

การวิเคราะห์การแพร่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ
ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสแนบเบอร์

ANALYSIS OF CONDUCTED ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE (EMI)
EMISSION ON AN IMPROVING ACTIVE-SNUBBER-BOOST-CONVERTER



ชัชยา ตันติสุขารมย์

CHAIYA TANTISUKAROM

๑๗
๒๕๔๙
๒๕๔๘

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 60971
วัน,เดือน,ปี..... 7 ก.ค. 2549

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2548

ISBN 974 - 15 - 1738 - 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไป
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารที่
11528333

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

ANALYSIS OF CONDUCTED ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE (EMI)
EMISSION ON AN IMPROVING ACTIVE-SNUBBER-BOOST-CONVERTER



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

2005

ISBN 974 - 15 - 1738 - 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2005

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	ANALYSIS OF CONDUCTED ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE (EMI) EMISSION ON AN IMPROVING ACTIVE-SNUBBER-BOOST-CONVERTER
Student	Chaiya Tantisukarom
Student ID.	43060014
Degree	Doctor of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2005
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Werachet KHAN-NGERN

ABSTRACT

In this thesis, the conducted electromagnetic interference (EMI) emission of an improving active-snubber-boost-converter is analyzed. The proposed timing diagram applying to an improving active-snubber-boost-converter is studied and investigated. The average power efficiency of this improving active-snubber-boost-converter using auxiliary inductor 5 μ H is a slightly improved over its conventional boost converter. The percentage of output voltage ripple ($\Delta v_o/V_o$) are similar on both converters. The conducted EMI emission of the proposed circuit is measured and analyzed. It is illustrated that the proposed active snubber technique can reduce the high switching di/dt rate, as well as the conducted EMI emission noise spectra generated from the hard-switched counterpart. The measured result of the presented active snubber boost converter shows the line to ground and the neutral to ground conducted EMI emission spectra can significantly be improved at high frequency range over the hard-switched operation.

คำสำคัญของวิทยานิพนธ์

การแพร่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ, วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟ
สลับเบอร์, การสวิตช์แบบซอฟท์

Keywords

Conducted Emission, Active snubber boost converter, Soft Switching



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ผมจากลาตกระบังไปเมื่อปี 2531 จากไปพร้อมกับความทรงจำที่ดี และความตั้งใจที่จะกลับมาศึกษาในระดับปริญญาเอกถ้าโอกาสอำนวย หลายสิ่งหลายอย่างเกิดขึ้นมากมายในสิบกว่าปีที่ผ่านมา แต่มีสิ่งหนึ่งที่มั่นคงเสมอมา ตั้งแต่รู้จักกันเมื่อแรกเข้าเรียนที่ลาดกระบังในปี 2523 จนถึงวันนี้ คือ รุ่นพี่ชื่อ น้ำเต้า ที่วันนี้คือท่าน รศ. ร.อ. ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ให้โอกาสอันยิ่งใหญ่ และให้การสนับสนุนอย่างดีเลิศ ในการศึกษาครั้งนี้

โอกาสอันดีอีกครั้งที่พี่น้ำเต้าเปิดโอกาสให้ คือการมีโอกาสได้ศึกษากับ ศ.ดร.ชอุชิ นิตตะ ที่ถือเป็นปรมาจารย์แห่งยุคท่านหนึ่ง ด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า การศึกษากับศาสตราจารย์นิตตะ ทำให้เห็นภาพที่สมบูรณ์ขององค์ความรู้ และผู้ที่เปี่ยมไปด้วยจิตวิญญาณของครูผู้ให้

เป็นไปไม่ได้ที่การเล่าเรียนระดับนี้ ในเวลาเช่นนี้ และวัยที่ล่วงเลยขนาดนี้ จะสำเร็จลงอย่างได้อย่างราบรื่น ถ้าไม่มีคุณแม่ว (ทศพร) ผู้ภรรยา ช่วยจัดการชีวิตเบื้องหลังกับลูกชายและลูกสาวอย่างอดทน สมบูรณ์ และลงตัว

ปริญญาเอกไม่เคยง่าย ไม่มีโชคช่วย เคยท้อเป็นที่สุดแต่กำลังใจอันสำคัญ คือ ความมุ่งมั่นของพี่ลูเนียร์และน้องขวัญ ลูกชายและลูกสาว ที่อยากจะได้เรียนจบปริญญาเอก 'เหมือนพ่อ' ในขณะที่พ่อเองก็ยังไม่รู้ว่าจะไปได้ถึงไหนเลยลูก เขาก็เอากัน

กราบขอบพระคุณ คุณพ่อนคร คุณแม่ใหม่ ที่ให้ความรักและการสนับสนุน

ขอบคุณ พี่น้องร่วมสายโลหิตทุกท่าน ที่สนับสนุนเกื้อกูล และให้กำลังใจ

ขอบคุณน้องๆทุกท่าน ในห้องปฏิบัติการความเข้ากันได้ทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ศูนย์วิจัยด้านการสื่อสารและเทคโนโลยีข้อมูลข่าวสาร ที่ได้กรุณาให้ความช่วยเหลือ มากบ้างน้อยบ้าง ก็มีประโยชน์ และสูงค่าเสมอ ขอขอบคุณอีกครั้ง

ขอบคุณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ขอบคุณห้องปฏิบัติการความเข้ากันได้ทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ

และขอบคุณทุกท่าน ที่เป็นกำลังใจและให้กำลังใจ ที่ไม่อาจกล่าวถึงได้หมดในที่นี้

ด้วยความรู้สึกจากใจและความขอบคุณ

ชัยยา ตันติสุขารมย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ.....	IV
สารบัญ	V
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	2
1.6 ขั้นตอนการศึกษาวิจัย.....	3
บทที่ 2 หลักการทำงานของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้า	5
2.1 พื้นฐานวงจรขยายแรงดันไฟฟ้า	5
2.2 ข้อจำกัดของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป และแนวทางการพัฒนา.....	7
บทที่ 3 วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอมป์ฟลายน์เบอร์กที่นำเสนอ.....	15
3.1 การทำงานของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอมป์ฟลายน์เบอร์กที่นำเสนอ	16
3.1.1 ก่อนเข้าช่วงเวลา t_0	19
3.1.2 การทำงาน ช่วงที่ 1 (ช่วงเวลา t_0-t_1).....	19
3.1.3 การทำงาน ช่วงที่ 2 (ช่วงเวลา t_1-t_2).....	20
3.1.4 การทำงาน ช่วงที่ 3 (ช่วงเวลา t_2-t_3).....	21
3.1.5 การทำงาน ช่วงที่ 4 (ช่วงเวลา t_3-t_4).....	22
3.1.6 การกำหนดขนาดตัวเหนี่ยวนำช่วย L_r	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.2	อัตราขยายของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอริที่นำเสนอ.....	26
3.3	การออกแบบวงจรที่ใช้ในการทดลอง และเงื่อนไขในทางปฏิบัติ.....	32
3.4	ประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอและรีปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก	34
3.5	คุณลักษณะทางความถี่ของรีปเปิลกระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำหลัก	36
บทที่ 4	สวิตช์แทนที่ด้วยอุปกรณ์ในอุดมคติประกอบกัน.....	40
4.1	โครงสร้างภายในของสวิตช์ที่แทนค่าด้วยอุปกรณ์ในอุดมคติประกอบกัน	41
4.1.1	การทำงานสวิตช์เงื่อนไขภายนอก	42
4.1.2	การทำงานสวิตช์เงื่อนไขภายใน	43
4.2	การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำอธิบายด้วยสวิตช์แทนค่าด้วยอุปกรณ์อุดมคติ	43
4.2.1	สวิตช์เงื่อนไขภายนอก EC-LIC สภาวะไม่นำกระแสไฟฟ้า	43
4.2.2	สวิตช์เงื่อนไขภายนอก EC-LIC ชวงนำกระแสไฟฟ้า	45
4.3	การเชื่อมต่อสัญญาณแบบโมดต่าง (Differential Mode: DM)	47
4.4	ลักษณะแถบสัญญาณความถี่แบบโมดต่าง	50
4.5	การต่อพ่วงสัญญาณแบบโมดรวม (Common Mode: CM)	56
4.6	ลักษณะแถบสัญญาณความถี่แบบโมดรวม	57
บทที่ 5	ผลการวัดการแพร่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ	61
5.1	ทิศทางการเดินของสัญญาณที่แพร่ทางสายตัวนำ.....	63
5.2	รูปแบบการวัดการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ.....	63
5.3	ผลการวัดการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ	66
บทที่ 6	สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	74
6.1	สรุปผลการวิจัย	74
6.1.1	ประสิทธิภาพกำลังไฟฟ้า.....	75
6.1.2	รีปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก.....	76
6.1.3	คุณลักษณะการแพร่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ	77
6.1.4	รูปแบบใหม่ของสวิตช์ที่ประกอบด้วยอุปกรณ์ในอุดมคติประกอบกัน.....	79
6.2	ข้อเสนอแนะ.....	80
	เอกสารอ้างอิง.....	81

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก ก	84
เกณฑ์การออกแบบอุปกรณ์สำคัญที่ใช้ในวงจรทดลอง	84
รายละเอียดบางส่วนของอุปกรณ์หลักที่ใช้	86
IRFP460 (บางส่วน -1)	86
MUR860 (บางส่วน -1)	89
ภาคผนวก ข.....	91
ข้อมูลที่ใช้ในการคำนวณประสิทธิภาพและรีปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก	91
ภาคผนวก ค	97
สมการรีปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรที่นำเสนอ	97
ภาคผนวก ง.....	102
ค่าความสูญเสียกำลังไฟฟ้าในวงจร	102
ภาคผนวก จ.....	107
การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ วัดแยกสัญญาณโมดต่าง-โมดรวม	107
ภาคผนวก ฉ.....	110
แนวคิดประยุกต์ใช้ชุดวงจรแอคทีฟสลับเบอร์กับวงจร BUCK และ วงจร BUCK-BOOST... ..	110
ภาคผนวก ช	111
อริธานต์พท์ (ตัวแปรหรือหน่วย).....	111
บทความที่ได้รับการตีพิมพ์.....	113
ประวัติผู้เขียน.....	147

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1-1	อัตราพิกัดของอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในวงจรทดลอง3
2-1	ประสิทธิภาพและรีปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป14
3-1	แรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการคำนวณและจากการวัด ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบ ทั่วไป เมื่อใช้ค่าสัดส่วนการทำงาน (duty ratio) เท่ากัน31
3-2	แรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการคำนวณและจากการวัด วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแฉีก ที่ฟลันน์เบอร์ที่นำเสนอ เมื่อใช้ค่าสัดส่วนการทำงาน (duty ratio) เท่ากัน31
5-1	สรุปผลการวัดเมื่อแยกตามวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปและวงจรขยายแรงดันไฟฟ้า แบบแฉีกที่ฟลันน์เบอร์ที่นำเสนอ67



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1-1	ขั้นตอนการศึกษาวิจัย4
2-1.ก	วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป.....6
2-1.ข	ลักษณะสัญญาณทางเวลา.....6
2-1	วงจรขยายแรงดันทางไฟฟ้าแบบทั่วไปและลักษณะสัญญาณทางเวลา.....6
2-2	กราฟแสดงอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าในรูปที่ 2-1.....7
2-3.ก	สัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟต และสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของ V_{DS-M_1} วัดที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 150 V.....9
2-3.ข	สัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟต และสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของ V_{DS-M_1} วัดที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 200 V.....9
2-3.ค	สัญญาณกระแสไฟฟ้าไหลผ่านสวิตช์มอสเฟต และสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของ I_{D-M_1} วัดที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 150 V.....9
2-3.ง	สัญญาณกระแสไฟฟ้าไหลผ่านสวิตช์มอสเฟต และสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของ I_{D-M_1} วัดที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 200 V.....10
2-3.จ	สัญญาณกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของ I_{L_1} วัดที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 150 V.....10
2-3.ฉ	สัญญาณกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของ I_{L_1} วัดที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 200 V.....10
2-3.ช	สัญญาณกระแสไฟฟ้าไหลผ่านไดโอดไฟฟ้ากำลัง และสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของ I_{D_0} วัดที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 150 V.....11
2-3.ซ	สัญญาณกระแสไฟฟ้าไหลผ่านไดโอดไฟฟ้ากำลัง และสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของ I_{D_0} วัดที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 200 V.....11
2-3.ณ	ออสซิลโลสโคป HP infinium ที่คำนวณหาฟังก์ชันการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วได้.....11
2-3	ลักษณะสัญญาณที่ได้จากการวัดของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าในรูปที่ 2-1 และสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว11
2-4.ก	สัญญาณด้านเข้าจากการวัด ใช้สำหรับคำนวณหาประสิทธิภาพ และอัตราขยายทางแรงดันไฟฟ้า ที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 150 V.....12
2-4.ข	สัญญาณด้านออกจากการวัด ใช้สำหรับคำนวณหาประสิทธิภาพ ริปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก และอัตราขยายทางแรงดันไฟฟ้า ที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 150 V12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2-4.ค	สัญญาณด้านเข้าจากการวัด ใช้สำหรับคำนวณหาประสิทธิภาพ และอัตราขยายทางแรงดันไฟฟ้า ที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 200 V.....13
2-4.ง	สัญญาณด้านออกจากการวัด ใช้สำหรับคำนวณหาประสิทธิภาพ ริปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก และอัตราขยายทางแรงดันไฟฟ้า ที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 200 V13
2-4	สัญญาณจากการวัดสำหรับคำนวณหาประสิทธิภาพและริปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าในรูปที่ 2-1.....13
3-1.ก	วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอ.....17
3-1.ข	สถานะของวงจร ก่อนเข้าสู่รอบการทำงานถัดไป (ก่อน t_0 ในรูปที่ 3-1.7).....17
3-1.ค	สถานะของวงจร ช่วงการทำงานที่ t_0-t_117
3-1.จ	สถานะของวงจร ช่วงการทำงานที่ t_1-t_217
3-1.ฉ	สถานะของวงจร ช่วงการทำงานที่ t_2-t_318
3-1.ช	สถานะของวงจร ช่วงการทำงานที่ t_3-t_418
3-1.ซ	สัญญาณการควบคุมที่นำเสนอใหม่กับวงจรที่ทำการวิจัย.....18
3-1	ช่วงการทำงานของวงจรที่ทำการวิจัยและการวิเคราะห์สัญญาณหลักในอุดมคติ.....18
3-2.ก	สัญญาณขาเกต V_{g-M_a} และ V_{g-M_1} (y-axis: 10 V/div) และ สัญญาณกระแสไฟฟ้า I_{L_1} และ I_{L_r} (y-axis: 2 A/div) ที่ได้จากการจำลอง (x axis: 2 μ s/div).....22
3-2.ข	สัญญาณขาเกต V_{g-M_a} และ V_{g-M_1} และ สัญญาณกระแสไฟฟ้า I_{L_1} และ I_{L_r} ที่ได้จากการวัด เปรียบเทียบกับรูปที่ 3-2.ก เฉพาะรูปแบบสัญญาณ.....23
3-2	ลักษณะสัญญาณจากการวัดที่ขาเกต และกระแสไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำทั้งสองของวงจรที่นำเสนอ ที่ได้จากการวัด และการจำลองวงจร23
3-3.ก	สัญญาณขาเกต V_{g-M_a} และ V_{g-M_1} (y-axis: 10 V/div) และ สัญญาณกระแสไฟฟ้า I_{D_0} และ I_{D_r} (y-axis: 2 A/div) ที่ได้จากการจำลอง เปรียบเทียบกับรูปที่ 3-3.ข เฉพาะรูปแบบสัญญาณ (x axis: 2 μ s/div).....23
3-3.ข	สัญญาณขาเกต V_{g-M_a} และ V_{g-M_1} และ สัญญาณกระแสไฟฟ้า I_{D_0} และ I_{D_r} ที่ได้จากการวัด.....24
3-3	ลักษณะสัญญาณกระแสไฟฟ้า ของสัญญาณหลักที่ใช้ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรที่นำเสนอ ที่ได้จากการจำลองวงจรและการวัด.....24
3-4.ก	ลักษณะสัญญาณกระแสไฟฟ้า I_{D_0} เมื่อ L_r เท่ากับ 5 μ H25
3-4.ข	ลักษณะสัญญาณกระแสไฟฟ้า I_{D_0} เมื่อ L_r เท่ากับ 10 μ H25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3-4.ค	ลักษณะสัญญาณกระแสไฟฟ้า I_{D_0} เมื่อ L_r เท่ากับ 20 μ H25
3-4	ลักษณะสัญญาณกระแสไฟฟ้า I_{D_0} เมื่อ L_r เท่ากับ 5 10 และ 20 μ H ตามลำดับ25
3-5	กราฟอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าจากสมการที่ 3.16 ($V_1=100$ V และ $R_0=100$ Ω).....28
3-6.ก	กราฟอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าจากสมการที่ 3.16 [P] $L_r=20$ μ H และ [M] $L_r=5$ μ H สัดส่วนเวลาทำงาน 0 ถึง 70% ($V_1=100$ V และ $R_0=100$ Ω).....28
3-6.ข	กราฟอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป จากสมการที่ 2.2 ที่สัดส่วนเวลาทำงาน 0 ถึง 70% และ $V_1=100$ V29
3-6	กราฟอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอริ์ เปรียบเทียบกับวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป ที่สัดส่วนเวลาทำงานเท่ากับ 70% และ $V_1=100$ V29
3-7.ก	แรงดันไฟฟ้านำออกของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป เปรียบเทียบระหว่างค่าที่ได้จากการคำนวณและการวัด29
3-7.ข	แรงดันไฟฟ้านำออกของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอริ์ เปรียบเทียบระหว่างค่าที่ได้จากการคำนวณและการวัด.....30
3-7	เปรียบเทียบค่าแรงดันไฟฟ้านำออกระหว่างค่าที่ได้จากการคำนวณและการวัด จากวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป และวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอริ์ที่นำเสนอ.....30
3-8.ก	วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอริ์ที่นำเสนอ.....32
3-8.ข	วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอริ์ที่สร้างขึ้น.....32
3-8.ค	วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอริ์ขณะทำการทดลอง.....33
3-8	วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอริ์ที่สร้างสำหรับการทดลอง33
3-9.ก	ประสิทธิภาพของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป34
3-9.ข	เปรียบเทียบประสิทธิภาพ เมื่อ L_r เท่ากับ 5 10 และ 20 μ H35
3-9	การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรที่ทำการทดลอง35
3-10.ก	ริบเปิดแรงดันไฟฟ้านำออก ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป35
3-10.ข	เปรียบเทียบริบเปิดแรงดันไฟฟ้านำออก เมื่อ L_r เท่ากับ 5 10 และ 20 μ H35
3-10	การเปรียบเทียบริบเปิดแรงดันไฟฟ้านำออก35
3-11	ขอบเขตของจุดแรกในการเข้าสู่เงื่อนไขตัวสวิตช์ทำงานที่แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ ของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำหลัก $t_{01} = t_{12}$37
4-1.ก	สวิตช์เงื่อนไขภายนอก.....41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4-1.ข สวิตช์เงื่อนไขภายใน.....	41
4-1 ลักษณะโครงสร้างภายในของสวิตช์ที่แทนค่าด้วยอุปกรณ์ในอุดมคติ	41
4-2.ก สัญญาณแบบโมดต่าง	44
4-2.ข สัญญาณแบบโมดร่วม	44
4-2.ค วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป.....	44
4-2 วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปใช้สวิตช์เงื่อนไขภายในนอก-ภายในที่นำเสนอ เพื่ออธิบาย การแพร่สัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ.....	44
4-3 ลักษณะสัญญาณที่สวิตช์เงื่อนไขภายในนอกของวงจรในรูปที่ 4-2.....	46
4-4 เส้นทางเดินของกระแสไฟฟ้าในการเชื่อมต่อสัญญาณแบบโมดต่าง	47
4-5.ก สัญญาณทางเวลา	51
4-5.ข แถบสัญญาณทางความถี่ของสัญญาณทางเวลาในรูปที่ 4-2.1.....	51
4-5 สัญญาณทางเวลาและเมื่อแปลงเป็นสัญญาณทางความถี่.....	51
4-6.ก ทิศทางกระแสไฟฟ้าโมดต่างของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปเมื่อสวิตช์หลัก M_1 นำ กระแสไฟฟ้า.....	52
4-6.ข ทิศทางกระแสไฟฟ้าโมดต่างของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปเมื่อสวิตช์หลัก M_1 ไม่ นำกระแสไฟฟ้า.....	52
4-6.ค วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอ เมื่อรวมค่าอุปกรณ์แฝงที่อุปกรณ์ หลัก.....	52
4-6 การเดินทางของกระแสไฟฟ้าโมดต่าง ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้า.....	52
4-7.ก ลักษณะสัญญาณกระแสไฟฟ้าไดโอดไฟฟ้ากำลัง และสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว ของ I_{D_0} ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป	53
4-7.ข สัญญาณกระแสไฟฟ้าไดโอดไฟฟ้ากำลังเมื่อ L_r เท่ากับ 5 μH และสัญญาณการแปลงฟู เรียร์แบบเร็วของ I_{D_0} ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอ.....	53
4-7 สัญญาณกระแสไฟฟ้าและสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของไดโอดไฟฟ้ากำลัง I_{D_0} ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปและแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่ L_r เท่ากับ 5 μH	53
4-8 เปรียบเทียบสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว (จากรูปที่ 4-7) สัญญาณกระแสไฟฟ้า ไดโอดไฟฟ้ากำลัง I_{D_0} ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปและแบบแอคทีฟสลับเบอร์ ที่นำเสนอ เมื่อ L_r เท่ากับ 5 μH	53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4-9.ก	สัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว และสัญญาณกระแสไฟฟ้ามอสเฟต I_{O-M_1} ของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป.....54
4-9.ข	สัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว และสัญญาณกระแสไฟฟ้ามอสเฟต I_{O-M_1} ของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ดที่นำเสนอ เมื่อ L_r เท่ากับ $5 \mu\text{H}$55
4-9.ค	เปรียบเทียบสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของสัญญาณกระแสไฟฟ้ามอสเฟต I_{O-M_1} รูปที่ 4-9.1 กับรูปที่ 4-9.2.....55
4-9	สัญญาณกระแสไฟฟ้าและการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของไดโอดไฟฟ้ากำลัง I_{O-M_1} ของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปและแบบแอคทีฟสลับเบอร์ดที่ L_r เท่ากับ $5 \mu\text{H}$55
4-10	สัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟต V_{DS-M_1} และสัญญาณกระแสไฟฟ้ามอสเฟต I_{O-M_1} ของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ดที่นำเสนอ.....55
4-11	เส้นทางเดินของกระแสไฟฟ้าในการเชื่อมต่อสัญญาณแบบโมดรวม56
4-12.ก	ทิศทางกระแสไฟฟ้าโมดรวมของจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปเมื่อสวิตช์หลักนำกระแสไฟฟ้า.....58
4-12.ข	ทิศทางกระแสไฟฟ้าโมดรวมของจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปเมื่อสวิตช์หลักไม่นำกระแสไฟฟ้า.....58
4-12.ค	วงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ดที่นำเสนอ เมื่อรวมค่าอุปกรณั้แฝงที่อุปกรณั้หลัก.....58
4-12.ง	สัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว และสัญญาณแรงดันตกคร่อม V_{DS-M_1} ของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปที่แรงดันด้านออก 200 V59
4-12.จ	สัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว และสัญญาณแรงดันตกคร่อม V_{DS-M_1} ของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ดที่นำเสนอที่แรงดันด้านออก 200 V59
4-12.ฉ	เปรียบเทียบสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว ของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม V_{DS-M_1} รูปที่ 4-12.4) กับรูปที่ 4-12.559
4-12	ลักษณะสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์หลัก M_1 ของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป และแบบแอคทีฟสลับเบอร์ดที่นำเสนอ.....59
5-1.ก	ตัวเก็บประจุแฝงที่ตำแหน่งสำคัญของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป.....62
5-1.ข	ตัวเก็บประจุแฝงที่ตำแหน่งสำคัญของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ดที่ทำการวิจัย62
5-1	วงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าที่แสดงค่าองค์ประกอบแฝง ณ.อุปกรณั้สำคัญในวงจร62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5-2	การกำหนดเส้นทางการเดินและการมีส่วนร่วม ระหว่างองค์ประกอบของสัญญาณกระแสไฟฟ้าแบบโมดต่างและสัญญาณกระแสไฟฟ้าแบบโมดรวมของสัญญาณที่แพร่ทางสายตัวนำ.....63
5-3	การจัดวงจรแบบทั่วไป ของวงจรกำหนดความเสถียรของอิมพีแดนซ์ (วงจรถัดขึ้น) สำหรับการวัดสัญญาณที่แพร่ทางสายตัวนำ.....64
5-4.ก	วงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่ทำการทดลอง.....65
5-4.ข	เครื่องมือวัดที่ใช้สำหรับวัดและแสดงผลแถบความถี่66
5-4.ค	การวัดแถบสัญญาณความถี่ที่แพร่ทางสายตัวนำในสภาพแวดล้อมเปิด66
5-4	วงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่ทำการทดลอง.....66
5-5.ก	ขั้วไลน์ 150 V68
5-5.ข	ขั้วไลน์ 200 V68
5-5	แถบความถี่การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป วัดที่ขั้วไลน์ของลิสซิ่ง.....68
5-6.ก	ขั้วนิวทรอล 150 V.....68
5-6.ข	ขั้วนิวทรอล 200 V.....68
5-6	แถบความถี่การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป วัดที่ขั้วนิวทรอลของลิสซิ่ง.....68
5-7	แถบความถี่อ้างอิง ได้จากการวัดเมื่อวงจรที่ทำการทดลองปิดอยู่.....68
5-8.ก	$L_r=5 \mu\text{H}$ ขั้วไลน์ 150 V69
5-8.ข	$L_r=5 \mu\text{H}$ ขั้วไลน์ 200 V.....69
5-8	แถบความถี่การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ ของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ ที่ $L_r=5 \mu\text{H}$ วัดที่ขั้วไลน์ของลิสซิ่ง.....69
5-9.ก	$L_r=5 \mu\text{H}$ ขั้วนิวทรอล 150 V.....69
5-9.ข	$L_r=5 \mu\text{H}$ ขั้วนิวทรอล 200 V.....69
5-9	แถบความถี่การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ ของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่ $L_r=5 \mu\text{H}$ วัดที่ขั้วนิวทรอลของลิสซิ่ง.....69
5-10.ก	$L_r=10 \mu\text{H}$ ขั้วไลน์ 150 V.....70
5-10.ข	$L_r=10 \mu\text{H}$ ขั้วไลน์ 200 V.....70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5-10	70
แถบความถี่การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับ เบอร์ที่ $L_r=10\ \mu\text{H}$ วัดที่ขั้วไลน์ของลิสซิ่ง	
5-11.ก	70
$L_r=10\ \mu\text{H}$ ขั้วนิวทรอล 150 V	
5-11.ข	70
$L_r=10\ \mu\text{H}$ ขั้วนิวทรอล 200 V	
5-11	70
แถบความถี่การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับ เบอร์ ที่ $L_r=10\ \mu\text{H}$ วัดที่ขั้วนิวทรอลของลิสซิ่ง.....	
5-12.ก	71
การเปรียบเทียบแถบความถี่ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป กับวงจรขยาย แรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอมือ $L_r=5\ \mu\text{H}$ วัดที่ขั้วไลน์ของลิสซิ่งที่ แรงดันไฟฟ้าด้านออกเท่ากับ 150 V	
5-12.ข	71
การเปรียบเทียบแถบความถี่ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป กับวงจรขยาย แรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอมือ $L_r=5\ \mu\text{H}$ วัดที่ขั้วนิวทรอลของลิสซิ่ง ที่ แรงดันไฟฟ้าด้านออกเท่ากับ 150 V	
5-12.ค	72
การเปรียบเทียบแถบความถี่ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป กับวงจรขยาย แรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอมือ $L_r=5\ \mu\text{H}$ วัดที่ขั้วไลน์ของลิสซิ่ง ที่ แรงดันไฟฟ้าด้านออกเท่ากับ 200 V	
5-12.ง	72
การเปรียบเทียบแถบความถี่ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป กับวงจรขยาย แรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอมือ $L_r=5\ \mu\text{H}$ วัดที่ขั้วนิวทรอลของลิสซิ่ง ที่ แรงดันไฟฟ้าด้านออกเท่ากับ 200 V	
5-12	72
การเปรียบเทียบแถบความถี่การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้า แบบทั่วไป กับวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอมือ $L_r=5\ \mu\text{H}$ ที่ แรงดันไฟฟ้าด้านออกเท่ากับ 150 และ 200 V	
6-1.ก	75
วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอมือ	
6-1.ข	75
สัญญาณการควบคุมที่นำเสนอมือใหม่กับวงจรที่ทำการวิจัย	
6-1	75
วงจรที่ทำการวิจัยและการวิเคราะห์สัญญาณหลักในอุดมคติ	
6-2.ก	76
เปรียบเทียบประสิทธิภาพกำลังไฟฟ้า	
6-2.ข	76
เปรียบเทียบริปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้าน	
6-2	76
การเปรียบเทียบประสิทธิภาพกำลังไฟฟ้าและริปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก ของวงจรขยาย แรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอมือ กับวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6-3.ก	สัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว และสัญญาณกระแสไฟฟ้ามอสเฟต I_{O-M_1} ของ วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป77
6-3.ข	สัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมมอสเฟต V_{O-M_1} และสัญญาณกระแสไฟฟ้ามอสเฟต I_{O-M_1} ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอมป์ที่ฟลันด์เบอร์ที่นำเสนอ77
6-3.ค	สัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว และสัญญาณกระแสไฟฟ้ามอสเฟต I_{O-M_1} ของ วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอมป์ที่ฟลันด์เบอร์ที่นำเสนอ78
6-3.ง	เปรียบเทียบสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว ของสัญญาณกระแสไฟฟ้ามอสเฟต I_{O-M_1} ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปและแบบแอมป์ที่ฟลันด์เบอร์ที่นำเสนอ78
6-3	ลักษณะสวิตช์ที่เริ่มทำงานที่แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ ของสวิตช์หลัก M_1 ของ วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอมป์ที่ฟลันด์เบอร์ที่นำเสนอ และการเปรียบเทียบสัญญาณ การแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว78
6-4.ก	แถบความถี่วัดที่ขั้วไลน์ของลิสซิ่ง ที่แรงดันไฟฟ้าด้านออกเท่ากับ 200 V79
6-4.ข	แถบความถี่วัดที่ขั้วนิวทรอลของลิสซิ่ง ที่แรงดันไฟฟ้าด้านออกเท่ากับ 200 V79
6-4	การเปรียบเทียบแถบความถี่การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้า แบบทั่วไปกับวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอมป์ที่ฟลันด์เบอร์ ที่ $L=5 \mu\text{H}$ แรงดันไฟฟ้าด้าน ออกเท่ากับ 200 V79
6-5	วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปใช้สวิตช์เงื่อนไขภายนอกภายในที่นำเสนอ เพื่อ ตรวจสอบการแพร่สัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ80
ข-1.ก	สัญญาณ $[V_{in} \{V \text{ avg}(2)\}] [I_{in} \{V \text{ avg}(4)\}]$ เมื่อ V_{out} เท่ากับ 150 V วงจรขยาย แรงดันไฟฟ้าแบบแอมป์ที่ฟลันด์เบอร์91
ข-1.ข	สัญญาณรูปซ้ายมือ $[V_{out} \{V \text{ avg}(2)\}] [I_{out} \{V \text{ avg}(4)\}]$ และ V_{ripple} (รูปขวามือ) เมื่อ V_{out} เท่ากับ 150 V วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอมป์ที่ฟลันด์เบอร์91
ข-1.ค	สัญญาณ $[V_{in} \{V \text{ avg}(2)\}] [I_{in} \{V \text{ avg}(4)\}]$ เมื่อ V_{out} เท่ากับ 165 V วงจรขยาย แรงดันไฟฟ้าแบบแอมป์ที่ฟลันด์เบอร์91
ข-1.ง	สัญญาณรูปซ้ายมือ $[V_{out} \{V \text{ avg}(2)\}] [I_{out} \{V \text{ avg}(4)\}]$ และ V_{ripple} (รูปขวามือ) เมื่อ V_{out} เท่ากับ 165 V วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอมป์ที่ฟลันด์เบอร์92
ข-1.จ	สัญญาณ $[V_{in} \{V \text{ avg}(2)\}] [I_{in} \{V \text{ avg}(4)\}]$ เมื่อ V_{out} เท่ากับ 180 V วงจรขยาย แรงดันไฟฟ้าแบบแอมป์ที่ฟลันด์เบอร์92

