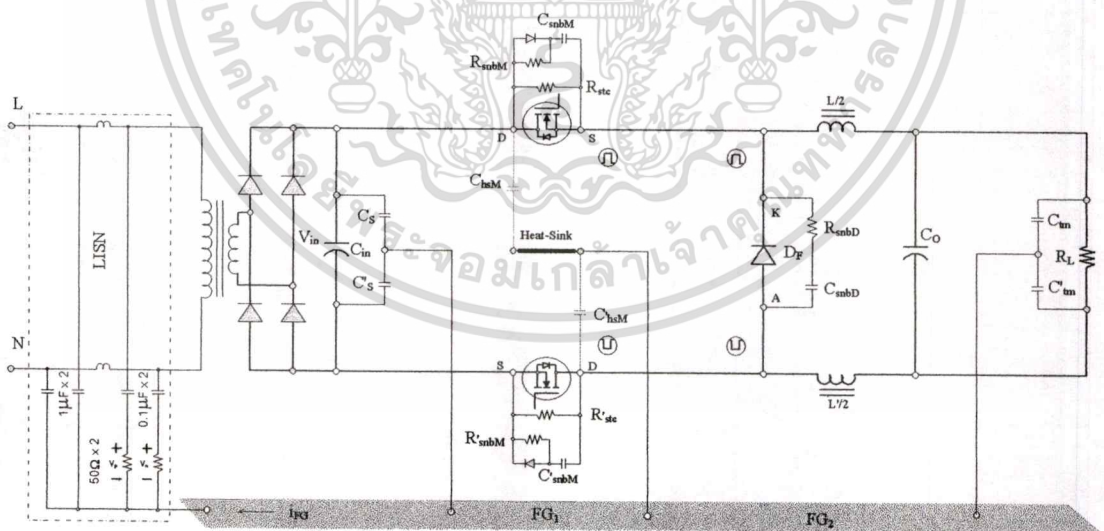
ปัจจัยของลักษณะรูปคลื่นของสัญญาณสวิทชิง เนื่องจากแหล่งจ่ายแบบสวิทชิงโหมด ทำงานด้วยความถี่สูงๆ ยิ่งความถี่ยิ่งสูงมากแหล่งจ่ายแบบสวิทชิงโหมดก็จะมีขนาดเล็กลงและน้ำหนักก็เบาลงไปด้วย แต่การสวิทชิงแรงดันอย่างรวดเร็วที่ความถี่สูงๆ จะก่อให้เกิดความชันของกระแสและแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงสูง ผลที่ตามมาทำให้เกิดสัญญาณรบกวนที่มีขนาดใหญ่เช่นกัน อาจจะถูกกล่าวได้ว่าแรงดันพัลส์ยังมีลักษณะใกล้เคียงกับอุดมคติเท่าใด ก็ยิ่งทำให้เกิดสัญญาณรบกวนมากขึ้นด้วย ในการแก้ไขปัญหาดังกล่าวด้วยการลดความชันของแรงดันลง หรือลดความถี่ในการสวิทชิงแรงดัน ซึ่งในงานวิจัยนี้จะไม่สนใจการแก้ไขปัญหาดังกล่าวด้วยวิธีการกระทำอย่างใดอย่างหนึ่งกับลักษณะรูปคลื่นของสัญญาณสวิทชิง แต่ยังคงสภาพความชันของแรงดัน และความถี่ในการสวิทชิงแรงดันไว้คงเดิม

ปัจจัยการเชื่อมโยงแบบคาปาซิทีฟ ระหว่างไลต์กับกราวด์ เป็นสาเหตุหลักอีกอย่างหนึ่ง การสวิทชิงแรงดันที่ความถี่สูงๆเป็นไปได้ที่จะทำให้เกิดปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ขึ้นได้ การออกแบบสายที่ไม่สมดุลระหว่างสายด้านส่งกับสายด้านไหลกลับที่ไม่เหมาะสมก็เป็นสาเหตุหนึ่งที่ได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 4 และ 5 นอกจากนี้การนำอุปกรณ์ใดๆเข้ามาใช้งานในบับคอนเวเตอร์ ก็เป็นอีกสาเหตุหนึ่ง โดยเฉพาะอย่างยิ่งแผงระบายความร้อนสำหรับอุปกรณ์สวิทชิง อย่างเช่น แผงระบายความร้อนที่ถูกใช้ในมอสเฟต และในไดโอด เป็นต้น ซึ่งการนำแผงระบายความร้อนมาใช้จะก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนได้หลายรูปแบบ วิธีการแก้ไขในแต่ละจุดก็จะแตกต่างกันออกไป ซึ่งเราจะมาพิจารณาปัญหาแต่ละจุด พร้อมกับนำเสนอวิธีการแก้ไขเพื่อการหักล้างสัญญาณรบกวนสนามแม่เหล็กไฟฟ้าอย่างแยกทีพ ในบทนี้

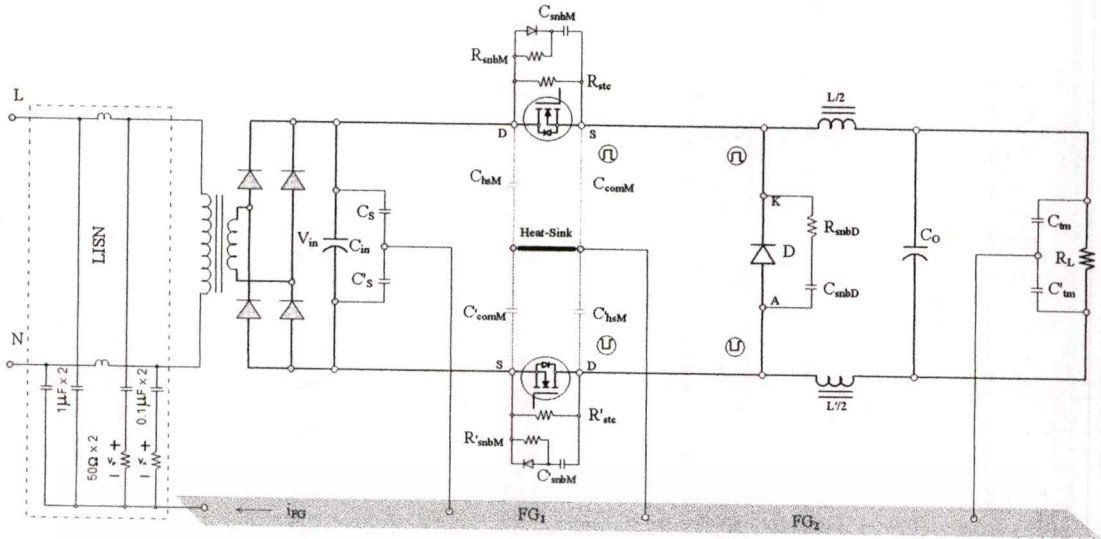
6.2 ผลกระทบจากตัวเก็บประจุแฝงของฮีทซิงก์กับตัวถังอุปกรณ์

มอสเฟตและไดโอดที่จำเป็นต้องใช้ ฮีทซิงก์หรือแผงระบายความร้อนเพื่อระบายความร้อน จึงจำเป็นต้องต่อ ฮีทซิงค์ลึกลงกว่า เพื่อให้เป็นไปตามมาตรฐานความปลอดภัย แต่ผลกระทบที่เกิดขึ้นคือ ทำให้เกิด กระแสรบกวนคอมมอนโหมดแบบนำ มีรูปร่างพัลส์ขนาดใหญ่ที่สามารถไหลทะลุผ่านตัวเก็บประจุแฝงได้ C_{hs} ซึ่งเกิดขึ้นระหว่างขาเดรนของสวิตช์มอสเฟต หรือขาแคโทดของไดโอด ซึ่งขาเหล่านี้เป็นตัวถังของอุปกรณ์ที่เป็นส่วนส่งผ่านความร้อน (Heat Transfer) ไปสู่ฮีทซิงค์ที่ติดตั้งเข้ากับตัวมัน โดยมีแผ่นฉนวนกันกลางระหว่างตัวถังของอุปกรณ์กับฮีทซิงค์ แต่เนื่องจากแหล่งจ่ายแบบสวิตชิงโหมดที่ดี ต้องมีความปลอดภัยต่อผู้ใช้ วิศวกรจึงต้องออกแบบไม่ให้มีกระแสรั่วไหลสู่ผู้ใช้ โดยต่อฮีทซิงค์ลงกราวด์ แต่การกระทำเช่นนี้ ก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า อันเนื่องมาจากฉนวนกันกลางระหว่างตัวถังของอุปกรณ์กับฮีทซิงค์ กลายเป็นไดโอดเล็คทริก จึงเสมือนกับว่าเกิดตัวเก็บประจุแฝงขึ้น ที่ถูกต่อลงสู่กราวด์เฟรม เมื่อตัวเก็บประจุแฝงนี้เมื่อมีการอัดประจุ และคายประจุ จึงกลายเป็นสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดขึ้น

ผลกระทบจากการใช้ฮีทซิงค์ที่ตามมาคือ ทำให้บัคคอนเวอเตอร์แบบสองสวิตช์ที่จัดให้อิมพีแดนซ์มีความสมดุลระหว่างสายด้านบวกกับสายด้านล่างอยู่ก่อนหน้านี้ในบทที่ 5 เกิดความไม่สมดุลอิมพีแดนซ์เพื่อการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดขึ้นทันที ดังรูป 6.1 แสดงการเกิดตัวเก็บประจุแฝงที่ขาเดรนของมอสเฟตทั้งสอง กับฮีทซิงค์ คือ C_{hsM} และ C'_{hsM} ในบัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุลสองสวิตช์



รูปที่ 6.1 แสดงการเกิดตัวเก็บประจุแฝงระหว่างฮีทซิงค์กับมอสเฟตทั้งสอง



รูปที่ 6.2 แสดงการเสริมตัวเก็บประจุชดเชยทั้งสอง C_{comM} บนฮีตซิงค์ของมอสเฟต

6.3 การสร้างกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดบนฮีตซิงค์ของมอสเฟต

การลดผลกระทบจากฮีตซิงค์ในวงจรสวิทช์บัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุลงสวิทช์ ในงานวิจัยที่นำเสนอนี้ ด้วยการเสริมตัวเก็บประจุชดเชย C_{comM} ดังรูป 6.2 กลายเป็นวงจรร้อยสวิทช์-ฮีตซิงค์ เพื่อสร้างกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดแบบนำขึ้น ซึ่งการที่สวิทช์มอสเฟตทั้งสองทำงานร่วมกับ C_{comM} สองตัว ทำให้เกิดลูปสองลูประหว่างสวิทช์มอสเฟตทั้งสองกับฮีตซิงค์ ซึ่ง C_{comM} ทั้งสองนี้เป็น ตัวเก็บประจุภายนอก เสริมเข้าไปช่วยให้เกิดลูปของกระแสบวกวงสองตัวที่มีทิศทางสวนทางกันในวงจรร้อยของสวิทช์-ฮีตซิงค์ทั้งสอง ทำให้เกิดการหักล้างซึ่งกันและกันระหว่างกระแสคอมมอนโหมดทั้งสอง ตามทฤษฎีแล้ว ถ้าอิมพีแดนซ์ระหว่างวงจรร้อยทั้งสองนี้เท่ากัน ตามเงื่อนไขในสมการที่ 6.1-6.3 แล้ว จะไม่มีกระแสคอมมอนโหมดไหลลงสู่กราวด์เฟรม วิธีการนี้ ก็คือ การสร้างวงจรรีดิจเพื่อสมดุลอิมพีแดนซ์คอมมอนโหมด (common mode impedance bridge balancing CMIBB) ร่วมกับวิธีการสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน (noise source balancing) [5], [17]

วงจรรีดิจสมดุล ระหว่างทรานสมิสชันไลต์-เทอร์มินเนชัน

$$\frac{Z_{tm}}{Z'_{tm}} = \frac{Z_{comM}}{Z'_{hsM}} \tag{6.1}$$

วงจรรีดิจสมดุล ระหว่างทรานสมิสชันไลต์-แหล่งจ่ายไฟตรง

$$\frac{Z_S}{Z'_S} = \frac{Z_{comM}}{Z'_{hsM}} \tag{6.2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรบริดจ์สมดุล ในวงจรย่อยของสวิตช์มอสเฟตทั้งสอง-อีทีซิ่ง

$$\frac{Z_{hsM}}{Z'_{comM}} = \frac{Z_{comM}}{Z'_{hsM}} \quad (6.3)$$

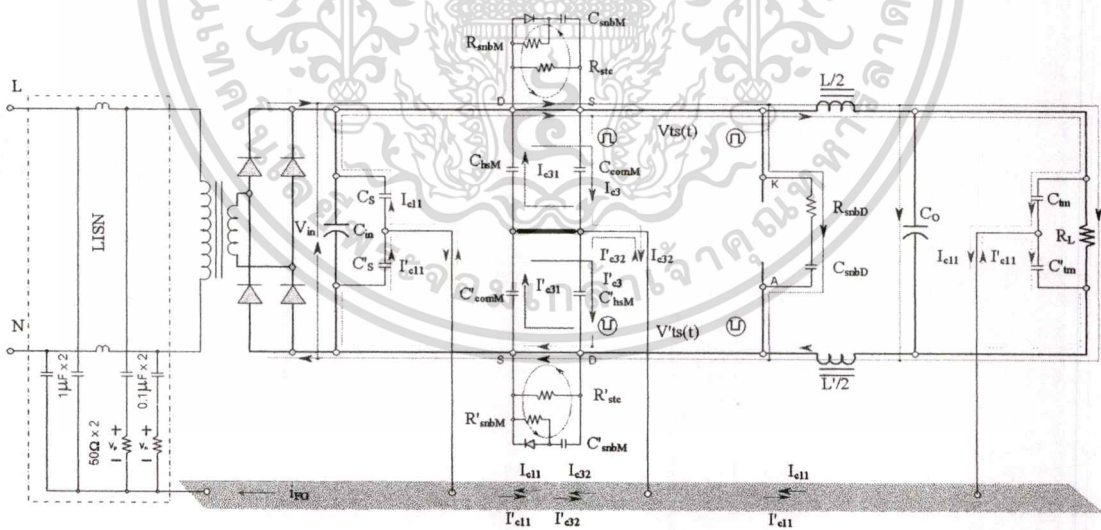
6.3.1 กลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมด ขณะมอสเฟตนำกระแส

ขณะมอสเฟตทั้งสองเริ่มนำกระแส เริ่มจากขอบขาขึ้นของแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V_{ts} ที่มีอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันสูง จากศูนย์เป็นบวก $V_{in}/2$ กระทำการอัดประจุตัวเก็บประจุชดเชย C_{comM} ที่เชื่อมโยงอยู่ระหว่างสายส่งกับอีทีซิ่ง ทำให้เกิดกระแสคอมมอนโหมด i_{c3}

$$i_{c3} = C_{comM} \frac{dv_{ts}(t)}{dt} \quad (6.4)$$

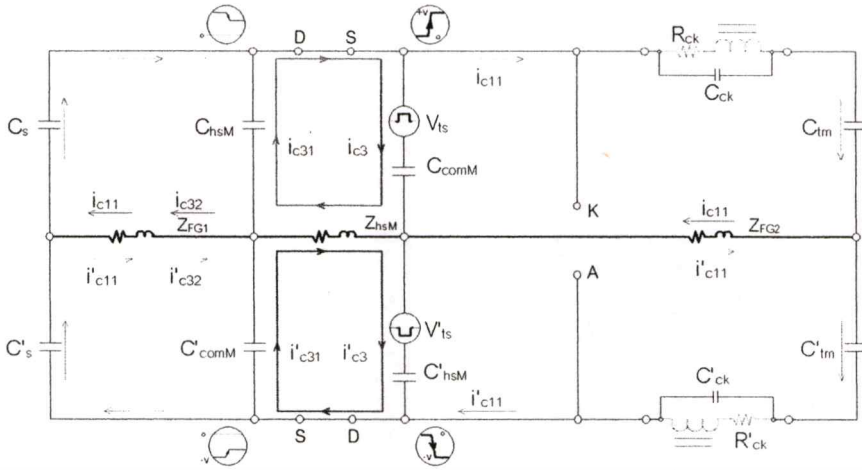
ขณะเดียวกันกระแสคอมมอนโหมดชดเชย i'_{c3} เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน $V'_{ts}(t)$ อย่างฉับพลันจากศูนย์เป็น $-v_{in}/2$ ไปกระทำการอัดประจุกับตัวเก็บประจุแฝง C'_{hsM} ที่เชื่อมโยงอยู่ระหว่างอีทีซิ่งกับสายส่งด้านไหลกลับ [1]

$$i'_{c3} = -C'_{hsM} \frac{dv'_{ts}(t)}{dt} \quad (6.5)$$



รูปที่ 6.3 แสดงกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดขณะมอสเฟตนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.4 วงจรเทียบเคียงคอมมอนโหมดบริดจ์สมมูล ขณะมอสเฟตนำกระแส

รูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านส่ง-กราวด์เฟรม

กระแสคอมมอนโหมด i_{c3} ที่เกิดขึ้นดังรูป 6.3 และสมการ 6.4 ขณะมอสเฟตทั้งสองเริ่มนำกระแส จะถูกแยกไหลไปเป็นกระแสคอมมอนโหมด i_{c31} และ i_{c32} ในรูปที่ 6.4 วงจรส่วนบนของวงจรสมมูลที่มีทิศทางกระแสสีแดง แต่โดยส่วนใหญ่จะไหลไปทาง i_{c31} เพราะรูปนี้มีอิมพีแดนซ์ต่ำกว่า รูปอื่นๆ มากเนื่องจากมีพื้นที่ของรูปเล็กประมาณตารางเซนติเมตรเท่านั้น ส่วน i_{c32} จะไหลลงสู่กราวด์เฟรม ที่มีอิมพีแดนซ์ Z_{FG1} และไหลกลับขึ้นสายส่งด้านส่ง โดยผ่านทางตัวเก็บประจุที่ขั้วแหล่งจ่าย C_s ผ่านสวิตช์มอสเฟตตัวบน และไหลกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V_s อีกครั้ง ส่วน i_{c11} เกิดจากการคายประจุของ C_s ไหลผ่านสวิตช์มอสเฟตตัวบน ตัวเก็บประจุแฝง C_{ck} ของใช้คด้านส่ง ผ่านเข้าอัดประจุตัวเก็บประจุที่ขั้วไหล C_{tm} และไหลกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V_s โดยผ่านทางกราวด์เฟรม ที่มีอิมพีแดนซ์ Z_{FG2} และ Z_{FG1} ตามลำดับ จะเห็นได้ว่ากระแสคอมมอนโหมดที่ไหลด้านสายส่งกับกราวด์เฟรมมีทั้งหมด 3 รูปด้วยกันคือ รูป LP_{31} ที่มีกระแสคอมมอนโหมด i_{c31} ไหล รูป LP_{32} ที่มีกระแสคอมมอนโหมด i_{c32} ไหล และรูป LP_{11} ที่มีกระแสคอมมอนโหมด i_{c11} ไหล ซึ่งจะกล่าวในรายละเอียดแต่ละรูปต่อไป

รูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านกลับ-กราวด์เฟรม

การวิเคราะห์รูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านไหลกลับ-กราวด์เฟรม ซึ่งเป็นรูปกระแสคอมมอนโหมดชดเชย จะเหมือนกับการวิเคราะห์ที่ด้านส่ง-กราวด์เฟรม ดังที่กล่าวมาแล้ว แต่จะมีทิศทางของกระแสคอมมอนโหมดสวนทางกันกับด้านส่ง เพราะแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนชดเชย $v'_s(t)$ และ $v_s(t)$ ที่ทำให้มันเกิดมีขั้วที่ตรงข้ามกับด้านส่ง ในรูปที่ 6.4 วงจรส่วนล่างของวงจรสมมูลที่มีทิศทางกระแสสีน้ำเงิน ซึ่งเป็นรูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านไหลกลับ-กราวด์เฟรม ถูกสร้างขึ้นมาให้มีลักษณะเป็นสะท้อนเงาของรูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านส่ง-กราวด์เฟรม นั่นคือ มีรูปร่างของกระแสรบกวนที่เหมือนกันทั้งขนาดและความถี่ แต่มีทิศทางที่กลับกัน ซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นก็คือแนวคิดหลักการหักล้างอย่างแอคทีฟ (Actively Cancellation)นั่นเอง จะเห็นได้ว่ากระแสคอมมอนโหมดที่ไหลด้านสายส่งไหลกลับกับกราวด์เฟรมมีทั้งหมด 3 ลูปด้วยกันคือ ลูป LP₃₁ ที่มีกระแสคอมมอนโหมดชดเชย i'_{c31} ไหล ลูป LP₃₂ ที่มีกระแสคอมมอนโหมดชดเชย i'_{c32} ไหล และลูป LP₁₁ ที่มีกระแสคอมมอนโหมดชดเชย i'_{c11} ไหล ซึ่งจะกล่าวในรายละเอียดแต่ละลูปต่อไป

6.3.1.1 ลูปกระแสคอมมอนโหมดระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรง-เทอร์มิเนชัน

ลูปกระแสคอมมอนโหมด LP₁₁ เป็นลูปกระแส i_{c11} ที่ไหลระหว่างภาคแหล่งจ่ายไฟตรงกับภาคเทอร์มิเนชัน หรือระหว่างแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน V_s กับตัวเก็บประจุที่ขั้วโหลด C_{tm} โดยที่มันไหลวนระหว่างด้านสายส่งกับกราวด์เฟรม ดังสมการที่ 6.6

$$v_s - \frac{i_{c11}}{SC_s} - i_{c11}R_{DS,on} - \frac{i_{c11}}{SC_{ck}} - \frac{i_{c11}}{SC_{tm}} - i_{c11}(R_{FG} + SL_{FG}) = 0 \quad (6.6)$$

ลูปกระแสคอมมอนโหมดชดเชย LP₁₁ เป็นลูปกระแส i'_{c11} ที่ไหลระหว่างภาคแหล่งจ่ายไฟตรงกับภาคเทอร์มิเนชัน หรือระหว่างแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนชดเชย V'_s กับตัวเก็บประจุที่ขั้วโหลด C'_{tm} โดยที่มันไหลวนระหว่างสายส่งด้านไหลกลับกับกราวด์เฟรม ดังสมการที่ 6.7

$$-v'_s + i'_{c11}(R_{FG} + SL_{FG}) + \frac{i'_{c11}}{SC_{tm}} + \frac{i'_{c11}}{SC_{ck}} + i'_{c11}R_{DS,on} = 0 \quad (6.7)$$

$$V_{FG} = (-i_{c11} + i'_{c11})(R_{FG} + SL_{FG}) = 0 \quad (6.8)$$

จากการประยุกต์ใช้หลักการการสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน และการสมดุลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์ จะทำให้เกิดการหักล้างซึ่งกันและกันระหว่างกระแสคอมมอนโหมด i_{c11} ของลูป LP₁₁ กับ กระแสคอมมอนโหมดชดเชย i'_{c11} ของลูป LP₁₁ ทั้งนี้เพราะว่ากระแสทั้งสองนี้ไหลสวนทางกันบนกราวด์เฟรม Z_{FG1} และ Z_{FG2} ดังสมการที่ 6.8

6.3.1.2 ลูปกระแสคอมมอนโหมดระหว่างทรานสมิตชันไลต์-แหล่งจ่ายไฟตรง

ลูปกระแสคอมมอนโหมด LP₃₂ เป็นลูปกระแส i_{c32} ที่ไหลระหว่างส่วนทรานสมิตชันไลต์กับส่วนแหล่งจ่ายไฟตรง หรือระหว่างแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน V_s กับตัวเก็บประจุที่ขั้วแหล่งจ่ายไฟตรง C_s โดยที่มันไหลวนระหว่างด้านสายส่งกับกราวด์เฟรม ดังสมการที่ 6.9

$$v_{ts} - \frac{I_{c3}}{SC_{comM}} - I_{c32} (R_{FG1} + SL_{FG1}) - \frac{I_{c32}}{SC_s} - I_{c32} R_{DS,on} = 0 \quad (6.9)$$

รูปกระแสคอมมอนโหมด LP'32 เป็นรูปกระแส I'c32 ที่ไหลระหว่างภาคทรานสมิสชันไลต์กับภาคแหล่งจ่ายไฟตรง หรือระหว่างแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนชดเชย V's กับตัวเก็บประจุที่ขั้วแหล่งจ่ายไฟตรง C's โดยที่มันไหลวนระหว่างด้านสายส่งด้านไหลกลับกับกราวด์เฟรม ดังสมการที่ 6.10

$$-v'_{ts} + \frac{I'_{c3}}{SC'_{hsM}} + I'_{c32} R'_{DS,on} + \frac{I'_{c32}}{SC'_s} + I'_{c32} (R_{FG1} + SL_{FG1}) = 0 \quad (6.10)$$

จากการหลักการการสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนระหว่าง V's กับ V'_{ts} และ หลักการการสมดุลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์ระหว่างสายส่งด้านไหลไปกับสายส่งด้านไหลกลับ จะทำให้เกิดการหักล้างซึ่งกันและกันระหว่างกระแสคอมมอนโหมด i_{c32} ของรูป LP32 กับ กระแสคอมมอนโหมดชดเชย I'_{c32} ของรูป LP'32 ทั้งนี้เพราะว่ากระแสทั้งสองนี้ไหลสวนทางกันบนกราวด์เฟรม Z_{FG1} ดังสมการที่ 6.11

$$V_{FG1} = (I_{c32} - I'_{c32}) (R_{FG1} + SL_{FG1}) = 0 \quad (6.11)$$

6.3.1.3 รูปกระแสคอมมอนโหมดในฮีตซิงก์ของมอสเฟต

รูปกระแสคอมมอนโหมด LP31 เป็นรูปกระแสที่ไหลวนระหว่างส่วนทรานสมิสชันไลต์กับส่วนแหล่งจ่ายไฟตรงด้านบวก ขณะมอสเฟตทั้งสองเริ่มนำกระแส เริ่มจากขอบขาขึ้นของแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V's ที่มีอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันจากศูนย์เป็นบวก V_{in}/2 กระทำการอัดประจุตัวเก็บประจุชดเชย C_{comM} ที่เชื่อมโยงอยู่ระหว่างสายส่งกับฮีตซิงก์ ทำให้เกิดกระแสคอมมอนโหมด i_{c3} และแยกไหลไปเป็น i_{c31} ผ่านเข้าฮีตซิงก์ของมอสเฟต ตัวเก็บประจุแฝง C_{hsM} และ สวิทช์มอสเฟตที่กำลังนำกระแสบนสายส่ง ดังสมการที่ 6.12

$$v_{ts} - \frac{I_{c3}}{SC_{comM}} - I_{c31} (R_{hsM} + SL_{hsM}) - \frac{I_{c31}}{SC_{hsM}} - I_{c31} R_{DS,on} = 0 \quad (6.12)$$

ขณะเดียวกันรูปกระแสคอมมอนโหมดชดเชย LP'31 จะไหลวนระหว่างส่วนทรานสมิสชันไลต์กับส่วนแหล่งจ่ายไฟตรงด้านลบ ขณะมอสเฟตทั้งสองเริ่มนำกระแส เริ่มจากขอบขาขึ้นของแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนชดเชย V's ที่มีอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันจากศูนย์เป็นลบ V_{in}/2 กระทำการอัดประจุตัวเก็บประจุแฝง C'_{hsM} ที่เชื่อมโยงอยู่ระหว่างสายส่งกับฮีตซิงก์ ทำให้เกิด

กระแสคอมมอนโหมด i'_{c3} และแยกไหลไปเป็น i'_{c31} ผ่านสวิตช์มอสเฟตที่กำลังนำกระแสบนสายส่ง ด้านไหลกลับ ตัวเก็บประจุขดเซย C'_{comM} และอีทซิ่งของมอสเฟตตามลำดับ ดังสมการที่ 6.13

$$-v'_{ts} + \frac{i'_{c3}}{SC'_{hsM}} + i'_{c31}R'_{DS,on} + \frac{i'_{c31}}{SC'_{comM}} + i'_{c31}(R_{hsM} + SL_{hsM}) = 0 \quad (6.13)$$

เมื่อนำสมการ (6.12) และ (6.13) มารวมกันแล้ว จะเกิดกลไกหักล้างกระแสคอมมอนโหมด ระหว่างกระแส i_{c31} กับ i'_{c31} บนอีทซิ่งของมอสเฟต ดังนั้นแรงดันสัญญาณรบกวนบนอีทซิ่งของมอสเฟต V_{hsM} คือ

$$V_{hsM} = (-i_{c31} + i'_{c31})(R_{hsM} + SL_{hsM}) = 0 \quad (6.14)$$

เมื่อกระแสคอมมอนโหมดที่ไหลผ่านอุปกรณ์ด้านไหลกลับ ไหลผ่านเหมือนกับอุปกรณ์ด้านส่ง ทุกประการ แต่กระแสคอมมอนโหมดในสมการ (6.13) ไหลสวนทางกับกระแสคอมมอนโหมดในสมการ (6.12) ดังนั้นจึงทำให้เกิดการหักล้างซึ่งกันและกันบนอีทซิ่ง ดังสมการ (6.14) ซึ่งนั่นก็คือ จะไม่ทำให้เกิดแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมดบนอีทซิ่งของมอสเฟตขึ้น และยังมิผลทำให้กระแสรบกวนแบบคอมมอนโหมดที่ไหลลงสู่เฟรมกราวด์แทบไม่เกิดขึ้น

สรุปกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมด ขณะมอสเฟตทั้งสองอยู่ในสภาวะนำกระแส จะเห็นได้ว่า เกิดรูปของกระแสทั้งหมด 6 รูป และจากการประยุกต์ใช้หลักการการสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน และการสมดุลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์ จะทำให้เกิดการหักล้างซึ่งกันและกันระหว่างรูป ดังนี้คือ

- รูป L_{11} กับ รูป L'_{11} เกิดการหักล้างกันระหว่างกระแสคอมมอนโหมด i_{c11} กับ i'_{c11} บนกราวด์เฟรม Z_{FG1} และ Z_{FG2}
- รูป L_{32} กับ รูป L'_{32} เกิดการหักล้างกันระหว่างกระแสคอมมอนโหมด i_{c32} กับ i'_{c32} บนกราวด์เฟรม Z_{FG1}
- รูป L_{31} กับ รูป L'_{31} เกิดการหักล้างกันระหว่างกระแสคอมมอนโหมด i_{c31} กับ i'_{c31} บนอีทซิ่งของมอสเฟต Z_{hsM}

6.3.2 กลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมด ขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส

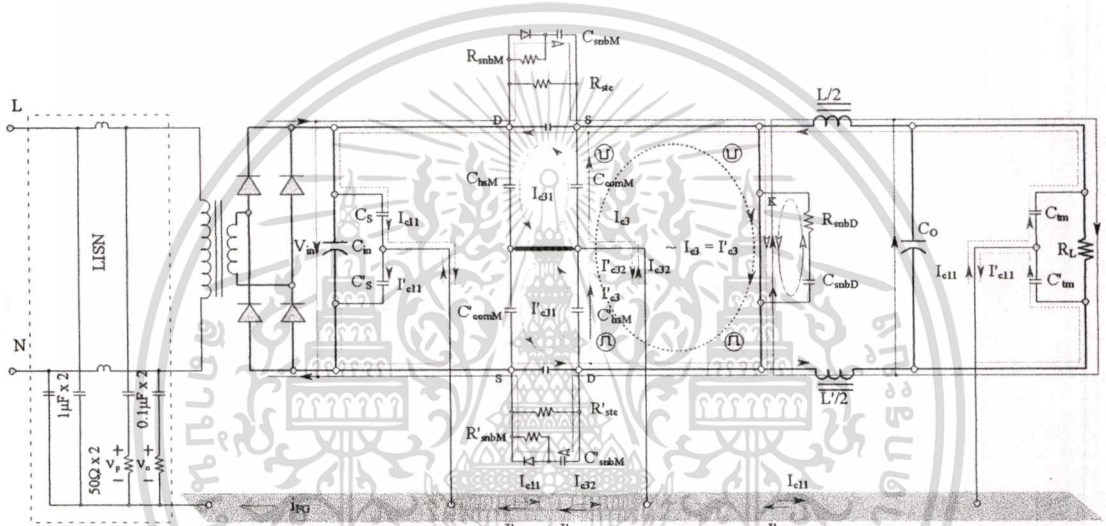
ขณะมอสเฟตทั้งสองเริ่มหยุดนำกระแส เริ่มจากขอบขาลงของแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V_{ts} ที่มีอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันสูง จากบวก $V_{in}/2$ เป็นศูนย์ กระทำการคายประจุ

ตัวเก็บประจุชดเชยที่ขาเดรน C_{comM} ที่เชื่อมโยงอยู่ระหว่างสายด้านส่งกับอีทซึ่ง ทำให้เกิดกระแสคอมมอนโหมด i_{c3}

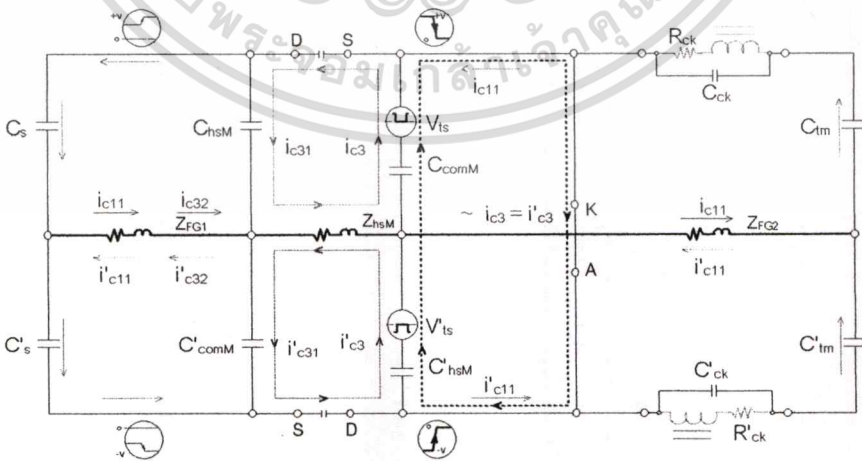
$$i_{c3} = -C_{comM} \frac{dv_{ts}(t)}{dt} \tag{6.15}$$

และขณะเดียวกันกระแสคอมมอนโหมด i'_{c3} เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันชดเชย $v'_{ts}(t)$ อย่างฉับพลันจากลบ $V_{in}/2$ ไปเป็นศูนย์ ทำให้ตัวเก็บประจุแฝงที่ขาเดรน C'_{hsM} คายประจุ ดังรูป 6.5

$$i'_{c3} = C'_{hsM} \frac{dv'_{ts}(t)}{dt} \tag{6.16}$$



รูปที่ 6.5 แสดงกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส



รูปที่ 6.6 วงจรเทียบเคียงคอมมอนโหมดบริดจ์สมดุล ขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านส่ง-กราวด์เฟรม

กระแสคอมมอนโหมด i_{c3} ที่เกิดขึ้นจากกการคายประจุของตัวเก็บประจุขดเซย C_{comM} ขณะมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส ดังรูป 6.5 และสมการ 6.15 จะถูกแยกไหลไปเป็นกระแสคอมมอนโหมด i_{c31} และ i_{c32} ส่วนของ i_{c32} จะไหลไปทางขั้วแหล่งจ่าย จากนั้นมันจะไหลลงสู่กราวด์เฟรมที่มีอิมพีแดนซ์ Z_{FG1} โดยผ่านทางตัวเก็บประจุที่ขั้วแหล่งจ่าย C_s ที่กำลังอัดประจุ และกระแสคอมมอนโหมด i_{c32} นี้ จะไหลกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V_{ts} อีกครั้ง ส่วน i_{c31} จะไหลออกจาก V_{ts} ผ่านเข้าตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟต ผ่านตัวเก็บประจุแฝงอีที่ซึ่ง C_{hsM} ผ่านเข้าอีที่ซึ่งและไหลกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V_{ts} อีกครั้ง จะเห็นได้ว่ากระแสคอมมอนโหมดที่ไหลด้านสายส่งกับกราวด์เฟรมมีทั้งหมด 3 รูปด้วยกันคือ รูป LP_{31} ที่มีกระแสคอมมอนโหมด i_{c31} ไหล รูป LP_{32} ที่มีกระแสคอมมอนโหมด i_{c32} ไหล และรูป LP_{11} ที่มีกระแสคอมมอนโหมด i_{c11} ไหล ซึ่งจะกล่าวในรายละเอียดแต่ละรูปต่อไป

รูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านกลับ-กราวด์เฟรม

การวิเคราะห์รูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านไหลกลับ-กราวด์เฟรม ขณะมอสเฟตทั้งสองเริ่มหยุดนำกระแส จะเหมือนกับการวิเคราะห์ที่ด้านส่ง-กราวด์เฟรม ดังที่กล่าวมาแล้ว แต่จะมีทิศทางของกระแสคอมมอนโหมดสวนทางกันกับด้านส่ง เพราะแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนขดเซย $v'_s(t)$ ที่ทำให้มันเกิดมีขั้วที่ตรงข้ามกับด้านส่ง ซึ่งรูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านไหลกลับ-กราวด์เฟรมถูกสร้างขึ้นให้มีลักษณะเป็นสะท้อนเงา(Mirror) ของกระแสคอมมอนโหมดที่ไหลในสายไฟด้านส่ง-กราวด์เฟรม นั่นคือ มีรูปร่างของกระแสรบกวนที่เหมือนกันทั้งขนาดและความถี่ แต่มีทิศทางที่กลับกัน ซึ่งนั่นก็คือแนวคิดหลักการหักล้างอย่างแอกทีฟนั่นเอง จะเห็นได้ว่ากระแสคอมมอนโหมดที่ไหลด้านสายส่งไหลกลับกับกราวด์เฟรมมีทั้งหมด 3 รูปด้วยกันคือ รูป LP'_{31} ที่มีกระแสคอมมอนโหมดขดเซย i'_{c31} ไหล รูป LP'_{32} ที่มีกระแสคอมมอนโหมดขดเซย i'_{c32} ไหล และรูป LP'_{11} ที่มีกระแสคอมมอนโหมดขดเซย i'_{c11} ไหล ซึ่งจะกล่าวในรายละเอียดแต่ละรูปต่อไป