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
ข-1.จ	92
ข-1.ช	93
ข-1.ซ	93
ข-1	93
ข-2.ก	93
ข-2.ข	94
ข-2.ค	94
ข-2.ง	94
ข-2.จ	95
ข-2.ฉ	95
ข-2.ช	95
ข-2.ซ	96
ข-2	96
ค-1	97
ค-2	97
ค-3	98

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
ค-4	ตำแหน่งสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ใช้ในการคำนวณรีปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก98
ค-5	แสดงประจุไฟฟ้าใต้พื้นที่กราฟของกระแสไฟฟ้าของไดโอดไฟฟ้ากำลัง99
ง-1	ค่าความสูญเสียกำลังไฟฟ้าในวงจรตัดต่อไฟฟ้ากำลัง102
ง-2	วงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบออร์ที่นำเสนอ.....102
ง-3	ความสูญเสียกำลังไฟฟ้าเนื่องจากการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์หลัก M_1 วงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป103
ง-4	ความสูญเสียกำลังไฟฟ้าเนื่องจากการเปลี่ยนสถานะของไดโอดไฟฟ้ากำลังหลัก D_0 วงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป103
ง-5	ความสูญเสียกำลังไฟฟ้าเนื่องจากการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์หลัก M_1 วงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบออร์104
ง-6	ความสูญเสียกำลังไฟฟ้าเนื่องจากการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์หลัก M_2 วงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบออร์104
ง-7	ความสูญเสียกำลังไฟฟ้าเนื่องจากการเปลี่ยนสถานะของไดโอดไฟฟ้ากำลังหลัก D_0 วงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบออร์104
ง-8	ความสูญเสียกำลังไฟฟ้าเนื่องจากการเปลี่ยนสถานะของไดโอดไฟฟ้ากำลังหลัก D_1 วงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบออร์105
ง-9	กำลังไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออกของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป105
ง-10	กำลังไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออกของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบออร์105
จ-1.ก	สัญญาณโมดต่าง107
จ-1.ข	สัญญาณโมดร่วม107
จ-1.ค	สัญญาณโมดต่างเปรียบเทียบกับสัญญาณโมดร่วม (BOOST).....107
จ-1	สัญญาณโมดต่างและโมดร่วมของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป107
จ-2.ก	สัญญาณโมดต่าง108
จ-2.ข	สัญญาณโมดร่วม108
จ-2.ค	สัญญาณโมดต่างเปรียบเทียบกับสัญญาณโมดร่วม (ACTIVE)108
จ-2	สัญญาณโมดต่างและโมดร่วมของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบออร์108
จ-3.ก	เปรียบเทียบสัญญาณโมดต่าง108
จ-3.ข	เปรียบเทียบสัญญาณโมดร่วม108
จ-3	เปรียบเทียบสัญญาณโมดต่าง และสัญญาณโมดร่วม.....108

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
ฉ-1	ประยุกต์ใช้กับวงจร BUCK.....	110
ฉ-2	ประยุกต์ใช้กับวงจร BUCK-BOOST.....	110



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

จากการที่สวิตซ์สารกึ่งตัวนำ ได้มีการพัฒนาและมีความก้าวหน้าเป็นอย่างมาก การนำสวิตซ์สารกึ่งตัวนำมาใช้ในการสวิตซ์และควบคุมวงจรไฟฟ้ากำลัง ให้ความสะดวกในการออกแบบและการพัฒนางจร ทำให้มีการใช้งานวงจรถ่านี้กันอย่างแพร่หลาย อย่างไรก็ตามแม้ว่าจะได้รับผลดีในด้านความสะดวกและความหลากหลาย ในรูปแบบการออกแบบและการพัฒนางจรสวิตซ์ไฟฟ้ากำลังแบบใหม่ๆ วงจรสวิตซ์ไฟฟ้ากำลังที่ใช้ความถี่ในการควบคุมการสวิตซ์ที่สูงขึ้น ที่มีจุดประสงค์หลักในการทำให้ขนาดทางกายภาพโดยรวมของเครื่องมือมีขนาดเล็กลงนั้น ก่อให้เกิดสัญญาณความถี่สูงแพร่ออกมาทางสายตัวนำ อันเนื่องมาจากผลของการสวิตซ์ความถี่สูงที่ กำลังไฟฟ้าสูง [1]-[2]

สัญญาณรบกวนความถี่สูงที่เกิดขึ้นมาเนื่องจากการควบคุมการสวิตซ์ด้วยความถี่สูงนี้ เป็นสัญญาณที่เกิดขึ้นจากลักษณะการทำงานของวงจรมิสามารถหลีกเลี่ยงได้ สัญญาณรบกวนเหล่านี้สามารถเดินทางไปตามสายตัวนำได้ ถ้าขนาดของสัญญาณรบกวนนี้มีค่าสูงถึงระดับหนึ่ง อาจจะก่อให้เกิดการทำงานบางอย่างบนวงจรถ่านี้เข้าไป ทั้งนี้การทำงานที่เกิดขึ้นเนื่องจากสัญญาณอื่นที่ไม่ใช่สัญญาณหลักของวงจรมิยอมก่อให้เกิดการทำงานที่อาจไม่เป็นไปตามรูปแบบเดิมของวงจรมิยอมให้เกิดการทำงานที่ไม่ได้ออกแบบหรือคาดหวังไว้ มีโอกาสทำให้เกิดการทำงานที่ผิดพลาด ที่อาจจะส่งผลให้เกิดความเสียหายต่อวงจรมิยอมหรือระบบที่เกี่ยวข้อง

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

เนื่องจากสัญญาณที่แพร่ทางสายตัวนำ เกิดขึ้นจากกระบวนการของการสวิตซ์ในวงจรมิยอมช่วงเวลาสั้นๆโดยสวิตซ์สารกึ่งตัวนำ เป็นสัญญาณที่เกิดขึ้นโดยการทำงานของวงจรมิยอม การศึกษาวิจัยจึงมุ่งเน้นไปที่พื้นฐานการเกิดขึ้นของสัญญาณเหล่านี้ เพื่อให้เกิดความเข้าใจที่ชัดเจนในการเกิดขึ้นของสัญญาณ เข้าใจวิธีการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ จนสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานโดยการจำกัดหรือลดสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำได้อย่างเป็นระบบ และเป็นบริบทอ้างอิงสำหรับการวิเคราะห์แก้ปัญหาสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำที่มีเพิ่มมากขึ้นตามปริมาณการใช้งานของวงจรมิยอมสวิตซ์เหล่านี้ ที่มีการใช้งานกันอย่างแพร่หลายในปัจจุบันและจะยิ่งเพิ่มมากขึ้นในอนาคต

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

การเกิดขึ้นของสัญญาณความถี่สูง เป็นผลมาจากระบบควบคุมการสวิตช์ไฟฟ้ากำลังด้วยความถี่สูง การเกิดขึ้นของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่ทางสายตัวนำ มีสมมติฐานมาจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าต่อเวลา dv/dt หรือจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าต่อเวลา di/dt การจำกัดการเกิดขึ้นของสัญญาณรบกวนที่แพร่ทางสายตัวนำเหล่านี้ จึงสามารถทำได้โดยการลดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้า dv หรือลดการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้า di หรือเพิ่มช่วงของระยะเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลง dt อย่างไรก็ตามการเปลี่ยนแปลงใดๆ จะต้องอยู่ในค่าที่รับได้ ในขั้นต้นจำเป็นต้องมีความรู้ความเข้าใจ ในการทำงานของวงจรสวิตช์ไฟฟ้ากำลัง เนื่องจากเป็นต้นกำเนิดของสัญญาณ และเป็นแหล่งกำเนิดของการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าต่อเวลา และการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าต่อเวลา หลักจากนั้นจึงทำความเข้าใจการเชื่อมต่อสัญญาณที่เกิดขึ้น จากการสวิตช์วงจรไฟฟ้ากำลัง อันก่อให้เกิดการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ เมื่อทราบถึงแหล่งกำเนิดและมีความรู้ความเข้าใจในการเชื่อมต่อสัญญาณ ก็จะสามารถจัดการหรือลดทอนการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่ทางสายตัวนำ เป็นองค์ประกอบร่วมระหว่างลักษณะสัญญาณในการสวิตช์ไฟฟ้ากำลัง กับลักษณะทางกายภาพของอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้อง แนวความคิดในการทำการศึกษาวิจัย ในเรื่องการวิเคราะห์การแพร่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ จึงเป็นการศึกษาถึงแหล่งกำเนิดของการเกิดขึ้นของสัญญาณที่แพร่ทางสายตัวนำ ที่มีผลจากรูปลักษณะสัญญาณทางไฟฟ้าของวงจรสวิตช์ไฟฟ้ากำลังที่เลือกใช้ อันจะมีผลต่อการเชื่อมต่อสัญญาณที่เกิดขึ้น หากสามารถปรับเปลี่ยนลักษณะสัญญาณที่มีผลต่อการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำได้ โดยไม่ทำให้ประสิทธิภาพหรือคุณสมบัติของวงจรสวิตช์ไฟฟ้ากำลังลดลง จะทำให้การจัดการหรือลดทอน สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่ทางสายตัวนำเป็นไปอย่างมีระบบ ซึ่งควรจะดำเนินการเรื่องรูปแบบวงจรสัญญาณรบกวนไฟฟ้าทางสายตัวนำไปพร้อมๆกับการออกแบบวงจรสวิตช์ไฟฟ้า

1.5 ขอบเขตการวิจัย

1. ทำการศึกษาวิจัยวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าเพื่อใช้เป็นวงจรหลักในการศึกษา นำเสนอวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่ปรับปรุงสัญญาณควบคุม ที่สามารถสร้างเงื่อนไขการเริ่มต้นนำกระแสไฟฟ้าเมื่อแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ (Zero Voltage Switch) และควบคุมกระแสไฟฟ้าไหลย้อนกลับในระหว่างหยุดนำกระแสไฟฟ้าของไดโอดไฟฟ้ากำลัง ทำการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วัดผลการทดลองเปรียบเทียบประสิทธิภาพ และอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าด้านออก ต่อแรงดันไฟฟ้าด้านออก (แรงดันไฟฟ้าริปเปิลด้านออก) ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแฉีกที่ฟล้นับเบอร์ที่นำเสนอกับวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าที่ไม่ใช้ชุดแฉีกที่ฟล้นับเบอร์

2. วิเคราะห์ผลการวัดการแพร่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแฉีกที่ฟล้นับเบอร์ที่นำเสนอ เปรียบเทียบกับวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าที่ไม่ใช้ชุดแฉีกที่ฟล้นับเบอร์ มีอัตราพิกัดอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ในการทดลองแสดงในตารางที่ 1-1

ตารางที่ 1-1 อัตราพิกัดของอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ในวงจรทดลอง

ตัวแปร	ขนาด/พิกัด	หน่วยวัด
V_{in}	100	โวลต์ (V)
C_{in}	22,000	ไมโครฟารัด (μF)
L_i	470	ไมโครเฮนรี่ (μH)
L_r	5,10,20	ไมโครเฮนรี่ (μH)
C_o	470	ไมโครฟารัด (μF)
M_a	IRF840	
M_r	IRFP460	
D_o	MUR860	
D_r	MUR860	
ความถี่ในการสวิตช์	100	กิโลเฮิรตซ์ (kHz)
พิกัดกำลังด้านออก	200	วัตต์ (W)

1.6 ขั้นตอนการศึกษาวิจัย

สำหรับขั้นตอนในการศึกษา จะประกอบไปด้วยขั้นตอนดังต่อไปนี้ โดยมีแผนผังดังแสดงในรูปที่ 1-1

1. ศึกษาทฤษฎีพื้นฐานและบทความที่เกี่ยวข้อง ด้านวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแฉีกที่ฟล้นับเบอร์

2. เลือกกรอบวงจรที่จะทำการวิจัย

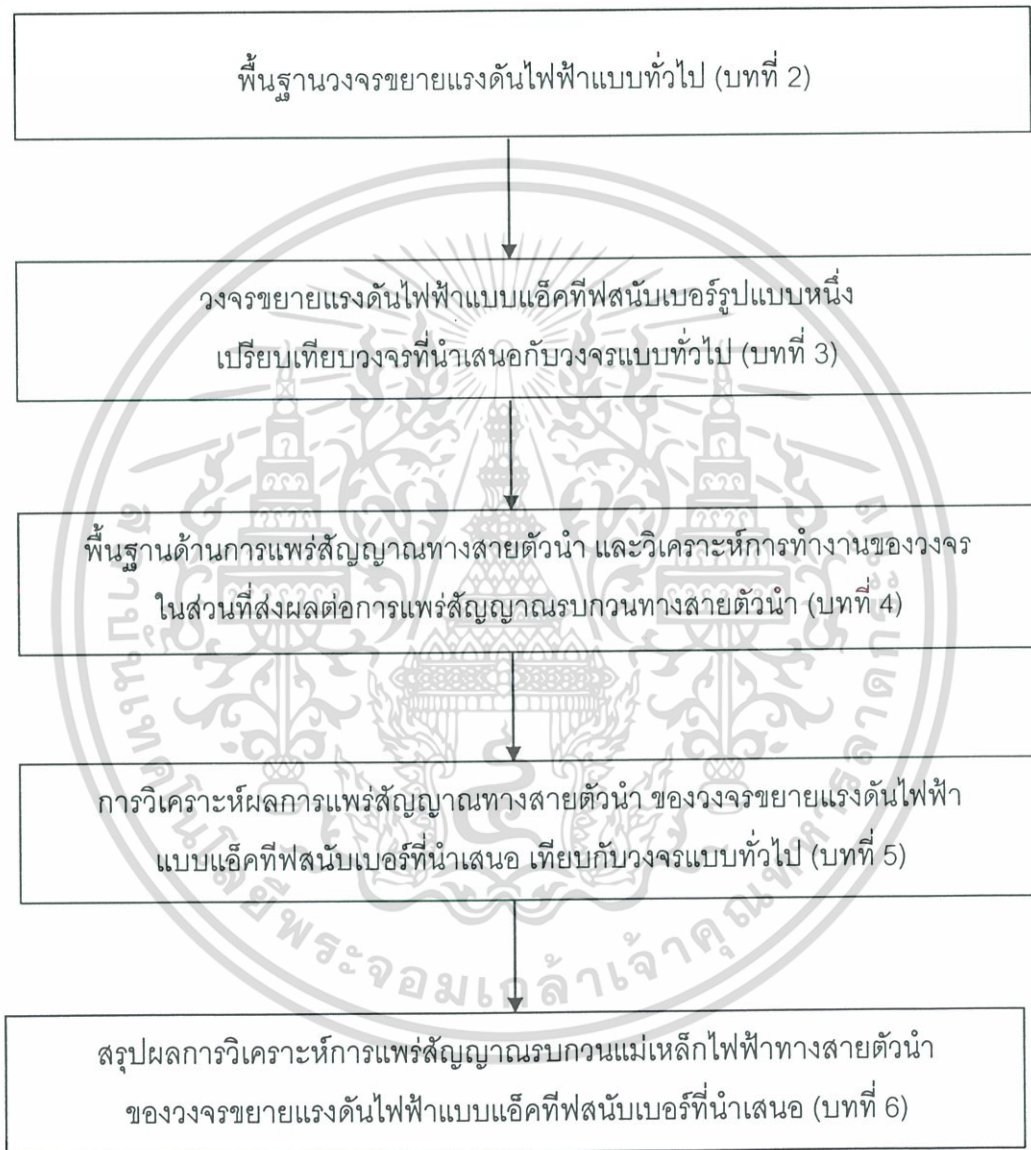
3. สร้างวงจร วัดผลการทดลองเปรียบเทียบประสิทธิภาพ ระหว่าง วงจรขยายแรงดัน ไฟฟ้าที่ใช้และไม่ใช้วงจรแฉีกที่ฟล้นับเบอร์

4. ศึกษาทฤษฎีพื้นฐาน และบทความที่เกี่ยวข้องด้านการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. ทำการวัดผลการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ ของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟล้นับเบอร์ที่น่าเสนอ เปรียบเทียบกับวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าที่ไม่ใช้วงจรรแอคทีฟที่ฟล้นับเบอร์

6. วิเคราะห์และสรุปผลการแพร่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟล้นับเบอร์ที่น่าเสนอ



รูปที่ 1-1 ขั้นตอนการศึกษาวิจัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการทํางานวงจรขยายแรงดันไฟฟ้า

(THE OPERATION OF THE CONVENTIONAL BOOST CONVERTER)

วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าเป็นวงจรที่ให้แรงดันไฟฟ้าด้านออก มีค่ามากกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปมีการทํางานหลักอยู่สองรูปแบบ กำหนดตามกระแสไฟฟ้าที่ไหลในตัวเหนี่ยวนําหลัก โดยแบ่งเป็นวงจรที่กระแสไฟฟ้าไหลในตัวเหนี่ยวนําหลักต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องในหนึ่งรอบการทํางาน ที่ระดับกําลังไฟฟ้าสุงๆวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบกระแสไฟฟ้าไหลต่อเนื่อง เป็นวงจรที่เหมาะสมและได้รับความนิยมเลือกใช้เป็นวงจรส่วนหน้าของวงจรปรับปรุงรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้า วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปมีความสูญเสียเนื่องจากการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์ตัดต่อกอนข้างสูงจากการตัดต่อสวิตช์แบบตรง (Hard switched operation) ดังนั้นในช่วงระยะเวลาหลายปีที่ผ่านมา จึงมีความพยายามในการปรับปรุงประสิทธิภาพของขยายแรงดันไฟฟ้าระดับกําลังไฟฟ้าสุงกันเป็นอย่างมาก ในบทนี้จะเป็นการอธิบายถึงลักษณะการทํางานของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้า เพื่อเป็นพื้นฐานความเข้าใจถึงหลักการในการทํางานของวงจรข้อจํากัด และแนวทางการพัฒนา

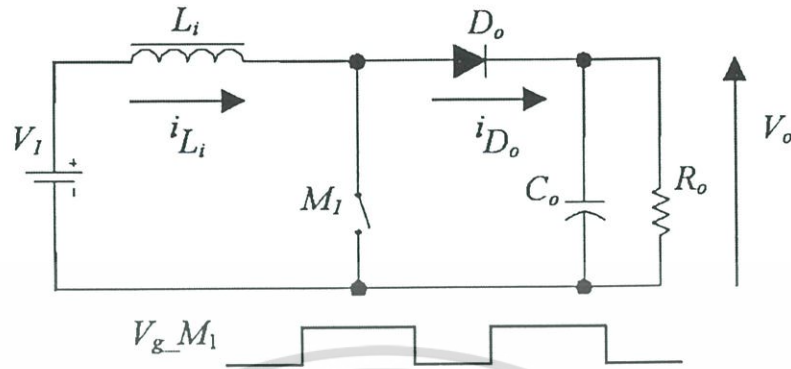
2.1 พื้นฐานวงจรขยายแรงดันไฟฟ้า

วงจรพื้นฐานของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแสดงใน รูปที่ 2-1 มีคุณลักษณะของวงจรที่สามารถอ้างอิงได้ว่า แรงดันไฟฟ้าด้านออก จะมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าเสมอ หรือ $V_o \geq V_i$ ดังจะได้อธิบายต่อไป

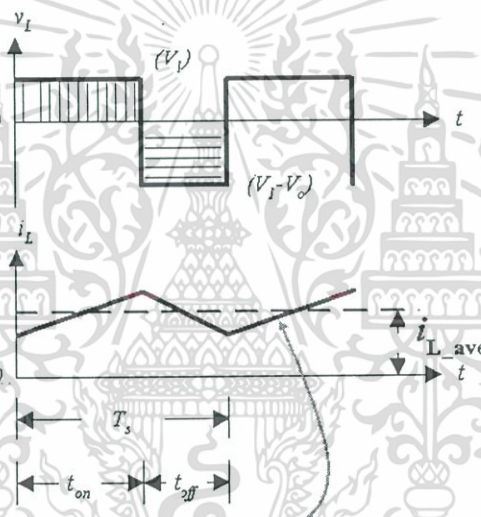
จากวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าในรูปที่ 2-1.ก และลักษณะสัญญาณทางเวลาในรูปที่ 2-1.ข เมื่อสวิตช์ M_1 ทํางาน ไดโอดไฟฟ้ากําลัง D_o จะอยู่ในสถานะแรงดันไฟฟ้าย้อนกลับและไม่นำกระแสไฟฟ้า เสมือนตัววงจรไฟฟ้าด้านออก ออกจากวงจรไฟฟ้าด้านเข้า แหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าด้านเข้า จะจ่ายพลังงานไฟฟ้ให้กับตัวเหนี่ยวนํา L เมื่อสวิตช์ M_1 หยุดทํางานตัวการะด้านออกจะรับพลังงานไฟฟ้จากตัวเหนี่ยวนํา และจากแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าด้านเข้าด้วยเช่นกัน เพื่อให้การวิเคราะห์เป็นไปได้โดยง่าย ที่สภาวะคงตัว กำหนดให้ตัวเก็บประจุด้านออก C_o มีค่ามากจนสามารถรักษาให้ ระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออก ณ.เวลาใดๆ มีค่าคงที่ตลอดเวลา

ในการศึกษาวิจัยนี้จะเป็นการศึกษาการทํางานวงจรขยายแรงดันไฟฟ้า ที่มีกระแสไฟฟ้าไหลในตัวเหนี่ยวนําอย่างต่อเนื่องตลอดเวลาเท่านั้น เนื่องจากเป็นวงจรที่เกิดความเค้นและความเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูญเสียในตัวอุปกรณ์สูง จากการตัดต่อวงจรในขณะที่ตัวสวิตช์กำลังนำกระแสไฟฟ้าเต็มที่ และเป็นวงจรที่เหมาะสมในการใช้งานในระดับกำลังไฟฟ้าสูงที่สูงขึ้น



รูปที่ 2-1.ก วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป



วิเคราะห์วงจรแบบกระแสไหลต่อเนื่อง

รูปที่ 2-1.ข ลักษณะสัญญาณทางเวลา

รูปที่ 2-1 วงจรขยายแรงดันทางไฟฟ้าแบบทั่วไปและลักษณะสัญญาณทางเวลา

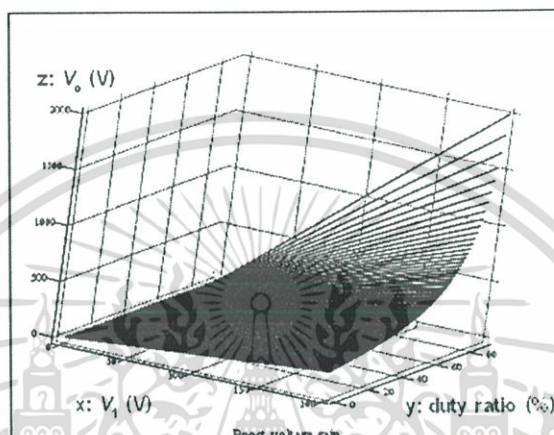
ที่สภาวะคงตัว แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในหนึ่งคาบเวลา มีผลรวมเท่ากับศูนย์ จากรูปที่ 2-1.ข จะได้ว่า

$$V_1 \cdot t_{on} = (V_1 - V_0) \cdot t_{off} \quad (2.1)$$

ทำการหารสมการที่ (2.1) ด้วย T_s แล้วจัดรูปสมการนั้นใหม่ จะได้สัดส่วนแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า หรืออัตราขยายแรงดันไฟฟ้า คือ

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{T_s}{T_{off}} = \frac{1}{1-D} \quad (2.2)$$

โดยที่ $D = \frac{t_{on}}{T_s}$ เมื่อ t_{on} คือเวลาที่สวิตช์ M_1 นำกระแสและ T_s คือคาบเวลาในการทำงาน และกำหนดให้วงจรในรูปที่ 2-1 เป็นวงจรในอุดมคติคือไม่มีการสูญเสียพลังงานไฟฟ้าภายในวงจร หรือพลังงานไฟฟ้าด้านออกมีค่าเท่ากับพลังงานไฟฟ้าด้านเข้า



รูปที่ 2-2 กราฟแสดงอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าในรูปที่ 2-1

รูปที่ 2-2 แสดงลักษณะการแปรค่าอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าตามสมการที่ 2.2 โดยมีแกน x เป็นค่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า แกน y เป็นค่าสัดส่วนช่วงเวลาทำงาน (duty ratio) ของสวิตช์ และแกน z เป็นค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกที่มีค่าเพิ่มขึ้นตามอัตราส่วน $\frac{1}{1-D}$ ที่ค่าแรงดันไฟฟ้าตั้งแต่ 0 ถึง 200 โวลต์ และค่าสัดส่วนช่วงเวลาทำงาน ตั้งแต่ 0 จนถึง 90 เปอร์เซ็นต์ เมื่อกำหนดเลือกค่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า และสัดส่วนช่วงเวลาการทำงาน ก็จะหาค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกได้

2.2 ข้อจำกัดของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป และแนวทางการพัฒนา

เนื่องจากวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าเป็นวงจรที่ใช้กันอย่างแพร่หลาย ในวงจรส่วนหน้าของวงจรปรับค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power factor) การเพิ่มค่าความหนาแน่นกำลังไฟฟ้าต่อพื้นที่ทำได้โดยการเพิ่มความถี่ในการสวิตช์ เนื่องจากที่ความถี่ที่สูงขึ้นอุปกรณ์ที่มีขนาดเป็นสัดส่วนสัมพันธ์ผกผันกับความถี่จะมีขนาดทางกายภาพเล็กลง ทำให้ขนาดของอุปกรณ์ทางแม่เหล็กและชุดกรองสัญญาณมีขนาดเล็กลง อย่างไรก็ตามวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าที่ทำงานที่ความถี่สูง ก็จะมี ความสูญเสียกำลังไฟฟ้าชั่วขณะสูงตามไปด้วยเนื่องจากความถี่ในการสวิตช์ ทำให้มีข้อจำกัดของความถี่ที่ใช้ไม่สามารถเพิ่มขึ้นได้สูงมากนัก

จากพื้นฐานของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้า การเกิดขึ้นของการสูญเสียกำลังไฟฟ้าขณะสวิตช์ของตัวสวิตช์ตัดต่อ กระแสไฟฟ้าไหลย้อนกลับขณะหยุดนำกระแสไฟฟ้าของไดโอดไฟฟ้ากำลัง ในช่วงที่ตัวสวิตช์ตัดต่อเริ่มการทำงานรอบใหม่ และสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ จะเกิดขึ้นในช่วงขณะการเริ่มทำงานและช่วงขณะการหยุดทำงานของตัวสวิตช์ตัดต่อ การที่ตัวสวิตช์ที่ใช้งานจริงไม่ได้เป็นสวิตช์ในอุดมคติ จึงพบปรากฏการณ์การนำกระแสไฟฟ้าและการหยุดนำกระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นเนื่องจากการทำงานจริงคือ

1. ช่วงเริ่มต้นการทำงานของสวิตช์ M_1 จากรูปที่ 2-1 กระแสไฟฟ้าเริ่มทำงานของสวิตช์ M_1 จะมีค่าสูง ทำให้เกิดอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าต่อเวลาหรือ di/dt มีค่าสูง

2. การเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวสวิตช์ M_1 ต่อเวลา dv/dt มีค่าสูง ในช่วงขณะที่สวิตช์ M_1 หยุดนำกระแสไฟฟ้า

3. ในช่วง t_{off} ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป ดังแสดงในรูปที่ 2-1.ข สวิตช์ M_1 ไม่ทำงาน กระแสไฟฟ้าของวงจรจะไหลอย่างต่อเนื่องในไดโอดไฟฟ้ากำลัง D_0 เมื่อสั่งให้สวิตช์ M_1 ทำงาน กระแสไฟฟ้าไหลย้อนกลับที่เกิดขึ้นในตัวไดโอดไฟฟ้ากำลัง D_0 ก่อนที่ไดโอดไฟฟ้ากำลัง D_0 จะหยุดนำกระแสไฟฟ้าได้สมบูรณ์นั้นจะมีค่าสูงมาก เนื่องจากจะมีสถานะเทียบเท่าการลัดวงจรลงกราวด์ ซึ่งจะส่งผลให้เกิดกระแสไฟฟ้ากระชากผ่านตัวไดโอดไฟฟ้ากำลังที่มีอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าต่อเวลาหรือ di/dt มีค่าสูง

อุปกรณ์สวิตช์กำลังหลักทั้งสองของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้า จึงอยู่ในสถานะที่มีความเค้นและความสูญเสียกำลังไฟฟ้าในตัวค่อนข้างมากขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน

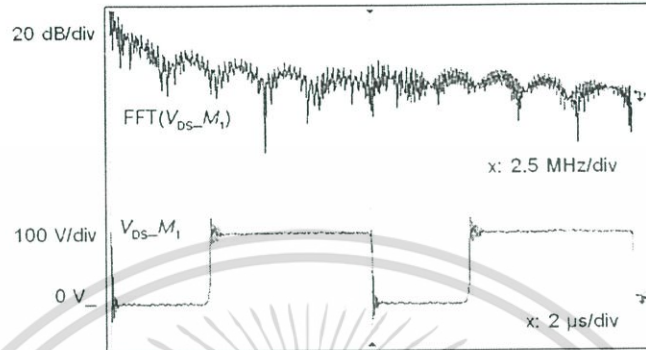
จากข้อจำกัดดังกล่าว ในการศึกษาวิจัยของวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการนำเสนอวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ ซึ่งจะนำเสนอให้เห็นว่า

1. ทำให้อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าต่อเวลาในตัวไดโอดไฟฟ้ากำลังหลัก D_0 หรือ di_{D_0}/dt เมื่อจะหยุดนำกระแสไฟฟ้า มีค่าอยู่ในอัตราที่ควบคุมได้

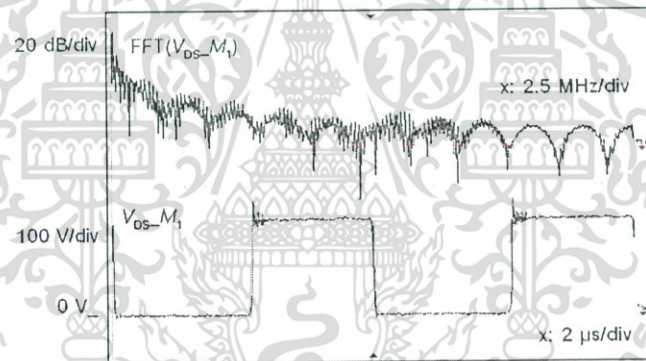
2. แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวสวิตช์หลัก M_1 เป็นศูนย์เมื่อเริ่มต้นนำกระแสไฟฟ้า

ทั้งนี้วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอ จะทำการเปรียบเทียบกับวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป ในด้านประสิทธิภาพกำลังไฟฟ้าและริบเปิดแรงดันไฟฟ้าด้านออก และวิเคราะห์การแพร่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในบทที่ 3 4 และ 5

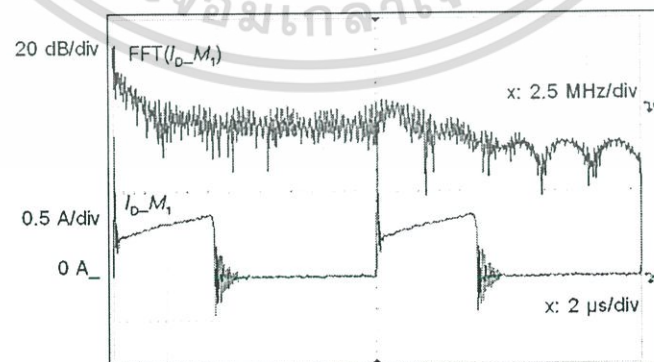
รูปที่ 2-3 แสดงสัญญาณไฟฟ้าหลักที่ได้จากการวัด ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป เพื่อให้เป็นสัญญาณพื้นฐานในการเปรียบเทียบกับวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอ จากสัญญาณไฟฟ้าที่วัดได้ สามารถแสดงผลในรูปสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว โดยฟังก์ชัน FFT magnitude ของ ออสซิลโลสโคป HP infinity 1.5 GHz



รูปที่ 2-3.ก สัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟต และสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของ V_{DS-M_1} วัดที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 150 V

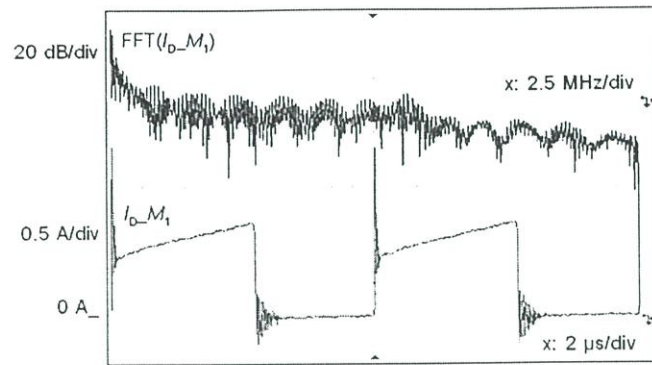


รูปที่ 2-3.ข สัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟต และสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของ V_{DS-M_1} วัดที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 200 V