6.3.2.1 รูปกระแสคอมมอนโหมดระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรง-เทอร์มินเนชั่น

รูปกระแสคอมมอนโหมด LP_{11} เป็นรูปกระแส i_{c11} ที่ไหลระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรงกับเทอร์มินเนชั่น หรือระหว่างแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน V_s กับตัวเก็บประจุที่ขั้วโหลด C_{lm} ขณะมอสเฟตทั้งสองเริ่มหยุดนำกระแส โดยที่มันไหลวนระหว่างด้านสายส่งกับกราวด์เฟรม ดังสมการที่ 6.17

$$-V_s + \frac{i_{c11}}{SC_s} + i_{c11}(R_{FG} + sL_{FG}) + \frac{i_{c11}}{SC_{lm}} + \frac{i_{c11}}{SC_{ck}} + \frac{i_{c11}}{SC_{Ds}} = 0 \quad (6.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปกระแสคอมมอนโหมดชดเชย LP'_{11} เป็นรูปกระแส I'_{c11} ที่ไหลระหว่างส่วนแหล่งจ่ายไฟตรง กับส่วนเทอร์มินเนชัน หรือระหว่างแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนชดเชย V'_s กับตัวเก็บประจุที่ขั้วโหลด C'_{tm} ขณะมอสเฟตทั้งสองเริ่มหยุดนำกระแส โดยที่มันไหลวนระหว่างสายส่งด้านไหลกลับกับกราวด์เฟรม ดังสมการที่ 6.18

$$V'_s - \frac{I'_{c11}}{SC'_s} - \frac{I'_{c11}}{SC'_{DS}} - \frac{I'_{c11}}{SC'_{ck}} - \frac{I'_{c11}}{SC'_{tm}} - I'_{c11}(R_{FG} + SL_{FG}) = 0 \quad (6.18)$$

$$V_{FG} = (I_{c11} - I'_{c11})(R_{FG} + SL_{FG}) = 0 \quad (6.19)$$

การใช้หลักการการสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน และการสมดุลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์ จะทำให้เกิดการหักล้างซึ่งกันและกันระหว่างกระแสคอมมอนโหมด i_{c11} ของรูป LP_{11} กับกระแสคอมมอนโหมดชดเชย I'_{c11} ของรูป LP'_{11} ทั้งนี้เพราะว่ากระแสทั้งสองนี้ไหลสวนทางกันบนกราวด์เฟรม Z_{FG1} และ Z_{FG2} ดังสมการที่ 6.19

6.3.2.2 รูปกระแสคอมมอนโหมดระหว่างทรานสมิสชันไลต์-แหล่งจ่ายไฟตรง

รูปกระแสคอมมอนโหมด LP_{32} เป็นรูปกระแส I_{c32} ที่ไหลระหว่างส่วนทรานสมิสชันไลต์กับส่วนแหล่งจ่ายไฟตรง หรือระหว่างแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน V'_s กับตัวเก็บประจุที่ขั้วแหล่งจ่ายไฟตรง C'_s ขณะมอสเฟตทั้งสองเริ่มหยุดนำกระแส โดยที่มันไหลวนระหว่างด้านสายส่งกับกราวด์เฟรม ดังสมการที่ 6.20

$$-v'_{ts} + \frac{I_{c3}}{SC_{comM}} + \frac{I_{c32}}{SC_{DS}} + \frac{I_{c32}}{SC'_s} + I_{c32}(R_{FG1} + SL_{FG1}) = 0 \quad (6.20)$$

รูปกระแสคอมมอนโหมด LP'_{32} เป็นรูปกระแส I'_{c32} ที่ไหลระหว่างภาคทรานสมิสชันไลต์กับภาคแหล่งจ่ายไฟตรง หรือระหว่างแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนชดเชย V'_s กับตัวเก็บประจุที่ขั้วแหล่งจ่ายไฟตรง C'_s ขณะมอสเฟตทั้งสองเริ่มหยุดนำกระแส โดยที่มันไหลวนระหว่างด้านสายส่งด้านไหลกลับกับกราวด์เฟรม ดังสมการที่ 6.21

$$v'_{ts} - \frac{I'_{c3}}{SC'_{hsM}} - I'_{c32}(R_{FG1} + SL_{FG1}) - \frac{I'_{c32}}{SC'_s} - \frac{I'_{c32}}{SC'_{DS}} = 0 \quad (6.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการหลักการการสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนระหว่าง V_{ts} กับ V'_{ts} และ หลักการการสมดุลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์ระหว่างสายส่งด้านไหลไปกับสายส่งด้านไหลกลับ จะทำให้เกิดการหักล้างซึ่งกันและกันระหว่างกระแสคอมมอนโหมด i_{c32} ของรูป LP₃₂ กับ กระแสคอมมอนโหมดชุดเซต i'_{c32} ของรูป LP'₃₂ ทั้งนี้เพราะว่ากระแสทั้งสองนี้ไหลสวนทางกันบนกราวด์เฟรม Z_{FG1} ดังสมการที่ 6.22

$$V_{FG1} = (i_{c32} - i'_{c32})(R_{FG1} + SL_{FG1}) = 0 \quad (6.22)$$

6.3.2.3 ลูปกระแสคอมมอนโหมดในฮีทซิงของมอสเฟต

ลูปกระแสคอมมอนโหมด LP₃₁ เป็นลูปกระแสที่ไหลวนระหว่างส่วนทรานสมิสชันไลต์กับส่วนแหล่งจ่ายไฟตรงด้านบวก ขณะมอสเฟตทั้งสองเริ่มหยุดนำกระแส เริ่มจากขอบขาลงของแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V_{ts} ที่มีอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันจากบวก $V_{in}/2$ เป็นศูนย์ ทำให้ตัวเก็บประจุชุดเซต C_{comM} ที่เชื่อมโยงอยู่ระหว่างสายส่งกับฮีทซิงเกิดการคายประจุ ทำให้เกิดกระแสคอมมอนโหมด i_{c3} และแยกไหลไปเป็น i_{c31} ผ่านตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟต C_{DS} บนสายส่ง ตัวเก็บประจุแฝงฮีทซิงของมอสเฟต C_{hsM} และฮีทซิงของมอสเฟต ดังสมการที่ 6.23

$$-v_{ts} + \frac{i_{c3}}{SC_{comM}} + \frac{i_{c31}}{SC_{DS}} + \frac{i_{c31}}{SC_{hsM}} + i_{c31}(R_{hsM} + SL_{hsM}) = 0 \quad (6.23)$$

ขณะเดียวกันลูปกระแสคอมมอนโหมดชุดเซต LP'₃₁ จะไหลวนระหว่างส่วนทรานสมิสชันไลต์กับส่วนแหล่งจ่ายไฟตรงด้านลบ ขณะมอสเฟตทั้งสองเริ่มหยุดนำกระแส เริ่มจากขอบขาลงของแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนชุดเซต V'_{ts} ที่มีอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันจากลบ $V_{in}/2$ เป็นศูนย์ กระทำการคายประจุตัวเก็บประจุแฝง C'_{hsM} ที่เชื่อมโยงอยู่ระหว่างสายส่งกับฮีทซิง ทำให้เกิดกระแสคอมมอนโหมด i'_{c3} และแยกไหลไปเป็น i'_{c31} ผ่านฮีทซิงของมอสเฟต ตัวเก็บประจุชุดเซต C'_{comM} และ ตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟต C'_{DS} บนสายส่งด้านไหลกลับ ดังสมการที่ 6.24

$$v'_{ts} - \frac{i'_{c3}}{SC'_{hsM}} - i'_{c31}(R_{hsM} + SL_{hsM}) - \frac{i'_{c31}}{SC'_{comM}} - \frac{i'_{c31}}{SC'_{DS}} = 0 \quad (6.24)$$

เมื่อนำสมการ (6.23) และ (6.24) มารวมกันแล้ว จะเกิดกลไกหักล้างกระแสคอมมอนโหมดระหว่างกระแส i_{c31} กับ i'_{c31} บนฮีทซิงของมอสเฟต ดังนั้นแรงดันสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมดบนกราวด์เฟรม V_{hsM} คือ

$$V_{hsM} = (I_{c31} - I'_{c31})(R_{hsM} + S_{L_{hsM}}) = 0 \quad (6.25)$$

เมื่อกระแสคอมมอนโหมดที่ไหลผ่านอุปกรณ์ด้านไหลกลับ ไหลผ่านเหมือนกับอุปกรณ์ด้านส่งทุกประการ แต่กระแสคอมมอนโหมดในสมการ (6.24) ไหลสวนทางกับกระแสคอมมอนโหมดในสมการ (6.23) ดังนั้นจึงทำให้เกิดการหักล้างซึ่งกันและกันบนฮีทซิงค์ ดังสมการ (6.25) ซึ่งนั่นก็คือจะไม่ทำให้เกิดแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมดบนฮีทซิงค์ของมอสเฟต (V_{hsM}) ขึ้นหรือไม่มีกระแสรบกวนคอมมอนโหมดไหลลงสู่เฟรมกราวด์เลยเพราะถูกหักล้างกันก่อนหน้าแล้ว

6.3.2.4 ลูปกระแสรบกวนระหว่างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทั้งสอง

ลูปกระแสสัญญาณรบกวนรูป L_{3-3} นี้เป็นลูปกระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมดระหว่างทรานซิสต์ชั้นไลทบน-ทรานซิสต์ชั้นไลทล่าง โดยมีไดโอดพีวีลิ่งลัดวงจรแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทั้งสองคือ v_{ts} และ v'_{ts} เกิดขึ้นขณะมอสเฟตทั้งสองอยู่ในสภาวะเริ่มหยุดนำกระแส และไดโอดพีวีลิ่ง อยู่ในสภาวะเริ่มนำกระแส จากรูปที่ 6.5 และ 6.6 จะเห็นได้ว่าเส้นทางการไหลของกระแสคอมมอนโหมดขณะมอสเฟตหยุดนำกระแสที่กล่าวมา จะเป็นเส้นทางเดินเดียวกับขณะที่มอสเฟตนำกระแส แต่สิ่งหนึ่งที่ต่างกันระหว่างขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส กับนำกระแสคือ *กระแสคอมมอนโหมดโดยส่วนใหญ่ขณะมอสเฟตหยุดนำกระแสถูกแปลงไปเป็นกระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมด* ดังเส้นปะสีดำ ในรูปที่ 6.5 และ 6.6

$$-V_{ts} + \frac{(I_{c3})}{S_{C_{comM}}} + V'_{ts} + \frac{(I'_{c3})}{S_{C_{hsM}}} + I_{c3}R_{KA,on} = 0 \quad (6.26)$$

นั่นคือ ขณะมอสเฟตทั้งสองอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส และไดโอดพีวีลิ่งอยู่ในสภาวะนำกระแส ทำให้เกิดการลัดวงจรแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทั้งสองคือ v_{ts} และ v'_{ts} ด้วยไดโอดพีวีลิ่ง ทำให้แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนสองตัวต่ออนุกรมอย่างสวนขั้วแรงดันกัน กระแสคอมมอนโหมด i_{c3} ที่เกิดขึ้น ส่วนใหญ่ของกระแสจะไหลผ่านไดโอดพีวีลิ่ง D_f และไหลกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V_{ts} อีกครั้ง โดยผ่านแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนชดเชย V'_{ts} ทำให้กระแสลูปนี้มีค่าประมาณเท่ากับ i_{c3} โดยมีแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนสองตัวต่ออนุกรมกัน ทำให้กระแส i_{c3} และ I'_{c3} กลายเป็นตัวเดียวกันไหลวนตามกันในทิศทางเดียวกันภายในลูปแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทั้งสอง แต่อย่างไรก็ตามกระแสคอมมอนโหมดขนาดใหญ่ในลูปนี้ มิได้ไหลไปทาง LISN หรือทางออกสู่วงจรภายนอกไปรบกวนวงจรข้างๆ แต่อย่างใด เนื่องจากถูกกักบริเวณไว้ ซึ่งวิธีการเช่นนี้ มิใช่เป็นกลไกการหักล้าง แต่เป็นกลไกการกักบริเวณ

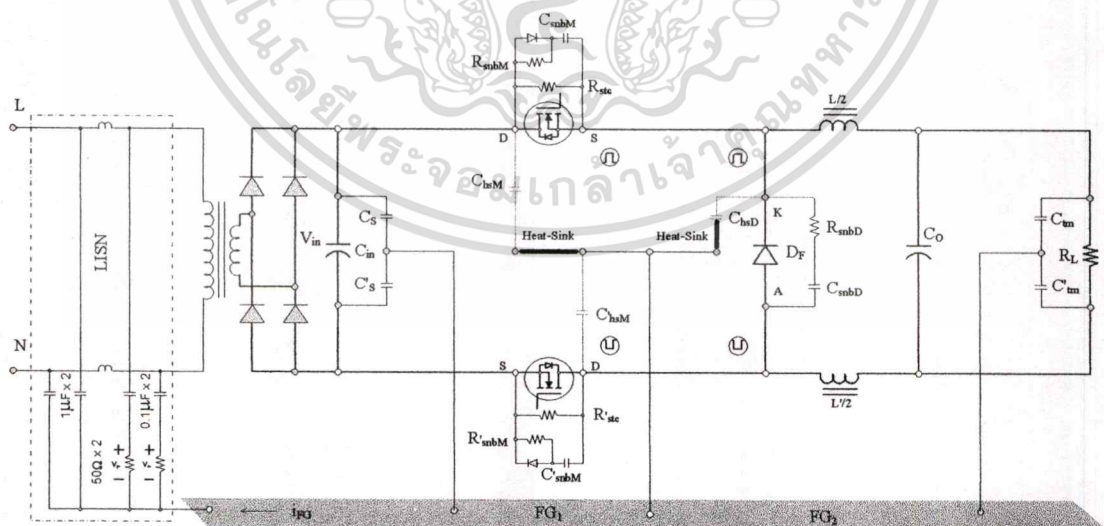
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมด ขณะมอสเฟตทั้งสองอยู่ในสภาวะเริ่มหยุด นำกระแส จะเห็นได้ว่า เกิดลูปของกระแสทั้งหมด 7 ลูป และจากการประยุกต์ใช้หลักการการสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน และ การสมดุลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์ จะทำให้เกิดการหักล้างซึ่งกันและกันระหว่างลูป ดังนี้คือ

- ลูป L_{11} กับ ลูป L'_{11} การหักล้างระหว่างกระแสคอมมอนโหมด i_{11} กับ i'_{11} บนกราวด์เฟรม Z_{FG1} และ Z_{FG2}
- ลูป L_{32} กับ ลูป L'_{32} การหักล้างระหว่างกระแสคอมมอนโหมด i_{32} กับ i'_{32} บนกราวด์เฟรม Z_{FG1}
- ลูป L_{31} กับ ลูป L'_{31} การหักล้างระหว่างกระแสคอมมอนโหมด i_{31} กับ i'_{31} บนฮีทซิงค์มอสเฟต Z_{hsM}
- ลูป L_{33} จะไม่เกิดการหักล้างกัน แต่ถูกแปลงไปเป็นกระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมด

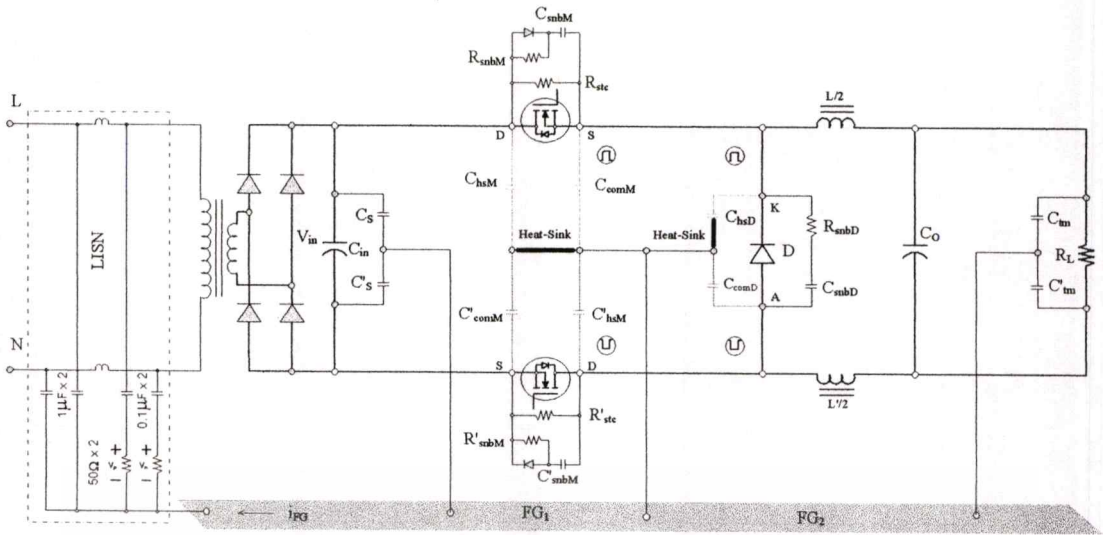
6.4 กลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดบนฮีทซิงค์ ของมอสเฟต-ไดโอด

มอสเฟตและไดโอดที่จำเป็นต้องใช้ฮีทซิงค์เพื่อระบายความร้อน จึงจำเป็นต้องต่อฮีทซิงค์สู่กราวด์ เพื่อให้เป็นไปตามมาตรฐานความปลอดภัย แต่ผลกระทบที่เกิดขึ้นคือ ทำให้เกิดกระแสรบกวนคอมมอนโหมดขนาดใหญ่ที่สามารถไหลทะลุผ่านตัวเก็บประจุ C_{hs} ได้ ซึ่งเกิดขึ้นระหว่างขาเดรนของสวิตช์มอสเฟต และขาแคโทดของไดโอด นอกจากนี้บุคคลคอนเวอเตอร์แบบสองสวิตช์ที่จัดให้อิมพีแดนซ์มีความสมดุลระหว่างไลต์บวกับกับไลต์ลบอยู่ก่อนหน้านั้นในบทที่ 5 เกิดความไม่สมดุลอิมพีแดนซ์เพื่อการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดขึ้นทันที เพราะว่าเกิดตัวเก็บประจุแผ่นขึ้น 3 ตัวคือที่ขาเดรนของมอสเฟตทั้งสองกับฮีทซิงค์ คือ C_{hsM} และ C'_{hsM} และขาแคโทดของฟริววิลิ่งไดโอดกับฮีทซิงค์คือ C_{hsD} ดังรูปที่ 6.7



รูปที่ 6.7 การเกิดตัวเก็บประจุแผ่น C_{hsM} และ C'_{hsM} ของมอสเฟตและ C_{hsD} ของไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.8 แสดงการเสริมตัวเก็บประจุชดเชย C_{com} ทั้งสาม บนฮีทซิงค์ของมอสเฟต-ไดโอด

การลดผลกระทบจากฮีทซิงค์ในวงจรสวิตชิงบัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุลงสองสวิตช์ ในงานวิจัยที่นำเสนอนี้ ด้วยการเสริมตัวเก็บประจุชดเชย C_{comM} และ C'_{comM} เพื่อจัดอิมพีแดนซ์ให้อยู่ในสภาวะสมดุล ดังรูป.6.8 กลายเป็นวงจรย่อยสวิตชิง-ฮีทซิงค์ เพื่อสร้างกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดแบบนำขึ้น ดังที่ได้กล่าวไปแล้วในหัวข้อ 6.3 ซึ่งการที่สวิตช์มอสเฟตทั้งสองทำงานร่วมกับตัวเก็บประจุชดเชยสองตัว ทำให้เกิดลูปสองลูประหว่างสวิตช์มอสเฟตทั้งสองกับฮีทซิงค์ ซึ่งตัวเก็บประจุชดเชยทั้งสองนี้เป็น ตัวเก็บประจุภายนอก เสริมเข้าไปช่วยให้เกิดลูปของกระแสบวกลบสองตัวที่มีทิศทางสวนทางกันในวงจรย่อยของสวิตช์-ฮีทซิงค์ทั้งสอง นอกจากนี้แล้ว เนื่องจากเกิดตัวเก็บประจุแฝง C_{hsD} ขึ้นมาใหม่อีกตัว ทำให้เราต้องสร้างกลไกหักล้างกระแสคอมมอนโหมดขึ้นมาอีกหนึ่งลูป ด้วยการเสริมตัวเก็บประจุชดเชย C_{comD} ซึ่งเป็นตัวเก็บประจุภายนอกเช่นกัน ตามทฤษฎีแล้ว เมื่ออิมพีแดนซ์ถูกจัดให้อยู่ในสภาวะสมดุล ตามเงื่อนไขในสมการที่ 6.27 - 6.29 แล้ว จะไม่มีกระแสคอมมอนโหมดไหลลงสู่กราวด์เฟรม วิธีการนี้ ก็คือ การสร้างวงจรบริดจ์เพื่อสมดุลอิมพีแดนซ์คอมมอนโหมด (Common Mode Impedance Bridge Balancing CMIBB) ร่วมกับวิธีการสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน (Common Mode Noise Source Balancing CMSB)

วงจรบริดจ์สมดุล ในวงจรย่อยของสวิตช์มอสเฟตทั้งสอง-ฮีทซิงค์ และไดโอด-ฮีทซิงค์ [5], [17]

$$\frac{Z_{hsM}}{Z'_{comM}} = \frac{Z_{comM}}{Z'_{hsM}} \quad \text{และ} \quad \frac{Z_{hsM}}{Z'_{comM}} = \frac{Z_{hsD}}{Z_{comD}} \tag{6.27}$$

วงจรบริดจ์สมดุล ระหว่างทรานสมิสชันไลน์-เทอร์มินเนชัน

$$\frac{Z_{tm}}{Z'_{tm}} = \frac{Z_{comM}}{Z'_{hsM}} \quad \text{และ} \quad \frac{Z_{tm}}{Z'_{tm}} = \frac{Z_{hsD}}{Z_{comD}} \tag{6.28}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรมอดูลาร์ระหว่างทรานซิสชันไคท์-แหล่งจ่ายไฟตรง

$$\frac{Z_S}{Z'_S} = \frac{Z_{comM}}{Z'_{hsM}} \quad \text{และ} \quad \frac{Z_S}{Z'_S} = \frac{Z_{hsD}}{Z_{comD}} \quad (6.29)$$

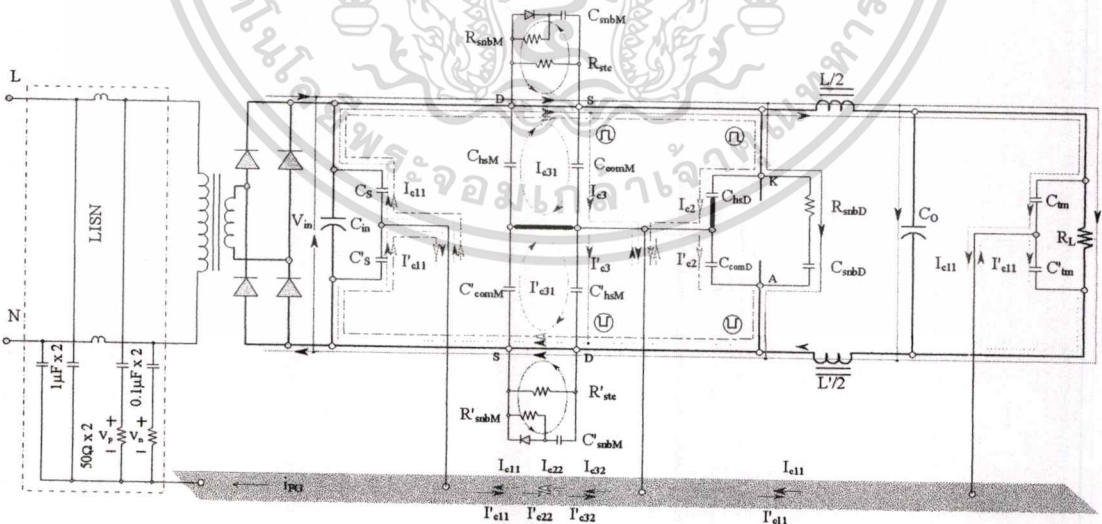
6.4.1 กลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมด ขณะมอสเฟตนำกระแส

ขณะมอสเฟตทั้งสองเริ่มนำกระแส เริ่มจากขอบขาขึ้นของแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V_{ts} ที่มีอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันสูง จากศูนย์เป็นบวก $v_{in}/2$ กระทำการอัดประจุตัวเก็บประจุขดเชย C_{comM} ที่เชื่อมโยงอยู่ระหว่างสายส่งกับฮีทซิงค์มอสเฟต และตัวเก็บประจุแฝง C_{hsD} ที่เชื่อมโยงอยู่ระหว่างสายส่งกับฮีทซิงค์ไดโอด ทำให้เกิดกระแสคอมมอนโหมด i_{c3} และ i_{c2} ตามลำดับ

$$i_{c3} = C_{comM} \frac{dv_{ts}(t)}{dt} \quad \text{และ} \quad i_{c2} = C_{hsD} \frac{dv_{ts}(t)}{dt} \quad (6.30)$$

ในขณะเดียวกันกระแสคอมมอนโหมดขดเชย i'_{c3} และ i'_{c2} เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันขดเชย $v'_{ts}(t)$ อย่างฉับพลันจากศูนย์เป็น $-v_{in}/2$ ไปกระทำการอัดประจุกับตัวเก็บประจุแฝง C'_{hsM} ที่เชื่อมโยงอยู่ระหว่างสายส่งกับฮีทซิงค์ของมอสเฟต และตัวเก็บประจุขดเชย C_{comM} ที่เชื่อมโยงอยู่ระหว่างสายส่งกับฮีทซิงค์ของไดโอดฟรีวิลลิ่ง

$$i'_{c3} = -C'_{hsM} \frac{dv'_{ts}(t)}{dt} \quad \text{และ} \quad i'_{c2} = -C'_{comD} \frac{dv'_{ts}(t)}{dt} \quad (6.31)$$



รูปที่ 6.9 แสดงกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดขณะมอสเฟตนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

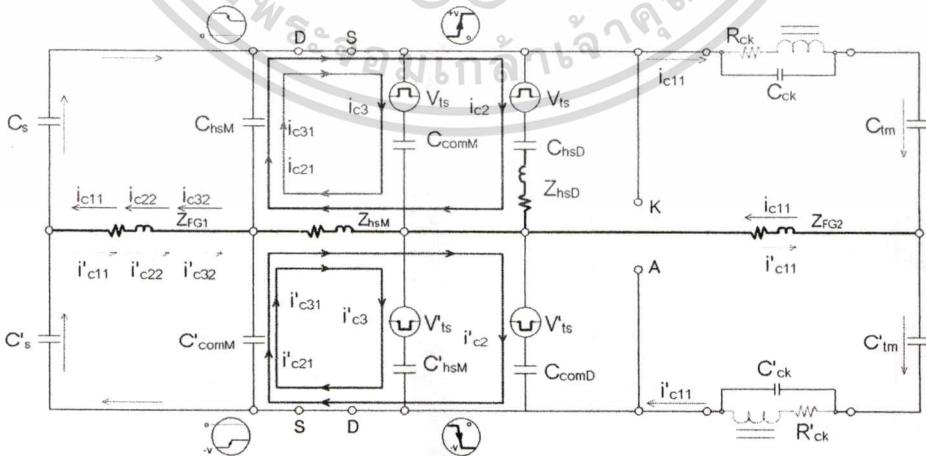
6.4.1.1 รูปกระแสคอมมอนโหมดขณะมอสเฟตเริ่มนำกระแส

รูปกระแสคอมมอนโหมดใหม่ตของสายไฟด้านส่ง-กราวด์เฟรม (เส้นสีแดง) ประกอบไปด้วยกระแสคอมมอนโหมด i_{c3} และ i_{c2} ที่เกิดขึ้นขณะมอสเฟตเริ่มนำกระแสดังรูป 6.9 และสมการ 6.30 กระแส i_{c3} จะถูกแยกไหลไปเป็นกระแสคอมมอนโหมด i_{c31} และ i_{c32} แต่กระแสโดยส่วนใหญ่จะไหลไปทางฮีทซิงค์มอสเฟต ซึ่งก็คือกระแส i_{c31} เพราะรูปนี้มีอิมพีแดนซ์ต่ำกว่ารูปอื่นๆ มากเนื่องจากมีพื้นที่ของรูปเล็กมากประมาณตารางเซนติเมตรเท่านั้น ส่วน i_{c32} จะไหลลงสู่กราวด์เฟรม ที่มีอิมพีแดนซ์ Z_{FG1} กระแสคอมมอนโหมด i_{c32} ไหลกลับขึ้นสายส่งด้านส่ง โดยผ่านตัวเก็บประจุที่ขั้วแหล่งจ่าย C_s ที่กำลังคายประจุ ผ่านสวิทช์มอสเฟตตัวบน และไหลกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V_{ts} อีกครั้ง ซึ่งรูปกระแส i_{c31} นี้ได้แสดงไว้แล้วในหัวข้อ 6.3.1.2 และรูปกระแส i_{c32} ในหัวข้อ 6.3.1.3

ส่วนกระแสคอมมอนโหมด i_{c2} ที่เกิดขึ้นจากตัวเก็บประจุแฝงของไดโอด จะถูกแยกเช่นเดียวกับกระแสคอมมอนโหมด i_{c3} คือกระแสคอมมอนโหมด i_{c21} ไหลเข้าฮีทซิงค์มอสเฟต ส่วน i_{c22} ไหลลงสู่กราวด์เฟรม FG_1 ทั้ง i_{c21} และ i_{c22} (เส้นปะสีแดง) มีทิศทางการไหลเหมือนกับ i_{c31} และ i_{c32} (เส้นทึบสีแดง) เพราะว่าการกระแสคอมมอนโหมดทั้งสองนี้ เกิดจากแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V_{ts} เดียวกัน ดังรูป 6.10 ซึ่งเป็นวงจรเทียบเคียงกับของรูป 6.9

นอกจากนี้ยังมีรูป LP_{11} ที่มีกระแสคอมมอนโหมด i_{c11} ไหลระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรงกับเทอมีเนชั่น ดังที่ได้กล่าวไปแล้วในหัวข้อ 6.3.1.1

ส่วนการวิเคราะห์รูปกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านไหลกลับ-กราวด์เฟรม (เส้นสีน้ำเงิน) จะเหมือนกับการวิเคราะห์ที่ด้านส่ง-กราวด์เฟรม ดังที่กล่าวมาแล้ว แต่จะมีทิศทางการกระแสคอมมอนโหมดสวนทางกันกับด้านส่ง เพราะแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนชดเชย $v_{ts}(t)$ ที่ทำให้มันเกิดมีขั้วที่ตรงข้ามกับด้านส่ง $v_{ts}(t)$



รูปที่ 6.10 วงจรเทียบเคียงคอมมอนโหมดบริดจ์สมดุล ขณะมอสเฟตนำกระแส

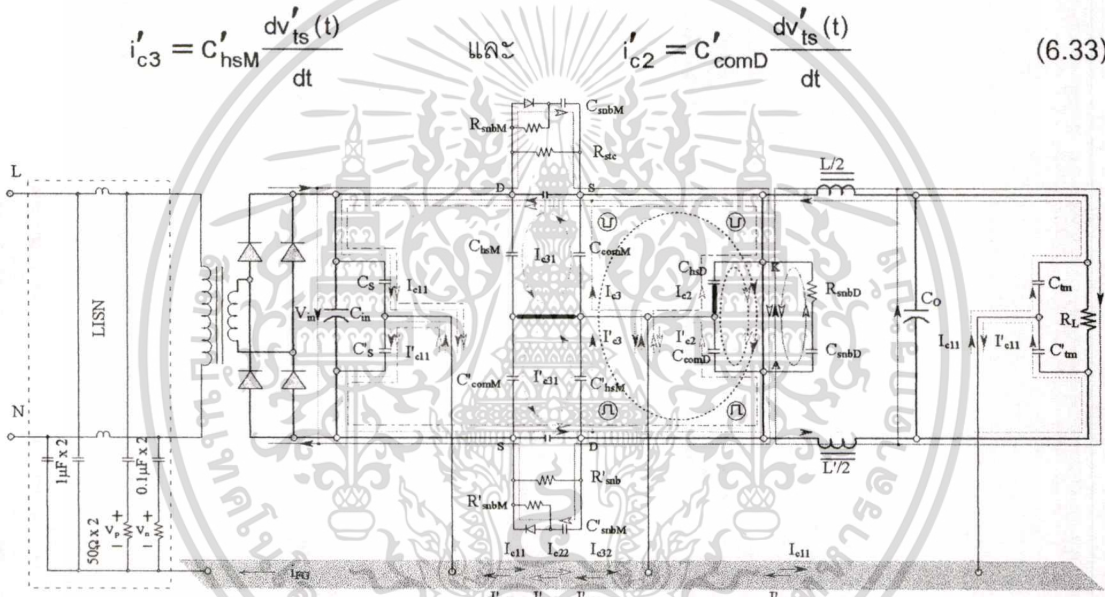
6.4.2 กลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมด ขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส

ขณะมอสเฟตทั้งสองเริ่มหยุดนำกระแส โดยเริ่มจากขบขาลงของแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V_{ts} ที่มีอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันสูง จากบวก $V_{in}/2$ เป็นศูนย์ ทำให้ตัวเก็บประจุแฝง C_{comM} และตัวเก็บประจุชดเชย C_{hsD} ที่เชื่อมโยงอยู่ระหว่างสายส่งกับฮีทซิงก์เกิดการคายประจุ ทำให้เกิด กระแสคอมมอนโหมด i_{c3} และ i_{c2} ตามลำดับ

$$i_{c3} = -C_{comM} \frac{dv_{ts}(t)}{dt} \quad \text{และ} \quad i_{c2} = -C_{hsD} \frac{dv_{ts}(t)}{dt} \quad (6.32)$$

กระแสคอมมอนโหมด i'_{c3} และ i'_{c2} เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน $v'_{ts}(t)$ อย่างฉับพลัน จาก $-V_{in}/2$ ไปเป็นศูนย์ ทำให้ตัวเก็บประจุแฝง C'_{hsM} และตัวเก็บประจุชดเชย C_{comM} คายประจุ

$$i'_{c3} = C'_{hsM} \frac{dv'_{ts}(t)}{dt} \quad \text{และ} \quad i'_{c2} = C_{comD} \frac{dv'_{ts}(t)}{dt} \quad (6.33)$$



รูปที่ 6.11 แสดงกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส

6.4.2.1 รูปกระแสคอมมอนโหมดขณะมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

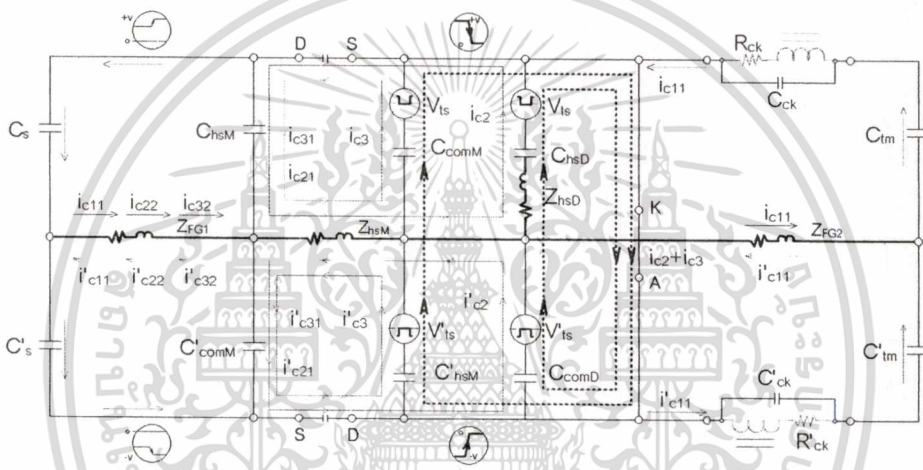
กระแสคอมมอนโหมด i_{c2} และ i_{c3} ที่เกิดขึ้นขณะมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแสดังรูป6.11 และสมการ 6.32-6.33 กระแส i_{c2} จะถูกแยกไหลไปเป็นกระแสคอมมอนโหมด i_{c21} และ i_{c22} ส่วนกระแส i_{c3} จะถูกแยกไหลไปเป็นกระแสคอมมอนโหมด i_{c31} และ i_{c32} โดยที่ i_{c22} และ i_{c32} จะไหลไปทางแหล่งจ่ายไฟตรง ผ่านตัวเก็บประจุแฝง C_{Ds} ของมอสเฟตบน ตัวเก็บประจุที่ขั้วแหล่งจ่าย C_s ในขณะที่มันกำลังอัดประจุ จากนั้นไหลลงสู่กราวด์เฟรมที่มีอิมพีแดนซ์ Z_{FG1} และไหลกลับขึ้นสายส่งด้านส่ง กลับเข้าสู่แหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนรบกวน V_{ts} ซึ่งการวิเคราะห์นี้จะคล้ายกับ รูปกระแสคอมมอนโหมด LP_{32} ดังที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 6.3.2.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วน i_{c31} และ i_{c21} จะไหลออกจาก V_{ts} ผ่านเข้าตัวเก็บประจุแฝง C_{Ds} ของมอสเฟตบน ผ่านตัวเก็บประจุแฝงอีที่ซึ่ง C_{hsM} ผ่านเข้าอีที่ซึ่งมอสเฟตและไหลกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V_{ts} อีกครั้ง ซึ่งการวิเคราะห์นี้จะคล้ายกับรูปกระแสคอมมอนโหมด LP_{31} ในหัวข้อ 6.3.2.3

นอกจากนี้ยังมีรูป LP_{11} ที่มีกระแสคอมมอนโหมด i_{c11} ไหลระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรงกับเทอมิเนชัน ดังที่ได้กล่าวไปแล้วในหัวข้อ 6.3.2.1

ส่วนการวิเคราะห์รูปเส้นทางเดินของกระแสคอมมอนโหมดของสายไฟด้านไหลกลับ-กราวด์เฟรม (เส้นสีน้ำเงิน) จะเหมือนกับการวิเคราะห์ด้านส่ง-กราวด์เฟรม แต่จะมีทิศทางของกระแสคอมมอนโหมดสวนทางกันกับด้านส่ง เนื่องจากแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนรบกวนชดเชย $v'_{ts}(t)$ ที่ทำให้มันเกิดมีชั่วที่ตรงข้ามกับด้านส่ง $v_{ts}(t)$