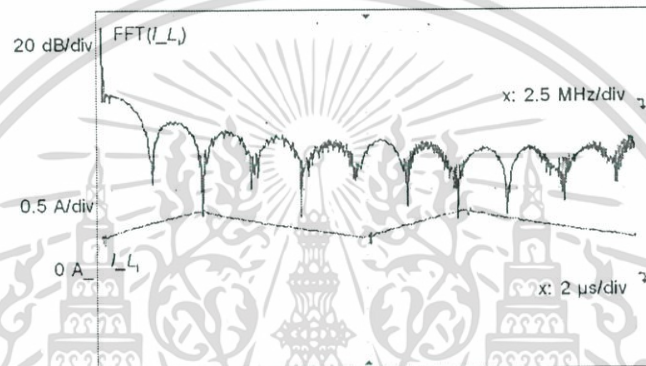


รูปที่ 2-3.ค สัญญาณกระแสไฟฟ้าไหลผ่านสวิตช์มอสเฟต และสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของ I_{D-M_1} วัดที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 150 V

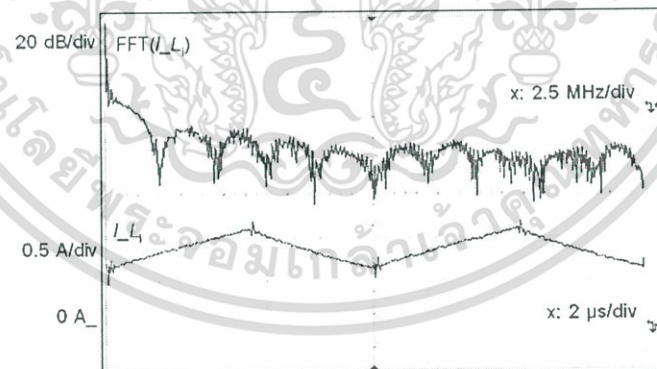
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-3.ง สัญญาณกระแสไฟฟ้าไหลผ่านสวิตช์มอสเฟต และสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของ I_{o-M_1} วัดที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 200 V

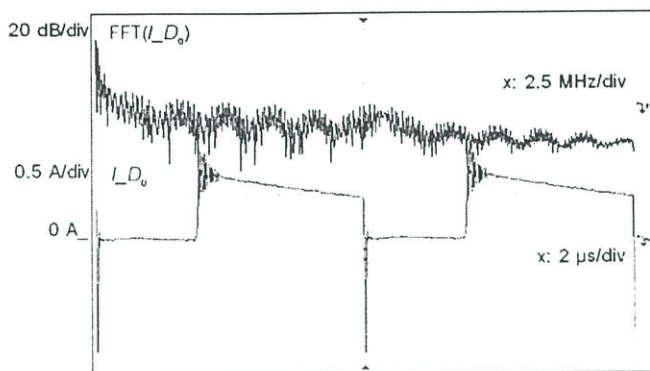


รูปที่ 2-3.จ สัญญาณกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของ I_{L_1} วัดที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 150 V

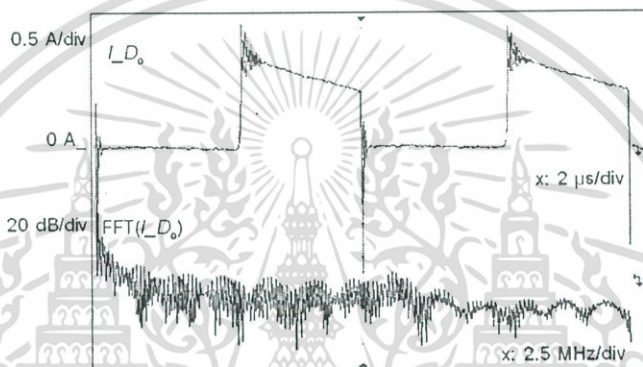


รูปที่ 2-3.ฉ สัญญาณกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของ I_{L_1} วัดที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 200 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-3.ช สัญญาณกระแสไฟฟ้าไหลผ่านไดโอดไฟฟ้ากำลัง และสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของ I_{D_0} วัดที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 150 V



รูปที่ 2-3.ช สัญญาณกระแสไฟฟ้าไหลผ่านไดโอดไฟฟ้ากำลัง และสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของ I_{D_0} วัดที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 200 V

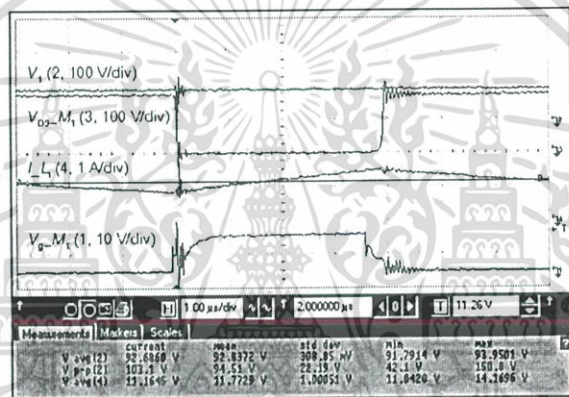


รูปที่ 2-3.ฅ ออสซิลโลสโคป HP infinium ที่คำนวณหาฟังก์ชันการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วได้

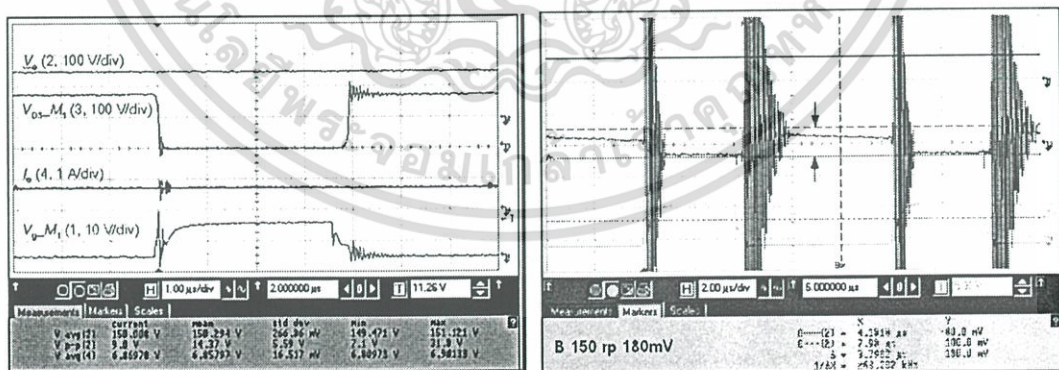
รูปที่ 2-3 ลักษณะสัญญาณที่ได้จากการวัดของวงจรถยายแรงดันไฟฟ้าในรูปที่ 2-1 และสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว

ลักษณะสัญญาณที่ได้จากรูปที่ 2-3.ก และ 2.3-ข เป็นการวัดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวสวิตช์มอสเฟตหลัก M_1 ที่แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ต่างกัน โดยที่รูปที่ 2-3.ก ปรับความกว้างเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัดส่วนทำงาน (duty ratio) ให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าปกติเท่ากับ 150 โวลต์ โดยที่รูปที่ 2-3.ข ปรับความกว้างสัดส่วนการทำงานให้วงจรมีแรงดันไฟฟ้า มีแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าปกติเท่ากับ 200 โวลต์ ลักษณะสัญญาณการแปลงฟูเรียร์ของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าด้านออกจากรูปทั้งสองพบว่า ที่แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ 200 โวลต์ ให้ค่าขนาดความสูงสัญญาณฟูเรียร์สูงกว่า ที่แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ 150 โวลต์ เมื่อเปรียบเทียบจากเส้นอ้างอิง (f_1) ทั้งนี้ผลของสัญญาณริงกิง (ringing signal) สัญญาณความถี่สูงที่ปรากฏที่ยอดของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมมอสเฟตที่สูงขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2-3.ข เทียบกับสัญญาณในรูปที่ 2-3.ก ที่มากขึ้นเมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านออกสูงขึ้น แสดงผลให้เห็นเป็นสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว (FFT) ที่สูงขึ้นในช่วงความถี่ประมาณ 20 MHz เป็นต้นไป ลักษณะสัญญาณที่ปรากฏในรูปที่ 2-3.ค ถึงรูปที่ 2-3.ข แสดงให้เห็นถึงแนวโน้มเดียวกัน ในการให้ค่าความสูงสัญญาณฟูเรียร์สูงกว่าเมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านออกสูงกว่า

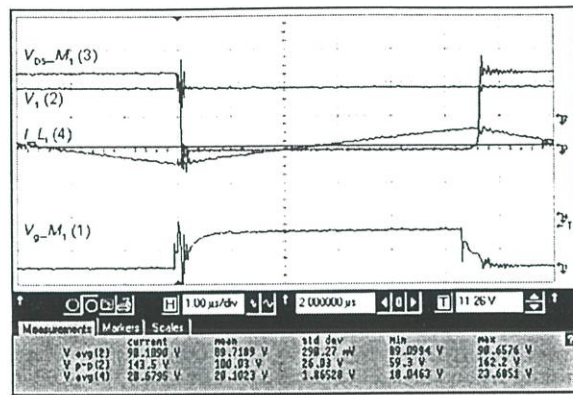


รูปที่ 2-4.ก สัญญาณด้านเข้าจากการวัด ใช้สำหรับคำนวณหาประสิทธิภาพ และอัตราขยายทางแรงดันไฟฟ้า ที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 150 V

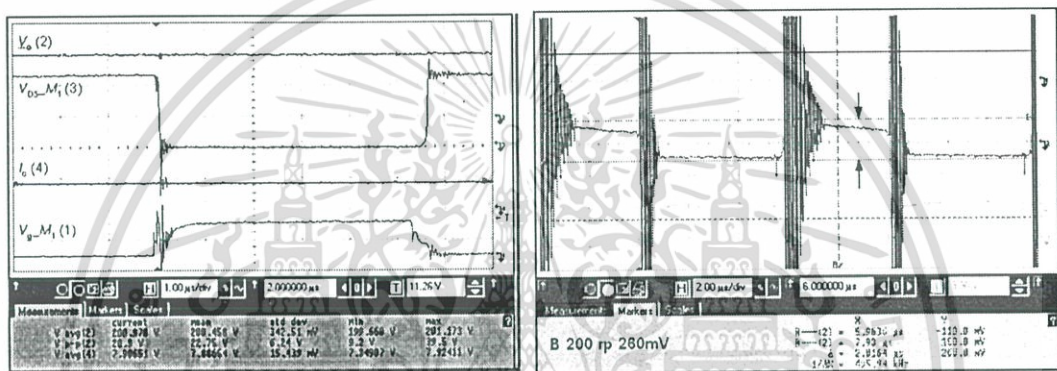


รูปที่ 2-4.ข สัญญาณด้านออกจากการวัด ใช้สำหรับคำนวณหาประสิทธิภาพ ริปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก และอัตราขยายทางแรงดันไฟฟ้า ที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 150 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-4.ค สัญญาณด้านเข้าจากการวัด ใช้สำหรับคำนวณหาประสิทธิภาพ และอัตราขยายทางแรงดันไฟฟ้า ที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 200 V



รูปที่ 2-4.ง สัญญาณด้านออกจากการวัด ใช้สำหรับคำนวณหาประสิทธิภาพ ริปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก และอัตราขยายทางแรงดันไฟฟ้า ที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 200 V

รูปที่ 2-4 สัญญาณจากการวัดสำหรับคำนวณหาประสิทธิภาพและริปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าในรูปที่ 2-1

รูปที่ 2-4 แสดงข้อมูลรูปสัญญาณและข้อมูลที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 150 และ 200 โวลต์ที่ได้จากการวัด ใช้สำหรับคำนวณหาประสิทธิภาพ เปรอร์เซนตริปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก และอัตราขยายแรงดันไฟฟ้า ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าที่ทำการทดลองในรูปที่ 2-1

ลักษณะการเก็บข้อมูล จะทำการวัดแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยด้านออกและกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยด้านออก แล้วทำการวัดแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยด้านเข้าและกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยด้านเข้า ที่ระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกเท่ากัน หลังจากนั้นทำการวัดสัญญาณแบบอะซิงโครนัส (AC coupling) ของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าด้านออกเพื่อวัดค่าริปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก ข้อมูลที่วัดได้แสดงในตารางที่ 2-1

ตารางที่ 2-1 ประสิทธิภาพและริปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป

แรงดันไฟฟ้าด้านออก	150 V	165 V	180 V	200 V
แรงดันไฟฟ้าด้านออก V_o (V)	150.915	165.35	182.025	203.12
กระแสไฟฟ้าด้านออก I_o (A)	0.7534	0.938	0.8176	0.8671
กำลังไฟฟ้าด้านออก P_o (W)	113.70	131.25	148.82	176.13
แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า V_i (V)	93.685	92.491	91.117	89.876
กระแสไฟฟ้าด้านเข้า I_i (A)	1.291	1.529	1.771	2.141
กำลังไฟฟ้าด้านเข้า P_i (W)	120.95	141.42	161.39	192.42
ประสิทธิภาพ (Efficiency)	94.01%	92.81%	92.23%	91.53%
แรงดันไฟฟ้าด้านออก V_o (V)	150.915	165.35	182.025	203.12
ริปเปิล (ripple: ΔV_o) (V)	0.18	0.20	0.22	0.26
เปอร์เซ็นต์ริปเปิล (%)	0.12%	0.12%	0.12%	0.13%

ข้อมูลที่แสดงไว้ในตารางที่ 2-1 จะถูกใช้เป็นข้อมูลเพื่อการเปรียบเทียบ กับข้อมูลที่วัดได้จากวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่จะได้นำเสนอต่อไปในบทที่ 3

วงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสแนบเบอร์ที่นำเสนอ (AN IMPROVING ACTIVE-SNUBBER-BOOST-CONVERTER)

จากการที่ ไดโอดไฟฟ้ากำลัง D_o และสวิตช์หลัก M_1 ของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป อยู่ในสถานะที่มีความเค้นค่อนข้างสูง ความสูญเสียกำลังไฟฟ้าในตัวสวิตช์มีค่อนข้างมาก เนื่องจากการเปลี่ยนสถานะของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ตกคร่อมที่ตัวสวิตช์เกิดขึ้นในเวลาเดียวกัน การศึกษาวงจรรช่วยหรือวงจรรแอคทีฟสแนบเบอร์ ในการสร้างเงื่อนไขให้สวิตช์กำลังไฟฟ้าสามารถทำงานภายใต้สถานะที่ดีขึ้น ได้มีการศึกษาค้นคว้ากันมาอย่างต่อเนื่องและมีเป็นจำนวนมาก วงจรรแอคทีฟสแนบเบอร์สำหรับวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าที่นำเสนอโดย [3] เป็นวงจรรที่มีความน่าสนใจ เนื่องจากใช้จำนวนอุปกรณ์น้อยที่สุดของวงจรรแอคทีฟสแนบเบอร์เทียบกับวงจรรแอคทีฟสแนบเบอร์แบบอื่นๆ จุดเด่นของวงจรรที่นำเสนอใน [3] นอกจากใช้จำนวนอุปกรณ์น้อยที่สุดแล้ว ยังเป็นการลดค่าความสูญเสียเนื่องจากกระแสไฟฟ้าไหลย้อนกลับของไดโอดไฟฟ้ากำลัง โดยการควบคุมอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าต่อเวลาในระหว่างช่วงหยุดนำกระแสไฟฟ้าของไดโอดไฟฟ้ากำลังของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้า อย่างไรก็ตามก็ค่าความเค้นทางแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นที่ตัวอุปกรณ์ของวงจรรที่นำเสนอใน [3] มีค่าไม่แตกต่างจากวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป จุดน่าสนใจของการพัฒนางวงจรรนี้ จึงอยู่ที่การรักษาจุดเด่นจำนวนอุปกรณ์ของชุดแอคทีฟสแนบเบอร์ที่น้อยที่สุด และนำเสนอรูปแบบสัญญาณควบคุมและจัดรูปแบบการวางตำแหน่งสวิตช์ในวงจรรใหม่ เพื่อให้เกิดเงื่อนไขการเริ่มต้นนำกระแสไฟฟ้าของสวิตช์หลักเมื่อแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์

จากการศึกษาลักษณะสัญญาณควบคุมของวงจรรพบว่า สามารถนำเสนอรูปแบบสัญญาณควบคุม ที่ต่างไปจากสัญญาณการควบคุมที่นำเสนอใน [3] สัญญาณการควบคุมที่นำเสนอในงานวิจัยนี้มีความเรียบง่าย ทำความเข้าใจการทำงานของวงจรรในรูปแบบต่อเนื่องได้โดยตรง ให้ความสะดวกในการสร้างสัญญาณควบคุม และสร้างเงื่อนไขแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์เมื่อเริ่มต้นนำกระแสไฟฟ้าของสวิตช์หลัก ทั้งนี้การที่จะได้ประโยชน์ดังกล่าว การจัดวางตำแหน่งสวิตช์หลักและสวิตช์ช่วยจำเป็นต้องมีการจัดรูปแบบใหม่ โดยการสลับตำแหน่งของสวิตช์หลักและสวิตช์ช่วยจากวงจรรที่ทำการวิจัยโดย [3] เพื่อให้เข้ากันได้กับสัญญาณควบคุมที่นำเสนอ

ในบทนี้จะเป็นการอธิบายถึงขั้นตอนการทำงานของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟลันด์เบอร์ที่นำเสนอก่อน ทำการทดลองวงจรและทำการวัดสัญญาณ ซึ่งวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟลันด์เบอร์ที่นำเสนอก่อน ทำให้

1. อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าในตัวไดโอดไฟฟ้ากำลัง เมื่อจะหยุดนำกระแสไฟฟ้า มีอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าต่อเวลาอยู่ในอัตราที่ควบคุมได้
2. ทำให้เกิดเงื่อนไขแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์หลักเป็นศูนย์เมื่อเริ่มต้นนำกระแสไฟฟ้า

วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟลันด์เบอร์ที่นำเสนอก่อน จะทำการเปรียบเทียบกับวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป ในด้านประสิทธิภาพกำลังไฟฟ้าและริบเบิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก โดยพบว่าวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟลันด์เบอร์ที่นำเสนอก่อน ให้ประสิทธิภาพกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยสูงกว่าวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปเล็กน้อยที่ค่าความเหนี่ยวนำช่วย 5 μH โดยที่ให้ริบเบิลแรงดันไฟฟ้าด้านออกไม่แตกต่างกัน

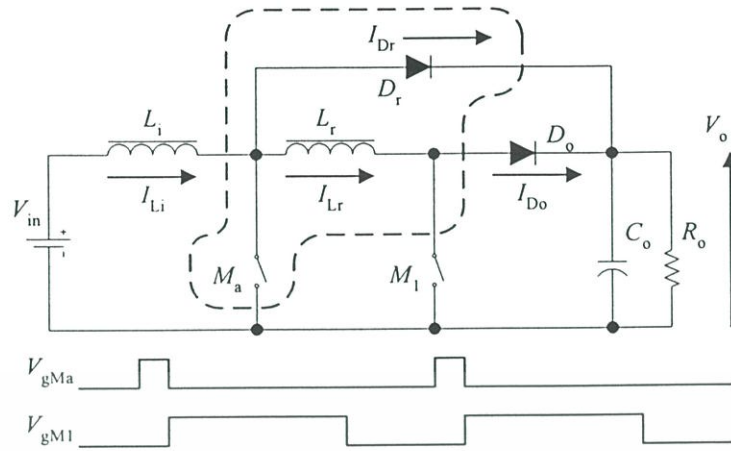
3.1 การทำงานของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟลันด์เบอร์ที่นำเสนอก่อน

การทำงานของสัญญาณทางเวลาที่นำเสนอก่อน สำหรับวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟลันด์เบอร์ที่ได้รับการปรับปรุง แสดงไว้ในรูปที่ 3-1 ช่วงการทำงานแต่ละช่วงของวงจร และรูปแบบสัญญาณหลักในอุดมคติ แสดงในรูปที่ 3-1.ข ถึง รูปที่ 3-1.ค ลักษณะสำคัญที่ถูกปรับปรุงของรูปแบบวงจรไฟฟ้ากำลังที่แตกต่างไปจาก [3] คือ

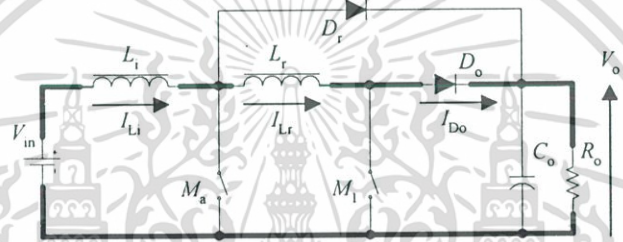
1. การสลับตำแหน่งสวิตช์หลัก M_1 และสวิตช์ช่วย M_2
2. การทำงานเริ่มต้นโดยสวิตช์ช่วย M_2 จะถูกสั่งให้ทำงานก่อน หลังจากนั้นจึงสั่งให้สวิตช์หลัก M_1 ทำงานตามมา

เพื่อให้การวิเคราะห์วงจรเป็นไปโดยเรียบง่าย วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟลันด์เบอร์ที่จะทำการวิเคราะห์ อนุญาตให้เป็นวงจรอุดมคติไม่มีการสูญเสียใดๆ และทำงานอยู่ในรูปแบบกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง อย่างไรก็ตามค่าความเก็บประจุด้านออกของสวิตช์ (C_{oss}) และไดโอดที่ตัวถึงของสวิตช์แบบมอสเฟตที่ใช้เป็นสวิตช์ ซึ่งไม่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3-1 จะถูกรวมเข้ามาในระหว่างการวิเคราะห์การทำงานของวงจร

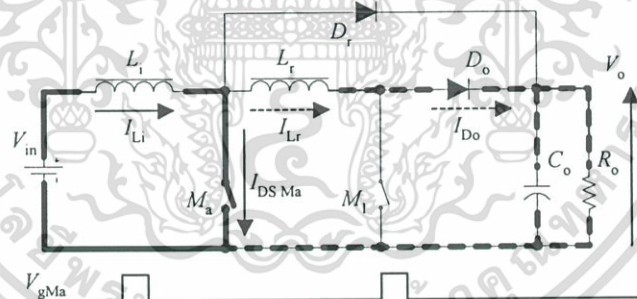
จากวงจรย่อยที่แสดงในรูปที่ 3-1 การทำงานของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟลันด์เบอร์ที่นำเสนอก่อน สามารถแบ่งออกได้เป็น 4 ช่วงการทำงาน