รูปที่ 6.12 วงจรเทียบเคียงคอมมอนโหมดบริดจ์สมดุค ขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส

6.4.2.2 รูปกระแสรบกวนระหว่างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทั้งสอง

รูปกระแสสัญญาณรบกวนรูปนี้ เกิดขึ้นขณะมอสเฟตทั้งสองอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแสขณะที่ไดโอดฟรียีลิ่ง อยู่ในสภาวะนำกระแส จากรูปที่ 6.11 และ 6.12 จะเห็นได้ว่าเส้นทางไหลของกระแสคอมมอนโหมดขณะมอสเฟตหยุดนำกระแสที่กล่าวมา จะเป็นเส้นทางเดินเดียวกับขณะที่มอสเฟตนำกระแส แต่สิ่งหนึ่งที่ต่างกันระหว่างขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส กับนำกระแสคือ กระแสคอมมอนโหมดโดยส่วนใหญ่ขณะมอสเฟตหยุดนำกระแสถูกแปลงไปเป็นกระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมด ดังเส้นปะสีดำ นั่นคือ ขณะมอสเฟตทั้งสองอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส และไดโอดฟรียีลิ่งอยู่ในสภาวะนำกระแส ทำให้เกิดการลัดวงจรแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทั้งสองคือ v_{ts} และ v'_{ts} ด้วยไดโอดฟรียีลิ่ง ทำให้แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนสองตัวต่ออนุกรมอย่างสวนขั้วแรงดันกัน จากวงจรเทียบเคียง 6.12 จะเห็นได้ว่ามี v_{ts} และ v'_{ts} ต่ออนุกรมถึงสองกิ่ง คือกิ่งของมอสเฟต และกิ่งของไดโอดฟรียีลิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกิ่งของมอสเฟต กระแสคอมมอนโหมด i_{c3} ที่เกิดขึ้น ส่วนใหญ่ของกระแสจะไหลผ่านไดโอดพีวีลิ่ง D_F และไหลกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V_{ns} อีกครั้ง โดยผ่านแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V'_{ns} ทำให้กระแสลูปนี้มีค่าประมาณเท่ากับ i_{c3} โดยที่มีแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนสองตัวต่ออนุกรมกัน ทำให้กระแส i_{c3} และ i'_{c3} กลายเป็นตัวเดียวกันไหลวนตามกันในทิศทางเดียวกันภายในลูปแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทั้งสอง

ในกิ่งของไดโอดพีวีลิ่ง กระแสคอมมอนโหมด i_{c2} ที่เกิดขึ้น ส่วนใหญ่ของกระแสจะไหลผ่านไดโอดพีวีลิ่ง D_F ที่กำลังนำกระแส และไหลกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V_{ns} อีกครั้ง โดยผ่านแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวน V'_{ns} ทำให้กระแสลูปนี้มีค่าประมาณเท่ากับ i_{c2} โดยที่มีแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนสองตัวต่ออนุกรมกัน ทำให้กระแส i_{c2} และ i'_{c2} กลายเป็นตัวเดียวกันไหลวนตามกันในทิศทางเดียวกันภายในลูปแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทั้งสอง

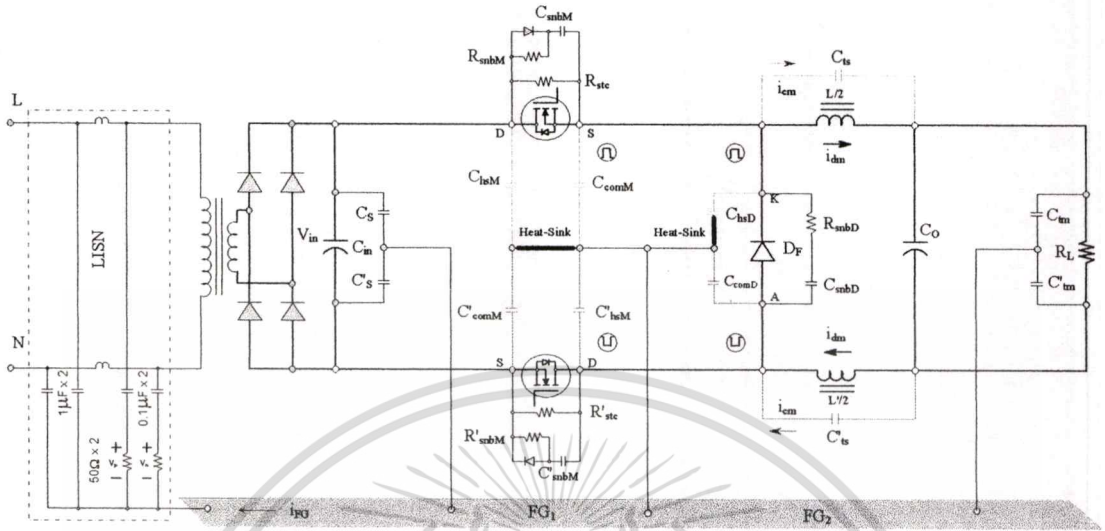
เมื่อกระแสคอมมอนโหมดทั้งสองไหลไปในทิศทางเดียวกัน ทำให้ไม่เกิดการหักล้างซึ่งกันและกัน ทั้งนี้เพราะว่ากระแสรบกวนทั้งหมดถูกบังคับให้ไหลผ่านไดโอด โดยลงสู่กราวด์เฟรมเพียงเล็กน้อย ผลที่ตามมาคือเกิดกระแสรบกวนขนาดใหญ่ในลูปนี้ กลายเป็นแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนตัวใหม่ แต่อย่างไรก็ตามกระแสรบกวนขนาดใหญ่ในลูปนี้ มิได้ไหลไปทาง LISN หรือทางออกสู่วงจรภายนอกไปรบกวนวงจรข้างๆแต่อย่างใด เนื่องจากถูกกักบริเวณไว้จนมันไม่สามารถไหลลงสู่กราวด์เฟรมได้ ซึ่งวิธีการเช่นนี้ มิใช่เป็นกลไกการหักล้าง แต่เป็นกลไกการกักบริเวณ (Quarantine Mechanism)

แต่อย่างไรก็ตามกลไกการกักบริเวณนี้ เป็นเพียงการแก้ไขปัญหาเพื่อป้องกันมิให้กระแสรบกวนแบบผ่านสายตัวนำ (Noise conducted emission) ไหลออกสู่วงจรภายนอก แต่ให้มันไหลวนอยู่ในลูปนี้เท่านั้น เพราะว่ากระแสรบกวนคอมมอนโหมดถูกแปลงไปเป็นกระแสรบกวนดิฟเฟอเรนเชียลโหมด ดังนั้นปัญหาอีกอย่างหนึ่งก็ตามมา นั่นคือ จะไปเพิ่มสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่ออกทางอากาศ (Noise radiated emission) ทำให้ไม่ผ่านการทดสอบผลิตภัณฑ์ ในภาคของการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่ออกทางอากาศ ในย่านความถี่ที่ใช้ทดสอบ 30MHz ถึง 1GHz ดังนั้นวิธีการลดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบดั้งเดิมต้องเข้ามาช่วยเสริม ที่นิยมใช้ทั่วไปนั้น เช่น เทคนิคการลดพื้นที่ของลูปสัญญาณรบกวน เทคนิคกำบัง หรือชิลด์ เป็นต้น

6.5 การสร้างกลไกการหักล้างบนฮีทซิง ร่วมกับการปรับปรุงสายส่ง

โดยปกติกระแสคอมมอนโหมดแบบแพร่ผ่านสายตัวนำ จะไหลผ่านตัวใช้ก หรือตัวเหนี่ยวนำที่อยู่บนสายส่งได้ยาก เพราะว่าคุณสมบัติของตัวใช้กที่ต้านการไหลของกระแสความถี่สูง โดยปกติกระแสคอมมอนโหมดจะอยู่ในย่านความถี่ 0.1-30 MHz ดังนั้น ทำให้การหักล้างกระแสคอมมอน

โหมดบนกราวด์เฟรมจะมีประสิทธิภาพต่ำ เพราะว่าเส้นทางเดินของกระแสรวมคอมมอนโหมดเดินทางยาก เพราะถูกตัดขาดด้วยใช้ค



รูปที่ 6.13 กลไกการหักล้างที่มีการสร้างเส้นทางเดินของกระแสความถี่สูงบนสายส่ง

การปรับปรุงรูปแบบวงจรเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการลดสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดด้วยการให้กระแสความถี่สูงไหลลงสู่กราวด์เฟรมได้สะดวก การสร้างเส้นทางเดินของกระแสความถี่สูงบนสายส่ง ด้วยการเสริมตัวเก็บประจุสายส่ง C_{ts} และ C'_{ts} (Transmission lines capacitor) สองตัวทั้งบนสายส่งด้านไหลไปและด้านไหลกลับ ดังรูปที่ 6.13 ซึ่งเป็นตัวเก็บประจุภายนอก ที่เสริมเข้าไปทำหน้าที่เป็นตัวบายพาส หรือเป็นการสร้างเส้นทางลัดให้กระแสรบกวนที่มีความถี่สูงสามารถข้ามผ่านใช้คได้ง่าย เป็นผลให้เกิดกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดบนกราวด์เฟรมมีประสิทธิภาพมากขึ้น แต่มีเงื่อนไขสำคัญที่พึงระวังคือ ค่าความจุของตัวเก็บประจุสายส่งมากพอที่ทำให้กระแสคอมมอนโหมดไหลได้สะดวกขึ้นอย่างสมดุลระหว่างกระแสบนสายส่งด้านไหลไปกับด้านไหลกลับ ในขณะที่ค่าความจุของตัวเก็บประจุสายส่ง จะต้องไม่มากเกินไปทำให้เกิดผลกระทบต่อการทำงานในโหมดปกติเพื่อการจ่ายพลังงานแก่ภาระเป็นอันดับ

ในการวิเคราะห์การทำงานของบัตคอนเวอเตอร์ ในหัวข้อที่ผ่านมาขณะปราศจากตัวเก็บประจุสายส่ง โดยกำหนดให้กระแสคอมมอนโหมดสามารถไหลผ่านค่าพารามิเตอร์แฝงของใช้คได้ค่าความจุแฝง C_{ck} ซึ่งค่าความจุแฝงนี้ จะมีค่าอย่างน้อยเพียงไรส่วนหนึ่งขึ้นอยู่กับรูปร่างทางกายภาพและลักษณะการวางของตัวใช้ค ดังนั้นความต่างเพียงเล็กน้อยระหว่างใช้คด้านไหลไปกับด้านไหลกลับ จะสร้างปัญหาการจัดสมดุลอิมพีแดนซ์ในภาคทรานสมิชั่นไลน์ ดังนั้นในการนำเอาตัวเก็บประจุสายส่ง ต่อคร่อมใช้คทั้งสอง ทำให้เราสามารถควบคุมการจัดสมดุลได้ง่ายขึ้น เพราะสามารถขจัดความไม่แน่นอนของคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์ หรือค่าพารามิเตอร์แฝงของใช้คออกไปได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสร้างวงจรมอดูลเพื่อสมมูลอิมพีแดนซ์คอมมอนโหมด (CMIBB) ร่วมกับวิธีการสมมูลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน (CMSB) จากรูปที่ 6.13 สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของวงจรเทียบเคียงคอมมอนโหมดบริดจ์สมมูล ดังรูป 6.14 และ 6.15 จะได้เงื่อนไขของการสมมูลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์ CMIB คือ

วงจรมอดูลสมมูล ในวงจรรอยของสวิตช์มอสเฟตทั้งสองและไดโอดพีวีลิ่ง-ฮ์ทซิ่ง

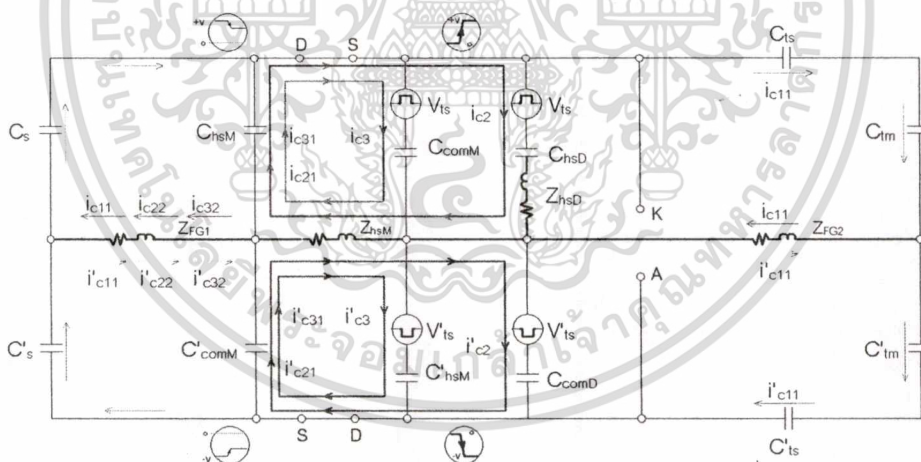
$$\frac{Z_{hsM}}{Z'_{comM}} = \frac{Z_{comM}}{Z'_{hsM}} \quad \text{และ} \quad \frac{Z_{hsM}}{Z'_{comM}} = \frac{Z_{hsD}}{Z'_{comD}} \quad (6.34)$$

วงจรมอดูลสมมูล ระหว่างทรานสมิชั่นไลน์-เทอร์มินเนชัน

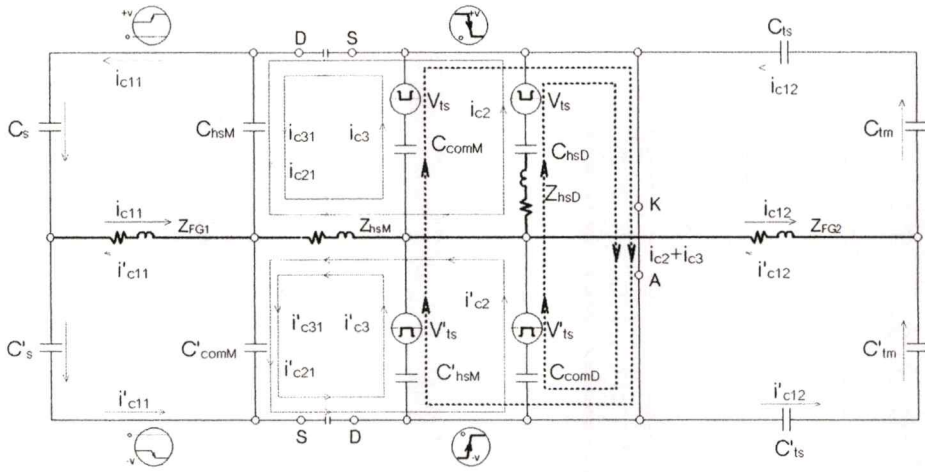
$$\frac{Z_{tm} + Z_{ts}}{Z'_{tm} + Z'_{ts}} = \frac{Z_{comM}}{Z'_{hsM}} \quad \text{และ} \quad \frac{Z_{tm} + Z_{ts}}{Z'_{tm} + Z'_{ts}} = \frac{Z_{hsD}}{Z'_{comD}} \quad (6.35)$$

วงจรมอดูลสมมูล ระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรง-เทอร์มินเนชัน

$$\frac{Z_S}{Z'_S} = \frac{Z_{tm} + Z_{ts}}{Z'_{tm} + Z'_{ts}} \quad (6.36)$$



รูปที่ 6.14 วงจรเทียบเคียงคอมมอนโหมดบริดจ์สมมูล ขณะมอสเฟตนำกระแส



รูปที่ 6.15 วงจรเทียบเคียงคอมมอนโหมดบริดจ์สมมูล ขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส

เส้นทางเดินของกระแสคอมมอนโหมดด้านส่ง ระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรง-เทอร์มิเนชัน

$$v_s - \frac{I_{c11}}{SC_s} - I_{c11}R_{DS,on} - \frac{I_{c11}}{SC_{ts}} - \frac{I_{c11}}{SC_{tm}} - I_{c11}(R_{FG} + SL_{FG}) = 0 \tag{5.37}$$

เส้นทางเดินของกระแสคอมมอนโหมดด้านไหลกลับ ระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรง-เทอร์มิเนชัน

$$-v'_s + I'_{c11}(R_{FG} + SL_{FG}) + \frac{I'_{c11}}{SC_{tm}} + \frac{I'_{c11}}{SC_{ts}} + I'_{c11}R'_{DS,on} = 0 \tag{5.38}$$

เทอมของแรงดันรบกวนตกคร่อมค่าพารามิเตอร์แฝงของใช้กจะมีค่าน้อยลงไป เพราะถูกบายพาสด้วยตัวเก็บประจุสายส่ง C_{ts}

6.6 สรุปกลไกการหักล้าง กระแสรบกวนระหว่างรูป

กระแสรบกวนคอมมอนโหมดขณะมอสเฟตทั้งสองนำกระแส และขณะหยุดนำกระแส มีลักษณะการไหลเข้าและออก ในวงจรถอนแวนเตอร์ โดยผ่านทางสายไฟ กับกราวด์เฟรม โดยมีตัวเก็บประจุชนิดเซตต่างๆ ที่คัปปลิ่งอยู่ระหว่างสายไฟกับกราวด์เฟรม จะเห็นได้ว่า เกิดลูปของกระแสคอมมอนโหมดทั้งหมด 10 ลูป คือ

- ลูป L_{11} คือ ลูปกระแสคอมมอนโหมด แหล่งจ่ายไฟตรง-เทอร์มิเนชัน ที่ไหลระหว่างแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน V_s กับตัวเก็บประจุที่ขั้วโหลด C_{tm} (สีแดง)
- ลูป L'_{11} คือ ลูปกระแสคอมมอนโหมด แหล่งจ่ายไฟตรง-เทอร์มิเนชัน ที่ไหลระหว่างแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน V'_s กับตัวเก็บประจุที่ขั้วแหล่งจ่าย C'_s (สีน้ำเงิน)
- ลูป L_{31} คือ ลูปกระแสคอมมอนโหมดภายในฮีทซิงค์ของมอสเฟต ที่ไหลระหว่างแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน V_{ts} กับตัวเก็บประจุแฝง C_{hsM} (สีแดง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- L'_{31} คือ ฎุปกครองมมอนโหมดภายในอีทซั้งของมอสเฟด ที่โหลระหว่งแห่งจ่ย สัญญณรบกวน V_{gs} กับตัวเก็บประจุชดเชย C'_{comM} (สีน้ำเงิน)
- L_{32} คือ ฎุปกครองมมอนโหมด ทรานสมิสซันไลท์-แห่งจ่ยไฟตรง ที่โหลระหว่งแห่งจ่ยสัญญาณรบกวน V_{gs} ของมอสเฟด กับตัวเก็บประจุที่ซ้วแห่งจ่ยไฟตรง C_s
- L'_{32} คือ ฎุปกครองมมอนโหมด ทรานสมิสซันไลท์-แห่งจ่ยไฟตรง ที่โหลระหว่งแห่งจ่ยสัญญาณรบกวน V_{gs} ของมอสเฟด กับตัวเก็บประจุที่ซ้วแห่งจ่ยไฟตรง C'_{tm}
- L_{21} คือ ฎุปกครองมมอนโหมดภายในอีทซั้งของไดโอด ที่โหลระหว่งแห่งจ่ยสัญญาณรบกวน V_{gs} ของไดโอด กับตัวเก็บประจุแฝง C_{hSM} (สีแดง)
- L'_{21} คือ ฎุปกครองมมอนโหมดภายในอีทซั้งของไดโอด ที่โหลระหว่งแห่งจ่ยสัญญาณรบกวน V_{gs} ของไดโอด กับตัวเก็บประจุชดเชย C'_{comM} (สีน้ำเงิน)
- L_{22} คือ ฎุปกครองมมอนโหมด ทรานสมิสซันไลท์-แห่งจ่ยไฟตรง ที่โหลระหว่งแห่งจ่ยสัญญาณรบกวน V_{gs} กับตัวเก็บประจุที่ซ้วแห่งจ่ยไฟตรง C_s
- L'_{22} คือ ฎุปกครองมมอนโหมด ทรานสมิสซันไลท์-แห่งจ่ยไฟตรง ที่โหลระหว่งแห่งจ่ยสัญญาณรบกวน V_{gs} กับตัวเก็บประจุที่ซ้วแห่งจ่ยไฟตรง C'_{tm}
- L_{3_3} ถูกแปลงไปเป็นกระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมดขณะมอสเฟดหยุดนำกระแส โดยมีไดโอดพีวีลลิ่งลัดวงจรแห่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทั้งสองของมอสเฟด
- L_{2_2} คือ ถูกแปลงไปเป็นกระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมดขณะมอสเฟดหยุดนำกระแส โดยมีไดโอดพีวีลลิ่งลัดวงจรแห่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทั้งสองของไดโอด

การประกุกตใ้หลักการการสมดุลแห่งกำเนิดสัญญาณรบกวน และการสมดุลคอมมอนโหมดอิมพิแดนซ์ ดังสมการที่ 6.34-6.36 จะทำให้เกิดการหักล้างซั้งกันและกันระหว่งฎุ ดังนั้คือ

- L_{11} กับ L'_{11} การหักล้างระหว่งกระแสคอมมอนโหมด i_{11} กับ I'_{11} บนกราวด์เฟรม Z_{FG2}
- L_{21} กับ L'_{21} การหักล้างระหว่งกระแสคอมมอนโหมด i_{21} กับ I'_{21} บนอีทซั้ง Z_{hSD}
- L_{22} กับ L'_{22} การหักล้างระหว่งกระแสคอมมอนโหมด i_{22} กับ I'_{22} บนกราวด์เฟรม Z_{FG1}
- L_{31} กับ L'_{31} การหักล้างระหว่งกระแสคอมมอนโหมด i_{31} กับ I'_{31} บนอีทซั้ง Z_{hSM}
- L_{32} กับ L'_{32} การหักล้างระหว่งกระแสคอมมอนโหมด i_{32} กับ I'_{32} บนกราวด์เฟรม Z_{FG1}
- L_{3_3} ไม่เกิดการหักล้างกัน แต่ถูกกักรบริเวณไว้ ไม่สามารถถออกสู่วงจรภายนอก
- L_{2_2} ไม่เกิดการหักล้างกัน เช่นเดีวกับ ฎุกระแส L_{3_3}

เอกสารนั้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตใ้หน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆซั้งกัน อีกลงห้ามมิใ้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง และการวิเคราะห์

7.1 การตั้งกรณีศึกษา เพื่อการทดสอบ

ในงานวิจัยนี้เน้นประยุกต์แนวคิด การจัดสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน และ การจัดสมดุลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์ ซึ่งสามารถกระทำได้ ด้วยการดัดแปลงโทโปโลยีของบัคคอนเวอเตอร์แบบดั้งเดิมให้เป็นบัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุลสองสวิตช์แบบใหม่ที่น่าเสนอ จากนั้นยืนยันแนวคิดนี้ด้วยการทดลองจริง โดยทำการเปรียบเทียบกับผลการทดลองระหว่างบัคคอนเวอเตอร์แบบดั้งเดิม กับบัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุลสองสวิตช์ที่น่าเสนอ งานวิจัยที่ได้ดำเนินไปแล้วนี้ ได้ตั้งสมมุติฐานและกรณีศึกษา อย่างเป็นลำดับ เพื่อค้นหาวิธีที่มีประสิทธิภาพในการกำจัดสัญญาณรบกวน ซึ่งเป็นเป้าหมายสำคัญ ในการพัฒนางานวิจัยให้ดีขึ้นตามลำดับ 7 ชั้นดังนี้

- ศึกษาและทดลอง สาเหตุของการเกิดสัญญาณรบกวนในบัคคอนเวอเตอร์แบบดั้งเดิม และ ผลกระทบที่เกิดขึ้น
- ศึกษาและทดลอง การดัดแปลงโทโปโลยีจากแนวคิด CMSB หรือการจัดสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน โดยการเสริมสวิตช์มอสเฟตอีกหนึ่งตัว เข้าไปในบัคคอนเวอเตอร์แบบดั้งเดิม จากนั้นทำการจัดสมดุลอิมพีแดนซ์ที่แหล่งจ่าย สายส่ง และที่ขั้วโหลด ด้วยแนวคิด CMIB หรือการจัดสมดุลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์ที่น่าเสนอ จากนั้นทำการทดสอบสมมุติฐาน
- ศึกษาและทดลองสัญญาณรบกวนที่เกิดจากผลกระทบจากการใช้งานไดโอดพีวีวีลิ่งชนิดต่างๆ ในบัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุลสองสวิตช์
- ศึกษาและทดลองสัญญาณรบกวนที่เกิดจากผลกระทบจากการใช้งานฮีทซิงค์ เพื่อการระบายความร้อน ของมอสเฟต และของไดโอดพีวีวีลิ่ง เมื่อฮีทซิงค์ถูกต่อลงสู่กราวด์เฟรม ในบัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุลสองสวิตช์
- ศึกษาและทดลอง เพื่อหาวิธีลดผลกระทบจากฮีทซิงค์ของมอสเฟตทั้งสองที่ถูกต่อลงสู่กราวด์เฟรม ในบัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุลสองสวิตช์ ด้วยการประยุกต์แนวคิด CMSB และ CMIB ที่นำเสนอ โดยใช้คาปาซิเตอร์ชดเชยสองตัว เพื่อสร้างวงจรย่อยของสวิตช์มอสเฟต-ฮีทซิงค์สองวงจร เพื่อให้ทำให้เกิดกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดให้เกิดขึ้นบนฮีทซิงค์ ทั้งขณะมอสเฟตทั้งสองอยู่ในช่วงเวลาของการนำกระแส และหยุดนำกระแส
- ศึกษาและทดลอง เพื่อหาวิธีลดผลกระทบจากฮีทซิงค์ ของไดโอดพีวีวีลิ่ง ที่ถูกต่อลงสู่กราวด์เฟรม ในบัคคอนเวอเตอร์แบบสองสวิตช์ ด้วยการประยุกต์แนวคิด CMSB และ CMIB ที่นำเสนอโดยใช้คาปาซิเตอร์ชดเชยเพียงตัวเดียว เพื่อสร้างวงจรย่อยของไดโอด-ฮีทซิงค์ เพื่อทำให้เกิดกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดให้เกิดขึ้นภายในรูปของวงจรไดโอด-ฮีทซิงค์ ขณะไดโอดอยู่ในช่วงเวลาของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การนำกระแส และในขณะเดียวกัน ก็เกิดกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดขึ้นบนกราวด์เฟรม ขณะไดโอด อยู่ในช่วงเวลาของการหยุดนำกระแส

- ศึกษาและทดลอง เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพแนวคิด CMIB ตรงภาคสายส่ง ที่นำเสนอ ด้วยการสร้างเส้นทางเดินของกระแสคอมมอนโหมดให้ไหลลงสู่กราวด์เฟรมได้สะดวกอย่างสมดุลเพื่อสร้างกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดบนกราวด์เฟรมได้มากขึ้น

7.2 เงื่อนไขที่ใช้ในการทดสอบ

การตั้งเงื่อนไขของการทดสอบให้เหมือนกันในทุกกรณีศึกษา มีดังนี้คือ

เงื่อนไขที่ใช้ในการทดสอบ ด้านองค์ประกอบของวงจร

- ใช้ ตัวเก็บประจุอินพุท $C_{in} = 5000 \mu F$
- ต่อ $C_{in} = C_o = 1 \mu F$ เพิ่มเติม เพื่อวัดการไหลของกระแสบนกราวด์เฟรมในบับคอนเวคเตอร์ ดังนั้นเงื่อนไขด้านองค์ประกอบของวงจรที่ต้องเหมือนกัน ในทุกๆกรณีศึกษา จึงต้องมีองค์ประกอบทั้งสองนี้
- ใช้ในเฟอไรท์ $L = 10 \text{ mH}$ ในกรณีบับคอนเวคเตอร์แบบดั้งเดิม
และ $L/2 = L'/2 = 5 \text{ mH}$ ในกรณีบับคอนเวคเตอร์สองสวิตช์
- ใช้ RCD สนับเบอว์ สำหรับมอสเฟตทั้งสอง และใช้ RC สนับเบอว์สำหรับไดโอดฟรีวิลลิ่ง
 $C_{snbM} = C'_{snbM} = 10 \text{ nF}$, $C_{snbD} = 22 \text{ nF}$ และ $R_{snbM} = R'_{snbM} = R_{snbD} = 1.2 \text{ k}\Omega$
- วงจรขับเกตทั้งสองใช้ $R_G = 47 \Omega$, $R_{G,off} = 22 \Omega$ อนุกรมกับไดโอด $D_{G,off}$ พร้อมออบได้ TLP250
- มอสเฟตทั้งสอง IRFP150N
- ไดโอดฟรีวิลลิ่ง MUR860
- ตั้งค่าดีวตีไซเคิล $DT = 45\%$ ทุกๆกรณีศึกษา
- ความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์แรงดันเท่ากับ 100 kHz . ในทุกๆกรณีศึกษา
- แรงดันอินพุท $V_{in} = 35$ โวลท์ จากหม้อแปลง $220/24$ โวลท์ และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

เงื่อนไขที่ใช้ในการทดสอบ ด้านการตั้งค่าเครื่องวัด

- ตั้งค่าของตัวดีเท็คเตอร์ในเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม ให้อ่าน โหมดค่าเฉลี่ย ในทุกๆกรณีศึกษา
- ตั้งค่าของสเกลในเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม ให้อ่านค่าย่านความถี่ $0.1 - 30 \text{ MHz}$
- วัดสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนแบบรวม ด้วย LISN ในทุกๆกรณีศึกษา
- วัดสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด ด้วยโพรมกระแส ในทุกๆกรณีศึกษา
- วัดสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน ขณะกระแสภาระ $I_o = 1.7 \text{ A}$ ในทุกๆกรณีศึกษา
- ตั้งค่า เวลาต่อช่อง (Time/div.) ของออสซิลโลสโคป ที่ $2 \mu s / \text{div.}$ เพื่อแสดงให้เห็นสองรายการของการสวิตช์ พร้อมกับขยาย 10 เท่า ที่ $200 \text{ ns} / \text{div.}$ เพื่อแสดงให้เห็นพฤติกรรมการสวิตช์ชั่วขณะ ที่เป็นสาเหตุของการเกิด สัญญาณรบกวนคอมมอนโหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

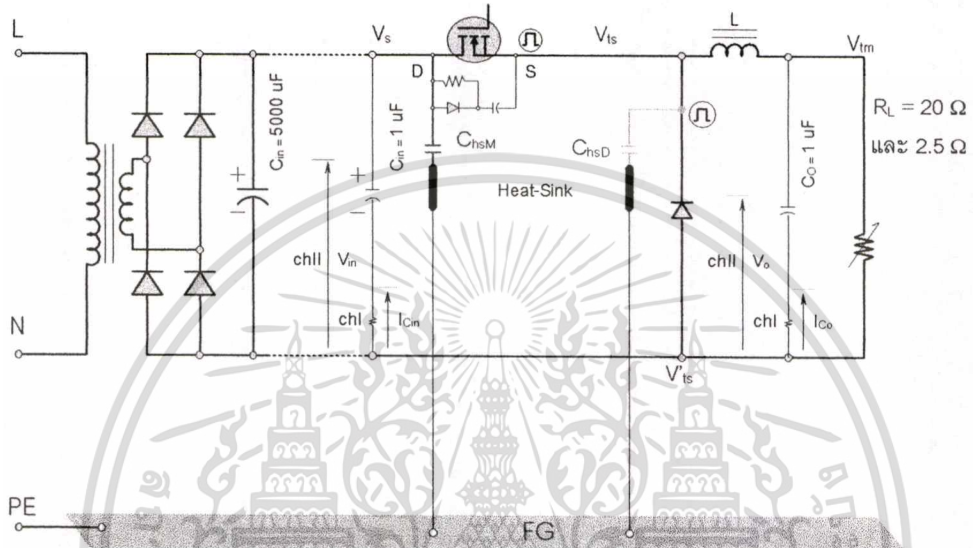
7.3 ศึกษาและทดลอง สัญญาณรบกวนในบ้คคอนเวอเตอร์แบบดั้งเดิม เงื่อนไขของการทดสอบ (เพิ่มเติม)

➤ ในการทดสอบจะเปลี่ยนแปลงภาระ สองค่าด้วยกันคือ

$R_L = 10 \Omega$ จะได้กระแสภาระ $I_o = 1.7 A$ เท่ากับกระแสพิคต์ของคอนเวอเตอร์

$R_L = 2.5 \Omega$ จะได้กระแสภาระ $I_o = 6.7 A$

➤ ต่อฮีทซิงค์ทั้งสองมอสเฟต และไดโอดฟรีวีลลิ่ง ลงสู่กราวด์เฟรม



รูปที่ 7.1 บ้คคอนเวอเตอร์แบบดั้งเดิมที่ใช้ในการทดสอบ

วัตถุประสงค์ของการทดสอบ

- ทดสอบเพื่อศึกษาการก่อเกิดสัญญาณรบกวนในบ้คคอนเวอเตอร์แบบดั้งเดิม
- เปรียบเทียบ ผลการวัดในโดเมนความถี่กับโดเมนเวลา
- หายานความถี่ที่เกิดขึ้นในแต่ละภาคของคอนเวอเตอร์ ที่สอดคล้องกับสเปคตรัมสัญญาณรบกวน โดยจะแสดงรูปคลื่นของการวัดแต่ละจุดในบ้คคอนเวอเตอร์แบบดั้งเดิมนี้คือ

V_{GS} คือแรงดันที่วัดระหว่างขาเกตเทียบกับขาซอร์ส

V_{DS} คือแรงดันที่วัดตกคร่อมสวิทช์มอสเฟตหรือวัดระหว่างขาเดรนเทียบกับขาซอร์ส

V_{DF} คือแรงดันที่วัดตกคร่อมไดโอดฟรีวีลลิ่งหรือวัดระหว่างขาแคโทดเทียบกับขาแอนโนด

V_L คือแรงดันที่วัดตกคร่อมใช้กหรือวัดระหว่างทรานสมิสชันเทียบกับขั้วเทอมิเนชันบวก

V_o คือแรงดันที่วัดตกคร่อมภาระหรือวัดระหว่างขั้วเทอมิเนชันบวกเทียบกับขั้วเทอมิเนชันลบ

V_{in} คือแรงดันที่วัดตกคร่อมตัวเก็บประจุอินพุทหรือวัดระหว่างขั้วบวกเทียบกับขั้วลบของแหล่งจ่ายไฟตรง

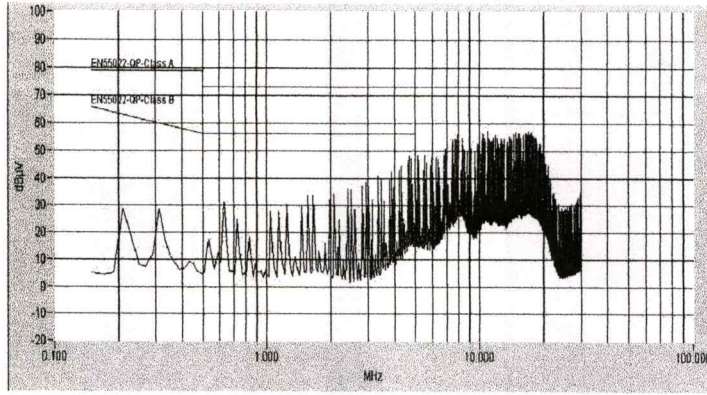
V_s คือแรงดันที่วัดระหว่างขั้วบวกของแหล่งจ่ายไฟตรงเทียบกับกราวด์เฟรม

V_{Σ} คือแรงดันคอมมอนโหมดที่วัดระหว่างทรานสมิสชันบวกเทียบกับกราวด์เฟรม

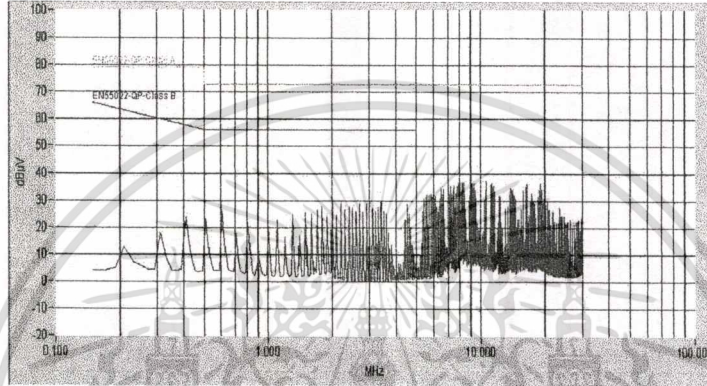
I_{Cin} คือกระแสที่วัดจากแรงดันตกคร่อมตัวต้านทาน 0.1Ω ที่ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุอินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารทงสวนวิชาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาท่านน เมืออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

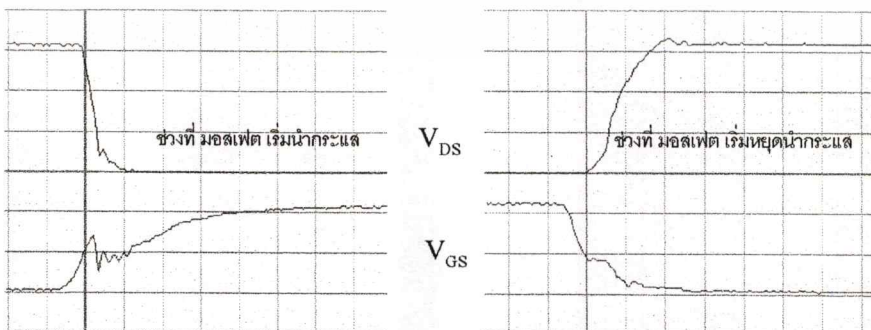
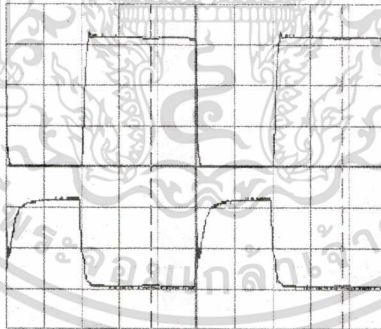


(a) สเปกตรัมของสัญญาณรบกวนแบบรวม



(b) สเปกตรัมของสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด

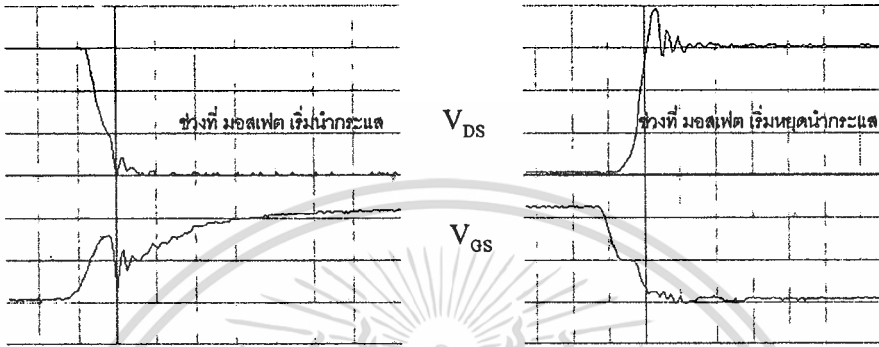
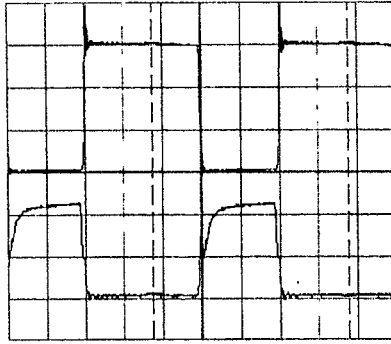
รูปที่ 7.2 สเปกตรัมสัญญาณรบกวนของบัคคอนเวอเตอร์แบบดั้งเดิม



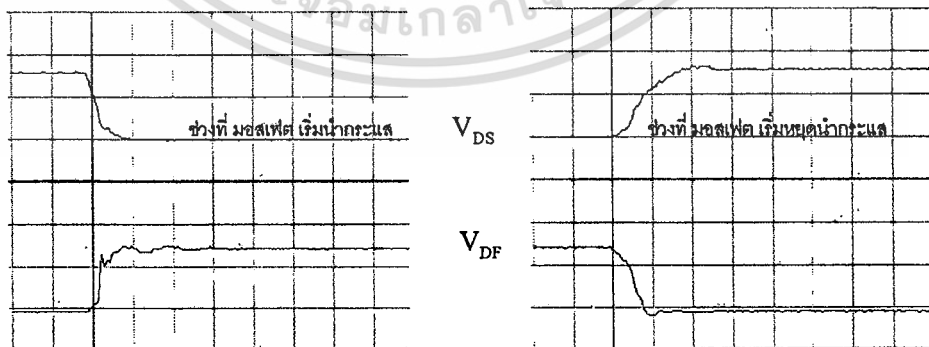
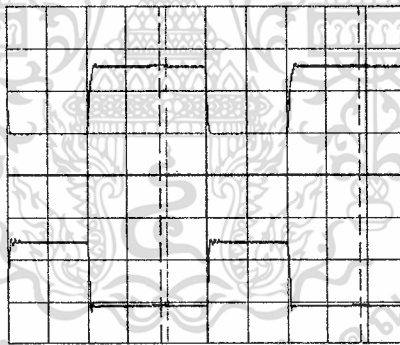
รูปที่ 7.3 เปรียบเทียบ V_{DS} กับ V_{GS} ขณะกระแส $I_o = 1.7A$

(Setting: 10v, 5v, 2us/div. และขยาย 200ns/div.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

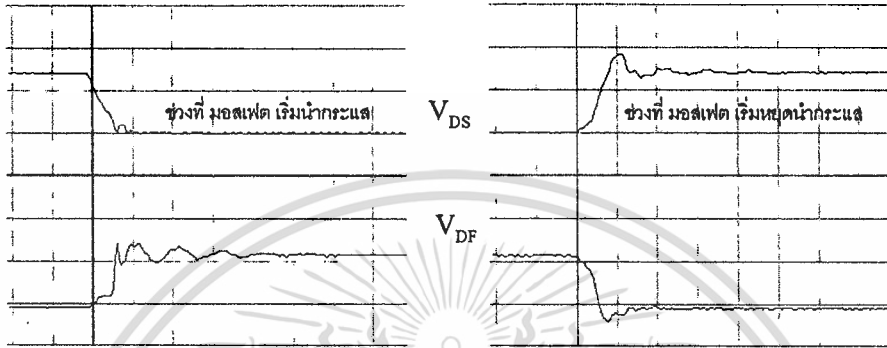
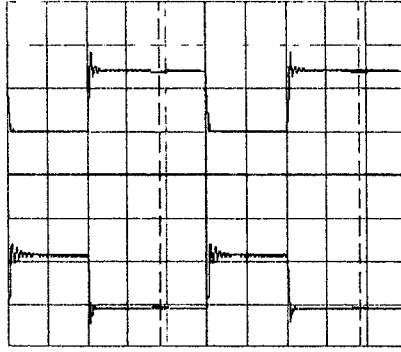


รูปที่ 7.4 เปรียบเทียบ V_{DS} กับ V_{GS} ขณะกระแส $I_o = 6.7A$
 (Setting: 10v, 5v, 2us/div และขยาย 200ns/div.)