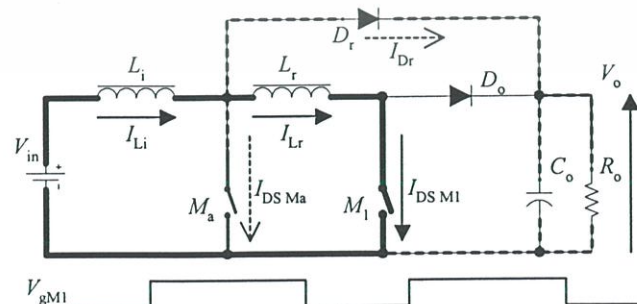
รูปที่ 3-1.ก วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟลิกซ์เบอร์ที่นำเสนอสอน



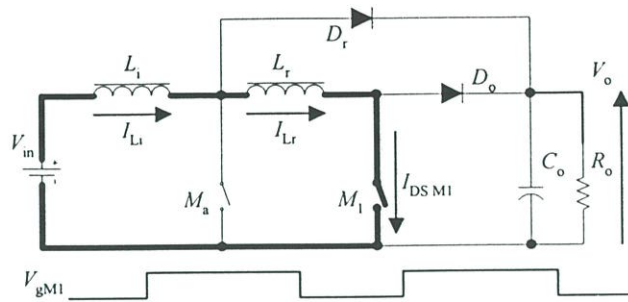
รูปที่ 3-1.ข สถานะของวงจร ก่อนเข้าสู่รอบการทำงานถัดไป (ก่อน t_0 ในรูปที่ 3-1.7)



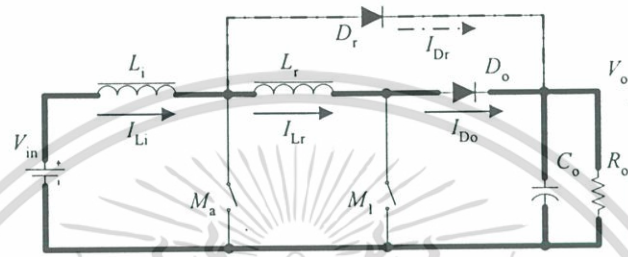
รูปที่ 3-1.ค สถานะของวงจร ช่วงการทำงานที่ t_0-t_1



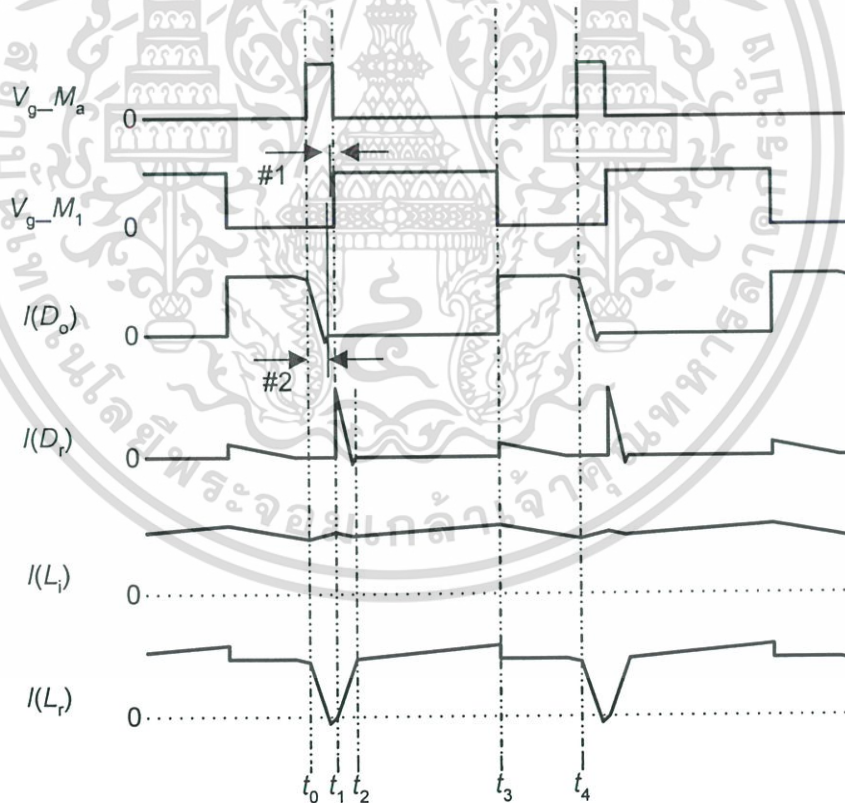
รูปที่ 3-1.จ สถานะของวงจร ช่วงการทำงานที่ t_1-t_2



รูปที่ 3-1.จ สถานะของวงจร ช่วงการทำงานที่ t_2-t_3



รูปที่ 3-1.ข สถานะของวงจร ช่วงการทำงานที่ t_3-t_4



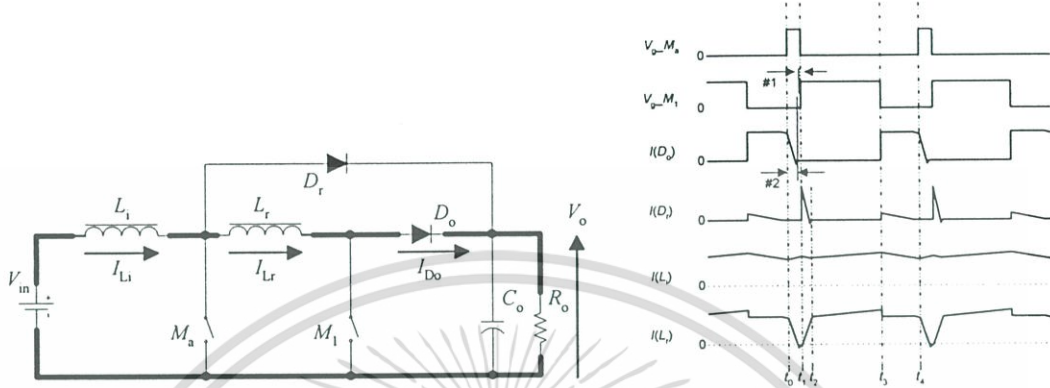
รูปที่ 3-1.ช สัญญาณการควบคุมที่นำเสนอนี้ใหม่กับวงจรที่ทำการวิจัย

รูปที่ 3-1 ช่วงการทำงานของวงจรที่ทำการวิจัยและการวิเคราะห์สัญญาณหลักในอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

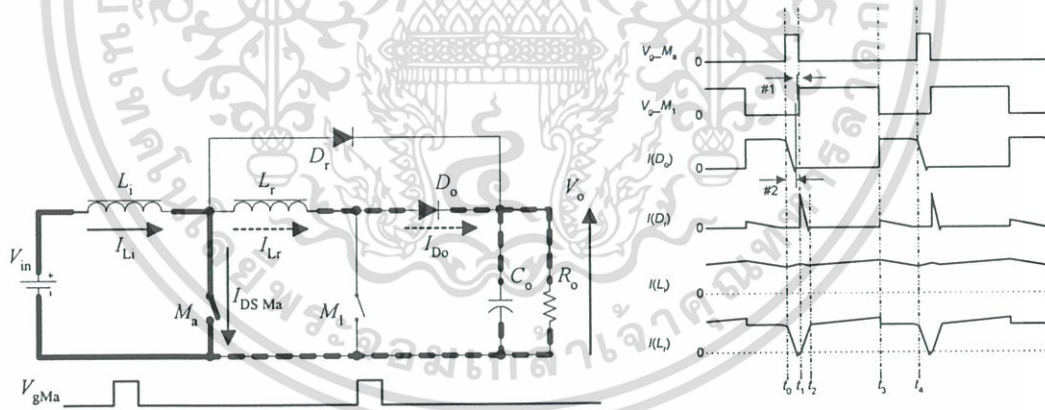
กำหนดให้กระแสไฟฟ้าไหลที่ไหลในวงจรเป็นไปอย่างต่อเนื่องตลอดเวลา การทำงานของวงจรใน 4 ช่วงการทำงานเป็นดังนี้

3.1.1 ก่อนเข้าช่วงเวลา t_0



กระแสไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำหลัก I_L ไหลไปยังตัวภาระผ่านตัวเหนี่ยวนำช่วย L_r และไหลผ่านไดโอดไฟฟ้ากำลังหลัก D_o ตัวสวิตช์ทั้งสอง (M_a และ M_1) และไดโอดไฟฟ้ากำลังช่วย D_r อยู่ในสภาวะหยุดนำกระแสไฟฟ้า

3.1.2 การทำงาน ช่วงที่ 1 (ช่วงเวลา t_0-t_1)



สัญญาณขาเกิดของสวิตช์ช่วย M_a ได้ถูกส่งเข้ามาเพื่อสั่งงานให้สวิตช์ช่วย M_a ทำงาน เนื่องจากกระแสไฟฟ้า I_L ถูกตรึงค่าไว้ด้วย ตัวเหนี่ยวนำหลัก (L) และตัวเหนี่ยวนำช่วย (L_r) ดังนั้นกระแสไฟฟ้าที่ไหลอยู่ระหว่างตัวเหนี่ยวนำทั้งสอง จึงไม่สามารถเปลี่ยนแปลงโดยทันทีทันใดได้ กระแสไฟฟ้าที่ไหลในตัวสวิตช์ช่วย M_a จึงค่อยๆ เพิ่มขึ้นจากศูนย์สู่ค่าสูงสุด โดยมีค่าความชันสำหรับการเพิ่มขึ้นของกระแสไฟฟ้าคือ

$$\frac{di_{M_a}}{dt} = \frac{V_o}{L_r} \tag{3.1}$$

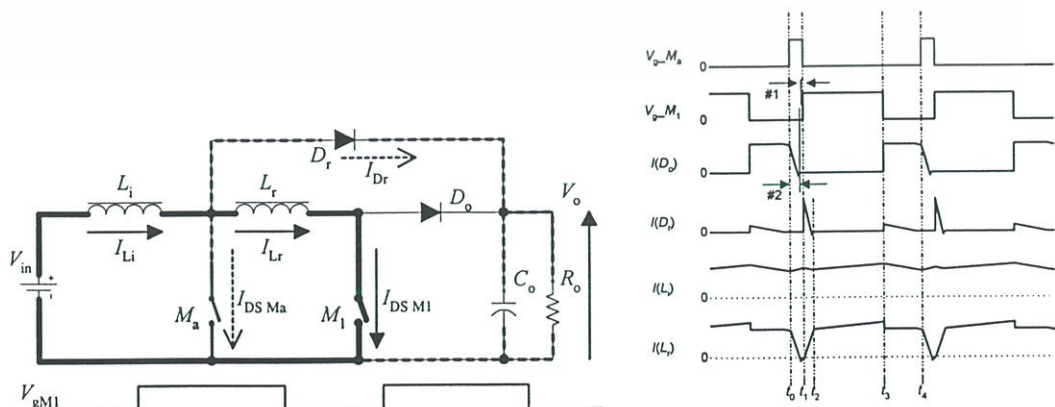
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสไฟฟ้าที่ไหลในไดโอดไฟฟ้ากำลังหลัก I_{D_0} และกระแสไฟฟ้าที่ไหลอยู่ในตัวเหนี่ยวนำช่วย I_{L_r} จะลดลงในอัตราเดียวกับสมการที่ 3.1 หรือ $\frac{di_{D_0}}{dt} = -\frac{V_o}{L_r}$ ตัวไดโอดไฟฟ้ากำลังหลัก D_0 จะหยุดนำกระแสไฟฟ้าได้อย่างนุ่มนวลเนื่องจากอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าต่อเวลา ถูกจำกัดค่าเอาไว้โดยตัวเหนี่ยวนำช่วย L_r ในระหว่างนี้ ตัวเก็บประจุด้านนอกของสวิตช์หลัก (แบบมอสเฟต) M_1 (C_{oss} ไม่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3-1) เริ่มคายประจุออกมาผ่านตัวเหนี่ยวนำช่วย L_r เมื่อประจุถูกคายออกจนหมด แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวสวิตช์จึงมีค่าเป็นศูนย์ ในจังหวะนี้กระแสไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำช่วย I_{L_r} จะไหลผ่านไดโอดตัวถังของสวิตช์หลัก M_1 (ไม่ได้แสดงในรูปที่ 3-1 เช่นกัน) สัญญาณขาเกตของสวิตช์หลัก M_1 จะถูกส่งเข้ามาในจังหวะนี้ เพื่อที่จะสั่งงานให้สวิตช์หลักเริ่มต้นทำงาน ภายใต้เงื่อนไขแรงดันไฟฟ้ตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ขณะเริ่มทำงาน หลังจากนั้นสามารถนำสัญญาณขาเกตของสวิตช์ช่วย M_a ออก เพื่อให้ตัวสวิตช์ช่วยหยุดทำงาน

อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติจริง สัญญาณขาเกตของสวิตช์หลัก M_1 ควรจะถูกส่งเข้ามา ก่อนที่จะนำสัญญาณขาเกตของสวิตช์ช่วย M_a ออกไป (เงื่อนไข #1 ในรูปที่ 3-1.ข) เพื่อให้มั่นใจได้ว่าการทำงานของสวิตช์หลัก M_1 ในการเริ่มทำงาน จะอยู่ภายใต้เงื่อนไขแรงดันไฟฟ้ตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ขณะเริ่มทำงานอย่างสมบูรณ์

ช่วงเวลาหน่วงวิกฤติ ก่อนที่จะส่งสัญญาณขาเกตของสวิตช์หลัก M_1 เข้ามา (เงื่อนไข #2 ในรูปที่ 3-1.ข) คือต้องคอยจนกว่าตัวไดโอดไฟฟ้ากำลังหลัก D_0 หยุดการนำกระแสไฟฟ้าอย่างสมบูรณ์ เพื่อไม่ให้เกิดสภาวะเสมือนลัดวงจร ในระหว่างที่ตัวไดโอดไฟฟ้ากำลังหลักอยู่ในสภาวะกระแสไฟฟ้าไหลย้อนกลับเพื่อหยุดนำกระแสไฟฟ้า ถ้าหากมีการสั่งงานให้สวิตช์หลัก M_1 ทำงานในขณะที่ไดโอดไฟฟ้ากำลังหลัก D_0 ยังไม่หยุดนำกระแสไฟฟ้า การสวิตช์ลักษณะนี้จะส่งผลให้วงจรที่นำเสนอมีลักษณะการทำงานเหมือนกับการทำงานของวงจรรยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป

3.1.3 การทำงาน ช่วงที่ 2 (ช่วงเวลา t_1-t_2)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเข้าสู่การทำงานช่วงเวลา^{ที่} 2 นี้ ตัวสวิตช์หลัก M_1 ได้ทำงานนำกระแสไฟฟ้าย่างเต็มที่แล้ว ในจังหวะเมื่อตัวสวิตช์ช่วย M_a หยุดนำกระแสไฟฟ้านั้น กระแสไฟฟ้าที่ไหลอยู่ในตัวเหนี่ยวนำหลัก จะถูกผลักให้ไหลผ่านไปยังตัวภาวะ โดยไหลผ่านตัวไดโอดไฟฟ้ากำลังช่วย D_r เมื่อตัวไดโอดไฟฟ้ากำลังช่วยนำกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าด้านออกจะปรากฏที่ตัวสวิตช์ช่วย M_a ในช่วงการทำงานนี้ตัวไดโอดไฟฟ้ากำลังช่วย D_r มีหน้าที่หลักเพื่อลดผลของความเค้นทางแรงดันไฟฟ้า ที่เกิดขึ้นเนื่องจากการหยุดนำกระแสไฟฟ้าเฉียบพลันของตัวสวิตช์ช่วย M_a

กระแสไฟฟ้าที่ไหลอยู่ในตัวไดโอดไฟฟ้ากำลังช่วย I_{D_r} จะเริ่มลดค่าลงภายใต้อิทธิพลของตัวเหนี่ยวนำช่วย L_r เนื่องจากกระแสไฟฟ้าหลักของวงจรจะไหลผ่านตัวสวิตช์หลัก M_1 ทั้งหมด ตัวไดโอดไฟฟ้ากำลังช่วย D_r จะหยุดนำกระแสไฟฟ้าแบบนุ่มนวลเช่นเดียวกัน กระแสไฟฟ้าที่ไหลในตัวไดโอดไฟฟ้ากำลังช่วย D_r คือ

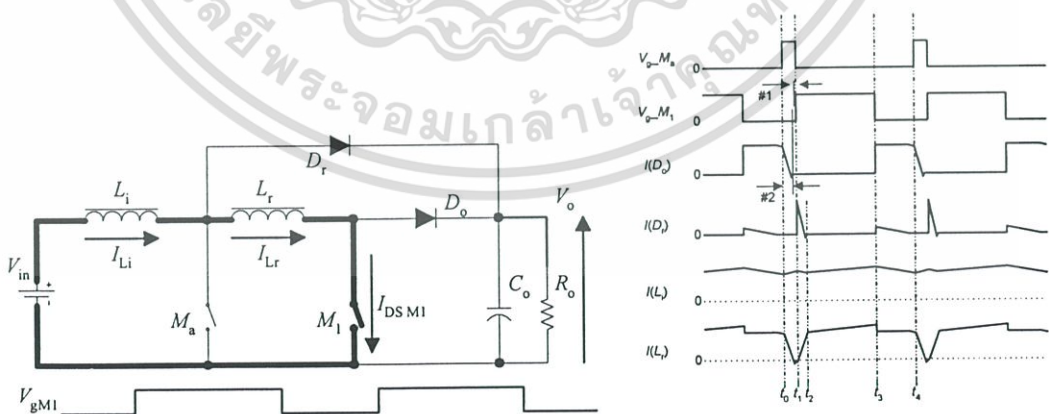
$$i_{D_r}(t) = i_{L_r}(t) \tag{3.2}$$

เมื่อ $t = t_1$ และ

$$\frac{di_{D_r}(t)}{dt} = \frac{V_o}{L_r} \tag{3.3}$$

เมื่อ $t_1 < t < t_2$ โดยที่ช่วงการทำงานช่วง^{ที่} 2 จะสิ้นสุดลงเมื่อไดโอดไฟฟ้ากำลังช่วย D_r หยุดนำกระแส

3.1.4 การทำงาน ช่วง^{ที่} 3 (ช่วงเวลา t_2-t_3)



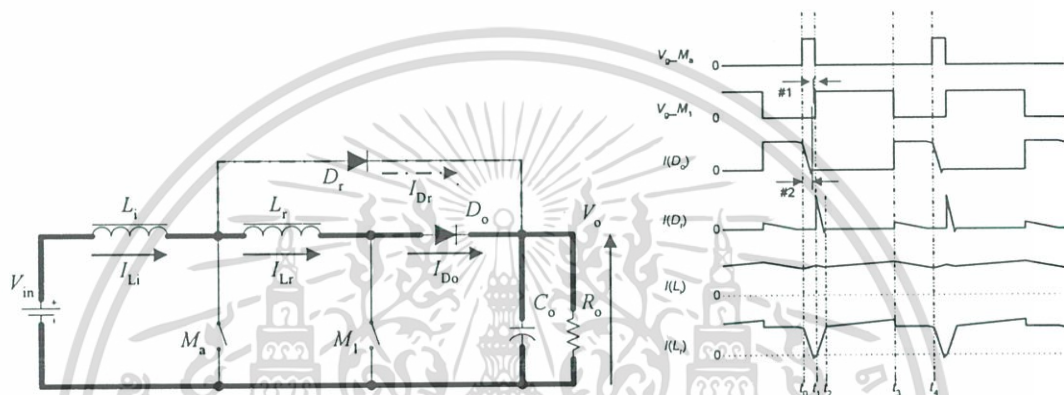
ในช่วงการทำงานช่วง^{ที่} 3 นี้ ตัวสวิตช์ช่วย M_a ตัวไดโอดไฟฟ้ากำลังหลัก D_o ตัวไดโอดไฟฟ้ากำลังช่วย D_r อยู่ในสภาวะไม่นำกระแสไฟฟ้า จะมีแต่เพียงตัวสวิตช์หลัก M_1 ที่อยู่ในสภาวะทำงาน

และนำกระแสไฟฟ้าเต็มที่ ช่วงการทำงานนี้เป็นช่วงที่เสมือนกับช่วงการเพิ่มพลังงานในตัวเหนี่ยวนำหลัก L_i ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป หรือ

$$i_{M_1}(t) = i_{L_i}(t) \quad (3.4)$$

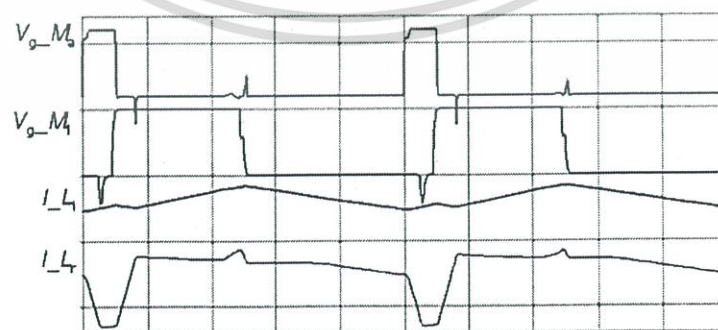
เมื่อ $t_2 < t < t_3$ และเมื่อถึงเวลาที่ต้องการ ช่วงเวลาช่วงที่ 3 จะสิ้นสุดลงโดยการสั่งให้สวิตช์หลัก M_1 หยุดทำงาน

3.1.5 การทำงาน ช่วงที่ 4 (ช่วงเวลา t_3-t_4)



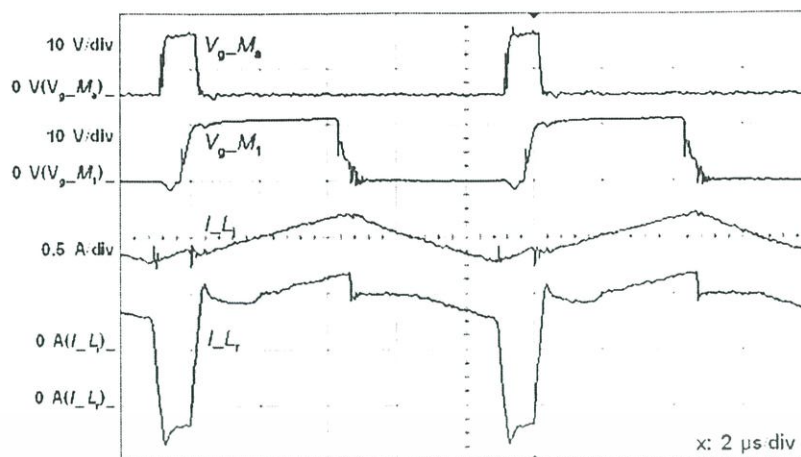
ช่วงการทำงานช่วงนี้เป็นช่วงที่เสมือนกับช่วงคายพลังงานจากตัวเหนี่ยวนำหลัก ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป ตัวสวิตช์หลัก M_1 ในการทำงานช่วงนี้จะหยุดนำกระแสไฟฟ้าแบบตรง (Hard-switched operation)