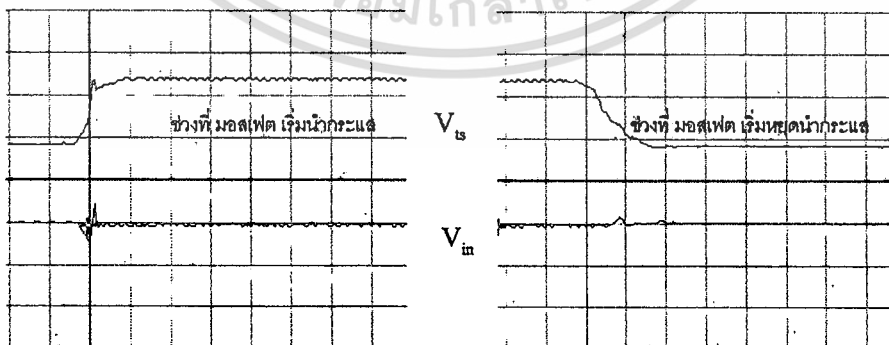
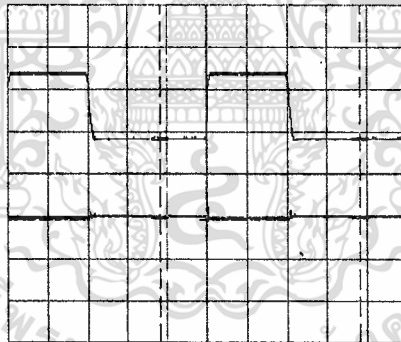


รูปที่ 7.5 เปรียบเทียบ V_{DS} กับ $V_{DF(KA)}$ ขณะกระแส $I_o = 1.7A$
 (Setting: 20v, 20v, 2us/div และขยาย 200ns/div.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

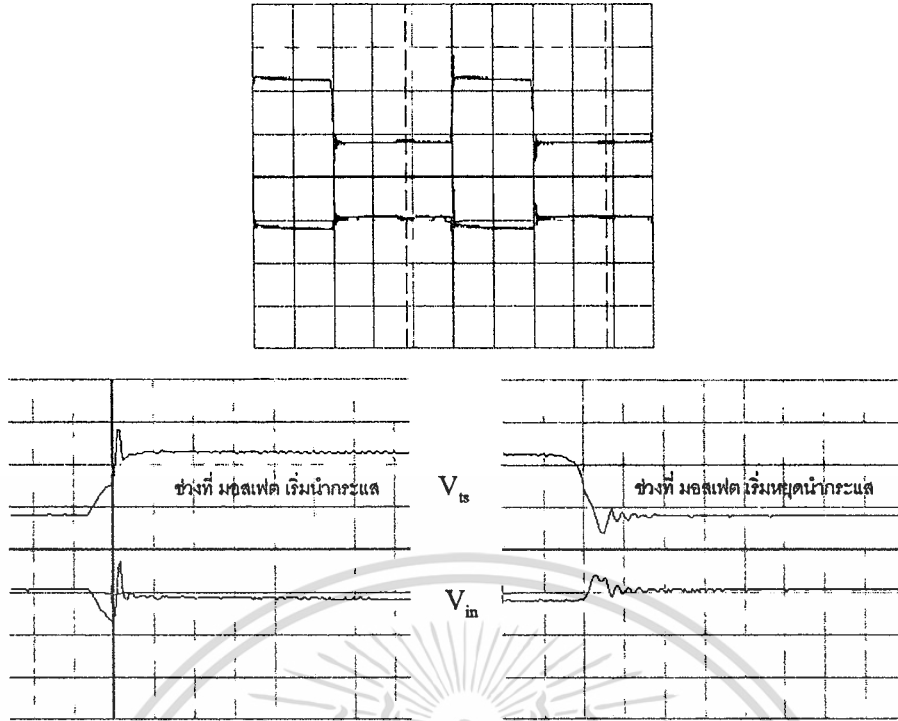


รูปที่ 7.6 เปรียบเทียบ V_{DS} กับ $V_{DF(KA)}$ ขณะกระแส $I_o = 6.7A$
(Setting: 20v, 20v, 2us/div และขยาย 200ns/div.)

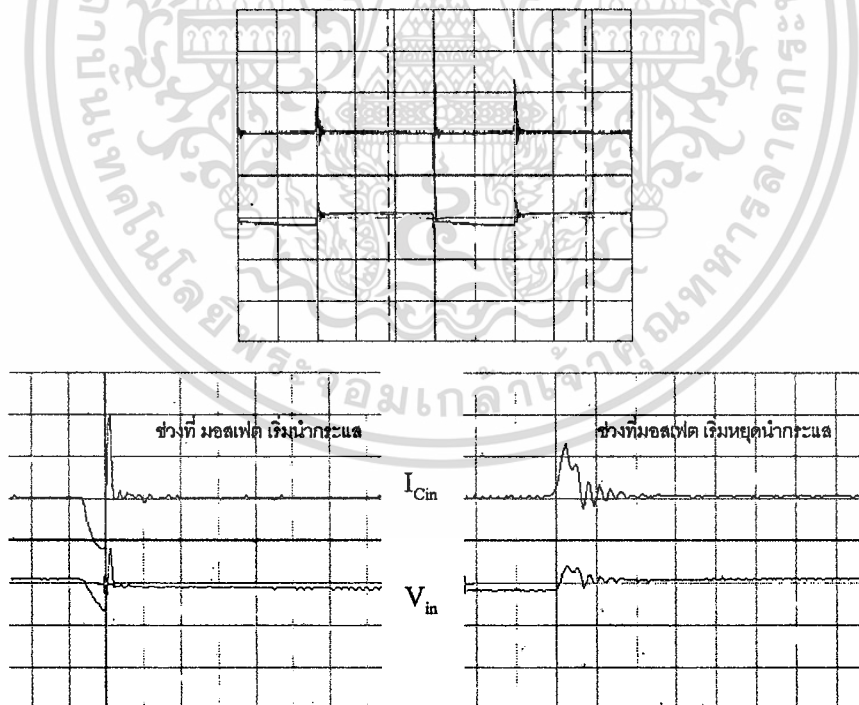


รูปที่ 7.7 เปรียบเทียบ V_{ts} กับ V_{in} ขณะกระแส $I_o = 1.7A$
(Setting: 20v, 10v, 2us/div และขยาย 200ns/div.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

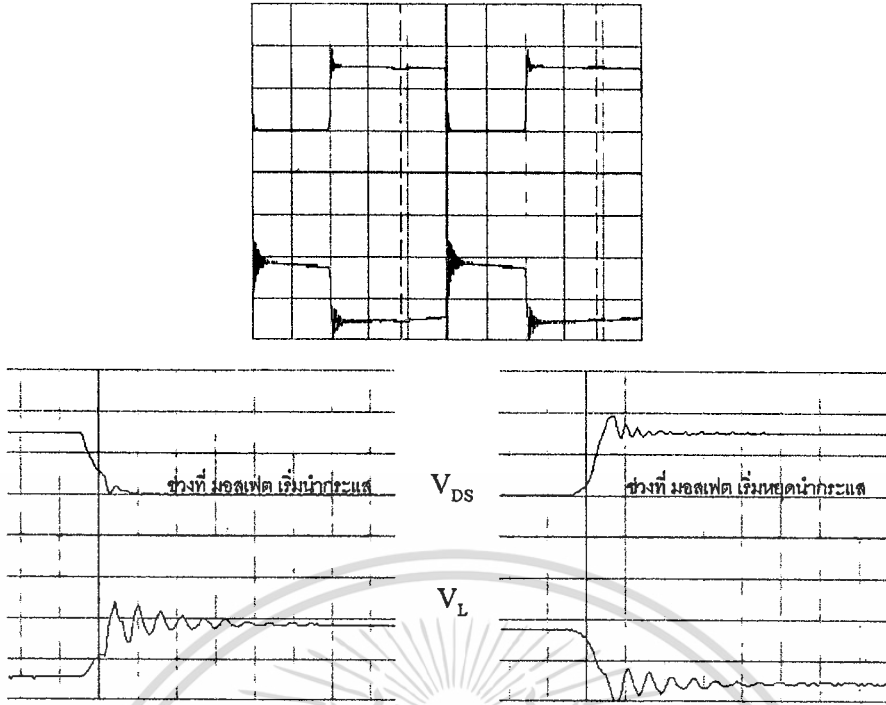


รูปที่ 7.8 เปรียบเทียบ V_{ts} กับ V_{in} ขณะกระแส $I_o = 6.7A$
(Setting: 20v, 10v, 2us/div และขยาย 200ns/div.)

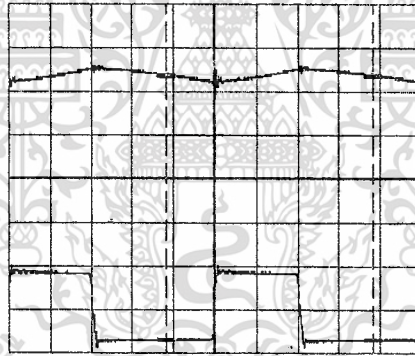


รูปที่ 7.9 เปรียบเทียบ I_{cin} กับ V_{in} ขณะกระแส $I_o = 6.7A$
(Setting: 2v, 10v, 2us/div และขยาย 200ns/div.)

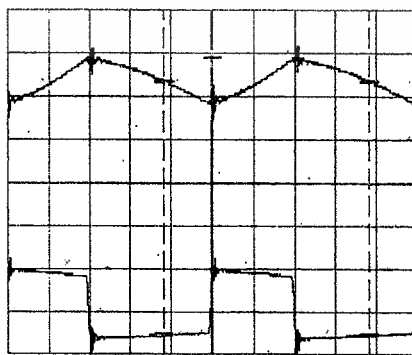
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.10 เปรียบเทียบ V_{DS} กับ V_L ขณะกระแส $I_o = 6.7A$
 (Setting: 20v, 20v, 2us/div และขยาย 200ns/div.)



รูปที่ 7.11 เปรียบเทียบ V_o กับ V_L ขณะกระแส $I_o = 1.7A$
 (Setting: 10v, 20v, 2us/div.)



รูปที่ 7.12 เปรียบเทียบ V_o กับ V_L ขณะกระแส $I_o = 6.7A$

(Setting: 10v, 20v, 2us/div.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเฉพาะของนักศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิเคราะห์ผลการทดสอบในบัคคอนเวอเตอร์แบบดั้งเดิม

จากรูปที่ 7.3 และ 7.4 ขณะมอสเฟตเริ่มนำกระแส ช่วงเวลา t_2-t_3 จากรูป 3.22 ไดโอดฟรียวลิ่ง D_F มีกระแสพื้นตัวย้อนกลับ I_r รูปคลื่นที่แสดงให้เห็นถึงผลกระทบจากการพื้นตัวของไดโอดฟรียวลิ่งที่เป็นสาเหตุหนึ่งของการก่อเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในคอนเวอเตอร์ เนื่องจากผลกระทบนี้เอง ช่วงเวลา t_4 จึงถูกยืดออกไปส่งผลทำให้แรงดันเกต V_{GS} ไตรระดับอย่างต่อเนื่องขึ้นไปอีกจนเกิน $V_{GS} > V_{GS,mi}$

จากรูปที่ 7.5 และ 7.6 เมื่อถึงช่วงเวลา $t_3-t'_3$ ไดโอดฟรียวลิ่ง D_F เกิดการสแนปออฟ หรือกระแส i_r เกิดการคืนตัวย้อนกลับคืนสู่ศูนย์อย่างรวดเร็ว ก็จะส่งผลทำให้แรงดันเกตลดระดับอย่างรวดเร็วจนถึง $V_{GS} = V_{GS,mi}$ การลดระดับแรงดันเกตอย่างรวดเร็วเช่นนี้ ส่งผลทำให้แรงดัน V_{DF} เกิดโอเวอร์ชูทเท่ากับ V_{rr} ที่ความถี่ ประมาณ 12.5 MHz หลังจากนั้นเป็นการแกว่งที่ความถี่ประมาณ 3 MHz

จากรูปที่ 7.7 และ 7.8 เมื่อวัดแรงดันคอมมอนโหมด ที่ขาแคโทดของไดโอดฟรียวลิ่งเทียบกับกราวด์เฟรม จะได้ V_{cs} ที่ปรากฏโอเวอร์ชูทที่เกิดจากการสแนปออฟของไดโอดฟรียวลิ่งที่ความถี่ประมาณ 12.5 MHz และขณะมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส เกิดแรงดันโอเวอร์ชูทที่ความถี่ประมาณ 12.5 ถึง 16 MHz เช่นกัน โดยมีขนาดของการแกว่งลดลงไปเรื่อยๆ แต่ความถี่จะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ จนถึง ความถี่ประมาณ 20 MHz

ขณะมอสเฟตเริ่มนำกระแส แรงดันคอมมอนโหมด V_{cs} จะทำการอัดประจุ C_{hsD} ทำให้กลายเป็นกระแส I_{hsD} ไหลทะลุผ่านตัวเก็บประจุแฝงฮีทซิงของไดโอดฟรียวลิ่ง เกิดโอเวอร์ชูท ที่ความถี่ประมาณ 12.5 MHz แต่เมื่อมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส แรงดัน V_{cs} จะทำการคายประจุ C_{hsD} ที่มีโอเวอร์ชูท ที่ความถี่ ประมาณ 12.5 MHz เช่นกัน

จากรูปที่ 7.9 ขณะมอสเฟตเริ่มนำกระแส แรงดัน V_{in} ทำให้ C_{in} คายประจุเป็นกระแส I_{cin} ที่มีโอเวอร์ชูท ที่ความถี่ ประมาณ 4.5 ถึง 6.5 MHz ซึ่งเป็นการวัดในดิฟเฟอเรนเชียลโหมด แต่เมื่อมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส แรงดัน V_{in} ทำการอัดประจุให้ C_{in} กลายเป็นกระแส I_{cin} ที่มีโอเวอร์ชูท ที่ความถี่ประมาณ 4.5 ถึง 6.5 MHz เช่นกัน โดยมีขนาดลดลงเรื่อยๆจนถึง ความถี่ประมาณ 20 MHz

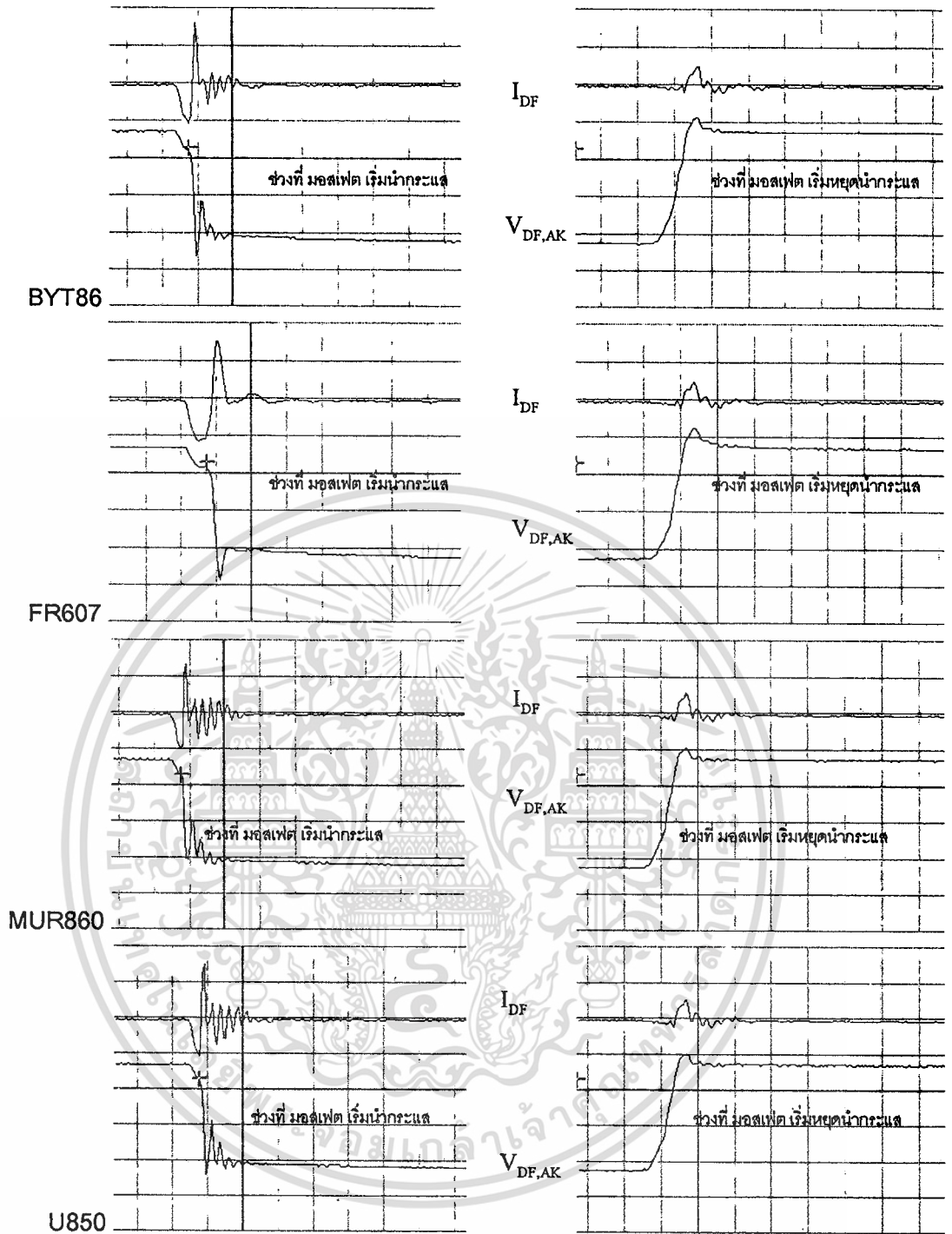
จากรูปที่ 7.10 ทั้งขณะมอสเฟตเริ่มนำ และเริ่มหยุดนำกระแส แรงดัน V_L ไม่เกิดโอเวอร์ชูท แต่มีการแกว่งที่ความถี่ประมาณ 8 ถึง 9 MHz โดยมีขนาดของการแกว่งลดลงไปเรื่อย แต่มีความถี่ของการแกว่งคงที่ตลอดทุกๆคาบเวลา

จากรูปที่ 7.11 และ 7.12 ทั้งขณะมอสเฟตเริ่มนำ และเริ่มหยุดนำกระแส แรงดัน V_O (ที่โหลด) ไม่เกิดโอเวอร์ชูท แต่มีการแกว่งของแรงดันที่ความถี่ประมาณ 25 ถึง 27 MHz โดยมีขนาดของการแกว่งลดลงไปเรื่อย แต่มีความถี่ของการแกว่งคงที่ ที่ 25 ถึง 27 MHz ตลอดทุกๆคาบเวลา

ซึ่งจากผลของการวัดรูปคลื่นในโดเมนเวลานี้เอง เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับผลการทดสอบสเปคตรัมสัญญาณรบกวนในโดเมนความถี่ของบัคคอนเวอเตอร์แบบดั้งเดิม ในรูปที่ 7.2 จะเห็นได้ว่าทั้งสเปคตรัมสัญญาณรบกวนแบบรวม และสเปคตรัมของสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด มีขนาดและความถี่สอดคล้องกัน โดยจะมีขนาดของสเปคตรัมสัญญาณรบกวนมากที่สุดที่ความถี่ย่าน 10 ถึง 18 MHz เนื่องจากโอเวอร์ชูท ที่เกิดขึ้นขณะมอสเฟตนำกระแส และหยุดนำกระแส อยู่ในย่านความถี่นี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

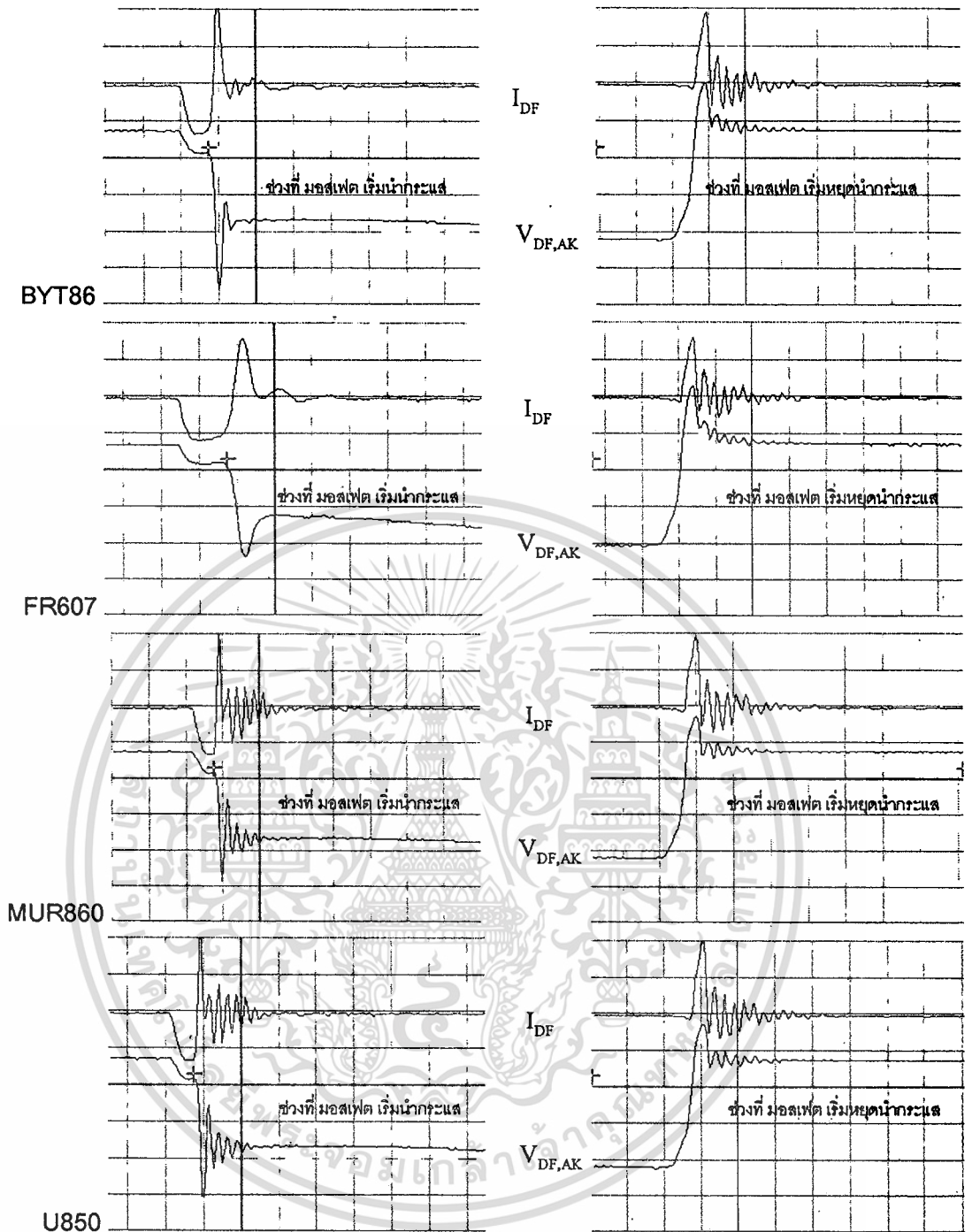
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.14 เปรียบเทียบ $V_{DF,AK}$ กับ I_{DF} ขณะกระแส $I_o = 1.7A$

(Setting: 1v, 10v, 200ns/div.)

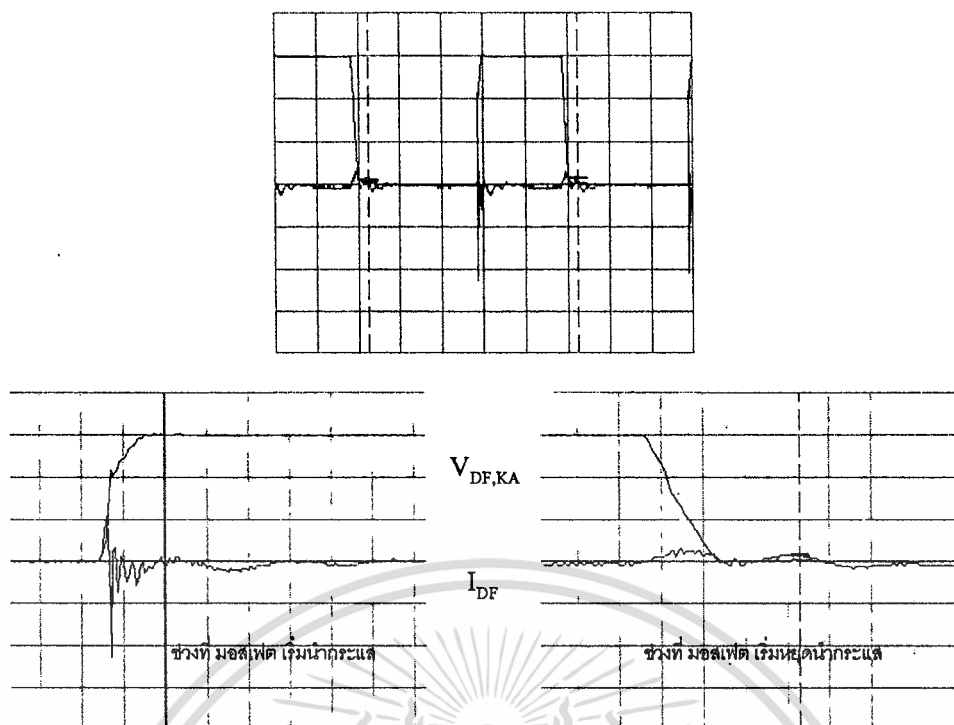
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



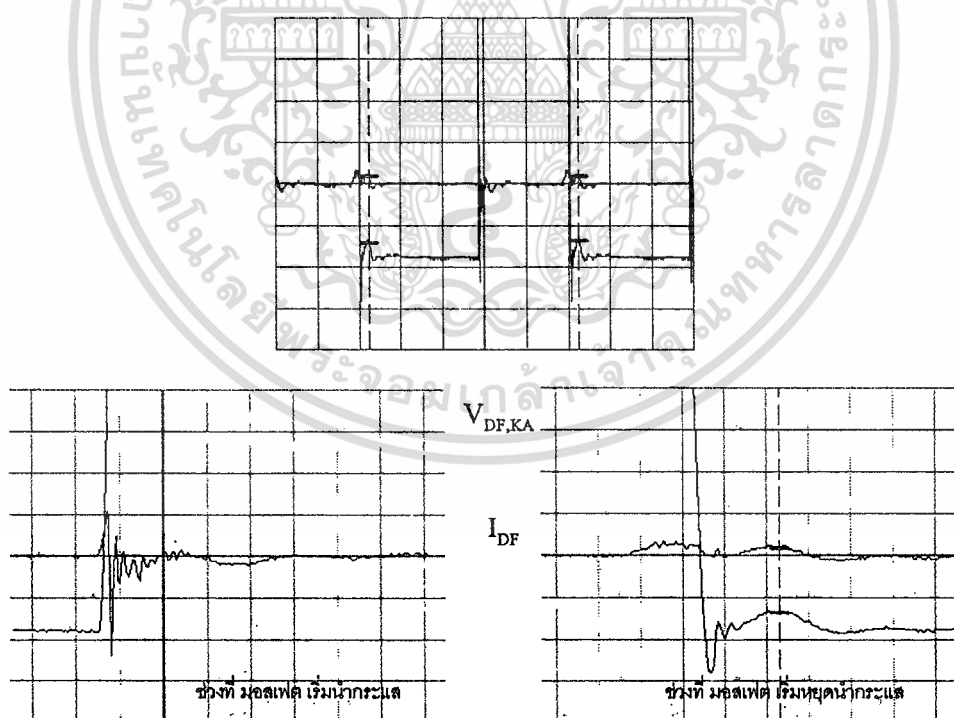
รูปที่ 7.15 เปรียบเทียบ $V_{DF,AK}$ กับ I_{DF} ขณะกระแสสอบ $I_o = 6.7A$

(Setting: 1v, 10v, 200ns/div.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

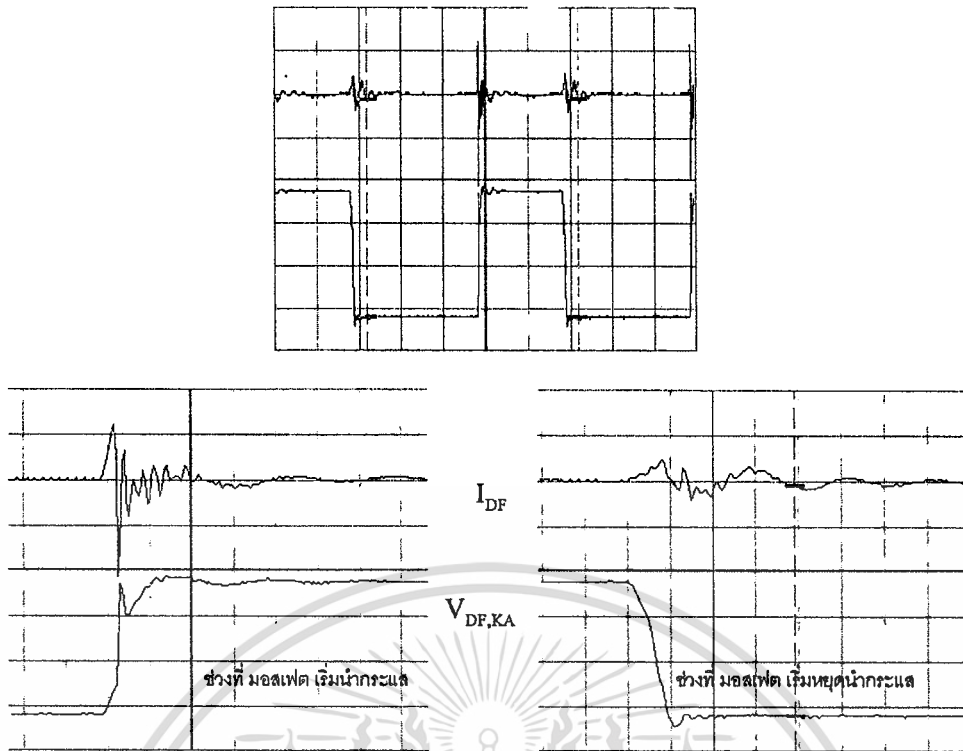


รูปที่ 7.16 รูปคลื่น $V_{DF,KA}$ เปรียบเทียบกับ I_{DF} ทดสอบขณะกระแสภาระ $I_o = 0.7A$
(Setting: 10v, 500mv, 2us/div. และขยาย 200ns/div.)