ก่อนที่จะทำการทดลองวงจรจริง ได้มีการใช้โปรแกรมจำลองวงจรเพื่อทดสอบหลักการ การทำงานของวงจรที่นำเสนอ ผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม PSPICE แสดงให้เห็นว่า สัญญาณที่ได้จากการจำลอง มีความสอดคล้องกับสัญญาณที่ทำการวิเคราะห์ในรูปที่ 3-1.๗ เป็นอย่างดี สัญญาณที่ได้จากการจำลองจะทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ได้จากการวัดต่อไป



รูปที่ 3-2.ก สัญญาณขาเกต V_{g-M_a} และ V_{g-M_1} (y-axis: 10 V/div) และ สัญญาณกระแสไฟฟ้า i_{L_i} และ i_{L_r} (y-axis: 2 A/div) ที่ได้จากการจำลอง (x axis: 2 μ s/div)

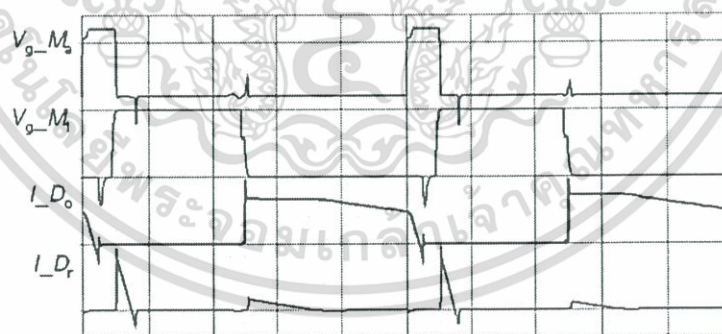
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



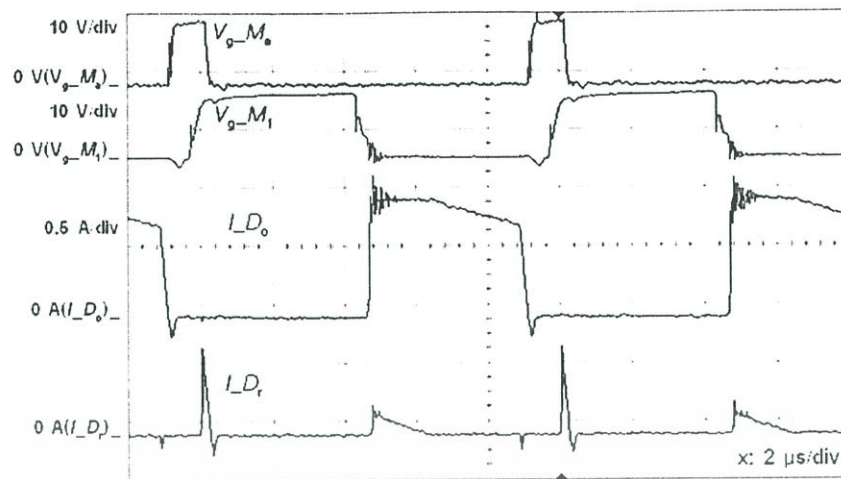
รูปที่ 3-2.ข สัญญาณขาเกต V_{g-M_a} และ V_{g-M_1} และ สัญญาณกระแสไฟฟ้า I_{L_1} และ I_{L_r} ที่ได้จากการวัด เปรียบเทียบกับรูปที่ 3-2.ก เฉพาะรูปแบบสัญญาณ

รูปที่ 3-2 ลักษณะสัญญาณจากการวัดที่ขาเกต และกระแสไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำทั้งสองของวงจรที่นำเสนอ ที่ได้จากการวัด และการจำลองวงจร

รูปที่ 3-2 แสดงให้เห็นถึงสัญญาณที่ได้จากการจำลอง (รูปที่ 3-2.ก) และจากการวัด (รูปที่ 3-2.ข) ของสัญญาณควบคุมขาเกต V_{g-M_a} สัญญาณขาเกต V_{g-M_1} และสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในตัวเหนี่ยวนำหลัก I_{L_1} และสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในตัวเหนี่ยวนำช่วย I_{L_r} จะเห็นได้ว่า ลักษณะสัญญาณที่ได้จากการวัด มีความสอดคล้องกับรูปแบบสัญญาณที่ได้จากจำลองและจากการวิเคราะห์ ในรูปที่ 3-1.ข



รูปที่ 3-3.ก สัญญาณขาเกต V_{g-M_a} และ V_{g-M_1} (y-axis: 10 V/div) และ สัญญาณกระแสไฟฟ้า I_{D_o} และ I_{D_r} (y-axis: 2 A/div) ที่ได้จากการจำลอง เปรียบเทียบกับรูปที่ 3-3.ข เฉพาะรูปแบบสัญญาณ (x axis: 2 μs/div)



รูปที่ 3-3.ข สัญญาณขาเกต $V_{g_M_2}$ และ $V_{g_M_1}$ และ สัญญาณกระแสไฟฟ้า I_{D_0} และ I_{D_1} ที่ได้จากการวัด

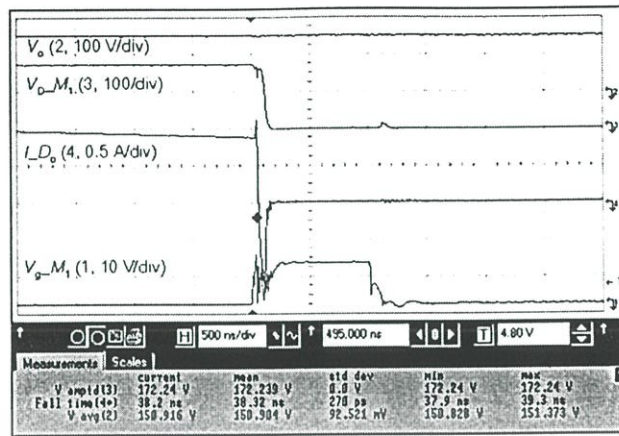
รูปที่ 3-3 ลักษณะสัญญาณกระแสไฟฟ้า ของสัญญาณหลักที่ใช้ในการวิเคราะห์การทำงานของ วงจรที่นำเสนอบนที่ได้จากการจำลองวงจรและการวัด

ในรูปที่ 3-3 เป็นลักษณะสัญญาณกระแสไฟฟ้าของสัญญาณหลักที่ใช้ในการวิเคราะห์การทำงาน ของวงจรที่นำเสนอบนที่ได้จากการจำลองวงจรและการวัด สัญญาณที่ได้จากการวัดในรูปที่ 3-3.ข คือสัญญาณกระแสไฟฟ้าของตัวไดโอดไฟฟ้ากำลังหลัก I_{D_0} สัญญาณกระแสไฟฟ้าของตัว ไดโอดไฟฟ้ากำลังช่วย I_{D_1} สัญญาณกระแสไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำหลักและตัวเหนี่ยวนำช่วย I_{L_1} และ I_{L_2} ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าลักษณะสัญญาณที่วัดได้เมื่อเปรียบเทียบกับลักษณะสัญญาณ จากการจำลองในรูปที่ 3-3.ก มีความสอดคล้องกันเป็นอย่างดี

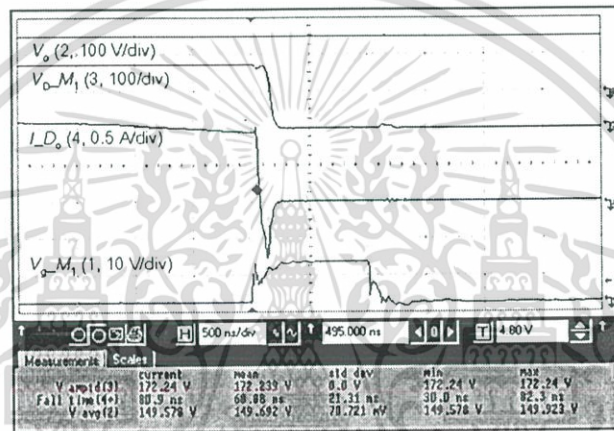
3.1.6 การกำหนดขนาดตัวเหนี่ยวนำช่วย L_r

ตัวเหนี่ยวนำช่วย L_r มีหน้าที่หลักในการควบคุมอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าต่อ เวลา ของตัวไดโอดไฟฟ้ากำลังในสภาวะหยุดนำกระแสไฟฟ้า ให้อยู่ในค่าจำกัดที่สามารถทนได้ ตามคำแนะนำของผู้ผลิต ถ้ากำหนดให้ แรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรมีค่าสูงสุดที่ 400 V อัตรา การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าต่อเวลา ของไดโอดไฟฟ้ากำลังที่เลือกใช้คือ MUR860 มีค่าทนได้ ที่ 200 A/μs อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติมักจะเลือกใช้ค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้า ต่อเวลาของไดโอดไฟฟ้ากำลัง ที่ 80-100 A/μs จากสมการที่ 3.1 ค่าความเหนี่ยวนำช่วย จึงควรมี ค่าประมาณไม่น้อยกว่า 4 μH รูปที่ 3-4.ก ถึง รูปที่ 3-4.ค แสดงลักษณะสัญญาณของกระแสไฟฟ้า ไดโอดไฟฟ้ากำลัง I_{D_0} ในช่วงหยุดนำกระแส เมื่อค่าตัวเหนี่ยวนำช่วย L_r มีค่า 5 10 และ 20 μH ตามลำดับ

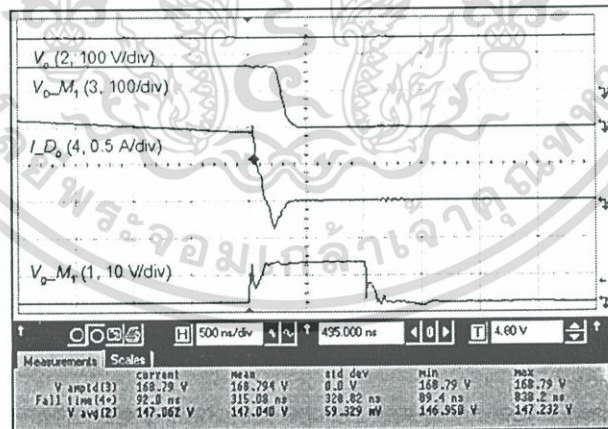
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3-4.ก ลักษณะสัญญาณกระแสไฟฟ้า I_{D_0} เมื่อ L เท่ากับ $5 \mu\text{H}$



รูปที่ 3-4.ข ลักษณะสัญญาณกระแสไฟฟ้า I_{D_0} เมื่อ L เท่ากับ $10 \mu\text{H}$



รูปที่ 3-4.ค ลักษณะสัญญาณกระแสไฟฟ้า I_{D_0} เมื่อ L เท่ากับ $20 \mu\text{H}$

รูปที่ 3-4 ลักษณะสัญญาณกระแสไฟฟ้า I_{D_0} เมื่อ L เท่ากับ 5 10 และ $20 \mu\text{H}$ ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการการควบคุมอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าต่อเวลาในวงจร หรือ $\frac{di_{D_o}}{dt} = -\frac{V_o}{L_r}$ จะเห็นได้จากรูปที่ 3-4.ก ถึง รูปที่ 3-4.ค ว่า ที่ค่าความเหนี่ยวนำช่วยที่สูงขึ้น จะทำให้อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าต่อเวลาลดลง อย่างไรก็ตามการเปลี่ยนแปลงสถานะที่ช้าลงนี้ จะก่อให้เกิดผลกระทบด้านอื่นคือ เกิดการสูญเสียกำลังไฟฟ้าระหว่างการเปลี่ยนแปลงสถานะสูงขึ้น ดังนั้นการเลือกอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าต่อเวลา จึงเป็นการเลือกการควบคุมให้มีการเปลี่ยนแปลงสถานะต่อเวลาได้รวดเร็วที่สุด แต่ยังคงอยู่ในค่าที่อุปกรณ์นั้นๆสามารถทำงานได้อย่างปลอดภัย และประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรไม่ลดลง

3.2 อัตราขยายของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอ

ในการหาอัตราขยายของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอ สามารถพิจารณาได้ดังนี้

จากการที่ค่าเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าคงคร่อมตัวเหนี่ยวนำ ในหนึ่งรอบทำงาน มีค่าเท่ากับศูนย์ จากรูปที่ 3-1.7 จะได้

$$V_1 t_{01} + (V_1 - V_o) t_{12} + (V_1 - V_{Lr}) t_{23} + (V_1 - V_{Lr} - V_o) t_{34} = 0 \quad (3.5)$$

$$V_1 t_{01} + V_1 t_{12} - V_o t_{12} + V_1 t_{23} - V_{Lr} t_{23} + V_1 t_{34} - V_{Lr} t_{34} - V_o t_{34} = 0 \quad (3.6)$$

$$V_1 (t_{01} + t_{12} + t_{23} + t_{34}) - V_{Lr} (t_{23} + t_{34}) - V_o (t_{12} + t_{34}) = 0 \quad (3.7)$$

$$V_o (t_{12} + t_{34}) = V_1 (t_{01} + t_{12} + t_{23} + t_{34}) - V_{Lr} (t_{23} + t_{34}) \quad (3.8)$$

ที่สภาวะคงตัว ค่าเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_r มีค่าเท่ากับศูนย์ หมายถึง $V_{Lr} = 0$ สมการที่ 3.8 สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$V_o = V_1 \frac{t_{s'}}{(t_{12} + t_{off'})} \quad (3.9)$$

$$\text{เมื่อ } t_{s'} = (t_{01} + t_{12} + t_{23} + t_{34}), \text{ และ } t_{off'} = t_{34} \quad (3.10)$$

$$\text{กำหนดให้ } D_{s'} = \frac{t_{s'} - t_{34}}{t_{s'}}, \text{ ดังนั้น } D_{s'} = 1 - \frac{t_{off'}}{t_{s'}}, \text{ และ } t_{s'} = \frac{t_{off'}}{1 - D_{s'}}$$

ในสมการที่ 3.9 จะได้

$$V_o = V_1 \frac{1}{(1-D_{s'})} \frac{t_{off'}}{(t_{12} + t_{off'})} \quad (3.11)$$

จัดรูปสมการที่ 3.11 ใหม่จะได้

$$V_o = V_1 \frac{1}{(1-D_{s'})} \frac{1}{\left(\frac{t_{12}}{t_{off'}} + 1\right)} \quad (3.12)$$

ในการหาค่าของ t_{12} สามารถกำหนดได้จากสมการพื้นฐานดังแสดงในสมการที่ 3.13

$$V_{L_r} = L_r \frac{di_{L_i}}{dt}, \Delta t_{12} = \frac{L_r}{V_{L_r}} \Delta i_{L_i}, I_{R_o} = I_{L_i} D_{s'}, \Delta i_{L_i} = \frac{\Delta I_{R_o}}{D_{s'}} \quad (3.13)$$

$$\Delta t_{12} = \frac{L_r}{V_{L_r}} \frac{\Delta I_{R_o}}{D_{s'}} \quad (3.14)$$

แทนที่ $V_{L_r} = V_o$ และ $\Delta I_{R_o} = \frac{V_o}{R_o} = I_{R_o}$ ลงในสมการที่ 3.14

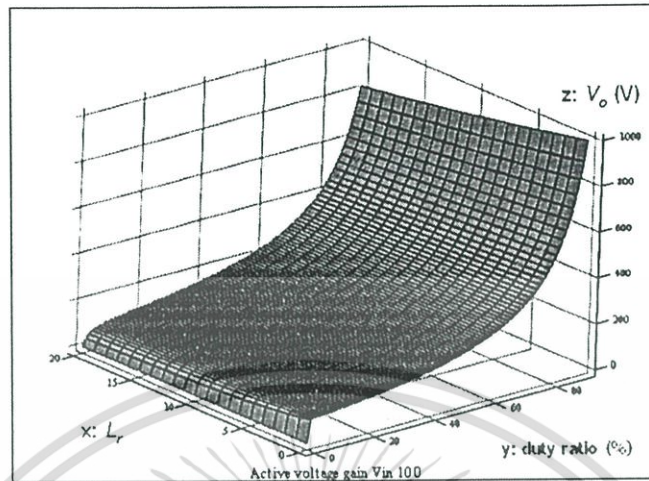
$$\Delta t_{12} = \frac{L_r}{V_o} \frac{1}{D_{s'}} \frac{V_o}{R_o}, t_{12} = \frac{L_r}{D_{s'} R_o} \quad (3.15)$$

นำค่า t_{12} ที่หาได้จากสมการที่ 3.15 แทนค่าลงในสมการที่ 3.12 จะได้สมการแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสวิตช์ที่พ่นับเบอร์ที่นำเสนอ คือ

$$V_o = V_1 \frac{1}{(1-D_{s'})} \frac{1}{\left(1 + \frac{L_r}{D_{s'} R_o t_{off'}}\right)} \quad (3.16)$$

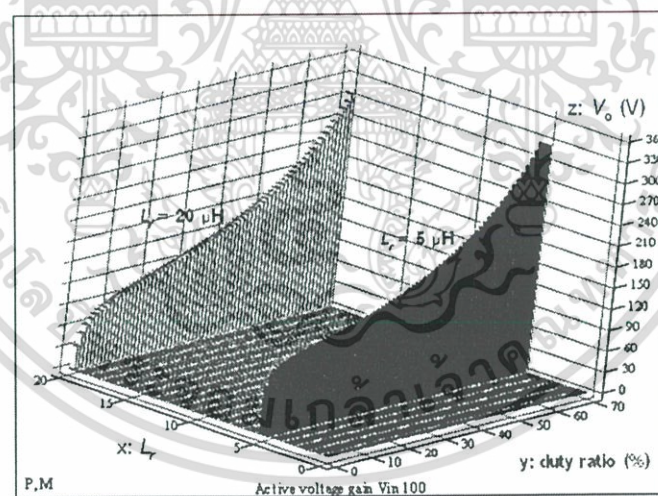
รูปที่ 3-5 แสดงลักษณะการแปรค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกโดยสมการที่ 3.16 โดยกำหนดให้แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าและตัวภาระ มีค่าคงที่ที่ 100 V และ 100 Ω ตามลำดับ แกน x แสดงค่าตัวเหนี่ยวนำช่วยตั้งแต่ 0-20 μH แกน y แสดงค่าสัดส่วนเวลาทำงาน (duty ratio : %) ในขณะที่แกน z แสดงค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออก จากรูปที่ 3-5 พบว่าที่สัดส่วนเวลาทำงานที่เท่ากัน ค่าตัวเหนี่ยวนำช่วยที่สูงขึ้น จะให้ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่ำลง การเลือกใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำช่วยที่เหมาะสม จึง

ควรเลือกค่าที่ต่ำที่สุดแต่ยังคงควบคุมให้อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าต่อเวลาในวงจร อยู่ในค่าที่อุปกรณ์ยอมรับได้และทำงานอย่างปลอดภัย



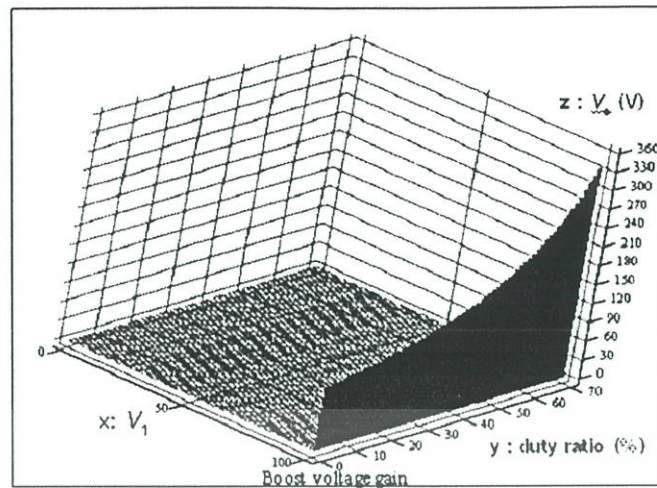
รูปที่ 3-5 กราฟอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าจากสมการที่ 3.16 ($V_i=100$ V และ $R_o=100$ Ω)

เพื่อให้เห็นลักษณะเปรียบเทียบที่ชัดเจนขึ้น รูปที่ 3-6 แสดงกราฟอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ เปรียบเทียบกับวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป ที่สัดส่วนเวลาทำงานเท่ากับ 70 เปอร์เซ็นต์และ V_i เท่ากับ 100 V



รูปที่ 3-6.ก กราฟอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าจากสมการที่ 3.16 [P] $L_r=20$ μ H และ [M] $L_r=5$ μ H สัดส่วนเวลาทำงาน 0 ถึง 70% ($V_i=100$ V และ $R_o=100$ Ω)

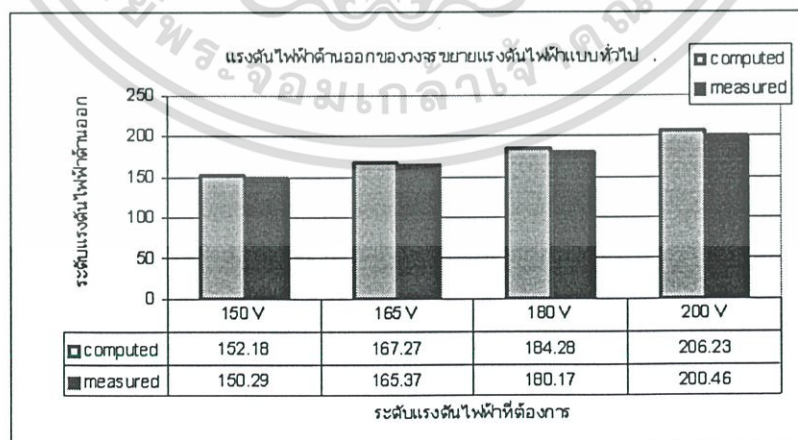
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3-6.ข กราฟอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป จากสมการที่ 2.2 ที่สัดส่วนเวลาทำงาน 0 ถึง 70% และ $V_1=100$ V