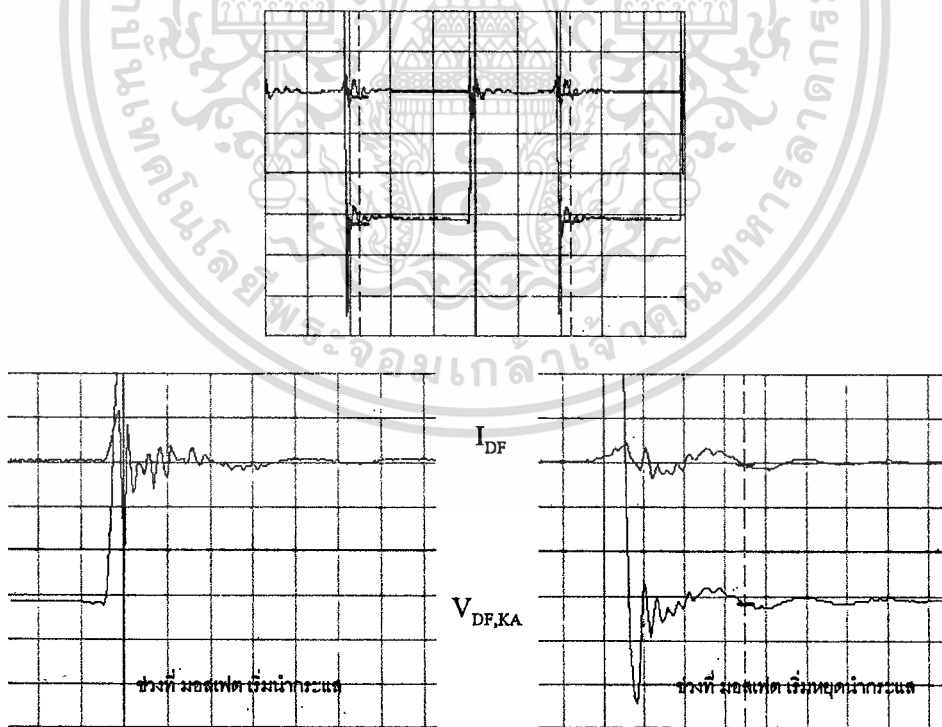


รูปที่ 7.17 รูปคลื่น $V_{DF,KA}$ เปรียบเทียบกับ I_{DF} ทดสอบขณะกระแสภาระ $I_o = 0.7A$
(Setting: 500mv, 500mv, 2us/div. และขยาย 500mv, 200ns/div.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

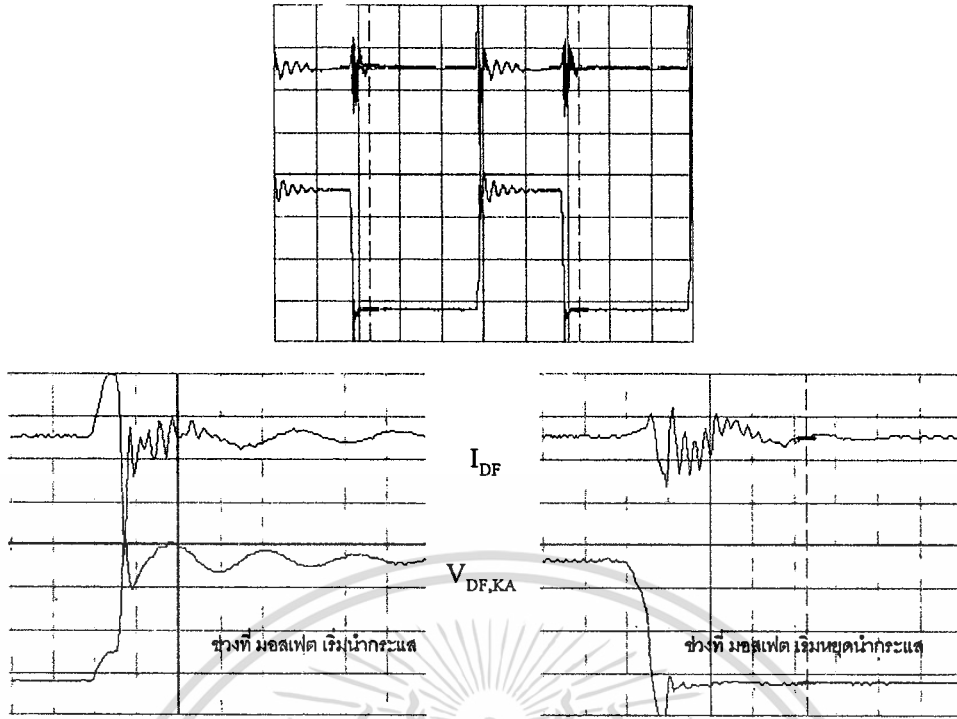


รูปที่ 7.18 รูปคลื่น $V_{DF,KA}$ เปรียบเทียบกับ I_{DF} ทดสอบขณะกระแสภาระ $I_o = 1.7A$
(Setting: 1v, 10v, 2us/div. และขยาย 200ns/div.)

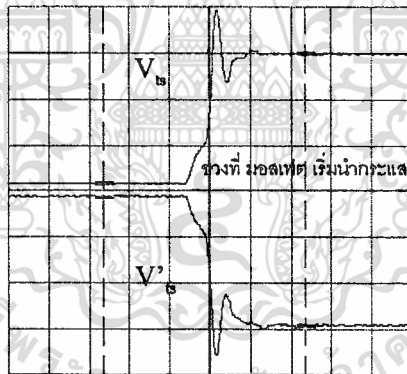


รูปที่ 7.19 รูปคลื่น $V_{DF,KA}$ เปรียบเทียบกับ I_{DF} ทดสอบขณะกระแสภาระ $I_o = 1.7A$
(Setting: 500mv, 500mv, 2us/div. และขยาย 200ns/div.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.20 รูปคลื่น $V_{DF,KA}$ เปรียบเทียบกับ I_{DF} ทดสอบขณะกระแสภาระ $I_o = 6.7A$
(Setting: 1v, 10v, 2us/div.และขยาย 200ns/div.)



รูปที่ 7.21 รูปคลื่น V_s เปรียบเทียบกับ V'_s ทดสอบขณะกระแสภาระ $I_o = 1.7A$
(Setting: 5v, 5v, 2us/div.และขยาย 200ns/div.)ทดสอบกับไดโอด D_f : FR607

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิเคราะห์ผลการทดสอบผลกระทบไดโอดพีวีวีลิ่งในบัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุลง

จากรูปที่ 7.14-7.15 เมื่อไดโอดชนิดต่างๆ ได้ถูกนำไปใช้เป็นไดโอดพีวีวีลิ่งแล้ว มันจะแสดงคุณสมบัติการคืนตัวย้อนกลับออกมา ซึ่งเป็นสาเหตุของการก่อเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ค่าเวลาฟื้นตัวย้อนกลับของไดโอดพีวีวีลิ่ง t_{rr} แบ่งออกเป็นสองช่วง คือ

T_{α} คือ ช่วงเวลาคืนตัว หรือช่วงเวลาที่กระแส I_{DF} เปลี่ยนจากจุดซีโรครอสซิง ถึงจุดพีค I_{rr}

T_{β} คือ ช่วงเวลาคืนตัวย้อนกลับ หรือช่วงเวลาที่กระแส I_{DF} เปลี่ยนจากจุดพีค I_{rr} ถึงจุดซีโรครอสซิง

จากผลการทดสอบไดโอดพีวีวีลิ่ง จะเห็นว่าขนาดของแรงดันและกระแสคืนตัวย้อนกลับขณะมันเริ่มหยุดนำกระแส จะแปรตามชนิดของไดโอดพีวีวีลิ่ง และขนาดของภาระ แต่ขณะที่มันเริ่มนำกระแสขนาดของแรงดันและกระแส แปรตามขนาดของภาระเพียงอย่างเดียว ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่า สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นช่วงเวลานี้ไม่ได้เกิดจากไดโอด แต่เกิดจากการหยุดนำกระแสของมอสเฟต

จากรูปที่ 7.16 และ 7.20 แสดงให้เห็นถึง ช่วงเวลาคืนตัวย้อนกลับของกระแส I_{DF} จะก่อให้เกิดแรงดันคืนตัวย้อนกลับ V_{rr} ซึ่งขนาดของแรงดันโอเวอร์ชูทนั้นนอกจากจะขึ้นอยู่กับชนิดของไดโอดแล้ว ยังขึ้นอยู่กับขนาดของภาระ โดยที่มันมีความถี่ของโอเวอร์ชูทอยู่ที่ค่า 12.5 MHz

นอกจากนี้แสดงให้เห็นถึง ค่าแรงดันฟอร์เวิร์ดขณะไดโอดพีวีวีลิ่งนำกระแส $V_{DF,on}$ หรือขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส เป็นแรงดันไฟตรงที่วัดระหว่างขั้วแคโทดเทียบกับแอนโนด โดยมันจะมีค่าแปรตามภาระ ในขณะที่กระแสภาระ I_o ต่ำๆ แต่มีค่าอิมพัลส์ประมาณ 1.5 โวลท์ขณะกระแสภาระ I_o สูงๆ

จากรูปที่ 7.21 ไดโอดที่มีสมรรถนะของการคืนตัวที่ดี หรือเหมาะกับงานพีวีวีลิ่ง มันจะแสดงคุณสมบัติการคืนตัวย้อนกลับอย่างสแนปป์รีเวอรัลตีฟเวอร์หรือออกมามากกว่าไดโอดชนิดใดๆ ซึ่งเป็นสาเหตุของการก่อเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า แต่อย่างไรก็ตาม ในวิธีการหักล้างสัญญาณรบกวนอย่างแอคทีฟ (Active noise cancellation) ในงานวิจัยนี้ สามารถใช้ไดโอดพีวีวีลิ่งชนิดใดๆก็ได้ โดยที่ไม่ทำให้สัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้นแต่อย่างใด ดังที่ได้แสดงรูปคลื่นผลการทดสอบ แหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมด V_{α} ที่มีขอบขาขึ้นเกิดจากการคืนตัวย้อนกลับของไดโอดพีวีวีลิ่ง ในขณะที่แหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมดชดเชย V_{β} ที่เกิดจากการสำเนา V_{α} แต่มีทิศทางที่ตรงข้ามกัน

ตารางที่ 7.1 ผลการทดสอบไดโอดพีวีวีลิ่งเพื่อศึกษาการก่อเกิดสัญญาณรบกวน

เบอร์	ชนิดของไดโอด	*เวลาฟื้นตัว t_{rr} ที่วัดได้	**แรงดันฟื้นตัว V_{rr} ที่วัดได้
BYT86	อัลตราฟาสต์รีเฟอริ	90/180 ns	32/41
FR607	ฟาสต์รีเฟอริ	150/300 ns	35/45
MUR860	อัลตราฟาสต์รีเฟอริ	60/130 ns	26/33
U850	อัลตราฟาสต์รีเฟอริ	80/150 ns	30/37

*วัดจากกระแส I_{DF} ทดสอบที่กระแสภาระเต็มพิกัดและ 4 เท่าของกระแสภาระเต็มพิกัด

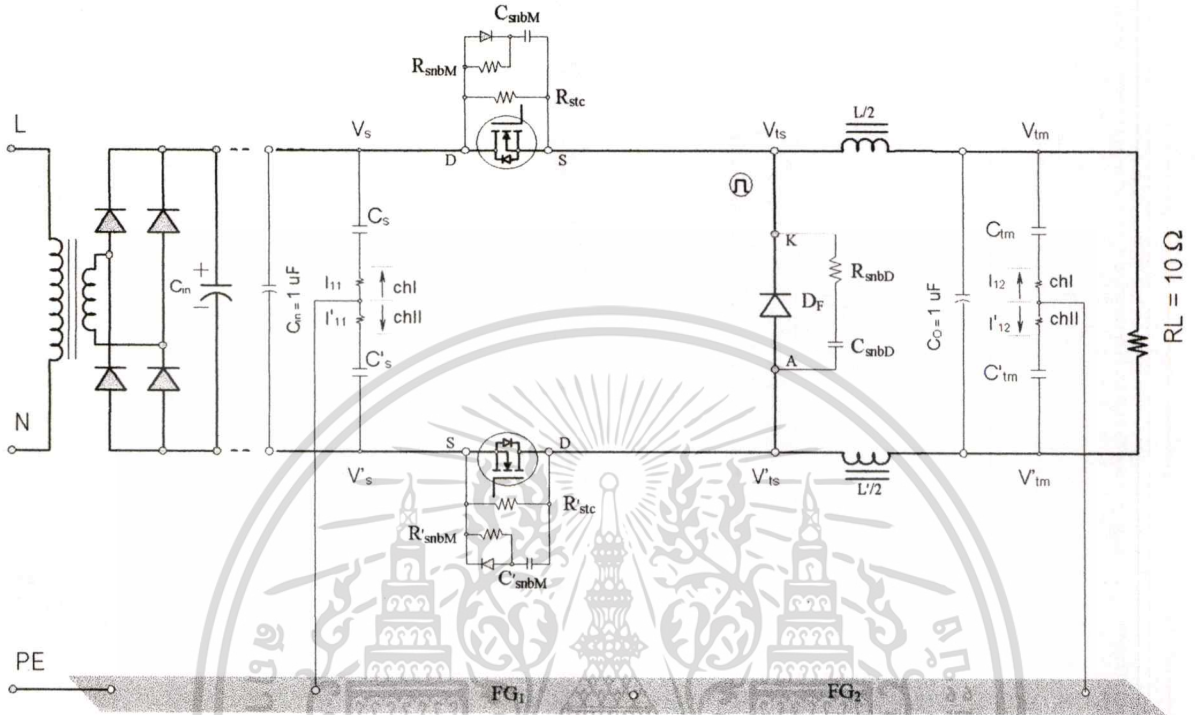
**วัดจากแรงดัน V_{DF} จากจุดศูนย์โวลท์ถึงพีคแรกของแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.5 ศึกษาและทดลอง การทำงานของบัคคอนเวอเตอร์แบบสองสวิตช์

เงื่อนไขของการทดสอบ (เพิ่มเติม)

- ใช้ ตัวเก็บประจุที่ขั้วแหล่งจ่าย $C_s = C'_s = 820\text{nF}$ และที่ขั้วเทอริมิเนชั่น $C_{tm} = C'_{tm} = 330\text{nF}$
- ไม่มีการต่อฮีทซิงค์ของมอสเฟต และไดโอดฟรีวีลลิ่ง ลงสู่กราวด์เฟรม



รูปที่ 7.22 บัคคอนเวอเตอร์แบบสองสวิตช์ที่ใช้ในการทดสอบ ขณะไม่ต่อฮีทซิงค์ลงกราวด์

วัตถุประสงค์ของการทดสอบ

- ทดสอบเพื่อศึกษาการลดสัญญาณรบกวนในบัคคอนเวอเตอร์แบบสองสวิตช์
- เปรียบเทียบ ผลการวัดในโดเมนความถี่ ระหว่างบัคคอนเวอเตอร์แบบดั้งเดิมกับแบบสองสวิตช์
- ทดสอบการยับยั้งของมอสเฟตทั้งสองในเวลาเดียวกัน เพื่อดูการเริ่มนำ และหยุดนำกระแส
- ทดสอบการสมดุลแหล่งจ่าย (CMSB) และสมดุลอิมพีแดนซ์ (CMIB) เปรียบเทียบกับขณะไม่ทำสมดุล โดยจะแสดงรูปคลื่นของการวัดแต่ละจุดในคอนเวอเตอร์ดังนี้คือ

$V_{GS} - V'_{GS}$ คือแรงดันเกตที่วัดระหว่างขาเกตเทียบกับขาซอร์ส

$V_{DS} - V'_{DS}$ คือแรงดันที่วัดตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตหรือหรือวัดระหว่างขาเดรนเทียบกับขาซอร์ส

V_{DF} คือแรงดันที่วัดตกคร่อมไดโอดฟรีวีลลิ่งหรือวัดระหว่างขาแคโทดเทียบกับขาแอนโนด

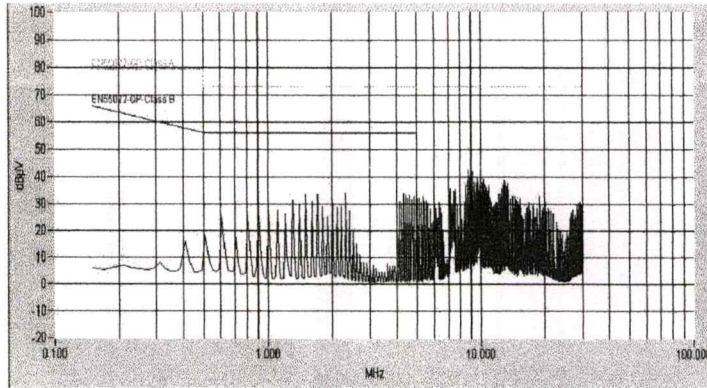
$V_L - V'_L$ คือแรงดันที่วัดตกคร่อมใช้กหรือวัดระหว่างทรานสมิสชันกับขั้วเทอริมิเนชั่น

$V_{tm} - V'_{tm}$ คือแรงดันคอมมอนโหมดที่วัดระหว่างขั้วเทอริมิเนชั่นทั้งสองเทียบกับกราวด์เฟรม

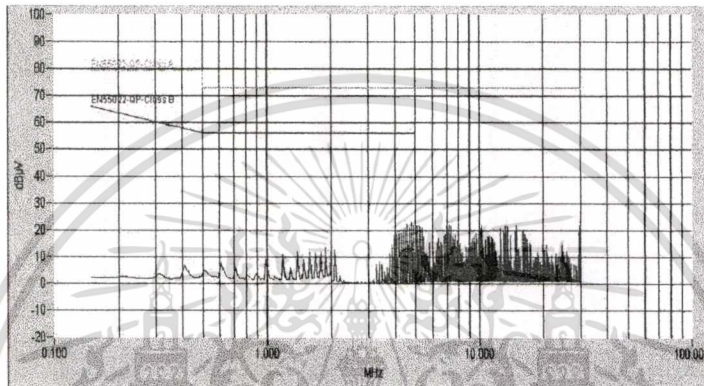
$V_s - V'_s$ คือแรงดันคอมมอนโหมดที่วัดระหว่างขั้วของแหล่งจ่ายไฟตรงทั้งสองเทียบกับกราวด์เฟรม

$V_{ts} - V'_{ts}$ คือแรงดันคอมมอนโหมดที่วัดระหว่างทรานสมิสชันทั้งสองเทียบกับกราวด์เฟรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

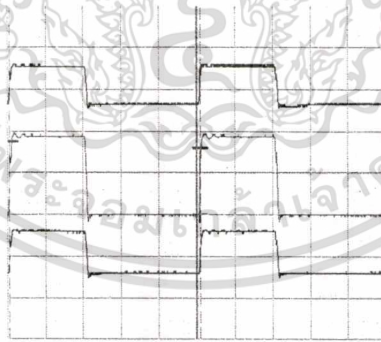


(a) สเปกตรัมของสัญญาณรบกวนแบบรวม



(b) สเปกตรัมของสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด

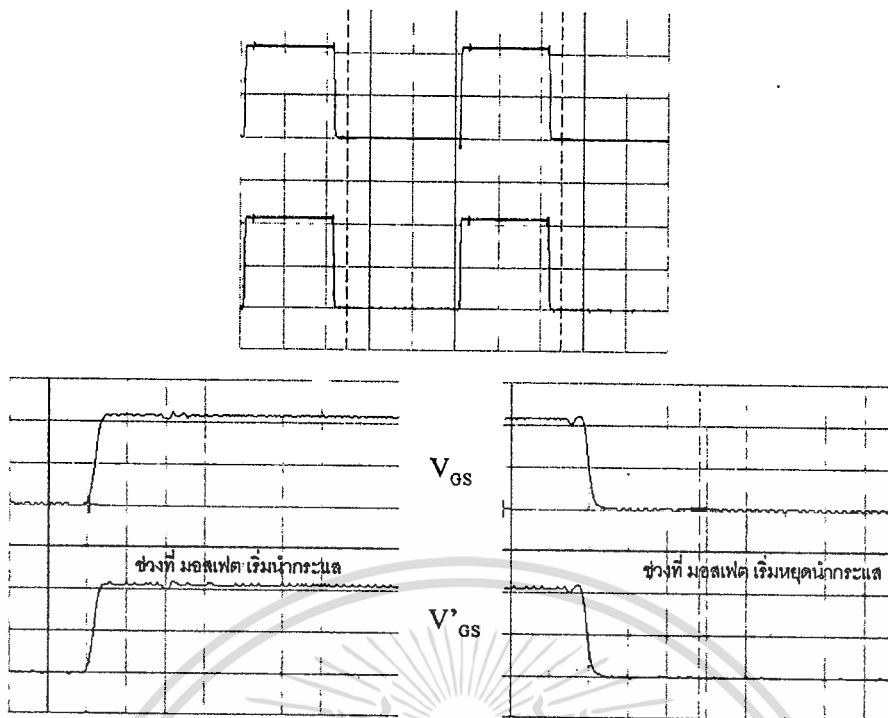
รูปที่ 7.23 สเปกตรัมสัญญาณรบกวนของบัคคอนเวอร์เตอร์แบบสมดุค ขณะยี่ที่ซึ่งไม่ลงกราวด์



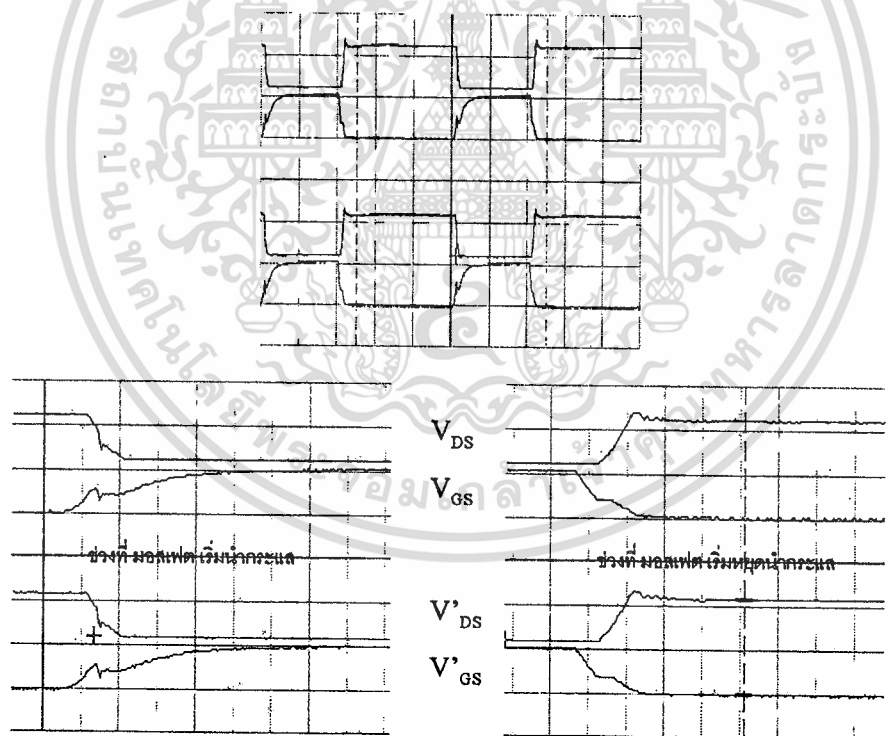
รูปที่ 7.24 รูปคลื่น V_L และ V'_L เปรียบเทียบกับ $V_{DF,KA}$ ขณะกระแสภาระ $I_o = 1A$

(Setting: 10v, 10v, 2us/div.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



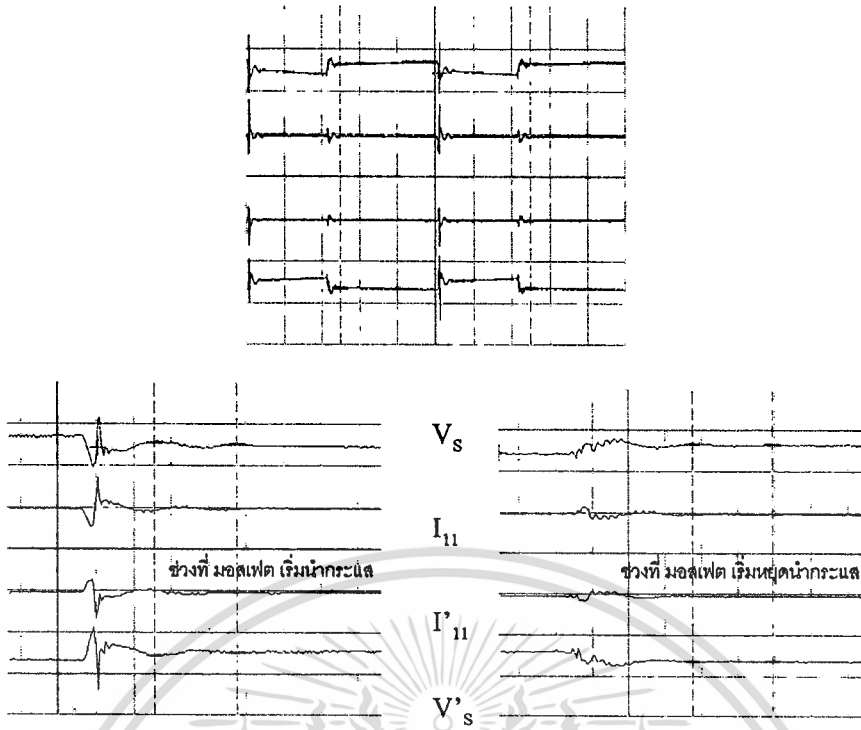
รูปที่ 7.25 รูปคลื่น V_{GS} เปรียบเทียบกับ V'_{GS} ทดสอบขณะไม่มีภาระ



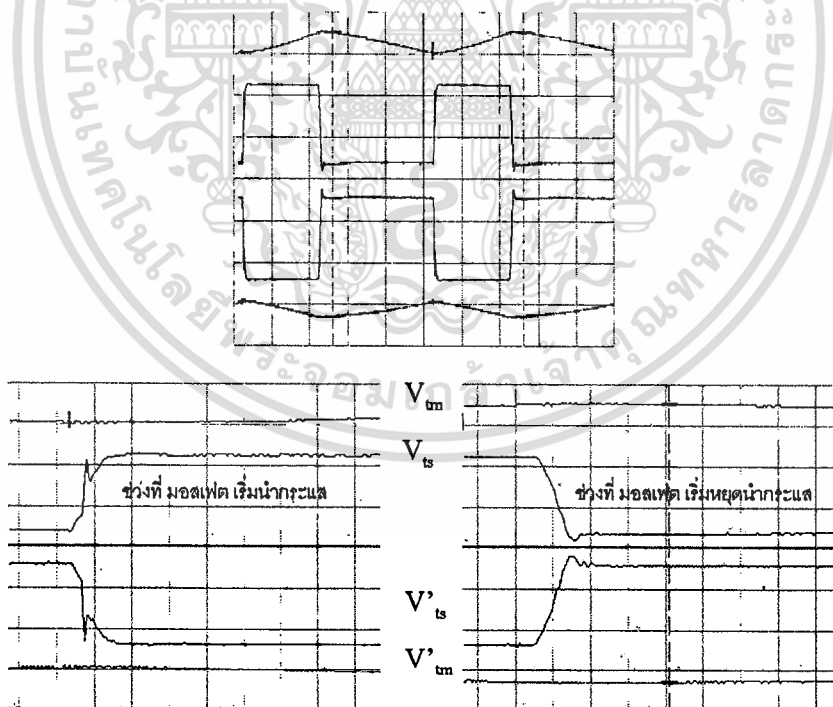
รูปที่ 7.26 รูปคลื่น v_{DS} และ v'_{DS} เปรียบเทียบกับ v_{GS} และ v'_{GS} ; ขณะกระแสภาระ $I_o = 1A$

(Setting: 10v, 10v, 2us/div.และขยาย 200ns/div.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

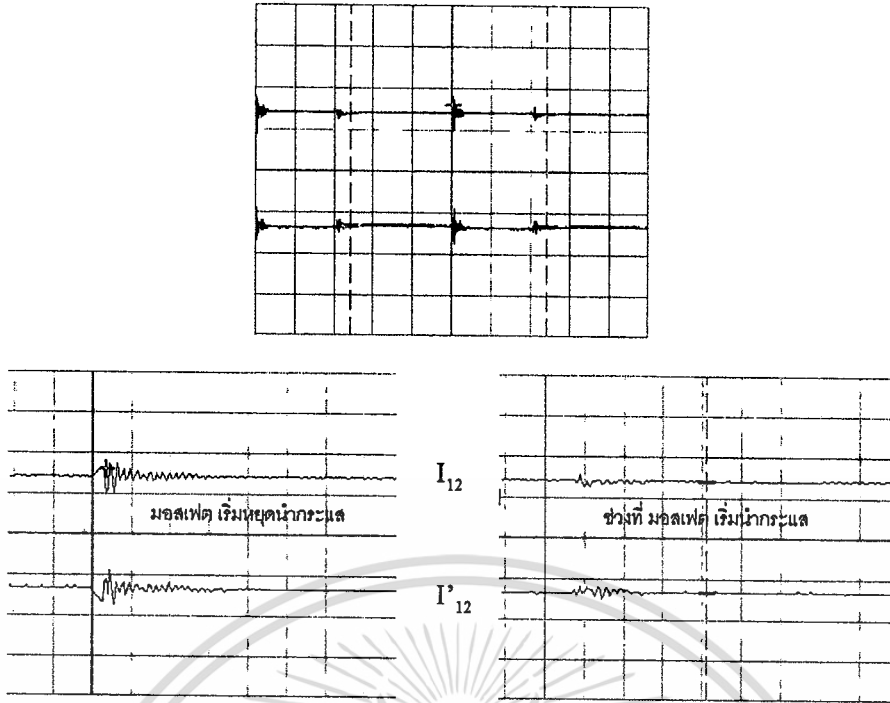


รูปที่ 7.27 รูปคลื่น v_s และ v'_s เปรียบเทียบกับ i_{11} และ I'_{11} ขณะกระแสภาระ $I_o = 1A$
(Setting: 500mv, 500mv, 2us/div. และขยาย 200ns/div.)



รูปที่ 7.28 รูปคลื่น v_{ts} และ v'_{ts} เปรียบเทียบกับ v_{tm} และ v'_{tm} ; ขณะกระแสภาระ $I_o = 1A$
(Setting: 5v, 1v, 2us/div. และขยาย 200ns/div.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.29 รูปคลื่น I_{12} และ I'_{12} ขณะกระแสภาระ $I_o = 1A$
(Setting: 500mv, 2us/div. และขยาย 200ns/div.)

วิเคราะห์ผลการทดสอบในบัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุลงานขณะสวิตช์ไม่ลงกราวด์เฟรม

จากรูปที่ 7.24 แสดงให้เห็นถึงรูปไดโอดฟรีวีลลิ่ง - ไซค์เหนี่ยวนำ ในโหมดปรกติ ขณะมอสเฟตทั้งสองหยุดนำกระแส มีแรงดันตกคร่อมไดโอดฟรีวีลลิ่ง V_{DF} ประมาณ 1.5 โวลท์ ทั้งนี้เพราะว่าไซค์ทั้งสองคายพลังงาน ผ่านไดโอดฟรีวีลลิ่งและภาระ ทำให้ไดโอดฟรีวีลลิ่งสามารถนำกระแสได้ ส่งผลให้แรงดันตกคร่อมไซค์ ทั้งสอง $V_L - V'_L$ มีขนาดเป็นลบ ที่มีค่าเท่าๆกัน ซึ่งแสดงให้เห็นว่า ได้ทำการสมดุลงานที่ภาคทรานสมิตชันแล้ว

จากรูปที่ 7.26 แสดงให้เห็นถึงลำดับขั้นตอน 4 ช่วงเวลาของการเริ่มนำกระแส และการเริ่มหยุดนำกระแสของมอสเฟตทั้งสอง ขณะมอสเฟตเริ่มนำกระแสที่ช่วงเวลา $t_2 - t_3$ จากรูป 3.22 แสดงให้เห็นถึงไดโอดฟรีวีลลิ่ง D_F มีกระแสฟีดพื้นตัว I_{rr} ที่มียอดคลื่นเป็นลบ จากผลกระทบนี้เอง ช่วงเวลา t_4 จึงถูกยืดออกไปส่งผลทำให้แรงดันเกต V_{GS} ทั้งสองได้ระดับอย่างต่อเนื่องขึ้นไปอีกจนเกิน $v_{GS} > v_{GS,mi}$ เมื่อถึงช่วงเวลา $t_3 - t'_3$ ไดโอดฟรีวีลลิ่ง D_F เกิดการสแนปออฟ หรือกระแส i_{rr} เกิดการคืนตัวย้อนกลับคืนสู่ศูนย์อย่างรวดเร็ว ก่อให้เกิดกระแสฟุ้งที่มียอดพิคเป็นบวกที่สูงมาก ซึ่งกระแสนี้จัดว่าเป็นกระแสรบกวนในดิฟเฟอเรนเชียลโหมด เพราะมันอยู่ในรูปไดโอดฟรีวีลลิ่ง - ไซค์เหนี่ยวนำ ผลที่เกิดขึ้นตามคือ ทำให้เกิดแรงดันรบกวน Ldi/dt ในวงจรถ่ายที่มียอดคลื่นแรงดันสูงที่ความถี่เท่ากับ 12.5 MHz ซึ่งก็คือแรงดันพื้นตัวย้อนกลับ V_{rr} ก็จะมีผลทำให้แรงดันเกตลดระดับอย่างรวดเร็วจนถึง $v_{GS} = v_{GS,mi}$ การลดระดับแรงดันเกตทั้งสองอย่างรวดเร็วเช่นนี้ ส่งผลทำให้แรงดัน V_{DS} ทั้งสองลดระดับลงอย่างรวดเร็วเช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 7.28 เมื่อวัดแรงดันคอมมอนโหมด ที่ขาแคโทดของไดโอดพีวีลิ่งเทียบกับกราวด์เฟรมจะได้ V_{cs} ที่ปรากฏโอเวอร์ชูทที่เกิดจากการสแนปออฟของไดโอดพีวีลิ่งที่ความถี่ประมาณ 12.5 MHz เมื่อมอสเฟตเริ่มนำกระแส ขอบขาขึ้นของแรงดันคอมมอนโหมด V_{cs} จะทำการอัดประจุตัวเก็บประจุแฝง C_p ทำให้กลายเป็นกระแสคอมมอนโหมดไหลผ่านอากาศจากสายส่งบวกลงสู่กราวด์เฟรม แต่เมื่อมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส ขอบขาลงของแรงดัน V_{cs} จะทำการคายประจุตัวเก็บประจุแฝง C_p เกิดกระแสคอมมอนโหมดไหลผ่านอากาศจากกราวด์เฟรมขึ้นสู่สายส่งบวก ในขณะที่แรงดันคอมมอนโหมดชดเชย V'_{cs} จะก่อให้เกิดกระแสคอมมอนโหมดไหลผ่านอากาศในทิศทางตรงกันข้ามกับ V_{cs} แต่ไหลอยู่ระหว่างสายส่งลบกับกราวด์เฟรม

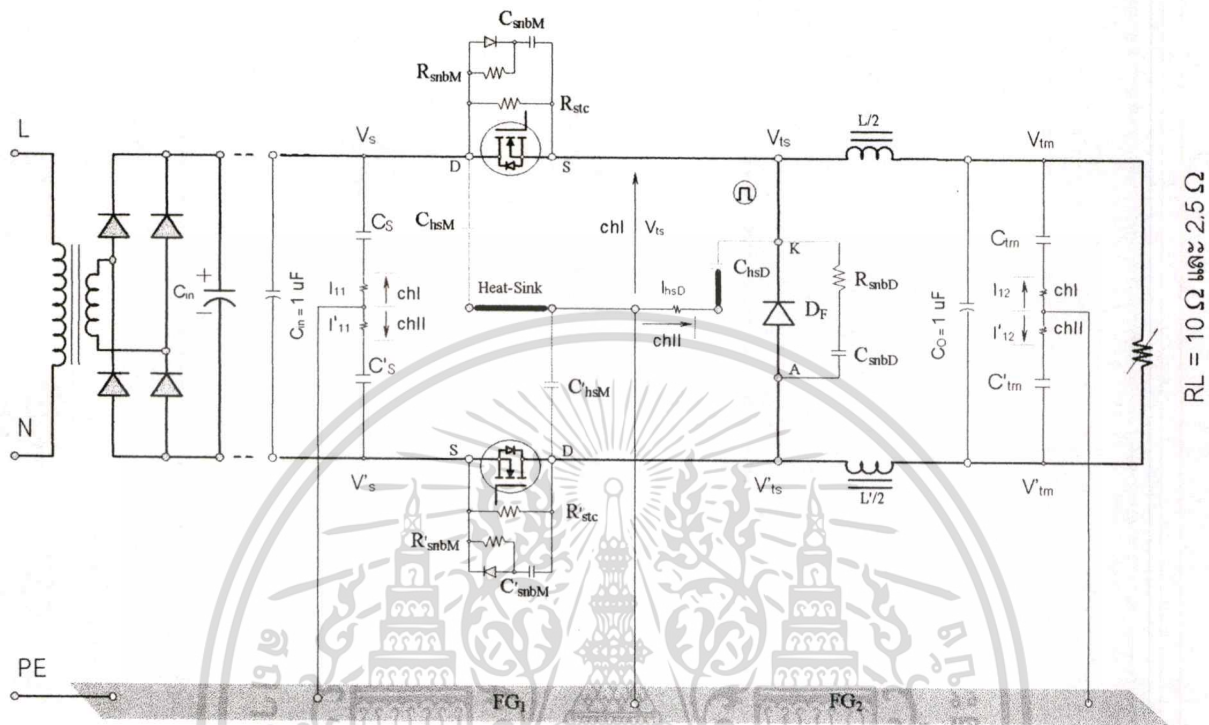
จากรูปที่ 7.27 ขณะมอสเฟตเริ่มนำกระแส แรงดันคอมมอนโหมด V_{cs} ที่มีค่าเป็นลบ ทำให้ตัวเก็บประจุ C_s คายประจุกลายเป็นกระแส I_{11} ที่มีโอเวอร์ชูทเป็นลบ ที่ความถี่ 12.5 MHz แต่เมื่อมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส แรงดันคอมมอนโหมด V_{cs} ที่มีค่าเป็นบวก ทำการอัดประจุตัวเก็บประจุ C_s กลายเป็นกระแส I_{11} ที่มีโอเวอร์ชูทเป็นบวก โดยมีขนาดของการแกว่งของกระแสลดลงเรื่อยๆ ที่ความถี่ประมาณ 2.5-3.0 MHz ในขณะที่แรงดันคอมมอนโหมดชดเชย V'_{cs} จะทำการอัดประจุและคายประจุ C'_s ก่อให้เกิดกระแสคอมมอนโหมด I'_{11} ที่ไหลผ่านในทิศทางตรงกันข้ามกับ I_{11} บนกราวด์เฟรม ก่อให้เกิดการหักล้างซึ่งกันและกันขึ้นระหว่างกระแสคอมมอนโหมดทั้งสอง

จากผลของการวัดรูปคลื่น เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับ ผลการวัดสเปกตรัมสัญญาณรบกวนระหว่างบัคคอนเวอร์เตอร์แบบดั้งเดิมในรูปที่ 7.2 กับแบบสมดุลง ในรูปที่ 7.23 จะเห็นได้ว่าทั้งสเปกตรัมสัญญาณรบกวนแบบรวม และสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด มีขนาดและความถี่สอดคล้องกันทั้งการวัดในโดเมนความถี่และเวลา โดยจะมีขนาดของสเปกตรัมสัญญาณรบกวนที่ถูกกำจัดไปได้มากที่สุดที่ความถี่ย่าน 10 ถึง 18 MHz เนื่องจากโอเวอร์ชูทของขอบขาขึ้นและขาลงของแรงดันคอมมอนโหมดที่เกิดขึ้นขณะมอสเฟตนำกระแส และหยุดนำกระแส อยู่ในย่านความถี่นี้

7.6 ศึกษาและทดลอง ผลกระทบจากฮีตซิงค์ของมอสเฟต และไดโอด

เงื่อนไขของการทดสอบ (เพิ่มเติม)

- ใช้ ตัวเก็บประจุที่ขั้วแหล่งจ่าย $C_s = C'_s = 820\text{nF}$ และที่ขั้วเทอร์มินเนชั่น $C_{tm} = C'_{tm} = 330\text{nF}$
- ต่อฮีตซิงค์ทั้งของสองมอสเฟต และไดโอดฟริววิลิ่ง ลงสู่กราวด์เฟรม



รูปที่ 7.30 บัคคอนเวอเตอร์แบบสองสวิตช์ ที่ใช้ในการทดสอบ ขณะต่อฮีตซิงค์ลงกราวด์เฟรม

วัตถุประสงค์ของการทดสอบ

- ทดสอบเพื่อศึกษาการก่อเกิดสัญญาณรบกวนจากฮีตซิงค์ในบัคคอนเวอเตอร์แบบสองสวิตช์
- ทดสอบเพื่อศึกษาพฤติกรรมการอัดประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุแผ่นของฮีตซิงค์ ในคอนเวอเตอร์ ขณะมอสเฟตเริ่มนำหรือหยุดนำกระแส

โดยจะแสดงรูปคลื่นของการวัดแต่ละจุดในคอนเวอเตอร์ดังนี้คือ

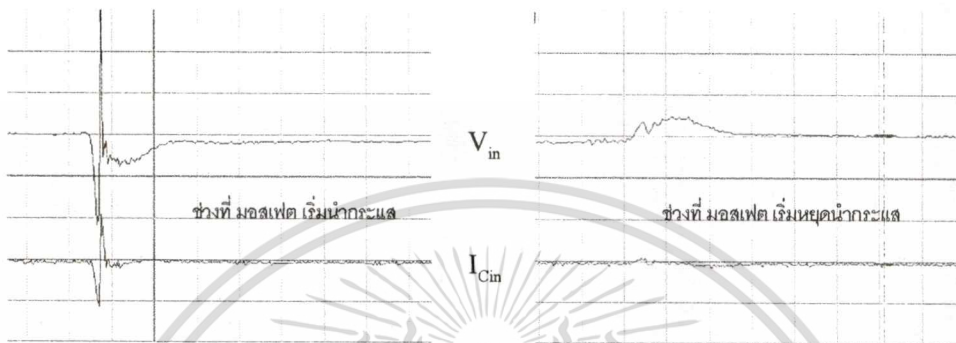
V_{in} คือแรงดันที่วัดระหว่างขั้วของแหล่งจ่ายไฟตรงบวกเทียบกับขั้วลบ

I_{Cin} คือกระแสที่วัดจากแรงดันตกคร่อมตัวต้านทาน 0.1Ω ที่ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุอินพุท C_{in}

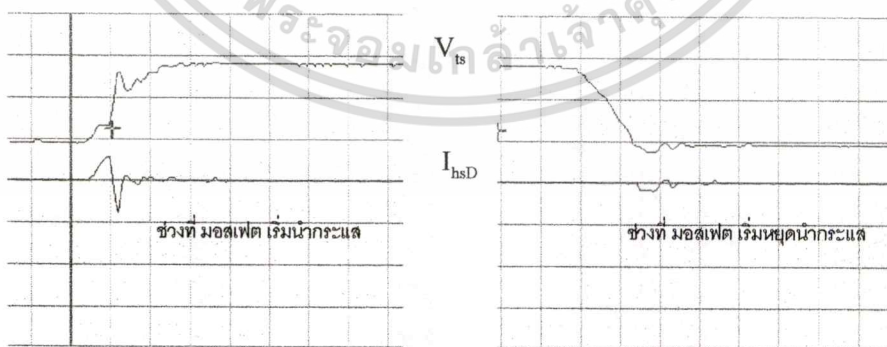
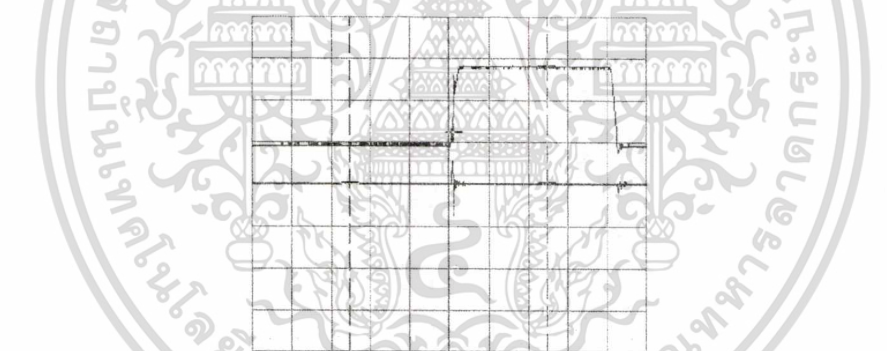
V_{ds} คือแรงดันคอมมอนโหมดที่วัดระหว่างทรานสมิสชั่นเทียบกับกราวด์เฟรม

I_{hsD} คือกระแสคอมมอนโหมดที่วัดจากแรงดันตกคร่อมตัวต้านทาน 0.1Ω ที่ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุแผ่นฮีตซิงค์ของไดโอด C_{hsD}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.31 รูปคลื่น V_{in} เปรียบเทียบกับ I_{Cin} ทดสอบขณะกระแสภาระ $I_o = 0.6A$
 (Setting: 500mv, 500mv, 2us/div.และขยาย 200ns/div.)



รูปที่ 7.32 รูปคลื่น V_{ts} เปรียบเทียบกับ i_{hsD} ทดสอบขณะกระแสภาระ $I_o = 0.6A$
 (Setting: 5v, 500mv, 2us/div.และขยาย 200ns/div.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิเคราะห์ผลการทดสอบในบัคคอนเวอเตอร์แบบสมมูล ขณะฮีทซิงไม่ลงกราวด์เฟรม

จากรูปที่ 7.31 ขณะมอสเฟตเริ่มนำกระแส แรงดันอินพุต V_{in} ทำการคายประจุประจุตัวเก็บ C_{in} กลายเป็นกระแส I_{cin} ที่มีโอเวอร์ชูทเป็นลบ ที่ความถี่ ประมาณ 12.5 ถึง 16.5 MHz ซึ่งเป็นการวัดในดิฟเฟอเรนเชียลโหมด แต่เมื่อมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส แรงดันอินพุต V_{in} ทำการอัดประจุให้ประจุตัวเก็บ C_{in} กลายเป็นกระแส I_{cin} ที่มีโอเวอร์ชูทเป็นบวก การทดสอบนี้ใช้ $C_{in}=1\mu F$ ต่อบริเวณขั้วบวกกับขั้วลบด้านอินพุต เพื่อวัดคุณลักษณะรูปคลื่นกระแส ที่แสดงให้เห็นถึงสาเหตุของการเกิดสัญญาณรบกวน

จากรูปที่ 7.32 แสดงให้เห็นสาเหตุของการเกิดสัญญาณรบกวนผ่านฮีทซิงของไดโอดพีวีลิ่ง เนื่องจากการอัดประจุของ C_{hsd} ขณะมอสเฟตเริ่มนำกระแส และการคายประจุขณะมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

เมื่อวัดแรงดันคอมมอนโหมด ที่ขาแคโทดของไดโอดพีวีลิ่งเทียบกับกราวด์เฟรมจะได้ $V_{\text{โ}}$ ที่ปรากฏโอเวอร์ชูทที่เกิดจากการสแนปออฟของไดโอดพีวีลิ่งที่ความถี่ประมาณ 12.5 MHz เมื่อมอสเฟตทั้งสองเริ่มนำกระแส ขอบขาขึ้นของแรงดันคอมมอนโหมด $V_{\text{โ}}$ จะทำการอัดประจุตัวเก็บประจุแฝง C_{hsd} ทำให้กลายเป็นกระแสคอมมอนโหมด I_{hsd} ไหลทะลุผ่านตัวเก็บประจุแฝงฮีทซิงของไดโอดพีวีลิ่งจากสายส่งบวกลงสู่กราวด์เฟรม ที่มีโอเวอร์ชูทที่ความถี่ 12.5 MHz แต่เมื่อมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส ขอบขาลงของแรงดัน $V_{\text{โ}}$ จะทำการคายประจุ C_{hsd} กลายเป็นกระแสคอมมอนโหมดไหลผ่านตัวมันจากกราวด์เฟรมขึ้นสู่สายส่งบวก ในขณะที่แรงดันคอมมอนโหมดชดเชย $V_{\text{โ}}$ จะก่อให้เกิดกระแสคอมมอนโหมดไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝงอากาศ ที่ถูกอัดและคายประจุ ในทิศทางตรงกันข้ามกับ I_{hsd} แต่ไหลอยู่ระหว่างสายส่งลบกับกราวด์เฟรม

7.7 ศึกษา เพื่อลดผลกระทบจากอีทีซิ่งของมอสเฟตทั้งสองและไดโอดฟรีวิลลิ่ง เงื่อนไขของการทดสอบ (เพิ่มเติม)

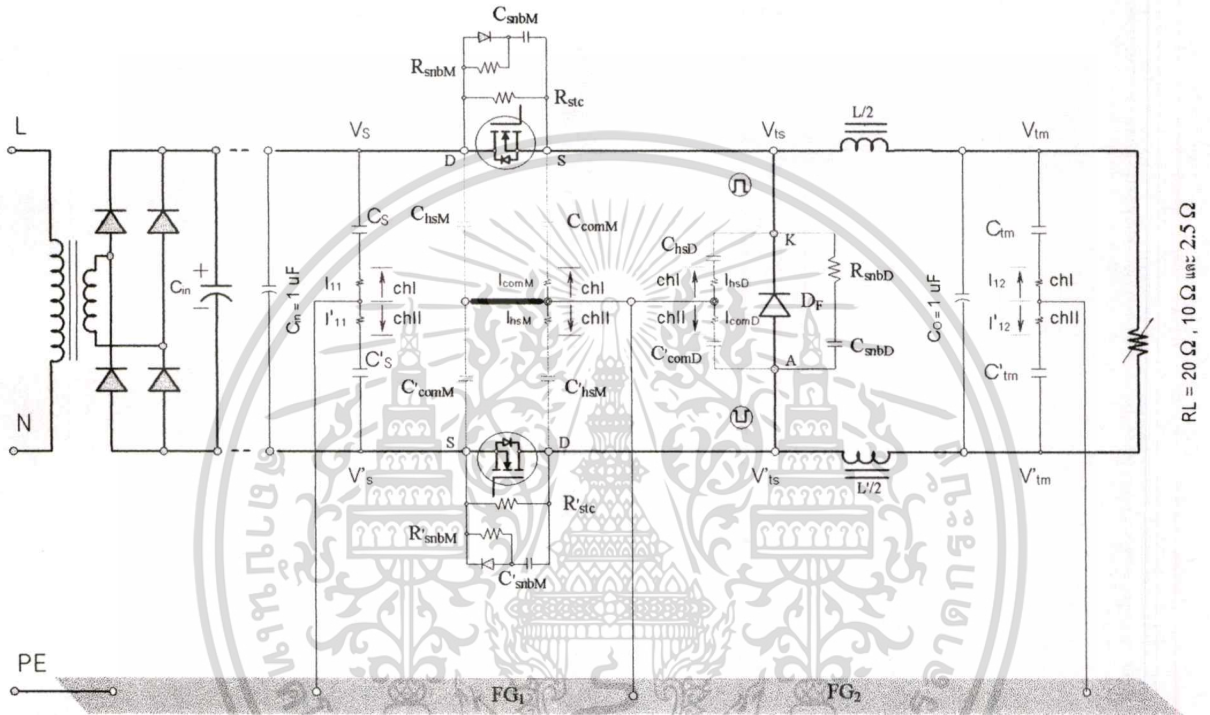
➤ ในการทดสอบจะเปลี่ยนแปลงภาระ สองค่าด้วยกันคือ

$R_L = 10 \Omega$ จะได้กระแสภาระ $I_o = 1.7 A$ เท่ากับกระแสพิคกิ้งของคอนเวอเตอร์

$R_L = 2.5 \Omega$ จะได้กระแสภาระ $I_o = 6.7 A$

➤ ใช้ ตัวเก็บประจุที่ขั้วแหล่งจ่าย $C_s = C'_s = 820nF$ และที่ขั้วเทอร์มิเนชัน $C_{tm} = C'_{tm} = 330nF$

➤ ใช้ ตัวเก็บประจุชดเชยอีทีซิ่ง $C_{comM} = 47nF$, $C'_{comM} = 56 nF$ และ $C_{comD} = 50nF$



รูปที่ 7.33 บัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุกลที่ใช้ในการทดสอบ ขณะชดเชยตัวเก็บประจุแฝง

วัตถุประสงค์ของการทดสอบ

- เพื่อศึกษาการลดสัญญาณรบกวนเนื่องจากอีทีซิ่งในบัคคอนเวอเตอร์แบบสองสวิตช์
- เปรียบเทียบ ผลการวัดในโดเมนความถี่ ระหว่างบัคคอนเวอเตอร์แบบดั้งเดิมกับแบบสองสวิตช์
- ทดสอบเปรียบเทียบระหว่างบัคคอนเวอเตอร์แบบสองสวิตช์ ไม่มีอีทีซิ่ง กับขณะมีอีทีซิ่ง

โดยจะแสดงรูปคลื่นของการวัดแต่ละจุดในคอนเวอเตอร์ดังนี้คือ

$V_{tm} - V'_{tm}$ คือแรงดันคอมมอนโหมดที่วัดระหว่างขั้วเทอร์มิเนชันทั้งสองเทียบกับกราวด์เฟรม

$V_{ts} - V'_{ts}$ คือแรงดันคอมมอนโหมดที่วัดระหว่างทรานสมิชั่นทั้งสองเทียบกับกราวด์เฟรม

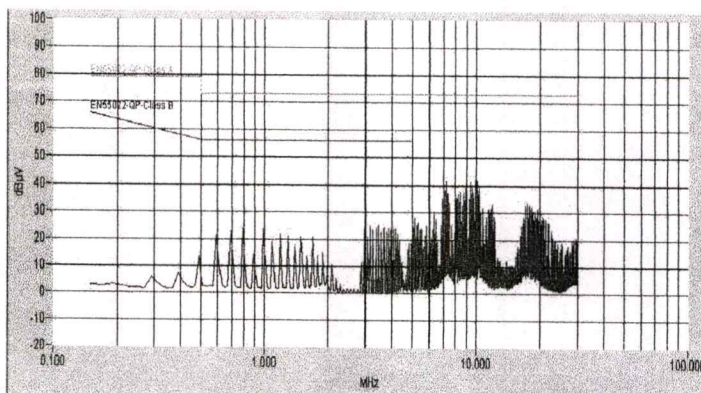
$I_{11} - I'_{11}$ คือกระแสคอมมอนโหมดที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุที่ขั้วแหล่งจ่ายไฟตรง C_s ลงสู่กราวด์เฟรม

$I_{hsM} - I'_{hsM}$ คือกระแสคอมมอนโหมดที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝงของอีทีซิ่งของมอสเฟต C_{hsM} ลงสู่กราวด์เฟรม

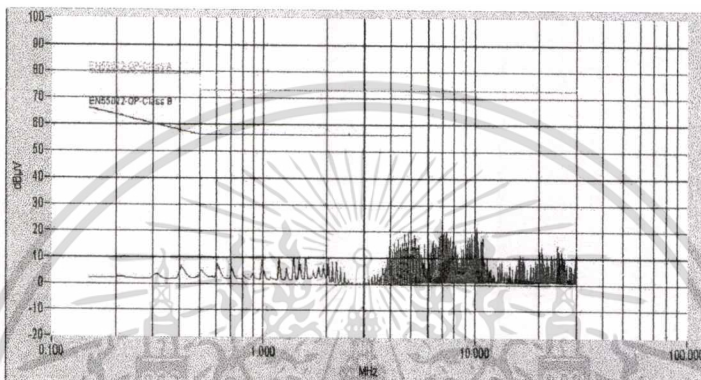
$I_{hsD} - I'_{hsD}$ คือกระแสคอมมอนโหมดที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝงของอีทีซิ่งของไดโอด C_{hsD} ลงสู่กราวด์เฟรม

$I_{12} - I'_{12}$ คือกระแสคอมมอนโหมดที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุที่ขั้วเทอร์มิเนชัน C_{tm} ลงสู่กราวด์เฟรม

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

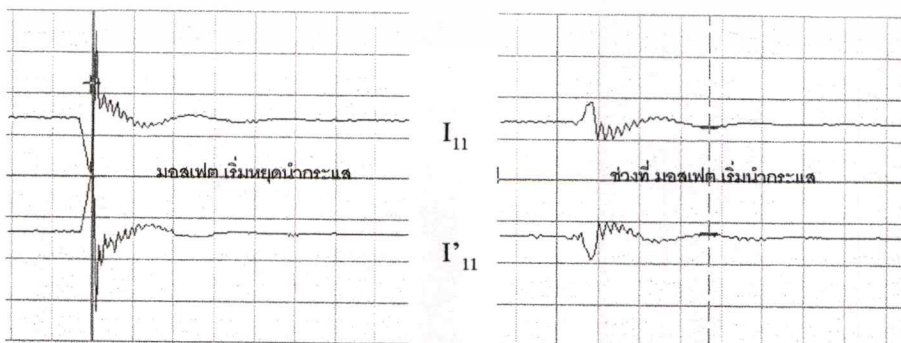
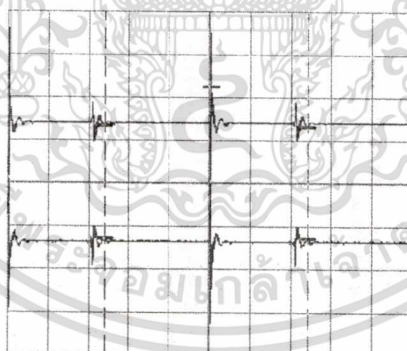


(a) สเปกตรัมของสัญญาณรบกวนแบบรวม



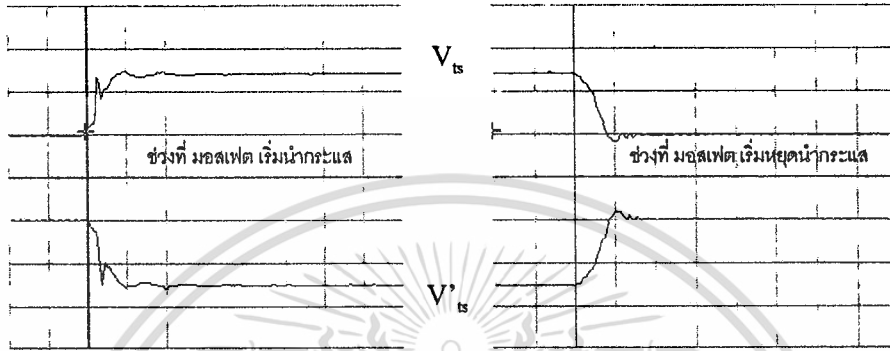
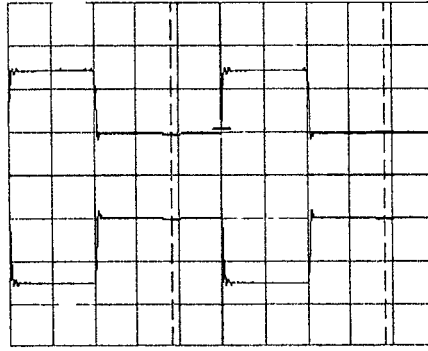
(b) สเปกตรัมของสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด

รูปที่ 7.34 สเปกตรัมสัญญาณรบกวนของบัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุค ขณะมีตัวเก็บประจุชดเชย

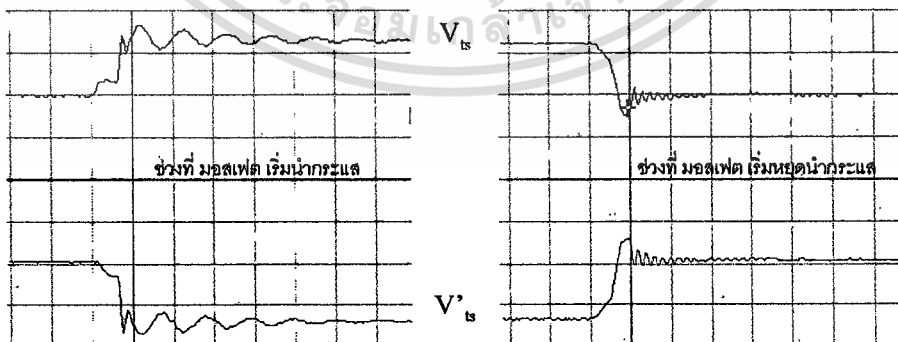
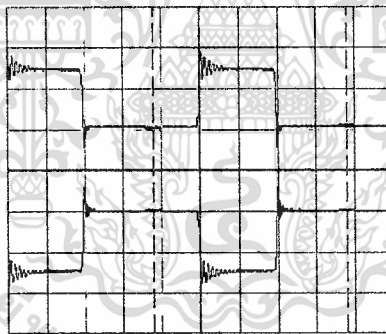


รูปที่ 7.35 รูปคลื่น I_{11} และ I'_{11} ขณะกระแสภาระ $I_o = 1.7A$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ทางปัญญาของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

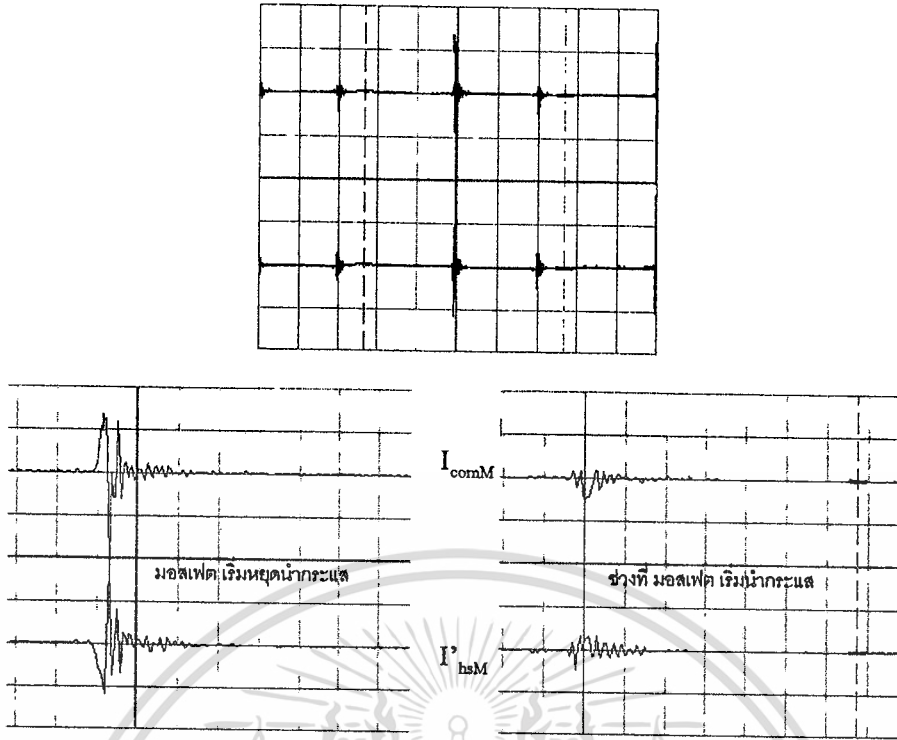


รูปที่ 7.36 รูปคลื่น v_{ts} และ v'_{ts} ขณะกระแสภาระ $I_o = 1.7A$
(Setting: 10v, 10v, 2us/div. และขยาย 200ns/div.)

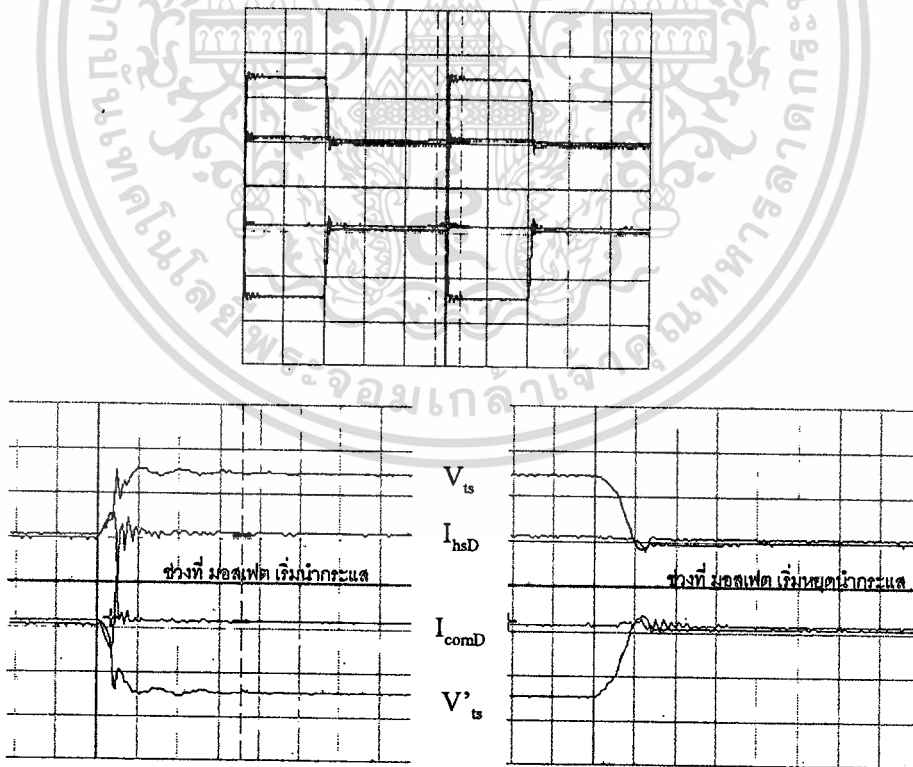


รูปที่ 7.37 รูปคลื่น V_{ts} เปรียบเทียบกับ V'_{ts} ขณะกระแสภาระ $I_o = 6.7A$
(Setting: 10v, 10v, 2us/div. และขยาย 200ns/div.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

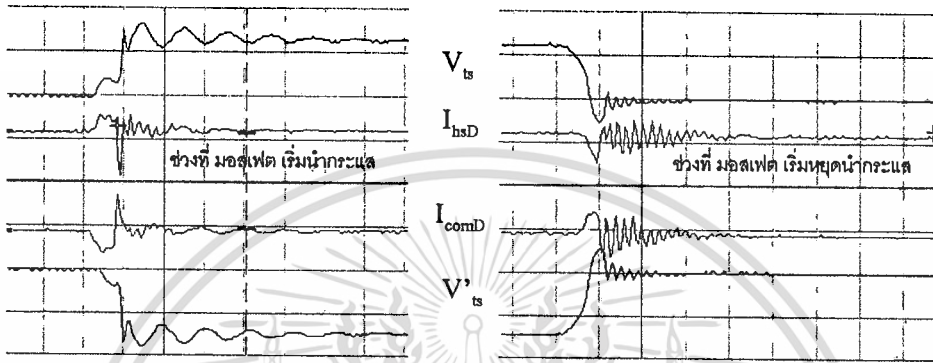
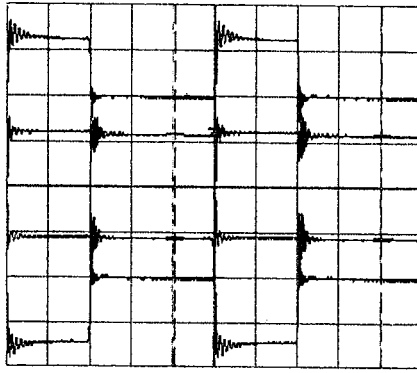


รูปที่ 7.38 รูปคลื่น I_{comM} และ I'_{hsM} ขณะกระแสภาระ $I_o = 1.7A$
 (Setting: 200mv, 2us/div.และขยาย 200ns/div.)

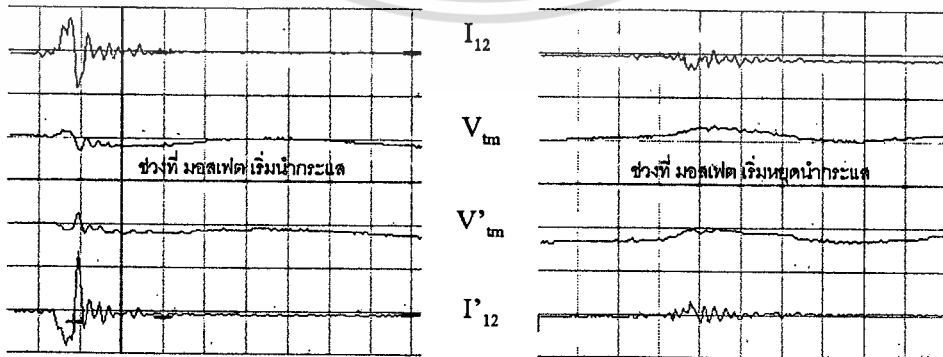
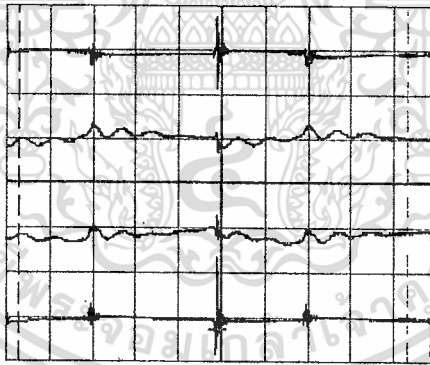


รูปที่ 7.39 รูปคลื่น I_{hsD} และ I_{comD} ขณะกระแสภาระ $I_o = 1.7A$
 (Setting: 200mv, 10v, 2us/div.และขยาย 200ns/div.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

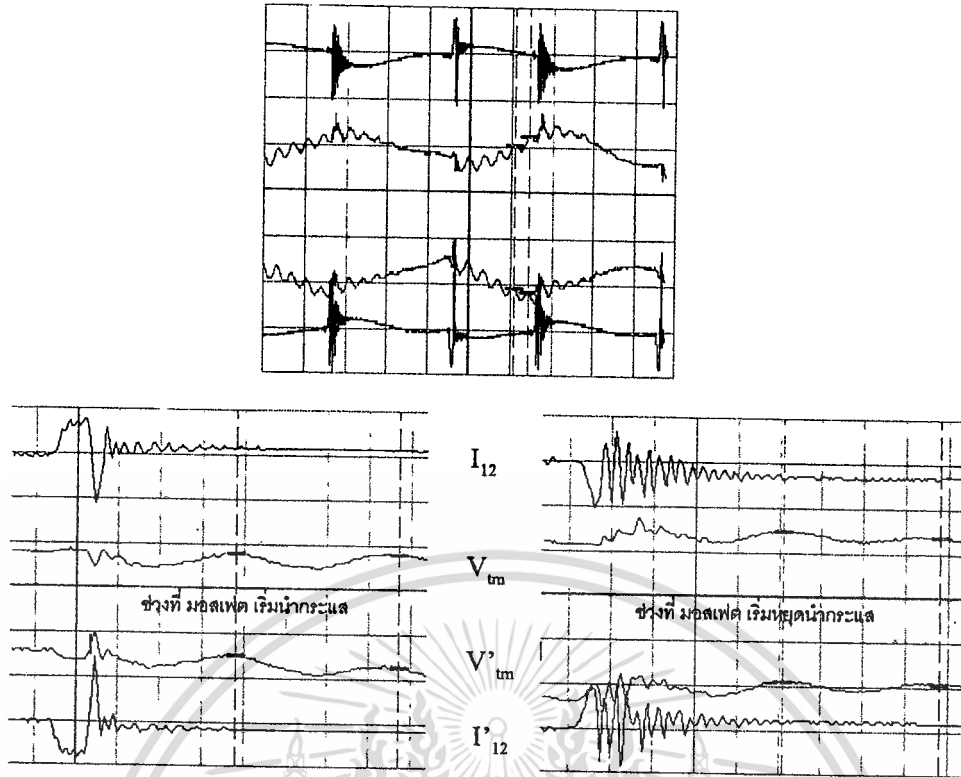


รูปที่ 7.40 รูปคลื่น I_{hsD} และ I_{comD} ขณะกระแสภาระ $I_o = 6.7A$
 (Setting: 200mv, 10v, 2us/div.และขยาย 200ns/div.)



รูปที่ 7.41 รูปคลื่น V_{tm} และ V'_{tm} เปรียบเทียบกับ I_{12} และ I'_{12} ขณะกระแสภาระ $I_o = 1.7A$
 (Setting: 200mv, 200mv, 2us/div.และขยาย 200ns/div.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.42 รูปคลื่น V_{tm} และ V'_{tm} เปรียบเทียบกับ I_{12} และ I'_{12} ขณะกระแสภาระ $I_o = 6.7A$
(Setting: 200mv, 200mv, 2us/div. และขยาย 200ns/div.)

วิเคราะห์ผลการทดสอบ ขณะสวิตช์ต่อลงกราวด์เฟรม พร้อมต่อตัวเก็บประจุชดเชย

จากรูปที่ 7.35 ขณะมอสเฟตเริ่มนำกระแส แรงดันคอมมอนโหมด V_s ที่มีค่าเป็นลบ ทำให้ตัวเก็บประจุที่ขั้วแหล่งจ่ายไฟตรง C_s คายประจุกลายเป็นกระแส I_{11} ที่มีโอเวอร์ชูทเป็นลบ ที่ความถี่ 12.5 MHz แต่เมื่อมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส แรงดันคอมมอนโหมด V_s ที่มีค่าเป็นบวก ทำการอัดประจุตัวเก็บประจุ C_s กลายเป็นกระแส I_{11} ที่มีโอเวอร์ชูทเป็นบวก โดยมีขนาดของการแกว่งของกระแสลดลงเรื่อยๆ ที่ความถี่ประมาณ 2.5-3.0 MHz ในขณะที่แรงดันคอมมอนโหมดชดเชย V'_s จะทำการอัดประจุและคายประจุ C'_s ก่อให้เกิดกระแสคอมมอนโหมด I'_{11} ที่ไหลผ่านในทิศทางตรงกันข้ามกับ I_{11} บนกราวด์เฟรม ก่อให้เกิดการหักล้างซึ่งกันและกันขึ้นระหว่างกระแสคอมมอนโหมดทั้งสอง

จากรูปที่ 7.36-7.37 รูปคลื่น V_s เปรียบเทียบกับ V'_s เมื่อวัดแรงดันคอมมอนโหมด ที่ขาแคโทดของไดโอดฟรีวิลลิ่งเทียบกับกราวด์เฟรมจะได้ V_s ที่ปรากฏโอเวอร์ชูทที่เกิดจากการสแนปออฟของไดโอดฟรีวิลลิ่งที่ความถี่ประมาณ 12.5 MHz ขณะมอสเฟตเริ่มนำกระแส แต่มีทิศทางที่แอนตี้เฟสกันระหว่าง V_s กับ V'_s จากนั้นแรงดันนี้จะเท่ากับ $V_s/2$ ที่สภาวะคงตัว แต่จะมีการแกว่งของแรงดันในช่วงแรกที่ยานความถี่ 4.5-5.0 MHz ซึ่งจะมีขนาดของการแกว่งมากขึ้นตามกระแสภาระที่เพิ่มขึ้น ขณะมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส ทำให้เกิดโอเวอร์ชูทที่ความถี่ประมาณ 12.5 ถึง 16 MHz เช่นเดียวกัน จากนั้นแรงดันนี้จะเท่ากับศูนย์ แต่จะมี

การแกว่งของแรงดันในช่วงแรกที่ย่านความถี่ 18 ถึง 22 MHz โดยมีขนาดลดลงไปเรื่อยๆ แต่มีเฟสที่ตรงกันระหว่างแรงดันคอมมอนโหมดทั้งสอง

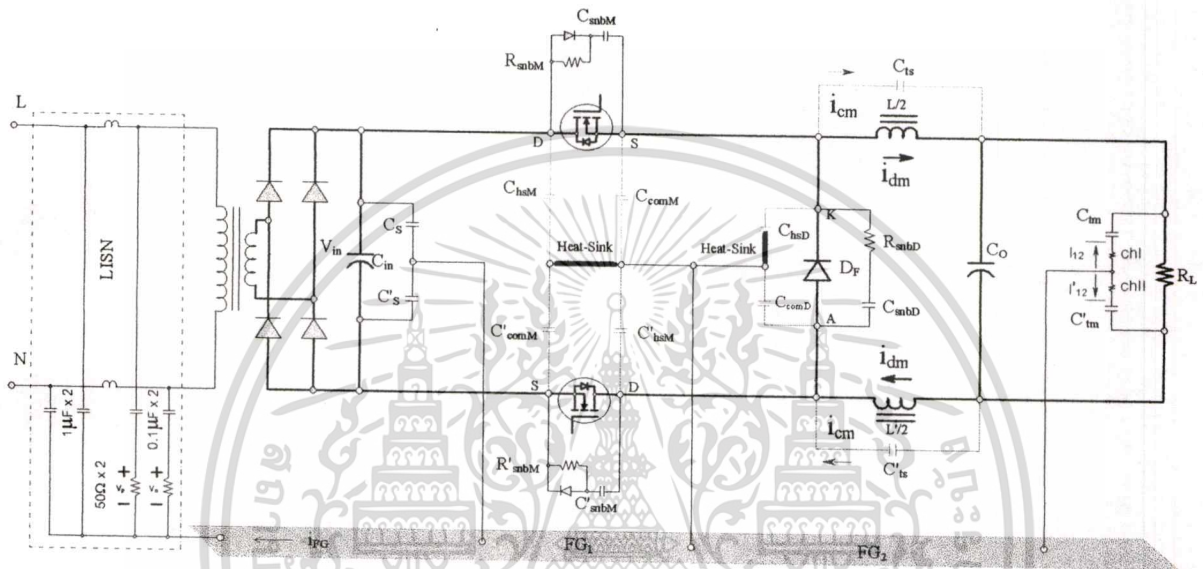
จากรูปที่ 7.38-7.40 เมื่อมอสเฟตทั้งสองเริ่มนำกระแส ขอบขาขึ้นของแรงดันคอมมอนโหมด V_{cs} จะทำการอัดประจุตัวเก็บประจุแผ่นสี่เหลี่ยมของไดโอดพีวีลิ่ง C_{hsD} และตัวเก็บประจุขดเชยสี่เหลี่ยมของมอสเฟต C_{comM} กลายเป็นกระแสคอมมอนโหมด i_{hsD} และ i_{comM} ตามลำดับ ไหลทะลุผ่านตัวเก็บประจุทั้งสองจากสายส่งบวกสู่สี่เหลี่ยมที่มีโอเวอร์ชูทของกระแสที่ความถี่ 12.5 MHz แต่เมื่อมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส ขอบขาลงของแรงดัน V_{cs} จะทำการคายประจุ C_{hsD} และ C_{comM} กลายเป็นกระแสคอมมอนโหมดไหลผ่านตัวมันจากสี่เหลี่ยมขึ้นสู่สายส่งบวก ในขณะที่แรงดันคอมมอนโหมดขดเชย V_{cs} จะก่อให้เกิดกระแสคอมมอนโหมดไหลผ่านตัวเก็บประจุขดเชยสี่เหลี่ยมของไดโอด C_{comD} และตัวเก็บประจุแผ่นของสี่เหลี่ยมของมอสเฟต C'_{hsM} ที่ถูกอัดและคายประจุ กลายเป็นกระแสคอมมอนโหมด i_{comD} และ i'_{hsM} ตามลำดับ ในทิศทางตรงกันข้ามกับ i_{hsD} และ i_{hsM} แต่ไหลอยู่ระหว่างสายส่งลบกับสี่เหลี่ยม