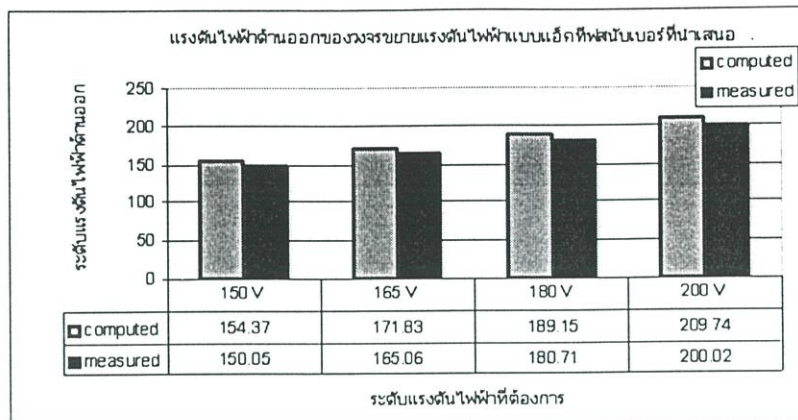
รูปที่ 3-6 กราฟอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบออร์ เปรียบเทียบกับวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป ที่สัดส่วนเวลาทำงานเท่ากับ 70% และ $V_1=100$ V

รูปที่ 3-6 แสดงกราฟอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าจากสมการที่ 3.16 โดยกำหนดให้ รูปที่ 3-6.ก เป็นการแสดงผลที่ $L_r=5$ μ H และ $L_r=20$ μ H สัดส่วนเวลาทำงานจาก 0 จนถึง 70% แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า $V_1=100$ V และค่าภาระ $R_o=100$ Ω รูปที่ 3-6.ข เป็นการแสดงให้เห็นถึงกราฟอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป ที่สัดส่วนเวลาทำงาน 0 - 70% และ $V_1=100$ V จะพบว่าตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าน้อย ($L_r=5$ μ H) ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบออร์จากรูปที่ 3-6.ก ให้ผลแรงดันไฟฟ้าด้านออกใกล้เคียงกับวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปที่แสดงในรูปที่ 3-6.ข



รูปที่ 3-7.ก แรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป เปรียบเทียบระหว่างค่าที่ได้จากการคำนวณและการวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3-7.ข แรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรมายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ เปรียบเทียบระหว่างค่าที่ได้จากการคำนวณและการวัด

รูปที่ 3-7 เปรียบเทียบค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกระหว่างค่าที่ได้จากการคำนวณและการวัด จากวงจรมายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป และวงจรมายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอ

รูปที่ 3-7 เป็นการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกจากวงจรมายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป และจากวงจรมายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอ เมื่อเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณ ตารางที่ 3-1 แสดงค่าข้อมูลแรงดันไฟฟ้าด้านออกและค่าความแตกต่างของการวัดจากการคำนวณของวงจรมายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป สำหรับค่าข้อมูลแรงดันไฟฟ้าด้านออกและค่าความแตกต่างของการวัดจากการคำนวณ ของวงจรมายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์แสดงในตารางที่ 3-2

ข้อมูลที่แสดงในตารางทั้งสอง เป็นการทำการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรที่ทดลอง จากนั้นทำการอ่านค่าช่วงเวลานำกระแสไฟฟ้า t_{on} เพื่อนำไปใช้คำนวณค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออก จากสมการที่มีอยู่ ค่าความแตกต่างที่เกิดขึ้น ระหว่างค่าที่ได้จากการวัดและการคำนวณ มาจากขั้นตอนการวิเคราะห์สมการเพื่อหาสมการของแรงดันไฟฟ้าด้านออก ที่มีการอนุมาณค่าตัวแปรบางตัว เพื่อให้การสร้างสมการทำได้ง่ายขึ้น ดังนั้นค่าที่มีผลกระทบจากอุปกรณ์และวงจรที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติไม่ถูกนำมาพิจารณา ข้อสังเกตจากสมการที่ 3.16 การเพิ่มเข้ามาของตัวเหนี่ยวนำช่วย L_r มีผลกระทบต่อแรงดันไฟฟ้าด้านออก ทำให้อัตราขยายแรงดันไฟฟ้าของวงจรที่นำเสนอ ต่ำกว่าวงจรแบบทั่วไป

ตารางที่ 3-1 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการคำนวณและจากการวัด ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป เมื่อใช้ค่าสัดส่วนการทำงาน (duty ratio) เท่ากัน

ค่าที่ได้จากการคำนวณ (V)	ค่าที่ได้จากการวัด (V)	เปอร์เซ็นต์แตกต่าง (%)
152.18	150.29	1.2%
167.27	165.37	1.1%
184.28	180.17	2.2%
206.23	200.46	2.8%

ตารางที่ 3-2 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการคำนวณและจากการวัด วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟลันด์เบอร์ที่นำเสนอ เมื่อใช้ค่าสัดส่วนการทำงาน (duty ratio) เท่ากัน

ค่าที่ได้จากการคำนวณ (V)	ค่าที่ได้จากการวัด (V)	เปอร์เซ็นต์แตกต่าง (%)
154.37	150.05	2.8%
171.83	165.06	3.9%
189.15	180.71	4.5%
209.74	200.02	4.6%

จากข้อมูลที่แสดงในตารางที่ 3-2 สมการขยายแรงดันไฟฟ้าไฟฟ้า ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟลันด์เบอร์ที่นำเสนอ คือ $V_o = V_1 \frac{1}{(1-D_s)} \left(\frac{1}{1 + \frac{L_r}{D_s R_o t_{off}}} \right)$ สามารถนำไปใช้

เพื่อคำนวณหาแรงดันไฟฟ้าด้านนอกเริ่มต้นของวงจรได้ อย่างไรก็ตามจำเป็นต้องกำหนดค่าตัวแปรจำเพาะ เนื่องจากแรงดันไฟฟ้าด้านนอก ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟลันด์เบอร์ที่นำเสนอ แปรค่าตามตัวแปรหลายตัว

กระแสไฟฟ้ารีปเปิล ของตัวเหนี่ยวนำ ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปคือ

$$\Delta I_L = \frac{V_{in}}{L} D T_s \quad (3.17)$$

อนุมาณว่ากระแสไฟฟ้ารีปเปิลที่เกิดจาก I_L มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ I_{L1} ทำการแทนค่า V_o จากสมการที่ 3.16 ลงในสมการที่ 3.17 จะได้กระแสไฟฟ้ารีปเปิลของวงจรที่นำเสนอคือ

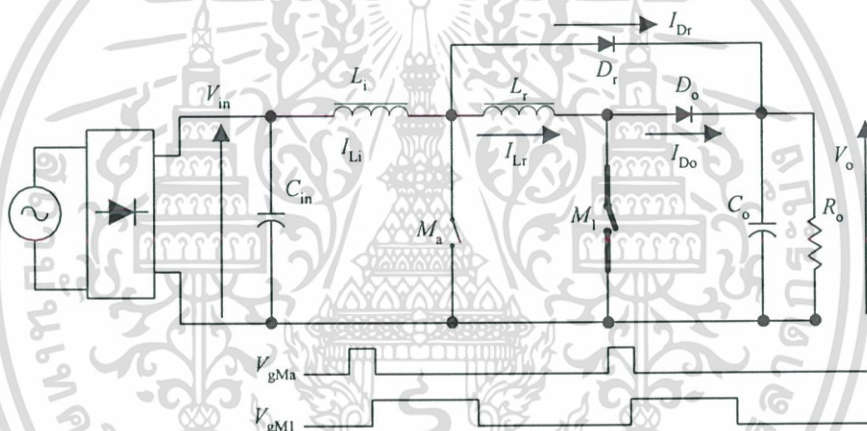
$$\Delta I_{L1} = \frac{V_o T_s}{L_1} \left(D_s (1 - D_s) + \frac{L_r}{R_o} \right) \quad (3.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

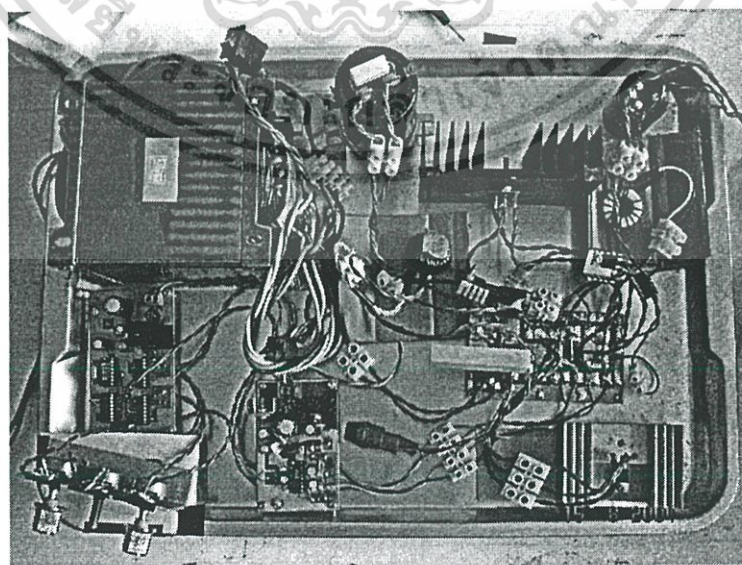
3.3 การออกแบบวงจรที่ใช้ในการทดลอง และเงื่อนไขในทางปฏิบัติ

ในการดำเนินการทดลอง เพื่อศึกษาคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟลนับบอร์ที่นำเสนอ จะใช้วงจรรขยายแรงดันไฟฟ้ากระแสไฟฟ้าตรงเฟสเดียวขนาดอัตรากำลังด้านออกที่ 200 วัตต์ ดังแสดงในรูปที่ 3-8 สร้างเป็นวงจรสำหรับการทดลองวิจัย โดยมีลักษณะสัญญาณควบคุมวงจรรจากรูปที่ 3-1.7

ชุดการทดลองประกอบด้วยแผ่นวงจรพิมพ์หลัก 3 แผ่น ดังแสดงในรูปที่ 3-8.ข คือชุดกำลัง ชุดสัญญาณควบคุมขาเกต และชุดสร้างความถี่หลัก ชุดวงจรรทั้งหมดถูกประกอบวางบนแผ่นกราวด์เดียวกัน โดยไม่มีฝาครอบปิด ขั้วต่อและสายไฟที่แสดงในรูป เพื่อความยาวสายไฟไว้สำหรับการวัดกระแส โดยมีการปรับเปลี่ยนเฉพาะในส่วนที่ต้องการเปรียบเทียบกันของสองวงจรรเท่านั้น ส่วนต่างๆที่ไม่ใช่วงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าจะคงเดิม

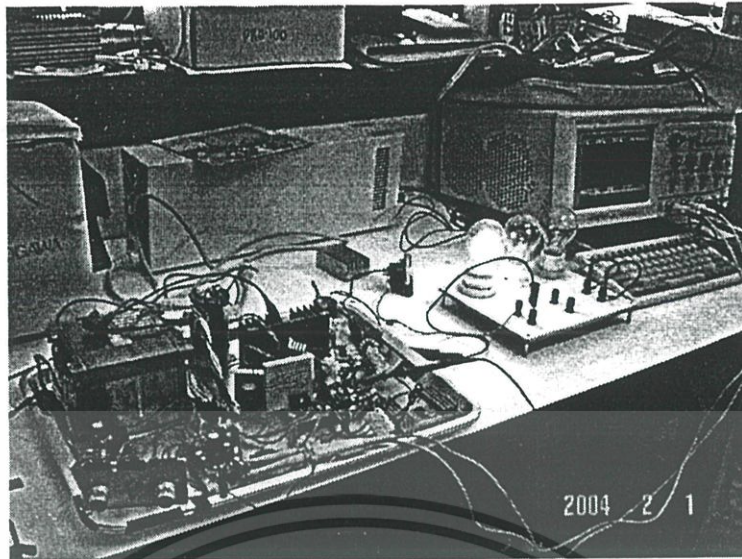


รูปที่ 3-8.ก วงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟลนับบอร์ที่นำเสนอ



รูปที่ 3-8.ข วงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟลนับบอร์ที่สร้างขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3-8.ค วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแฉีกที่ฟลนับบอร์ขณะทำการทดลอง

รูปที่ 3-8 วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแฉีกที่ฟลนับบอร์ที่สร้างสำหรับการทดลอง

ผลการทดลองโดยการวัดประสิทธิภาพ เมื่อค่าปกติแรงดันไฟฟ้าด้านออกเท่ากัน พบว่า วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแฉีกที่ฟลนับบอร์ที่นำเสนอให้ค่าเฉลี่ยประสิทธิภาพดีขึ้นเล็กน้อยเมื่อเทียบกับวงจรพื้นฐานที่ถอดชุดแฉีกที่ฟลนับบอร์ออก

อัตราพิกัดของอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการทดลองคือ

ตัวแปร	ขนาด/พิกัด	หน่วยวัด
V_{in}	100	V
C_{in}	22,000	μF
L_i	470	μH
L_r	5-20	μH
C_o	470	μF
M_a	IRF840	
M_1	IRFP460	
D_o	MUR860	
D_r	MUR860	
ความถี่ในการสวิตช์	100	kHz
พิกัดกำลังด้านออก	200	W

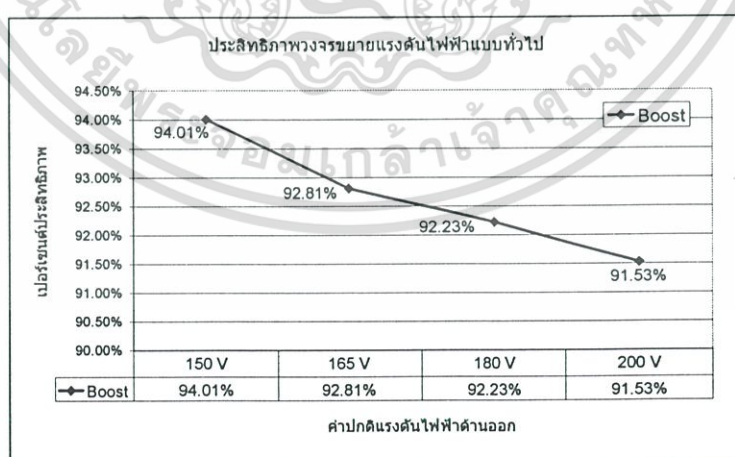
เกณฑ์การออกแบบอุปกรณ์ที่สำคัญแสดงในภาคผนวก ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

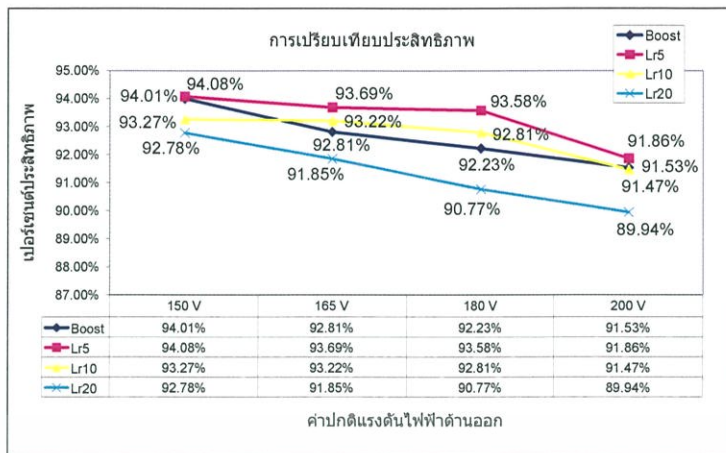
3.4 ประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอและรีปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก

รูปที่ 3-9.ก เป็นค่าประสิทธิภาพที่วัดได้จากวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป จากการเปรียบเทียบประสิทธิภาพที่วัดได้จากวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ ที่ค่าความเหนี่ยวนำช่วย L_r เท่ากับ 5 10 และ 20 μH ดังแสดงในรูปที่ 3-9.ข วงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอที่ค่าความเหนี่ยวนำช่วยมีค่า 5 μH ให้ค่าเฉลี่ยประสิทธิภาพกำลังไฟฟ้าดีกว่าเล็กน้อยเมื่อเทียบกับวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป วงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอแม้มีอุปกรณ์เพิ่มขึ้นมากกว่าวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป วงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ ทำให้ค่าความสูญเสียของสวิตช์ตัดต่อขณะเปลี่ยนแปลงสถานะลดลง เนื่องจากการควบคุมอัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าต่อเวลา การเริ่มต้นนำกระแสไฟฟ้าเมื่อแรงดันไฟฟ้าดกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ และการได้มาของพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำช่วย L_r ทำให้วงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอที่ค่าความเหนี่ยวนำช่วย 5 μH มีค่าเฉลี่ยประสิทธิภาพของวงจรดีกว่าเล็กน้อยเมื่อเทียบกับวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าที่ถอดชุดแอคทีฟสลับเบอร์ออก การจำลองการเปรียบเทียบค่าความสูญเสียระหว่างวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปกับวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอแสดงในภาคผนวก ง

ในกรณีของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอ เมื่อค่าความเหนี่ยวนำช่วยเพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของวงจรลดลง จากความสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำช่วยมีค่ามากขึ้นตามขนาดของตัวเหนี่ยวนำช่วยที่เพิ่มขึ้น และการสูญเสียเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงสถานะของกระแสไฟฟ้าที่ช้าลง ทำให้ความสูญเสียของสวิตช์ตัดต่อขณะเปลี่ยนแปลงสถานะเพิ่มตามไปด้วย



รูปที่ 3-9.ก ประสิทธิภาพของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป



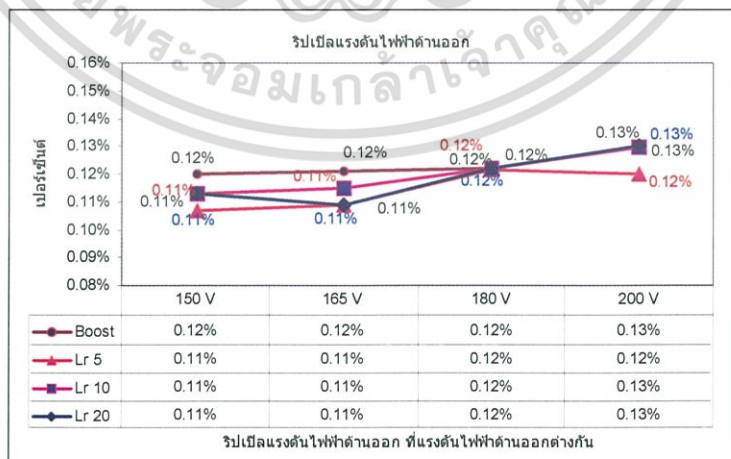
รูปที่ 3-9.ข เปรียบเทียบประสิทธิภาพ เมื่อ L_r เท่ากับ 5 10 และ 20 μH

รูปที่ 3-9 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรที่ทำการทดลอง

ในภาคผนวก ง. ได้วิเคราะห์การสูญเสียกำลังไฟฟ้าของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าจากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และได้อธิบายถึงผลของการลดค่าความเค้นของอุปกรณ์สวิตช์ดังแสดงในรูปที่ ง.5-ง.7



รูปที่ 3-10.ก รูปเบิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป



รูปที่ 3-10.ข เปรียบเทียบรูปเบิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก เมื่อ L_r เท่ากับ 5 10 และ 20 μH

รูปที่ 3-10 การเปรียบเทียบรูปเบิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในด้านคุณลักษณะรีปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออกดังแสดงโดยรูปที่ 3-10 พบว่า วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแฉีกที่ฟลันนิงเบอร์ที่นำเสนอมีค่ารีปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออกไม่แตกต่างจากวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปและถือว่าระดับของค่ารีปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าต่ำมาก รูปสัญญาณรีปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออกแสดงในภาคผนวก ข และสมการรีปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออกแสดงในภาคผนวก ค.

จากสมการที่ 3.16 และ 3.18 สมการแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรที่นำเสนอก็คือ

$$V_o = V_1 \frac{1}{(1-D_{s'})} \left(\frac{1}{1 + \frac{L_r}{D_{s'} R_o t_{off'}}} \right) \quad (3.19)$$

ในขณะที่กระแสไฟฟ้ารีปเปิลในตัวเหนี่ยวนำหลักของวงจรที่นำเสนอก็คือ

$$\Delta I_{L_1} = \frac{V_o T_s}{L_1} \left(D_{s'} (1-D_{s'}) + \frac{L_r}{R_o} \right) \quad (3.20)$$

3.5 คุณลักษณะทางความถี่ของรีปเปิลกระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำหลัก

คุณลักษณะทางความถี่ $f_r(t)$ ของสัญญาณรีปเปิลกระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำหลักจากสมการที่ 3.20 สามารถหาได้โดยใช้การวิเคราะห์อนุกรมฟูเรียร์ดังนี้

ในกรณีที่ต้องการรักษาความสมดุลของเฟสที่ความถี่ค่าบวก ระหว่างองค์ประกอบความถี่จินตภาพและองค์ประกอบความถี่จริง การกระจายแบบโคไซน์ชอยด์ล (cosinusoidal expansion) ดังสมการที่ 3.21

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos\left(\frac{2n\pi t}{T} + \phi_n\right) \quad (3.21)$$

ของอนุกรมฟูเรียร์คือความถี่ที่ถูกนำมาใช้ เป็นอีกทางเลือกหนึ่งของการกระจายแบบไซน์ชอยด์ล (sinusoidal series expansion)

ค่ามุมของเฟส ถูกกำหนดจาก

$$\sin(\phi_n) = -\frac{b_n}{A_n} \quad \text{หรือ} \quad \cos(\phi_n) = -\frac{a_n}{A_n} \quad (3.22)$$

โดยที่ $A_n = \sqrt{(a_n^2 + b_n^2)}$ และ

$$f_r(t) = \begin{cases} k_1 t_{01} \\ k_2 t_{12} \\ k_3 t_{23} \\ k_4 t_{34} \end{cases} \quad (3.23)$$

โดยที่ $0 < t_{01} \leq t_1$, $t_1 < t_{12} \leq t_2$, $t_2 < t_{23} \leq t_3$, และ $t_3 < t_{34} \leq t_4$.

$$\text{กำหนดให้ } k_1 = \frac{V_{in}}{L_i} \quad k_2 = \frac{V_o - V_{in}}{L_i} \quad k_3 = \frac{V_{in} - V_{L_r}}{L_i + L_r} \quad \text{และ } k_4 = \frac{V_o - V_{L_r} - V_{in}}{L_i + L_r} \quad \text{ดังนี้}$$

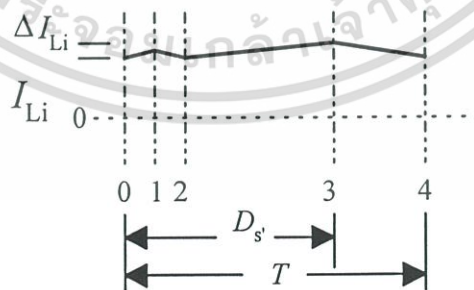
ใช้ตัวแปรจากรูปที่ 3-1.