จากรูป 7.41-7.42 รูปคลื่นกระแสคอมมอนโหมด i_{12} และ i'_{12} แสดงให้เห็นถึงตัวเก็บประจุทั้งสองที่เทอมินชั่น $C_{\text{cm}}-C'_{\text{cm}}$ ถูกอัดประจุขณะมอสเฟตเริ่มนำกระแส และคายประจุขณะมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส โดยที่มีโอเวอร์ชูทของกระแสที่ย่านความถี่ประมาณ 6-10 MHz ขณะมอสเฟตเริ่มนำกระแส ซึ่งเป็นช่วงเวลาเดียวกับที่ไดโอดพีวีลิ่งเริ่มหยุดนำกระแส และมีย่านความถี่เดียวกัน ตามที่ได้ทดสอบไปแล้วในกรณีศึกษาหัวข้อ 7.4

จากผลของการวัดรูปคลื่น เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับ ผลการวัดสเปกตรัมสัญญาณรบกวนระหว่างบัคคอนเวอร์เตอร์แบบสมดุลงานนี้ไม่ต่อสี่เหลี่ยมลงกราวด์ ในรูปที่ 7.23 กับขณะต่อสี่เหลี่ยมลงกราวด์ในรูปที่ 7.34 จะเห็นว่าทั้งสเปกตรัมสัญญาณรบกวนแบบรวม และสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด มีขนาดและความถี่สอดคล้องกันทั้งการวัดในโดเมนความถี่และเวลา โดยจะมีขนาดของสเปกตรัมสัญญาณรบกวนที่ถูกกำจัดไปได้มากที่สุดที่ความถี่ย่าน 12.5 ถึง 16 MHz เนื่องจากโอเวอร์ชูทของขอบขาขึ้นและขาลงของแรงดันคอมมอนโหมดที่เกิดขึ้นขณะมอสเฟตนำกระแส และหยุดนำกระแส อยู่ในย่านความถี่นี้ แต่อย่างไรก็ตาม ที่ย่านความถี่ประมาณ 6-10 MHz ยังคงเท่าเดิม ทั้งนี้เพราะว่าย่านความถี่นี้ส่วนใหญ่อยู่ในรูปของสัญญาณรบกวนแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด ที่ไม่สามารถหักล้างโดยตรงได้ เพราะว่ามันมิได้ไหลในกราวด์เฟรม

7.8 ศึกษา และสร้างกลไกการหักล้างบนฮิทซึ่ง ร่วมกับการปรับแต่งภาคทรานสมิสชั่น เงื่อนไขของการทดสอบ (เพิ่มเติม)

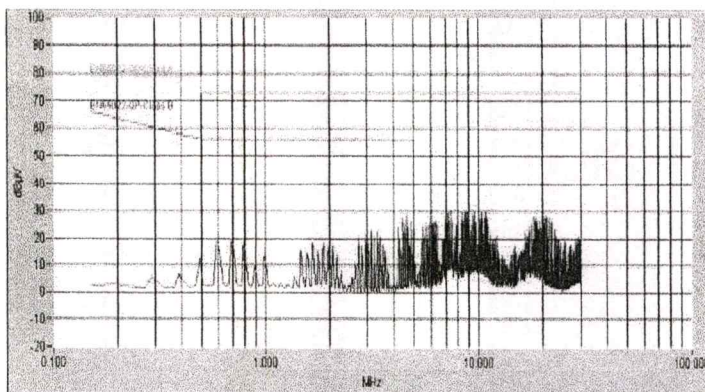
- ใช้ ตัวเก็บประจุที่ขั้วแหล่งจ่าย $C_s = C'_s = 820\text{nF}$ และที่ขั้วเทอร์มินเนชั่น $C_{tm} = C'_{tm} = 330\text{nF}$
- ต่อฮิทซึ่งทั้งของมอสเฟต และไดโอดฟริววีลลิ่ง ลงสู่กราวด์เฟรม พร้อมกับเพิ่มตัวเก็บประจุชดเชย $C_{comM} = 47\text{nF}$ $C'_{comM} = 56\text{nF}$ และ ขณะ $C_{comD} = 50\text{nF}$
- ใช้ ตัวเก็บประจุทรานสมิสชั่น $C_{Is} = 50\text{nF}$ และ $C'_{Is} = 47\text{nF}$



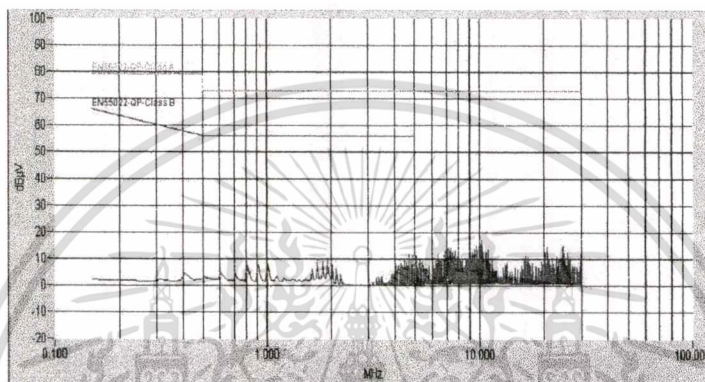
รูปที่ 7.43 บัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุคที่ใช้ในการทดสอบ กับการปรับแต่งภาคทรานสมิสชั่น

วัตถุประสงค์ของการทดสอบ

- เพื่อศึกษาการปรับแต่งภาคทรานสมิสชั่นเพื่อการหักล้างสัญญาณรบกวน ในบางย่านความถี่ ในบัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุคสองสวิทช์
- เปรียบเทียบย่านความถี่ที่เกิดขึ้นในแต่ละภาคของคอนเวอเตอร์ในโดเมนเวลา ที่สอดคล้องกับ โดเมนความถี่ หรือสเปคตรัมสัญญาณรบกวน
- เปรียบเทียบ ผลการวัดในโดเมนความถี่ ระหว่างบัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุคสองสวิทช์ ขณะที่ไม่มีตัวเก็บประจุทรานสมิสชั่น C_{Is} กับขณะที่มีตัวเก็บประจุทรานสมิสชั่น C_{Is}

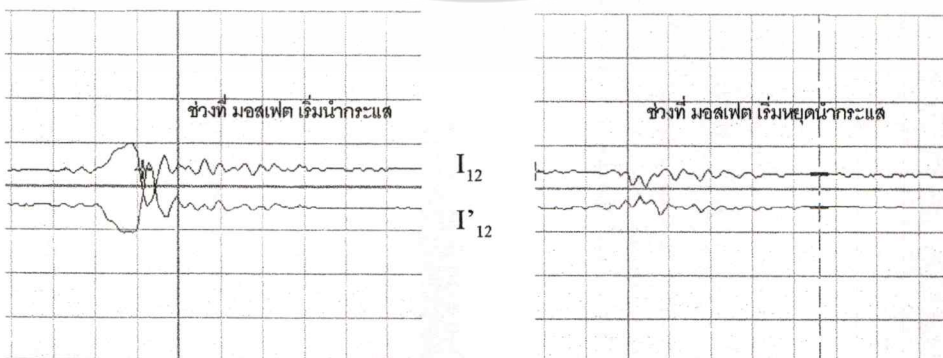
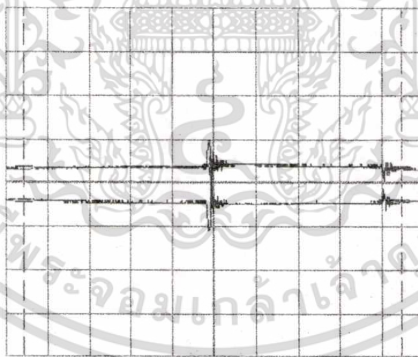


(a) สเปกตรัมของสัญญาณรบกวนแบบรวม



(b) สเปกตรัมของสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด

รูปที่ 7.44 สเปกตรัมสัญญาณของบัคคอนเวอร์เตอร์กับตัวเก็บประจุชดเชย-ตัวเก็บประจุสายส่ง



รูปที่ 7.45 รูปคลื่น I_{12} เปรียบเทียบกับ I'_{12} ขณะกระแสภาระ $I_o = 1.7A$

(Setting: 200mv, 200mv, 1us/div. และขยาย 100ns/div.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งมอบสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การปรับแต่ง CMIBB เพื่อการเลือกค่าพารามิเตอร์

เนื่องจากย่านความถี่ประมาณ 6-10 MHz ยังคงเท่าเดิมจากผลการทดสอบที่ผ่านมา ทั้งนี้เพราะว่าย่านความถี่นี้ส่วนใหญ่อยู่ในรูปของสัญญาณรบกวนแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด ที่ไหลวนระหว่างใช้ทั้งสองกับภาระ ซึ่งไม่สามารถหักล้างได้โดยตรง ดังนั้นถ้าสามารถแปลงสัญญาณรบกวนแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมดไปเป็นสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดได้ จากนั้นก็สามารถใช้กลไกหักล้างแบบแอดทีพบนกราวด์เฟรมได้

ในขณะที่ทำการทดสอบ ต้องมีการปรับแต่งทุกๆภาคของคอนเวอเตอร์ในเวลาเดียวกัน เนื่องจากการทำสมดุลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์ (CMIB) ไม่เกิดการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดได้สมบูรณ์แบบ (Absolute Balance) ดังนั้นจึงต้องมีการปรับแต่งละเอียด (Fine Tuning) ด้วยการเสริมตัวเก็บประจุภายนอกขนานกับใช้ทั้งสอง พร้อมกับวัดรูปคลื่นกระแสคอมมอนโหมดทั้งห้าคู่กระแสในเวลาเดียวกัน คือ

$$i_{11} - I'_{11}, i_{hsM} - I'_{comM}, i_{comM} - I'_{hsM}, i_{hsD} - I'_{comD} \text{ และ } i_{12} - I'_{12}$$

จากวงจรบริดจ์สมดุลอิมพีแดนซ์คอมมอนโหมด (CMIBB) ร่วมกับวิธีการสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน (CMSB) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของวงจรเทียบเคียงคอมมอนโหมดบริดจ์สมดุล ดังรูป 6.14 และ 6.15 จะได้เงื่อนไขของการทำบริดจ์สมดุลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์ จากสมการ (6.34) ถึง (6.36) ในบทที่ 6 คือ

วงจรบริดจ์สมดุล ในวงจรย่อยของสวิตช์มอสเฟตทั้งสองและไดโอดฟรีวีลลิ่ง-ซีทีซิง

$$\frac{Z_{hsM}}{Z'_{comM}} = \frac{Z_{comM}}{Z'_{hsM}} \quad \text{และ} \quad \frac{Z_{hsM}}{Z'_{comM}} = \frac{Z_{hsD}}{Z'_{comD}}$$

วงจรบริดจ์สมดุล ระหว่างทรานซิสชันไลท์-เทอร์มิเนชัน

$$\frac{Z_{tm} + Z_{ts}}{Z'_{tm} + Z'_{ts}} = \frac{Z_{comM}}{Z'_{hsM}} \quad \text{และ} \quad \frac{Z_{tm} + Z_{ts}}{Z'_{tm} + Z'_{ts}} = \frac{Z_{hsD}}{Z_{comD}}$$

วงจรบริดจ์สมดุล ระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรง-เทอร์มิเนชัน

$$\frac{Z_s}{Z'_s} = \frac{Z_{tm} + Z_{ts}}{Z'_{tm} + Z'_{ts}}$$

จะได้ค่าพารามิเตอร์สุดท้ายของคอนเวอเตอร์จากการปรับแต่งละเอียดที่อยู่ในรูปของค่าความจุของตัวเก็บประจุ ในตารางที่ 2 ซึ่งเป็นสถานะที่ขนาดของกระแสคอมมอนโหมดทั้งห้าคู่มีค่าเท่ากัน โดยเฉพาะคู่กระแสคอมมอนโหมด $i_{12} - I'_{12}$ ดังรูปที่ 7.44 ที่มีโอเวอร์ชูทกระแสที่ย่านความถี่ประมาณ 8 MHz จากนั้นก็จะทำการวัดสเปคตรัมสัญญาณรบกวนอีกครั้ง จะได้ผลการวัดใหม่ดังรูป 7.45 ที่สามารถลดขนาดของสัญญาณรบกวนที่ย่านความถี่ 6-10 MHz ไปได้เพื่อการศึกษาดังนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 7.2 ค่าพารามิเตอร์ของคอนเวเตอร์จากการปรับละเอียดที่อยู่ในรูปของค่าความจุ

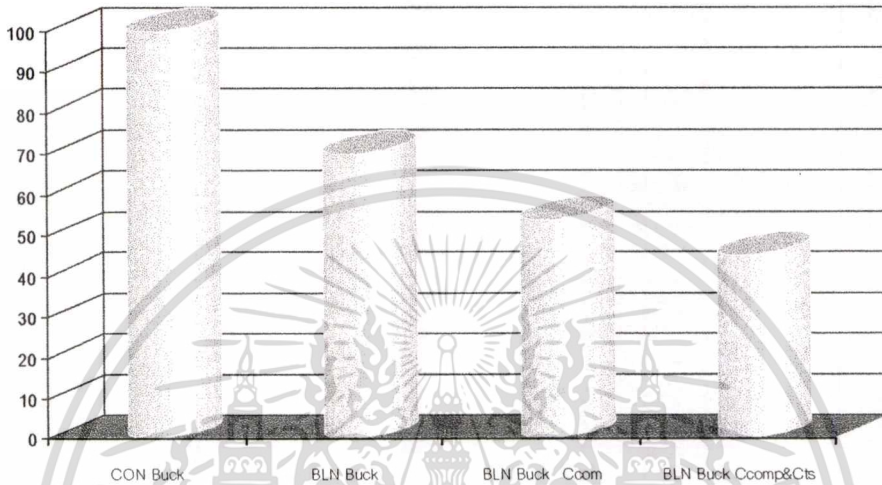
ภาค	ตัวเก็บประจุ	ค่าความจุ	*ตำแหน่งที่ต่อเทียบกับกราวด์เฟรม
แหล่งจ่ายไฟตรง	C_s	820 nF	ที่ขั้วบวกแหล่งจ่ายไฟตรง
	C'_s	820 nF	ที่ขั้วลบแหล่งจ่ายไฟตรง
	C_{comM}	47 nF	ขดเคย์ฮีทซิงของมอสเฟตตัวบน
ทรานสมิสชัน	C'_{comM}	56 nF	ขดเคย์ฮีทซิงมอสเฟตตัวล่าง
	C_{comD}	50 nF	ขดเคย์ฮีทซิงไดโอดฟรีวีลลิ่ง
	C_{ts}	56 nF	บนสายส่งด้านส่ง ขนานกับใช้ก $L/2$
	C'_{ts}	47 nF	บนสายส่งด้านไหลกลับ ขนานกับใช้ก $L'/2$
เทอมิเนชัน	C_{tm}	330 nF	ที่ขั้วบวกของภาวะ
	C'_{tm}	330 nF	ที่ขั้วลบของภาวะ

* พิจารณาควบคู่กับรูปที่ 6.14 และ 7.42

ในการวิเคราะห์ผลการทำงานของบัคคอนเวเตอร์ ในหัวข้อที่ผ่านมากำหนดให้กระแสคอมมอนโหมดสามารถไหลผ่านค่าความจุแฝง C_{CK} ทั้งสองของใช้กได้ ซึ่งค่านี้จะมีค่าน้อยเพียงไรส่วนหนึ่งขึ้นอยู่กับรูปร่างทางกายภาพและลักษณะการวางของตัวใช้ก ดังนั้นค่าความต่างระหว่างพารามิเตอร์แฝงทั้งสอง จะสร้างปัญหาการจัดสมดุลอิมพีแดนซ์ในภาคทรานสมิสชัน ดังนั้นในการนำเอาตัวเก็บประจุภาคทรานสมิสชันต่อคร่อมใช้กทั้งสอง ทำให้เราสามารถควบคุมการจัดสมดุลได้ง่ายขึ้น เพราะสามารถขจัดความไม่แน่นอนของคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์ หรือค่าพารามิเตอร์แฝงของใช้กออกไปได้ เป็นผลให้เกิดกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดบนกราวด์เฟรมได้มากขึ้น เนื่องจากกระแสความถี่สูงคอมมอนโหมดไหลลงสู่กราวด์เฟรมได้สะดวกขึ้นอย่างสมดุลระหว่างกระแสบนสายส่งด้านไหลไปกับด้านไหลกลับ

7.9 สรุปเปรียบเทียบสัญญาณรบกวน ในโดเมนความถี่ และโดเมนเวลา

จากผลการวัดสัญญาณรบกวนแบบรวมในโดเมนความถี่ ในแต่ละกรณีศึกษา เมื่อนำมาพรีตเป็นกราฟแท่ง ดังรูปที่ 7.45 โดยกำหนดให้ขนาดของสัญญาณรบกวนในบัคคอนเวอเตอร์แบบดั้งเดิมมีค่าสัญญาณรบกวนเท่ากับ 100 เปอร์เซ็นต์ เมื่อเปรียบเทียบกับขนาดของสัญญาณรบกวนในบัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุลงจะมีขนาดของสัญญาณรบกวนที่ถูกลดลงไป 55 เปอร์เซ็นต์



รูปที่ 7.46 เปรียบเทียบ ขนาดของสัญญาณรบกวน ระหว่าง 4 กรณีศึกษา

ตารางที่ 7.3 ย่านความถี่ต่างๆของแรงดันคอมมอนโหมดบน 3 ภาคของคอนเวอเตอร์แบบสมดุลง

แรงดัน	ขณะมอสเฟตทั้งสอง	ย่านความถี่ MHz	ลักษณะรูปคลื่น	เฟส
ภาคทรานส์มิชชั่น $V_{ts}-V'_{ts}$	เริ่มนำกระแส	12.5-16.0	โอเวอร์ชูท	ตรงข้ามกัน
	เริ่มนำกระแส	4.5-5.0	แกว่ง	ตรงข้ามกัน
	เริ่มหยุดนำกระแส	12.5-16.0	โอเวอร์ชูท	ตรงข้ามกัน
	เริ่มนำหยุดกระแส	18.0-22.0	แกว่ง	ตรงกัน
ภาคแหล่งจ่ายไฟตรง $V_s-V'_s$	เริ่มนำกระแส	12.5-16.0	โอเวอร์ชูท	ตรงข้ามกัน
	เริ่มนำและหยุดนำ	2.5-3.5	แกว่ง	ตรงข้ามกัน
	เริ่มนำหยุดกระแส	18.0-22.0	แกว่งบน 2.5-3.5	ตรงกัน
ภาคเทอมิเนชั่น $V_{tm}-V'_{tm}$	เริ่มนำกระแส	6.5-10	แกว่ง	ตรงข้ามกัน
	เริ่มนำกระแส	1.5	แกว่ง	ตรงกัน
	เริ่มหยุดนำกระแส	12.5-16.0	แกว่ง	ตรงข้ามกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 7.4 ย่านความถี่ต่างๆของกระแสคอมมอนโหมดบน 3 ภาคของคอนเวอเตอร์แบบสมดุค

กระแส	ขณะมอสเฟตทั้งสอง	ย่านความถี่ MHz	ลักษณะรูปคลื่น	เฟส
ภาคเทอมินเนชั่น I12-I'12	เริ่มนำกระแส	6.5-10	โอเวอร์ชูท	ตรงข้ามกัน
	เริ่มนำและหยุดนำ	18.0-22.0	กว้าง	ตรงกัน
	เริ่มนำและหยุดนำ	29.0-33.0	กว้าง	ตรงกัน
	เริ่มหยุดนำกระแส	12.5-16.0	โอเวอร์ชูท	ตรงข้ามกัน
ภาคแหล่งจ่ายไฟตรง I11-I'11	เริ่มนำกระแส	12.5-16.0	โอเวอร์ชูท	ตรงข้ามกัน
	เริ่มนำกระแส	2.5-3.5	กว้าง	ตรงข้ามกัน
	เริ่มนำกระแส	29.0-33.0	กว้างบน 2.5-3.5	ตรงกัน
	เริ่มหยุดนำกระแส	12.5-16.0	โอเวอร์ชูท	ตรงข้ามกัน
	เริ่มนำหยุดกระแส	18.0-22.0	กว้างบน 2.5-3.5	ตรงกัน
ภาคทรานสมิตชั่น IhsD-IcomD และ IcomM-Ihsm	เริ่มนำกระแส	12.5-16.0	โอเวอร์ชูท	ตรงข้ามกัน
	เริ่มนำและหยุดนำ	4.0	กว้าง	ตรงข้ามกัน
	เริ่มหยุดนำกระแส	12.5-16.0	โอเวอร์ชูท	ตรงข้ามกัน
	เริ่มนำหยุดกระแส	18.0-22.0	กว้างบน 4.0	ตรงกัน
	เริ่มนำหยุดกระแส	29.0-33.0	กว้างบน 4.0	ตรงกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

โมเดลของการแพร่สัญญาณรบกวนคอมมอนโหมด ประกอบด้วยเส้นทางเดินของกระแสคอมมอนโหมดแบบคาปาซิทีฟ ที่เกิดขึ้นระหว่างอุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์ กับฮีทซิงค์และกราวด์เฟรม ในแต่ละคอนเวอเตอร์อาจจะมีโหมดของการเปลี่ยนแปลงของแรงดันสูงๆ เพียงหนึ่งโหมดหรือมากกว่านั้น ซึ่งโหมดเหล่านั้นอาจกล่าวได้ว่าเป็น ความต่างศักย์ไฟฟ้าที่เทียบกับกราวด์ หรือทุกๆ โหมดในสวิตซิงคอนเวอเตอร์ถูกเทียบกับกราวด์ โดยที่มันมิได้ต่อกับกราวด์ ทั้งนี้เพราะโหมดเหล่านั้นมีตัวเก็บประจุแฝงเชื่อมโยงลงสู่กราวด์ ดังนั้นการพิจารณาเส้นทางเดินของกระแสคอมมอนโหมดเพียงแต่ตัวเก็บประจุแฝงที่เชื่อมโยงระหว่างฮีทซิงค์กับกราวด์จึงไม่เพียงพอ เพื่อการจำกัดสัญญาณรบกวนให้หมดไปได้ เส้นทางเดินของกระแสคอมมอนโหมดแบบคาปาซิทีฟอื่นๆก็สำคัญเช่นกัน

การออกแบบเลเอาท์ของลายวงจรให้ตัวเก็บประจุแฝงที่เชื่อมโยงระหว่างโหมดต่างๆของวงจรให้มีสัดส่วนที่ถูกต้อง ด้วยการพยายามให้กระแสรบกวนในตัวเก็บประจุแฝงที่โหมดไหลออกเท่ากับกระแสรบกวนในตัวเก็บประจุแฝงที่โหมดไหลเข้า ภายได้เงื่อนไขแนวคิดที่ว่า กระแสรบกวนแบบคอมมอนโหมด สามารถทำให้เท่ากันได้ด้วยตัวมันเองอย่างเป็นคู่ๆ และมีทิศทางที่ตรงข้ามกัน ซึ่งนั่นก็คือการกำจัดสัญญาณรบกวนจากมุมมองของการจัดสมดุลกระแสรบกวนคอมมอนโหมด หรือ เป็นกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดแบบแอกทีฟ ซึ่งประกอบด้วยสองขั้นตอนสำคัญ คือการจัดสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน และการจัดสมดุลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์

การจัดสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมด

แนวคิดของการหักล้างสัญญาณรบกวน สามารถกระทำให้เป็นจริงได้ด้วยการเสริมสวิตช์มอสเฟตอีกตัว เข้าไปยังส่วนของสายส่งด้านไหลกลับ เพื่อสร้างแหล่งกำเนิดแรงดันคอมมอนโหมดชดเชย เพื่อการหักล้างโดยที่สร้างให้เฟสของมันมีขั้วตรงกันข้ามกับเฟสของแหล่งกำเนิดแรงดันคอมมอนโหมดเดิมในบัคคอนเวอเตอร์

แหล่งกำเนิดแรงดันคอมมอนโหมดชดเชย ก็คือแรงดันที่ขาเดรนของสวิตช์มอสเฟตตัวล่างของสายส่งด้านไหลกลับเมื่อเทียบกับเฟรมกราวด์ V_{S} และแหล่งกำเนิดแรงดันคอมมอนโหมดเดิม ก็คือแรงดันที่ขาซอร์สของสวิตช์มอสเฟตตัวบนของสายส่งด้านไหลไปเมื่อเทียบกับเฟรมกราวด์ V_{D} ซึ่งแรงดันทั้งสองนี้มีการเปลี่ยนแปลงในทางปริมาณอย่างตรงข้ามซึ่งกันและกัน นั่นคือมีขนาดที่

เท่ากันแต่มีขั้วที่ตรงกันข้ามกันในเวลาของการสวิตช์ซึ่งระหว่างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทั้งสอง ผลก็คือ ทำให้แรงดันคอมมอนโหมด V_{cm} ถูกหักล้างภายในตัวมันเอง

การจัดสมดุลคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์

นอกจากเส้นทางเดินของกระแสคอมมอนโหมดแบบคาปาซิทีฟ ที่เกิดขึ้นระหว่างตัวถังของ อุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์ ฮีทซิงก์กับเฟรมกราวนด์แล้ว ในแต่ละคอนเวอเตอร์อาจจะมีโหมดของ การเปลี่ยนแปลงแรงดันสูงๆ เพียงหนึ่งโหมดหรือมากกว่านั้น ซึ่งในวงจรที่ทำการวิจัยนี้จะมีสองโหมด ที่อยู่บนสายส่งด้านไหลไป กับโหมดที่อยู่บนสายส่งด้านไหลกลับ โหมดเหล่านี้เป็น ความต่าง ศักย์ไฟฟ้าที่เทียบกับกราวนด์ หรือทุกๆ โหมดในสวิตช์ซึ่งคอนเวอเตอร์ถูกเทียบกับกราวด์ โดยมีมัน มิได้ต่อกับกราวนด์ ทั้งนี้เพราะโหมดเหล่านี้มีตัวเก็บประจุพาราซิติกเชื่อมโยงสู่กราวด์โดยผ่าน อากาศที่เป็นไดอิเล็กทริก ดังนั้นการพิจารณาเส้นทางเดินของกระแสคอมมอนโหมดเพียงแต่ตัว เก็บประจุพาราซิติกที่เชื่อมโยงระหว่างฮีทซิงก์กับกราวด์จึงไม่เพียงพอ เส้นทางเดินของกระแสคอม มอนโหมดแบบคาปาซิทีฟอื่นๆก็สำคัญมากเช่นกัน ดังนั้นการจัดสมดุลทั้งแหล่งจ่ายและอิมพี แคนซ์ของคอมมอนโหมด จึงเกิดขึ้นในงานวิจัยนี้ เพื่อสร้างกลไกการหักล้าง ในการกำจัดสัญญาณ รบกวน ที่เป็นต้นเหตุหลักของการแพร่คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

การดัดแปลงโทโปโลยีของบัคคอนเวอเตอร์แบบธรรมดาให้เป็นบัคคอนเวอเตอร์แบบสมดุล เป็นการประยุกต์แนวคิดการจัดสมดุลอิมพีแดนซ์ CMIB และ CMSB เพื่อสร้างคู่ของกระแสรบกวน ที่กล่าวมาข้างต้น ให้เป็นเงาซึ่งกันและกัน หรือให้มีขนาดเท่ากันแต่มีทิศทางที่สวนทางกัน ซึ่งเป็น วิธีการที่เรียกว่า กลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดแบบแอคทีฟ (Common Mode Active Cancellation Mechanism) ดังนั้นถ้าหากเราสามารถออกแบบให้คอนเวอเตอร์ทำงานในสภาวะ สมดุลได้ แล้วสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมดจะถูกลดลงเป็นอย่างมาก

เทคนิคการสร้างกลไกการหักล้างผลกระทบจากฮีทซิงก์

ในการควบคุมสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า เบื้องต้นเราต้องทราบ และเข้าใจก่อน ว่าสัญญาณรบกวนนั้นมาจากที่ใดและเกิดขึ้นมาได้อย่างไร เมื่อเราทราบถึงแหล่งที่มาและสาเหตุที่ เกิดแล้ว เราก็สามารถออกแบบแก้ไขปัญหานี้ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ต้นกำเนิดหลักๆ ส่วนใหญ่ ของการเกิดสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ที่เกิดขึ้นในบัคคอนเวอเตอร์ มีอยู่ 2 ปัจจัย หลักๆ คือ รูปคลื่นของสัญญาณสวิตช์ และมีการเชื่อมโยงแบบคาปาซิทีฟ

ปัจจัยของรูปคลื่นของสัญญาณสวิตช์ เนื่องจากแหล่งจ่ายแบบสวิตช์โหมด ทำงานด้วย ความถี่สูงๆ ยิ่งความถี่ยิ่งสูงมากแหล่งจ่ายแบบสวิตช์โหมดก็จะมีขนาดเล็กลงและน้ำหนักก็เบา ลงไปด้วย แต่การสวิตช์แรงดันอย่างรวดเร็วที่ความถี่สูงๆ จะก่อให้เกิดความชันของกระแสและ

แรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงสูง ผลที่ตามมาทำให้เกิดสัญญาณรบกวนที่มีขนาดใหญ่เช่นกัน อาจจะถูกกล่าวได้ว่าแรงดันพัลซียังมีลักษณะใกล้เคียงกับอุดมคติเท่าใด ก็ยังทำให้เกิดสัญญาณรบกวนมากขึ้นด้วย ในการแก้ไขปัญหาดังกล่าวด้วยการลดความชันของแรงดันลง หรือลดความถี่ในการสวิตช์แรงดัน

ซึ่งในงานวิจัยนี้จะไม่สนใจการแก้ไขปัญหาดังกล่าวด้วยวิธีการกระทำอย่างใดอย่างหนึ่งกับรูปคลื่นของสัญญาณสวิตช์ แต่ยังคงสภาพความชันของแรงดัน และความถี่ในการสวิตช์แรงดันไว้คงเดิม

ปัจจัยการเชื่อมโยงแบบคาปาซิทีฟ ระหว่างโหลดกับกราวด์ เป็นสาเหตุหลักอีกอย่างหนึ่ง การสวิตช์แรงดันที่ความถี่สูงๆเป็นไปได้ที่จะทำให้เกิดปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ขึ้นได้ การออกแบบสายที่ไม่สมดุลระหว่างโหลดส่งกับโหลดกลับที่ไม่เหมาะสมก็เป็นสาเหตุหนึ่ง นอกจากนี้การนำอุปกรณ์ใดๆเข้ามาใช้งานในบัสคอนเวอเตอร์ ก็เป็นอีกสาเหตุหนึ่ง โดยเฉพาะอย่างยิ่งแผงระบายความร้อนสำหรับอุปกรณ์สวิตช์ อย่างเช่น แผงระบายความร้อนที่ถูกใช้ในมอเตอร์ และในไดโอด เป็นต้น ซึ่งการนำแผงระบายความร้อนมาใช้นี้ จะก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนได้หลายรูปแบบ วิธีการแก้ไขในแต่ละจุดก็จะแตกต่างกันออกไป

มอเตอร์และไดโอดที่จำเป็นต้องใช้ ฮีตซิงค์หรือแผงระบายความร้อนเพื่อระบายความร้อน จึงจำเป็นต้องต่อ ฮีตซิงค์สู่กราวด์ เพื่อให้เป็นไปตามมาตรฐานความปลอดภัย แต่ผลกระทบที่เกิดขึ้นคือทำให้เกิดกระแสรบกวนคอมมอนโหมดขนาดใหญ่ที่สามารถไหลทะลุผ่านตัวเก็บประจุได้ ซึ่ง C_{ns} เกิดขึ้นระหว่างขาเดรนของสวิตช์มอเตอร์ หรือขาแคโทดของไดโอด ซึ่งขาเหล่านี้เป็นตัวถังของอุปกรณ์ที่เป็นส่วนส่งผ่านความร้อนไปสู่ฮีตซิงค์ที่ติดตั้งเข้ากับตัวมัน โดยมีแผ่นฉนวนกันกลางระหว่างตัวถังของอุปกรณ์กับฮีตซิงค์ แต่เนื่องจากแหล่งจ่ายแบบสวิตช์โหมดที่ดี ต้องมีความปลอดภัย วิศวกรจึงต้องออกแบบไม่ให้มีกระแสรั่วไหลสู่ผู้ใช้ โดยต่อฮีตซิงค์ลงกราวด์ เมื่อตัวเก็บประจุแผ่นนี้เมื่อมีการอัดประจุ และคายประจุ จึงกลายเป็นสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดขึ้น

ผลกระทบจากการใช้ฮีตซิงค์ที่ตามมาคือ ทำให้บัสคอนเวอเตอร์แบบสองสวิตช์ที่จัดให้อิมพีแดนซ์มีความสมดุลระหว่างโหลดบวกกับโหลดลบอยู่ก่อนหน้า เกิดความไม่สมดุลอิมพีแดนซ์เพื่อการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดขึ้นทันที

การลดผลกระทบจากฮีตซิงค์ในวงจรสวิตช์บัสคอนเวอเตอร์แบบสมดุลสองสวิตช์ ด้วยการเสริมตัวเก็บประจุชดเชย C_{com} กลายเป็นวงจรย่อยสวิตช์-ฮีตซิงค์ เพื่อสร้างกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมด ซึ่งการที่สวิตช์มอเตอร์ทั้งสองทำงานร่วมกับ C_{comM} สองตัว ทำให้เกิดรูปสองลูประหว่างสวิตช์มอเตอร์ทั้งสองกับฮีตซิงค์ ซึ่ง C_{comM} ทั้งสองนี้เป็น ตัวเก็บประจุภายนอก เสริมเข้าไปช่วยให้เกิดรูปของกระแสรบกวนสองตัวที่มีทิศทางสวนทางกันในวงจรย่อยของสวิตช์-ฮีตซิงค์ทั้งสอง ทำให้เกิดการหักล้างซึ่งกันและกันระหว่างกระแสคอมมอนโหมดทั้งสอง ถ้าอิมพีแดนซ์ระหว่างวงจรย่อยทั้งสองนี้เท่ากัน ตามเงื่อนไขแล้ว จะไม่มีกระแสคอมมอนโหมดไหลลงสู่กราวด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฟรม วิธีการนี้ ก็คือ การสร้างวงจรมอเตอร์เพื่อสมดุลอิมพีแดนซ์คอมมอนโหมด ร่วมกับวิธีการสมดุลแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน

การปรับแต่งภาคทรานสมิซชัน เพื่อสร้างเส้นทางเดินของกระแสความถี่สูง

การปรับปรุงรูปแบบวงจรเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการลดสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด ด้วยการให้กระแสความถี่สูงไหลลงสู่กราวด์เฟรมได้สะดวก การสร้างเส้นทางเดินของกระแสความถี่สูงบนสายส่ง ด้วยการเสริมตัวเก็บประจุสายส่ง C_{is} และ C'_{is} สองตัวทั้งบนสายส่งด้านไหลไปและด้านไหลกลับ ซึ่งเป็นตัวเก็บประจุภายนอก ที่เสริมเข้าไปทำหน้าที่เป็นตัวบายพาส หรือเป็นการสร้างเส้นทางลัดให้กระแสรบกวนที่มีความถี่สูงสามารถข้ามผ่านซีกได้ง่าย เป็นผลให้เกิดกลไกการหักล้างกระแสคอมมอนโหมดบนกราวด์เฟรมมีประสิทธิภาพมากขึ้น แต่มีเงื่อนไขสำคัญที่พึงระวังคือ ค่าความจุของตัวเก็บประจุสายส่งมากพอที่ทำให้กระแสคอมมอนโหมดไหลได้สะดวกขึ้นอย่างสมดุลระหว่างกระแสนบนสายส่งด้านไหลไปกับด้านไหลกลับ ในขณะที่ค่าความจุของตัวเก็บประจุสายส่ง จะต้องไม่มากเกินไปทำให้เกิดผลกระทบต่อการทำงานในโหมดปกติเพื่อการจ่ายพลังงานแก่ภาระเป็นอันดับ

ในการวิเคราะห์การทำงานของบัคคอนเวอร์เตอร์ ในหัวข้อที่ผ่านมาจะปราศจากตัวเก็บประจุสายส่ง โดยกำหนดให้กระแสคอมมอนโหมดสามารถไหลผ่านค่าพารามิเตอร์แฝงของซีกได้ค่าความจุแฝง C_{ck} ซึ่งค่าความจุแฝงนี้ จะมีค่าน้อยเพียงไรส่วนหนึ่งขึ้นอยู่กับรูปร่างทางกายภาพและลักษณะการวางของตัวซีก ดังนั้นความต่างเพียงเล็กน้อยระหว่างซีกด้านไหลไปกับด้านไหลกลับ จะสร้างปัญหาการจัดสมดุลอิมพีแดนซ์ในภาคทรานสมิซชันได้ ดังนั้นในการนำเอาตัวเก็บประจุสายส่ง ต่อคร่อมซีกทั้งสอง ทำให้เราสามารถควบคุมการจัดสมดุลได้ง่ายขึ้น เพราะสามารถขจัดความไม่แน่นอนของคอมมอนโหมดอิมพีแดนซ์ หรือค่าพารามิเตอร์แฝงของซีกออกไปได้

เปรียบเทียบข้อดี-ข้อเสียระหว่างบัคคอนเวอร์เตอร์แบบสมดุลกับแบบดั้งเดิม

ข้อเสีย บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสมดุลที่นำเสนอนี้ จะต้องมียังประกอบของวงจรเพิ่มขึ้นอย่างน้อย 3 ส่วนหลักๆ คือ มอสเฟต ซีกเหนี่ยวนำ และ วงจรขับมอสเฟต ซึ่งทำให้เพิ่มทุนการผลิต

ข้อดี บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสมดุลที่นำเสนอนี้ สามารถใช้ไดโอดฟูลวีลจิงชนิดใดๆก็ได้ โดยที่ไม่ทำให้สัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้นแต่อย่างใด นอกจากนี้วิธีการหักล้างสัญญาณรบกวนแบบแอกทีฟด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์แบบสมดุลสองสวิตช์ที่นำเสนอนี้ สามารถนำไปประยุกต์กับแนวคิดวิธีการหักล้างสัญญาณรบกวน ในวงจรฟูลบริดจ์ หรืออินเวอร์เตอร์ 1 เฟส และ 3 เฟสได้ เพราะมีการทำงานที่เหมือนกัน โดยไม่จำเป็นต้องเพิ่มองค์ประกอบส่วนหลักของวงจร คือ มอสเฟต ซีกเหนี่ยวนำ และ วงจรขับมอสเฟตอีก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงได้ถูกนำไปทดแทนแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์และใช้งานอย่างแพร่หลาย ซึ่งข้อดีที่แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงเมื่อเทียบกับแบบลิเนียร์แล้ว มีข้อได้เปรียบทั้งในด้านขนาด น้ำหนัก อีกทั้งยังมีประสิทธิภาพที่สูงกว่า การพัฒนาแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงนั้นมุ่งเน้นในเรื่องของการลดน้ำหนักและขนาดเพื่อให้อุปกรณ์มีขนาดเล็กที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ แต่ทว่าในส่วนของวงจรกรองสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งกินขนาดพื้นที่และน้ำหนัก ดังนั้นจึงเป็นสิ่งท้าทายว่าจะสามารถออกแบบแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงโดยใช้วงจรกรอง ที่มีขนาดเล็กและมีประสิทธิภาพสูงสุดได้อย่างไร

วงจรกรองสัญญาณรบกวนสนามแม่เหล็กไฟฟ้าทำหน้าที่ลดทอนการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนจากแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงมิให้กระจายไปรบกวนอุปกรณ์อื่นๆภายนอก ผู้ออกแบบประสบปัญหาในการลดขนาดของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงให้มีขนาดเล็กและมีน้ำหนักเบา แต่เนื่องจากแนวทางลดขนาดแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงให้มีขนาดเล็กลง ก็คือต้องเพิ่มความถี่ในการสวิตช์ เพื่อพยายามลดขนาดของหม้อแปลงและตัวเก็บประจุลง ส่งผลให้เพิ่มความจุของกำลังงานต่อพื้นที่สูงมากขึ้น การเพิ่มความถี่ในการสวิตช์ก็เท่ากับว่าเพิ่มอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสและแรงดัน ให้มีความชันมากขึ้น ผลที่ตามมาคือเกิดปรากฏการณ์ตัวเก็บประจุแผ่ และตัวเหนี่ยวนำแผ่ ในวงจรอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนมากตามมา ดังนั้นวงจรกรองสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าก็จำเป็นต้องออกแบบให้มีอัตราการขจัดสัญญาณรบกวนสูงขึ้นทำให้มีขนาดใหญ่เพิ่มมากขึ้นเป็นเงาตามตัว ผู้ออกแบบมักจะกำหนดลำดับการออกแบบวงจรฟิลเตอร์ไว้ลำดับขั้นสุดท้าย บ่อยครั้งที่ไม่สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนให้ผ่านมาตรฐานการทดสอบภายใต้สภาวะที่ไม่สามารถเพิ่มขนาด, พื้นที่ หรือเพิ่มน้ำหนักของอุปกรณ์นั้นได้

ในงานวิจัยนี้ เน้นการออกแบบที่คำนึงถึงสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าควบคู่กับการออกแบบวงจรภาคอื่นๆตั้งแต่ต้นพร้อมๆกันไป โดยไม่ใช้ตัวกรองสัญญาณรบกวนสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ตลอดจนคาดคะเนแนวโน้มการเกิดสัญญาณรบกวนอันเป็นแนวทางไปสู่การออกแบบ ซึ่งเป็นจุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการวิจัยนี้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Laszlo Tihanyi. **Electromagnetic Compatibility in Power Electronics**. *IEEE press* published. New Jersey, USA: j.k. Eckert Inc. 1995
- [2] Matahito Shoyama, Tsuyoshi Okunaga, Ge Li, Tamosu Ninomiya, "Balanced Buck-Boost Switching Converter to Reduce Common-Mode Conducted Noise" *IEEE PESC2001 Record*, June 2001, pp.451-456
- [3] A. Rockhill, T.A. Lipo and A.L. Julian, "High Voltage Buck Converter Topology for Common Mode Voltage Reduction", *Proc. of PESC'96*, Baveno, Italy, 24-27 June 1996, pp.1968-1972, Vol. II.
- [4] Wu Xin, Franki N.K. Poon, C.M.Lee, M.H. Pong, "A Study of Common-Mode Noise in Switching Power Supply from a Current Balancing Viewpoint", *IEEE 1999 international conference on power electronics and drive systems PEDS'99*, July 1999, Hong Kong Nov/Dec, 1998, pp.553-560.
- [5] H.W. Ott. **Noise Reduction Techniques in Electronic Systems**. 2nd ed. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc. 1988.
- [6] Scott W. Mee, James E. Teune, "Reducing Emissions in The Buck Converter SMPS", *IEEE Trans. On Electromagnetic Compatibility*, July 2002, PP. 179 - 183.
- [7] Robert W. Erickson. **Fundamentals of Power Electronics**. Fourth printing Massachusetts: Kluwer academic publishers.1999.
- [8] Mohan Ned, Undeland Tore M. jt. auth., Robbins William P. jt. auth. **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**. 2nd ed. New York: J. Wiley, 1995.
- [9] Advantest Corporation. April 1990. **Guide Book EMC Measurement System**. First printed. Documentation and Training Department. Advantest co, Ltd.
- [10] AFJ International. 2004 **Operating Manual EMI Test Receiver ER55**. Revision Level 2.6. AFJ EMC and Safty Milan, Italy. [Online]. Available: <http://www.afjint.com/pdf/>

- [11] Bose Research (P). **Lecture Notes on MosFets**. R&D Laboratory and office, Bangalore India, [Online]. Available: <http://www.boseresearch.com/>
- [12] Siemens. **“MosFet Application Hints The Influence of Parasitic Network Parameters on the Switching Behavior of Power MosFets when Switching Ohmic/Inductive Loads”** [Online]. Available : <http://www.sea.siemens.com/>
- [13] Muhammadh Rashid. **Power Electronics Circuits Devices and Applications**. 2nd ed. New Jersey: Prentice-Hall, Inc. 1988.
- [14] Ramshaw, R.S. **Power Electronics Semiconductor Switches**. 2nd ed. London: Chapman & Hall. 1993
- [15] Fairchild Korea Semiconductor 1999. **MosFet Basics AN9010**. Rev C, November 1999. R & D Group [Online]. Available: <http://www.fairchildsemi.com/>
- [16] Richard Valentine, Gary Dashney, Scott Deuty. **Motor Control Electronics Handbook Power Semiconductors for Motor Drives. Motorola Semiconductor Products**. 2nd ed. New York: McGraw-Hill. 1998
- [17] Yothin Prempraneerach, Warong Kanjanasopa **“Two Switches Balanced Buck Converter for Common-Mode Noise Reduction”** International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2004) Bangkok, Thailand.

ภาคผนวก ก

ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Two Switches Balanced Buck Converter for Common-Mode Noise Reduction

Warong Kanjanasopa^{*} and Yothin Prempraneerach^{**}

^{*}Electrical Eng. Dept, Faculty of Engineering, Assumption University, Bangkok, Thailand 10240
(Tel: +66-2-300-4545, E-mail: k_warong@hotmail.com)

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

Abstract: The EMI noise source in a switching mode power supply is dominated by a common mode noise. If we can understand the common mode noise occurring mechanism, it is resulted to find out the method to suppress the EMI noise source in the switching mode power supply. The common mode noise is occurring mostly due to circuit is unbalanced which is caused by the capacitive coupling to frame ground, which passes through a heatsink of the switching devices.

This research paper presents a new effective balancing method of buck converter circuit by mean of grounding the parasitic and compensation capacitors in correct proportion which is called that the common mode impedance balance (CMIB). The CMIB can be achieved by source, transmission line and termination balanced, such balancing, the common mode current will be cancelled out in the frame ground. The greatly reduced common mode noise can be confirmed by the experimental results.

Keywords: EMI, EMC, Conducted noise, SMPSs, Balanced Buck converter

1. Introduction

The conventional buck converters have been usually using unbalanced circuit topology between sending and returning power line. Consequently these cause the differential and common mode noise [6]. This paper proposes a two switches balanced buck converter circuit, the noise reduction can be achieved by source, transmission line and termination balanced. This method can be called common mode impedance balancing or CMIB, which is an alternative effective way to suppress the conducted noise. If the CMIB can be equalized the impedance, the common mode noise will be cancelled out in the frame ground [2],[4].

The heat sinks are usually used with the mosfet and diode, so the parasitic capacitance is formed between the drain of the mosfet or the cathode of the diode and the frame ground through its heat sink [1],[5]. Consequently these cause the large common mode noise currents. The reduction can be achieved by adding the compensation capacitor to build the sub circuit of mosfet-heatsink or diode-heatsink. If the sub circuit can be provided correct proportion to equalize the impedance, which is called that the common mode noise cancellation mechanism, the common mode currents will be cancelled out in the heat sink.

The common mode voltage source causes the common mode currents, when it operates to parasitic capacitances or capacitive paths. The noise source cancellation concept can be achieved by adding one more mosfet switch to the returning power line to generate the common mode voltage source canceller but its phase is out of phase to an original common mode voltage source. And this method can be called common mode source balancing or CMSB.

If the converter can force both of the mosfet switches to share the voltage properly, under all operating conditions, then the switch voltage rating can be reduced with respect to the voltage rating required if only one switch were used [3]. The greatly reduced common mode noise can be confirmed by the experimental results.

2. Noise in Conventional Buck converter

The conventional buck converter topology will have inherent unbalanced circuit between sending power line and return power line with only one switching device and one inductor on the sending power line as shown in Fig. 1a.

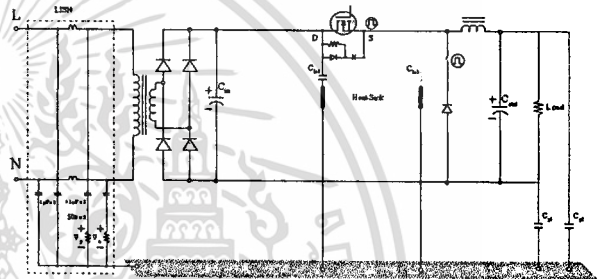


Fig. 1a Conventional buck converter

From fig.1b the common mode current in sending power line are

$$i_{CS1} = C_{hs1} dv_1/dt \quad (1)$$

$$i_{CS2} = C_{hs2} dv_2/dt \quad (2)$$

$$i_{CS3} = C_{p2} dv_3/dt \quad (3)$$

Where, C_{hs1} is the parasitic capacitance between drain of the switching device and heatsink.

dv_1/dt is the rate of change of the switching voltage when the switching device is on or off condition.

C_{hs2} is the parasitic capacitance between cathode of the diode and heatsink.

dv_2/dt is the rate of change of the switching voltage when the switching device is on or off condition.

C_{p2} is the parasitic capacitance between termination of sending power line and frame ground.

dv_3/dt is the rate of change of the load voltage when the switching device is on or off condition.

And the common mode current in return power line is

$$i_{CR} = C_{p1} dv_4/dt \quad (4)$$

C_{p1} is the parasitic capacitance between terminations of returns power line and frame ground.

dv_4/dt is the rate of change of the switching voltage when the diode is on or off condition.

The unbalanced circuit of Fig.1b is mean that i_{CS} is not equal to i_{CR} and the summation of i_{FG} in the frame ground will become

$$i_{FG} = i_{CS1} + i_{CS2} + i_{CS3} + i_{CR} \quad (5)$$

The i_{FG} in equation (5) is the cause of common mode noise.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติเห็นาเบไซประโยชน์ด้านกวีศา
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

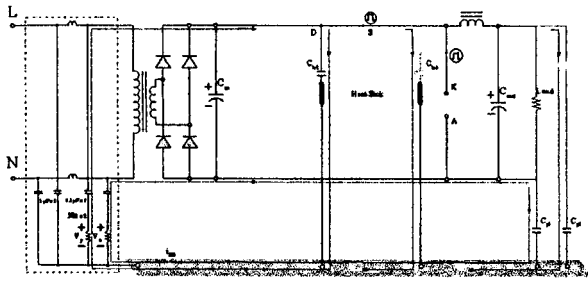


Fig. 1b Common mode current of conventional Buck converter during the period Mosfet is turned on

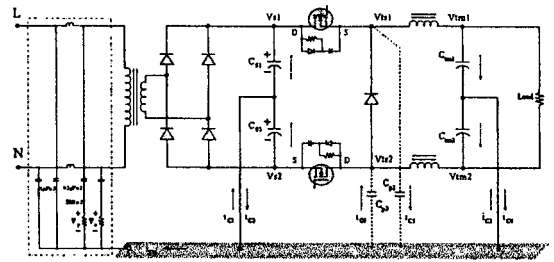


Fig.3 Common mode currents with CMIB technique in two switches balanced Buck converter without heat sink

3. Noise source cancellation with two switches

The noise source cancellation concept can be achieved by adding one more mosfet switch to the returning power line to generate the *common mode voltage source canceller* but its phase is out of phase to an original common mode voltage source as shown in fig.2

The drain voltage of lower mosfet switch on returning power line with respect to frame ground V_{ts2} and the source voltage of upper mosfet switch on sending power line V_{ts1} change complementarily, that is, by the same amount but in an opposite polarity in the switching time between the both of common mode noise sources. As a result, the common mode voltage [3] V_{CM} is cancelled by itself.

$$V_{CM} = (V_{ts1} + V_{ts2}) / 2 \tag{6}$$

In the ideal case, this voltage is zero. And this idea can be called *common mode source balancing* or CMSB.

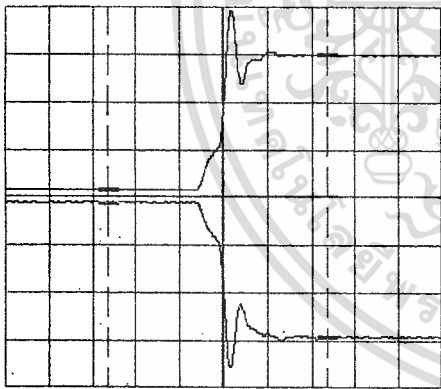


Fig.2. Compare the transmission line voltage at sending v_{ts1} and returning v_{ts2} with respect to frame ground, with Over-shoot voltage at frequency 10-12.5MHz combined; (5V/div, 0.2µs/div)

In practical, the voltage sharing problem due to device parameter tolerances, which can cause dynamic and static voltage unbalance. If the RCD snubber circuit can force the switches to share the voltage properly, under all operating conditions including power up and power down, then the switch voltage rating can be reduced with respect to the voltage rating required if only one switch were used.

4. Noise cancellation mechanism with CMIB technique

Topology modification in conventional buck converter to two switches balanced buck converter, which is topology modified for balancing can be applied to achieve the concepts of *impedance balancing* and *noise source balancing*.

The impedance balancing concept can be achieved by source, transmission line and termination balanced as shown in Fig.3, the common mode current will be cancelled out in the frame ground. The purpose of these three balancing for common mode current paths is to make, the three pair of common mode currents become opposite in direction and the summation of i_{FG} in the frame ground will become

$$i_{FG} = i_{C1} - i_{C2} + i_{C3} - i_{C4} + i_{C5} - i_{C6} \tag{7}$$

The common mode current cancellation mechanism by the bridge balancing condition is

$$Z_{cs1} / Z_{cs2} = Z_{tm1} / Z_{tm2} \tag{8}$$

This idea can be called *common mode impedance balancing* or CMIB.

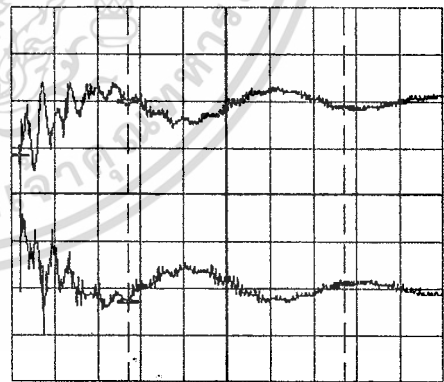


Fig.4. Compare the supply voltage at positive terminal v_{S1} and negative terminal v_{S2} with frequency of 25-28 MHz range on 2.5MHz; (100ns/div, 200mV)

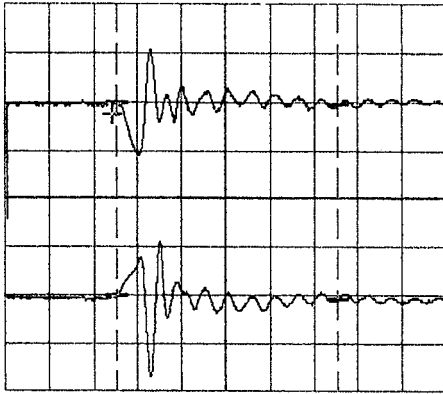
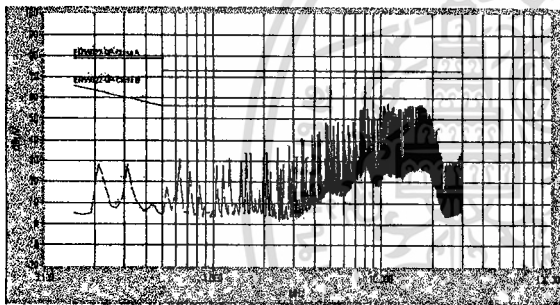
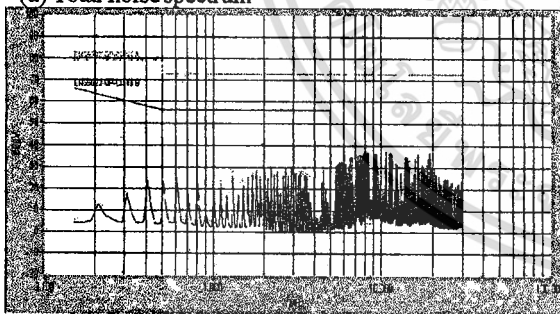


Fig.5. Compare the termination voltage at positive terminal v_{tm1} and negative terminal v_{tm2} ; (100ns/div, 200mV)

In order to verify this idea a Buck converter prototype was constructed using the same layout and the components except the inductor. The inductor in proposed buck converter was replaced by split inductor, which was built with the same ferrite core and number of winding turns used in conventional buck. In order to confirm the effect of this modification, the layout of printed circuit board and other components remain unchanged, this eliminated influence from other factors.

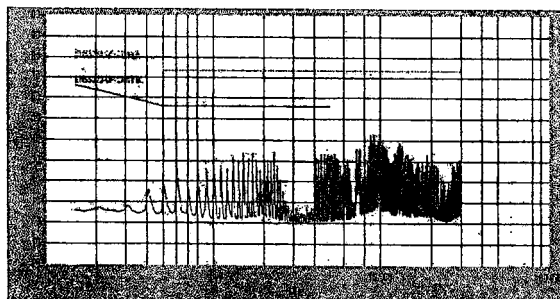


(a) Total noise spectrum

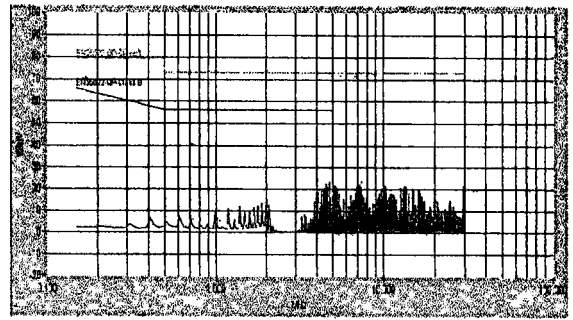


(b) Common mode noise spectrum

Fig.6. Spectrums of conventional Buck converter



(a) Total noise spectrum



(b) Common mode noise spectrum

Fig.7. Spectrums of two switches balanced Buck converter

The spectrum of common mode noise current flow out from buck converter is measured with high frequency current probe. And the spectrum of total noise current is measured with LISN. Experiment result of conventional buck converter is shown in fig. 6. Comparing with proposed buck converter as shown in fig.7, we can see that there are nearly 15 dB drops from 2 to 30MHz. The method of "CMSB and CMIB" proposed in this paper make great contribution to reduce the common mode noise.

5. Cancellation mechanism for effect from heat sink

The heat sinks are usually used with the mosfet and diode, so the parasitic capacitance C_{hs} is formed between the drain of the mosfet or the cathode of the diode and the frame ground through its heat sink. These parasitic capacitances, in general, are especially high and play a major role in production of common mode noise component. In proposed buck converter, there are three parasitic capacitances are formed from heat sink of two mosfets C_{hs1} , C_{hs2} and free wheeling diode C_{hs3} as shown in fig. 8. The cathode and drain voltage changes very rapidly in the switching time, as shown the waveforms in fig.2. So the large current pulses flow through the parasitic capacitances C_{hs1} , C_{hs2} and C_{hs3} . Consequently these cause the large common mode noise currents.

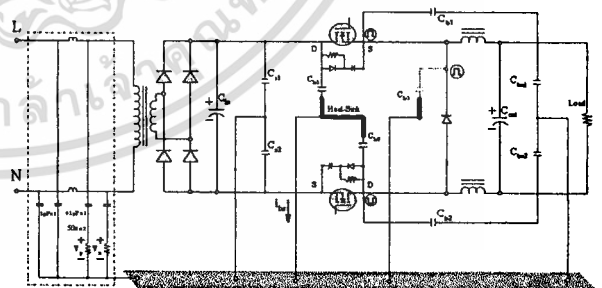


Fig.8. Parasitic capacitance C_{hs} is formed between drain and cathode through its heat sink to frame ground.

5.1 Mechanism on heat sink of Mosfets

In proposed buck converter can be reduced the effect from heat sink that mounted by mosfets. The reduction can be achieved by add the compensation capacitor to build the sub circuit of mosfet-heatsink, as shown in fig.9. There are two loops of common mode current, upper loop is i_{C3} and lower loop is i_{C4} . As shown the waveform of currents in fig.12. Both of the currents are opposite in direction. If the sub

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

circuit can be correctly proportioned to equalize the impedance, which is called that the *common mode impedance balancing* and *common mode source balancing*, the common mode currents i_{c3} and i_{c4} will be cancelled out in the heat sink.

$$Z_{hs1}/Z_{com2} = Z_{com1}/Z_{hs2} \quad (9)$$

In equation (9) is the Bridge balancing condition of the common mode current cancellation mechanism.

In order to verify this concept, the auxiliary impedance L_{aux} was removed during measurement. There are two testing of conditions, first the converter operating during without C_{com} condition, as shown the setup circuit for testing in fig.8. Second the converter operating under common mode current cancellation mechanism on heatsink, as shown the setup circuit for testing in fig.9. The measurement results of heat

sink current i_{hs} waveforms, are shown in figure 14, where it can be seen that there are reduction in amplitude of 200 mA.

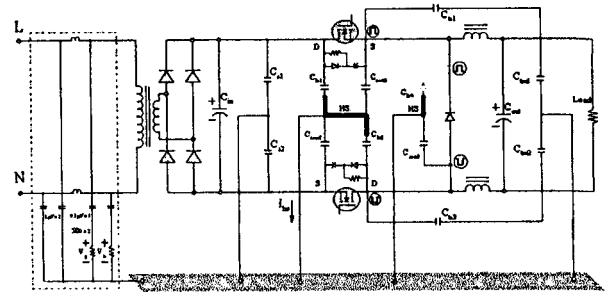


Fig. 9 Topology for common-mode current cancellation

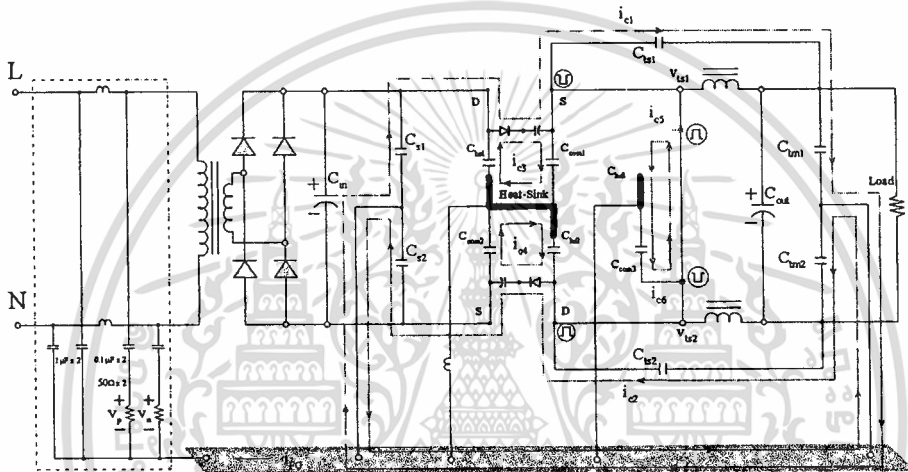


Fig.10. Common-mode current cancellation mechanism during Mosfet is turned off condition.

More efficiency of the common mode current cancellation mechanism in the heat sink of mosfet by independence the sub circuits of mosfet-heatsink from converter, which can be achieved by inserting auxiliary impedance L_{aux} to a wire of heatsink ground, in order to force the common mode current directions only in the loop of sub circuits. As shown the circuits in fig.11, and 10.

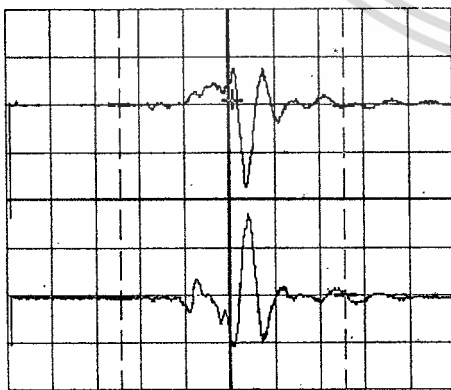


Fig.12. Compare the waveforms of CM current i_{c3} and i_{c4} ; (100ns/div, 200mV)

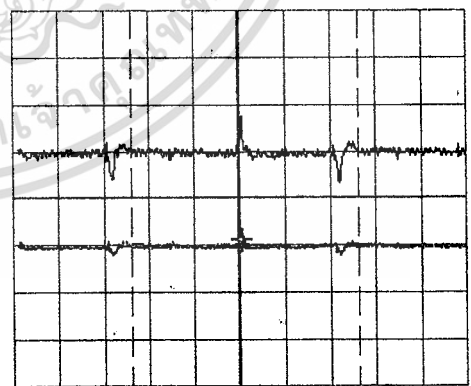


Fig.14. Compare the waveforms of heat sink current i_{hs} (without C_{com} : upper, with C_{com} : lower); (2µs/div, 500mV)

5.2 Mechanism on heat sink of Diode

In proposed buck converter can be reduced the effect from heat sink that mounted by free wheeling diode. The reduction can be achieved by add the compensation capacitor C_{hs3} to build the sub circuit of diode-heatsink, as shown in fig.10.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

There are two common mode current i_{C5} and i_{C6} . The waveforms of currents are shown in fig. 13. Both of currents are opposite in direction on frame ground. If the sub circuit can correctly proportion to equalize the impedance, which is called that the *common mode impedance balancing (CMIB)*, the common mode currents i_{C5} and i_{C6} will be cancelled out in the frame ground when diode is in the turned off condition.

$$Z_{cs1}/Z_{cs2} = Z_{hs3}/Z_{com3} \quad (10)$$

Equation (10) is the Bridge balancing condition of the common mode current cancellation mechanism.

When the free wheeling diode is in conducting condition, as shown in fig.10 and the impedances of Z_{hs3} equal to Z_{com3} , the common mode currents i_{C5} and i_{C6} will be cancelled out within the loop of diode-heat sink.

$$C_{hs3} dV_{ts1} / dt + C_{com3} dV_{ts2} / dt = 0 \quad (11)$$

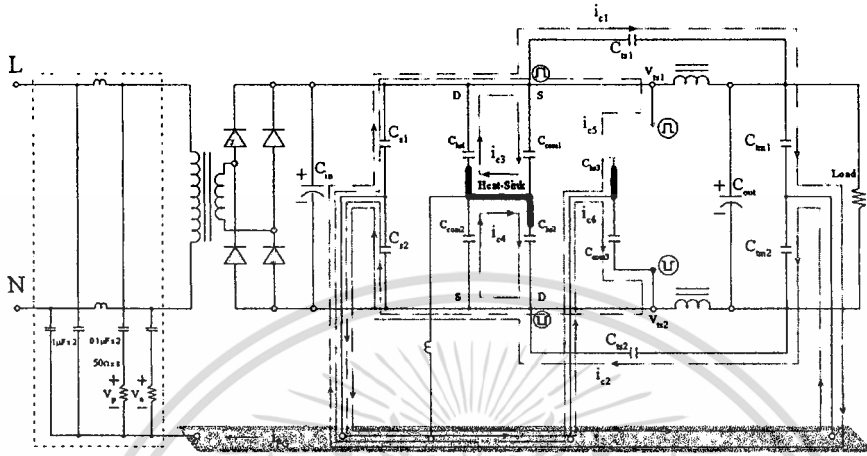


Fig.11. Common-mode current cancellation mechanism during Mosfet is turned on condition.

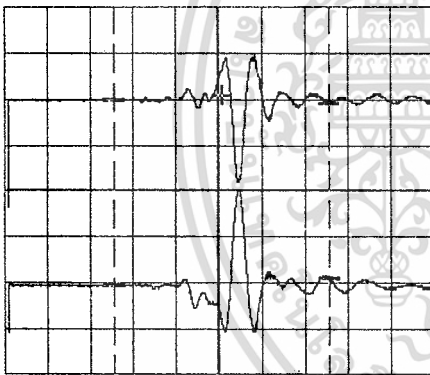
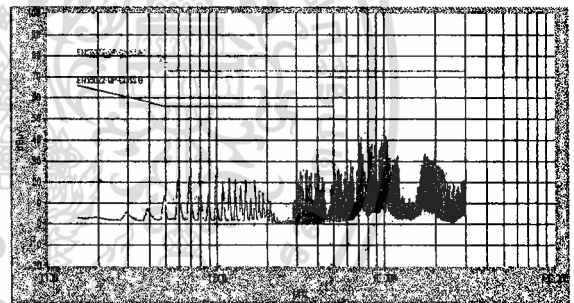
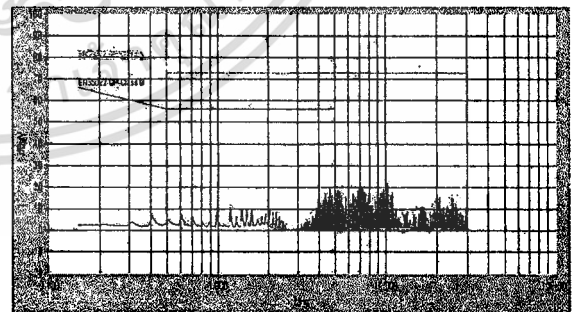


Fig.13. Compare the waveforms of CM current i_{C5} and i_{C6} . (100ns/div, 200mV)

The spectrum of common mode noise current is measured with high frequency current probe by clamping on both of sending and returning power lines. And the conducted noise of the buck converter is to be measured by the noise voltage across the terminator of 50 ohm in LISN. This noise voltage includes not only the common mode but also the differential mode. Figure 15 shows both of the noise spectrum of the two switches balanced Buck with C_{com} . Comparing fig. 7, it is found that they are very similar except in the high frequency region. The reason for this is considered that the current waveforms of figure 12 and 13 are evidenced. There are two pair of common mode current i_{C3} , i_{C4} and i_{C5} , i_{C6} . Both of the current pair are opposite in direction and cancels out in the frame ground or heatsink. These cancellations cause the noise spectrum to be reduced, because the frequency of these current waveform are around 12-14 MHz, and it can be observed that there are nearly 20 dB average drops around 12 to 30MHz of frequency spectrum range.



(a) Total noise spectrum



(b) CM noise spectrum

Fig.15. Spectrums of two switches balanced Buck with C_{com}

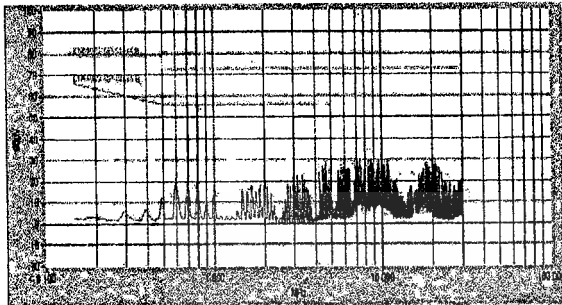
6. Common mode path improvement on transmission lines

To increase the efficiency of cancellation mechanism, common mode current paths on sending and returning transmission line can be added the capacitive paths across

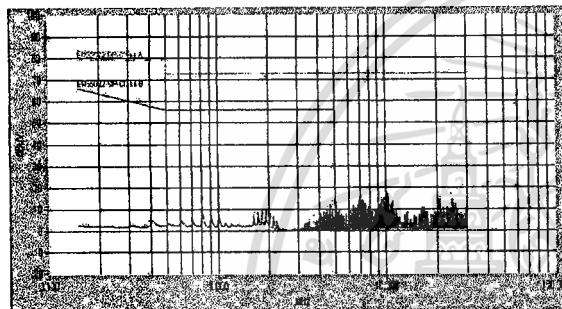
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

both inductors, where these paths provide for high frequency current or common mode current. The less expensive capacitors may be used, as ESR is no longer an issue. And the capacitance selection of these external capacitors should not effect to normal operating mode where it is essential.

If these transmission line capacitor C_t s can be selected properly, the efficiency of cancellation mechanism is more improved.



(a) Total noise spectrum



(b) CM noise spectrum

Fig.16. Spectrums of two switches Buck with C_{ts} & C_{com}

Experiment result of this idea is shown in fig.16. Comparing with figure 15, it can be seen that there are approximately 20 dB average drops around 7 to 10MHz of frequency range. In the case of spectrum results, comparing between conventional buck converter and two switches balanced buck converter that has been proposed, the concept of "CMSB and CMIB" proposed in this paper make great contribution to reduce the common mode noise in a wide range of frequency.

Conclusion

The heat sinks are usually used with the mosfet and diode, so the parasitic capacitance is formed between the drain of the mosfet or the cathode of the diode and the frame ground through its heat sink. So the large current pulses flow through the parasitic capacitances. Consequently these cause the large

common mode noise currents. The reduction can be achieved by adding the compensation capacitor to build the sub circuit of mosfet-heatsink or diode-heatsink. If the sub circuit can achieve correct proportion to equalize the impedance, which is called that the *common mode noise cancellation mechanism*, the common mode currents will be cancelled out in the heat sink.

The impedance balancing concept can be achieved by source, transmission line and termination balanced. The purpose of these three balancing for common mode current paths making, the pair of common mode currents become opposite in direction. And they will be cancelled out in the frame ground. This idea can be called *common mode impedance balancing* or CMB.

The noise source cancellation concept can be achieved by adding one more mosfet switch to the returning power line to generate the *common mode voltage source canceller* but its phase is out of phase to an original common mode voltage source. They change complementarily, that is, by the same amount but in an opposite polarity in the switching time between both of the common mode noise sources. And this idea can be called *common mode source balancing* or CMSB

If the converter can force the mosfet switches to share the voltage properly, under all operating conditions, then the switch voltage rating can be reduced with respect to the voltage rating required if only one switch were used.

References

- [1] Laszlo Tihanyi "Electromagnetic Compatibility in power electronics", *IEEE press* published by j.k. Eckert Inc. USA 1995
- [2] Matahito Shoyama, Tsuyoshi Okunaga, Ge Li, Tamosu Ninomiya, "Balanced Buck-Boost Switching Converter to Reduce Common-Mode Conducted Noise" *IEEE PESC2001 Record*, June 2001, pp.451-456
- [3] A. Rockhill, T.A. Lipo and A.L. Julian, "High Voltage Buck Converter Topology for Common Mode Voltage Reduction", *Proc. of PESC '96*, Baveno, Italy, 24-27 June 1996, pp.1968-1972, Vol. II.
- [4] Wu Xin, Franki N.K. Poon, C.M.Lee, M.H. Pong, "A Study of Common-Mode Noise in Switching Power Supply from a Current Balancing Viewpoint", *IEEE 1999 international conference on power electronics and drive systems PEDS '99*, July 1999, Hong Kong Nov/Dec, 1988, pp.553-560.
- [5] H.W. Ott, "Noise Reduction Techniques in Electronic Systems", John Wiley & Sons, Inc., second edition, 1988.
- [6] Scott W.Mee, James E. Teune, "Reducing Emissions in the Buck converter SMPS", *IEEE Trans. On Electromagnetic Compatibility*, July 2002, PP.179-183.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นาย วรงค์ กาญจนโสภา
วันเดือนปีเกิด	เกิดเมื่อวันที่ 19 สิงหาคม 2511 จังหวัดกรุงเทพมหานคร
ที่อยู่ปัจจุบัน	บ้านเลขที่ 42/62 หมู่1 ถนนกำแพงเพชร แขวงลาดยาว เขตจตุจักร จังหวัดกรุงเทพมหานคร 10110
ประวัติการศึกษา	2534 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ 2545 เข้าศึกษาต่อระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2545
ผลงานวิจัย	2547 ผลงานทางวิชาการที่ได้ตีพิมพ์เผยแพร่คือ “Two Switches Balanced Buck Converter for Common-Mode Noise Reduction” International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2004) Bangkok Thailand

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้