ที่สภาวะคงตัว สามารถที่จะอนุมานได้ว่า $V_{L_r} \ll V_{L_i}$, และ $L_r \ll L_i$, ดังนั้น

$$f_r(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos\left(\frac{2n\pi t}{T} + \phi_n\right) \quad (3.24)$$

$$\text{โดยที่ } A_0 = \Delta I_{L_i}, \quad A_n = 2|C_n|, \quad \phi_n = \arg C_n \quad \text{และ } C_n = \frac{1}{T} \int_0^T f_r(t) e^{-j2n\pi t/T} dt$$

ขอบเขตของจุดแรกในการเข้าสู่เงื่อนไข สวิตช์เริ่มต้นทำงานที่แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ เป็นศูนย์มีความเกี่ยวพันโดยตรงกับกระแสไฟฟ้าภาระ ในการวิเคราะห์ครั้งนี้จะอนุมานให้ $t_{01} = t_{12}$ เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์ ดังแสดงในรูปที่ 3-11



รูปที่ 3-11 ขอบเขตของจุดแรกในการเข้าสู่เงื่อนไขตัวสวิตช์ทำงานที่แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ เป็นศูนย์ ของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำหลัก $t_{01} = t_{12}$

คำตอบของ C_n สามารถคำนวณได้เป็น

$$C_n = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_1} f_r(t) e^{\frac{-j2n\pi}{T} t} dt + \int_{t_1}^{t_2} f_r(t) e^{\frac{-j2n\pi}{T} t} dt + \int_{t_2}^{t_3} f_r(t) e^{\frac{-j2n\pi}{T} t} dt + \int_{t_3}^{t_4} f_r(t) e^{\frac{-j2n\pi}{T} t} dt \right) \quad (3.25)$$

ในการคำนวณหาค่า C_n , กำหนดให้ $t_{01} = t_{12} = D_a$, $k_3 = k_1$, $k_4 = k_2$, จะได้

$$C_n = \frac{1}{T} \left(\int_0^{D_a} f_r(t) e^{\frac{-j2n\pi}{T} t} dt + \int_{D_a}^{2D_a} f_r(t) e^{\frac{-j2n\pi}{T} t} dt + \int_{2D_a}^{D_s} f_r(t) e^{\frac{-j2n\pi}{T} t} dt + \int_{D_s}^{D_s'} f_r(t) e^{\frac{-j2n\pi}{T} t} dt \right) \quad (3.26)$$

โดยการใช้ $\int e^x dx = e^x$, $\int e^{ax} dx = \frac{e^{ax}}{a}$, และ $\int x e^{ax} dx = \frac{e^{ax}}{a} \left(x - \frac{1}{a} \right)$, รวมทั้ง

กำหนดให้ $a = -\frac{j2n\pi}{T_s}$, คำตอบของ C_n คือ

$$C_n = \frac{1}{T} \left[k_1 \left\{ \frac{e^{at}}{a} \left(t - \frac{1}{a} \right) \right\}_0^{D_a} - k_2 \left\{ \frac{e^{at}}{a} \left(t - \frac{1}{a} \right) \right\}_{D_a}^{2D_a} + k_1 \left\{ \frac{e^{at}}{a} \left(t - \frac{1}{a} \right) \right\}_{2D_a}^{D_s} - k_2 \left\{ \frac{e^{at}}{a} \left(t - \frac{1}{a} \right) \right\}_{D_a}^{2D_a} \right] \quad (3.27)$$

จากรูปที่ 3.11 โดยการใช้ค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงในหนึ่งช่วงคาบเวลาการสวิตช์ คำสัมพันธ์สามารถประมาณได้เป็น

$$C_n = \frac{k}{T} \left[\frac{T_s'}{a} e^{aT_s'} - \frac{e^{aT_s'}}{a^2} + \frac{D_s'}{a} e^{aD_s'} - \frac{e^{aD_s'}}{a^2} - \frac{1}{a^2} \right] \quad (3.28)$$

กำหนดให้ $t_{off'} = (1 - D_{S'})T_{S'}$, $T = T_{S'}$, $k = \Delta I_{L_i}$, แล้วจัดเรียง สมการที่ 3.28 จะได้

$$C_n = \frac{\Delta I_{L_i}}{Ta} \left[T e^{aT} - \frac{e^{aT}}{a} + \left(1 - \frac{t_{off'}}{T} \right) e^{a \left(1 - \frac{t_{off'}}{T} \right)} - \frac{e^{a \left(1 - \frac{t_{off'}}{T} \right)}}{a} - \frac{1}{a} \right] \quad (3.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{เมื่อ } \Delta I_{L_i} = \frac{V_o T}{L_i} \left(D_s \cdot (1 - D_s) + \frac{L_r}{R_o} \right) \text{ และ } a = -j2n \frac{\pi}{T}, \quad T = \text{คาบเวลาของช่วง}$$

การทำงานสัณฤทธิ์ $D_s =$ อัตราส่วนช่วงนำกระแสไฟฟ้าสัณฤทธิ์ และ $t_{off} = (1 - D_s) \cdot T$

จากสมการอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าด้านออกสมการที่ 3.19 สมการของกระแสไฟฟ้าริปเปิลในตัวเหนี่ยวนำหลักสมการที่ 3.20 และสมการค่าสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์สมการที่ 3.29 จะเห็นได้ว่าการเพิ่มเข้ามาของ L_r จะมีผลกระทบต่อระบบ ทั้งอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าและคุณลักษณะทางความถี่ที่เปลี่ยนไป

ข้อมูลการวิเคราะห์ริปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ดที่นำเสนอมีรายละเอียดเพิ่มเติมในภาคผนวก ค.

จากรายละเอียดการศึกษาวิจัยที่ได้นำเสนอข้างต้น วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ดที่นำเสนอ เป็นวงจรที่เรียบง่าย สามารถทำความเข้าใจการทำงานได้ง่าย การออกแบบวงจรสัญญาณทางเวลาเพื่อควบคุมวงจรเป็นไปแบบเชิงเส้น ใช้อุปกรณ์เพิ่มเติมในชุดแอคทีฟสลับเบอร์ดเพียง 3 ตัว สามารถควบคุมอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าต่อเวลา di/dt ในตัวไดโอดไฟฟ้ากำลั้งหลัก D_o เมื่อจะหยุดนำกระแสไฟฟ้่า ให้มีค่าอยู่ในอัตราที่ยอมรับได้ และสร้างเงื่อนไขแรงดันไฟฟ้่าตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ (ZVS: zero voltage switch) เมื่อเริ่มต้นนำกระแสไฟฟ้่าของสวิตช์หลัก M_r

สวิตช์แทนที่ด้วยอุปกรณ์ในอุดมคติประกอบกัน

(THE LUMP-IDEAL-COMPONENT (LIC) SWITCH MICRO SIGNAL CONCEPT)

การทำงานของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟล้นเบอรรูปแบบหนึ่ง ที่ได้นำเสนอในบทที่ 3 สร้างเงื่อนไขในการเริ่มการทำงานที่แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ให้กับสวิตช์หลัก และควบคุมอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าต่อเวลาของไดโอดไฟฟ้ากำลังให้อยู่ในค่าที่จำกัด จากการที่รูปแบบสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ไหลในวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป ได้ถูกควบคุมภายใต้เงื่อนไขของแอคทีฟล้นเบอรรูปแบบทำให้รูปลักษณะของสัญญาณเปลี่ยนไป ลักษณะการกระจายแถบความถี่ของรูปแบบสัญญาณที่ต่างกันก็จะแตกต่างออกไป ในการวิเคราะห์การแพร่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ พื้นฐานการเชื่อมต่อกับสัญญาณ รูปแบบ และคุณสมบัติของตัวอุปกรณ์ที่มีความถี่สูง [19] เป็นส่วนสำคัญในการทำความเข้าใจการเกิดขึ้นของแถบความถี่ของสัญญาณเหล่านี้

ตัวสวิตช์เป็นอุปกรณ์หลักที่ทำงานตัดต่อวงจรให้ทำงานตามที่กำหนด อย่างไรก็ตาม ข้อจำกัดหนึ่งของตัวสวิตช์ที่ปรากฏในการวิเคราะห์โดยทั่วไป คือกำหนดตัวสวิตช์ให้เป็นอุปกรณ์อุดมคติ มีค่าความต้านทานเมื่อนำกระแสไฟฟ้าเท่ากับศูนย์ และมีค่ายอมให้ผ่านได้ (admittance) เท่ากับศูนย์เมื่อดิวสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า การเปลี่ยนสถานะหนึ่งไปยังอีกสถานะหนึ่งของตัวสวิตช์ในอุดมคติก็ถือว่าใช้เวลาเป็นศูนย์เช่นกัน [21] ดังนั้นพบว่าตัวสวิตช์ในทางปฏิบัติและการทำงานที่มีความถี่สูง สัญญาณความถี่สูงที่มีค่าน้อยๆที่เกิดจากการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์ในอุดมคติ มีข้อจำกัดโดยไม่สามารถพบเห็นได้จากกรวิเคราะห์วงจรแบบทั่วไป

ในบทนี้จะเป็นการนำเสนอรูปแบบโครงสร้างภายในของตัวสวิตช์ด้วยอุปกรณ์ในอุดมคติประกอบกัน เพื่ออธิบายการทำงานภายในตัวสวิตช์เมื่อตอบสนองต่อการทำงานแบบปกติและการตอบสนองต่อผลของการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ ทั้งนี้พบว่ารูปแบบโครงสร้างภายในของสวิตช์ที่แทนค่าด้วยอุปกรณ์ในอุดมคติประกอบกันที่นำเสนอ ทำให้มีความเข้าใจการตอบสนองการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำที่ปรากฏจากตัวสวิตช์ได้ชัดเจนขึ้น

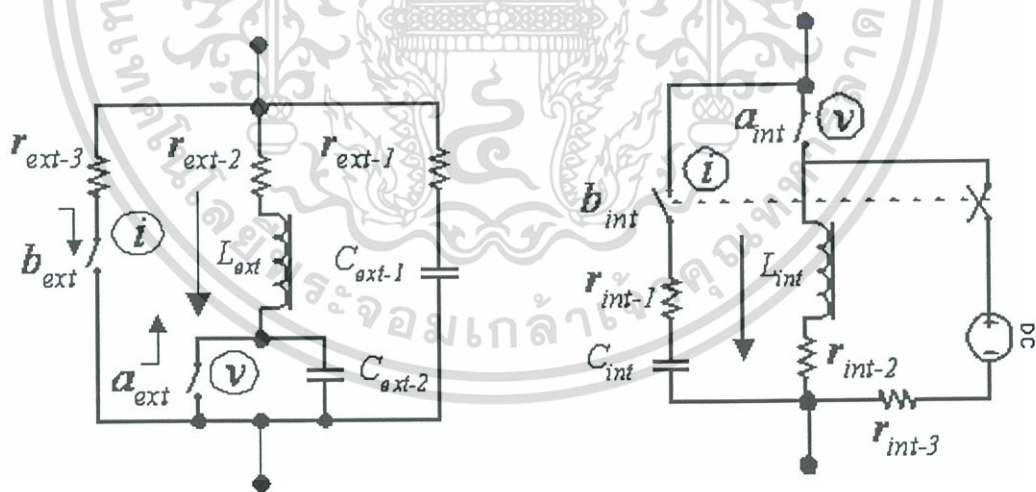
4.1 โครงสร้างภายในของสวิตช์ที่แทนค่าด้วยอุปกรณ์ในอุดมคติประกอบกัน

(The Lump-Ideal-Component (LIC) Switch Micro Signal Concept)

จากวงจรทั่วไปพบว่าตัวสวิตช์ที่ใช้ในการติดต่อจะมีสองชนิดคือ

1. ตัวสวิตช์ที่ควบคุมได้จากเงื่อนไขภายนอก (externally controlled LIC switch : EC-LIC) และ
2. ตัวสวิตช์ที่ควบคุมโดยเงื่อนไขภายใน (internally controlled LIC switch : IC-LIC)

ตัวสวิตช์ที่ควบคุมได้จากเงื่อนไขภายนอกเช่น มอสเฟต หรือ IGBT ซึ่งสามารถถูกสั่งให้ทำงานได้ ณ.ตำแหน่งเวลาที่ต้องการ ในขณะที่ตัวสวิตช์ที่ควบคุมโดยเงื่อนไขภายใน เช่น ไดโอด จะทำงานจากภายในเมื่อมีเงื่อนไขจากภายนอก (ที่ไม่สามารถควบคุม ณ.ตำแหน่งเวลาที่ต้องการได้) ทั้งนี้องค์ประกอบภายในของสวิตช์จะแปรเปลี่ยนไปตามโครงสร้างเชิงกลของสวิตช์ ในงานวิจัยนี้จึงนำเสนอลักษณะโครงสร้างภายในของสวิตช์ที่แทนค่าด้วยอุปกรณ์ในอุดมคติประกอบกันดังแสดงในรูปที่ 4-1 วัตถุประสงค์หลักของการนำเสนอรูปแบบสวิตช์ดังแสดงในรูปที่ 4-1 เพื่อให้ประกอบการทำความเข้าใจพฤติกรรมของสวิตช์ ที่ตอบสนองต่อปรากฏการณ์การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ



รูปที่ 4-1.ก สวิตช์เงื่อนไขภายนอก

รูปที่ 4-1.ข สวิตช์เงื่อนไขภายใน

รูปที่ 4-1 ลักษณะโครงสร้างภายในของสวิตช์ที่แทนค่าด้วยอุปกรณ์ในอุดมคติ

สวิตช์เงื่อนไขภายนอก (externally controlled LIC switch : EC-LIC) จะทำงานโดยสวิตช์อุดมคติสองตัว คือ a_{ext} และ b_{ext} โดยที่สวิตช์ a_{ext} จะทำงานที่ขาขึ้นของสัญญาณเกิดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อม C_{ext-1} จะเป็นตัวที่ทำให้สวิตช์ a_{ext} หยุดทำงาน สวิตช์ b_{ext} ทำงานเมื่อกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน L_{ext} เพิ่มขึ้นจนถึงกระแสไฟฟ้าของวงจร และจะหยุดทำงานโดยสัญญาณขาลงของสัญญาณเกต

ทำนองเดียวกันสวิตช์ a_{int} และ b_{int} จะควบคุมการทำงานของสวิตช์เงื่อนไขภายใน (internally controlled LIC switch: IC-LIC) สวิตช์ a_{int} จะทำงานเมื่อแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมมากกว่าแรงดันไฟฟ้าเริ่มทำงานเช่น 0.7 V สำหรับซิลิกอนไดโอด โดยสวิตช์ a_{int} จะหยุดทำงานเมื่อแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม C_{int} เพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันไฟฟ้าของวงจร สำหรับสวิตช์ b_{int} เป็นสวิตช์แบบสองขั้ว คือปกติเปิดและปกติปิด สวิตช์ b_{int} จะเปลี่ยนสถานะเมื่อกระแสไฟฟ้าไหลผ่าน L_{int} จนถึงค่ากระแสไฟฟ้าไหลย้อนกลับของไดโอด (I_{rr}) สวิตช์ b_{int} จะกลับสู่สถานะเริ่มต้นเมื่อสวิตช์ a_{int} ทำงานอีกครั้งหนึ่ง

4.1.1 การทำงานสวิตช์เงื่อนไขภายนอก

(Externally controlled LIC switch: EC-LIC)

จากรูปที่ 4-1.ก สวิตช์เงื่อนไขภายนอก EC-LIC จะทำงานโดยมีสัญญาณเกตควบคุมการทำงาน สวิตช์ a_{ext} จะทำงานที่ขาขึ้นของสัญญาณเกต เมื่อสวิตช์ a_{ext} ทำงานอยู่ในสภาวะปิดกระแสไฟฟ้าในตัวสวิตช์เงื่อนไขภายนอก EC-LIC (I_{LM} รูปที่ 4-3) จะเพิ่มขึ้นแบบเชิงเส้นผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{ext} แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิตช์เงื่อนไขภายนอก EC-LIC (V_{DS}) ขณะนี้จะไม่เปลี่ยนแปลง เนื่องจากแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{ext-1} ยังรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าให้คงที่ไว้ เมื่อกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{ext} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงระดับกระแสไฟฟ้าของวงจร จะส่งเงื่อนไขให้สวิตช์ b_{ext} ทำงาน ที่สภาวะนี้ตัวเก็บประจุ C_{ext-1} เริ่มคายประจุออกมาทำให้แรงดันไฟฟ้าลดลง แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิตช์เงื่อนไขภายนอก EC-LIC (V_{DS} รูปที่ 4-3) จะเริ่มลดลงจนถึงศูนย์ ดังแสดงในรูปที่ 4-3

ในการหยุดนำกระแสไฟฟ้าของสวิตช์เงื่อนไขภายนอก EC-LIC สวิตช์ b_{ext} หยุดทำงานที่สัญญาณขาลงของสัญญาณเกต แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิตช์เงื่อนไขภายนอก EC-LIC (V_{DS}) จะเพิ่มขึ้น ในระหว่างนี้กระแสไฟฟ้าในตัวสวิตช์ EC-LIC (I_{LM} รูปที่ 4-3) ยังไม่เปลี่ยนแปลงเนื่องจากผลของตัวเหนี่ยวนำ L_{ext} เมื่อแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{ext-1} เพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันไฟฟ้าของวงจร สวิตช์ a_{ext} จะหยุดทำงาน กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน L_{ext} จะเริ่มลดลงจนเป็นศูนย์ผ่านกระแสไฟฟ้าวไหลของตัวเก็บประจุ C_{ext-1}

4.1.2 การทำงานสวิตช์เงื่อนไขภายใน

(Internally controlled LIC switch: IC-LIC)

การทำงานของสวิตช์เงื่อนไขภายในดังแสดงในรูปที่ 4-1.ข นั้น สวิตช์ a_{int} จะทำงานเมื่อแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เงื่อนไขภายใน IC-LIC มีค่ามากกว่าค่าแรงดันไฟฟ้าเริ่มทำงาน (threshold turn on voltage) ซึ่งมีค่าทางทฤษฎีประมาณ 0.7 V สำหรับไดโอดแบบซิลิกอน กระแสไฟฟ้าในตัวสวิตช์เงื่อนไขภายใน IC-LIC จะเพิ่มขึ้นแบบเชิงเส้นผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{int} แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เงื่อนไขภายใน IC-LIC ถูกรักษาให้คงที่โดยแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าคงที่ กระแสไฟฟ้าตรงดังแสดงในรูปที่ 4-1.ข

การทำให้สวิตช์เงื่อนไขภายใน IC-LIC หยุดทำงาน ทำได้โดยการสร้างแรงดันไฟฟ้ากลับขั้วตกคร่อมสวิตช์เงื่อนไขภายใน กระแสไฟฟ้าในตัวสวิตช์เงื่อนไขภายในเริ่มลดลงแบบเชิงเส้น เมื่อกระแสไฟฟาลดลงจนถึงศูนย์ จะมีการรักษาการไหลของกระแสไฟฟ้าไหลย้อนกลับจนถึงค่ามากที่สุดของกระแสไฟฟ้าไหลย้อนกลับ ที่เงื่อนไขสวิตช์แบบสองขั้ว b_{int} จะเปลี่ยนสถานะ แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าคงที่กระแสไฟฟ้าตรงจะถูกตัดออก ตัวเก็บประจุ C_{int} จะถูกอัดประจุจากแรงดันไฟฟ้ากลับขั้ว สวิตช์ a_{int} จะหยุดทำงานเมื่อแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม C_{int} ถึงค่าเสถียร

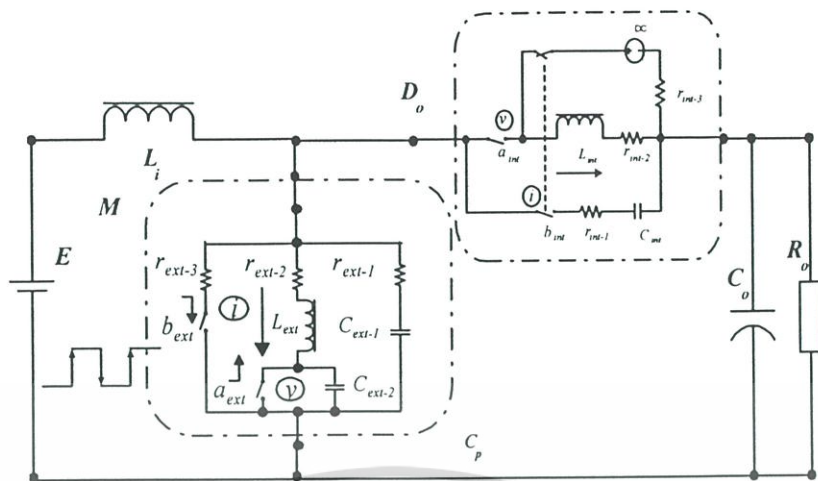
4.2 การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำอธิบายด้วยสวิตช์แทนค่าด้วยอุปกรณ์อุดมคติ

(The Conventional Boost Converter with LIC Switch Model to Describe its Conducted Emission)

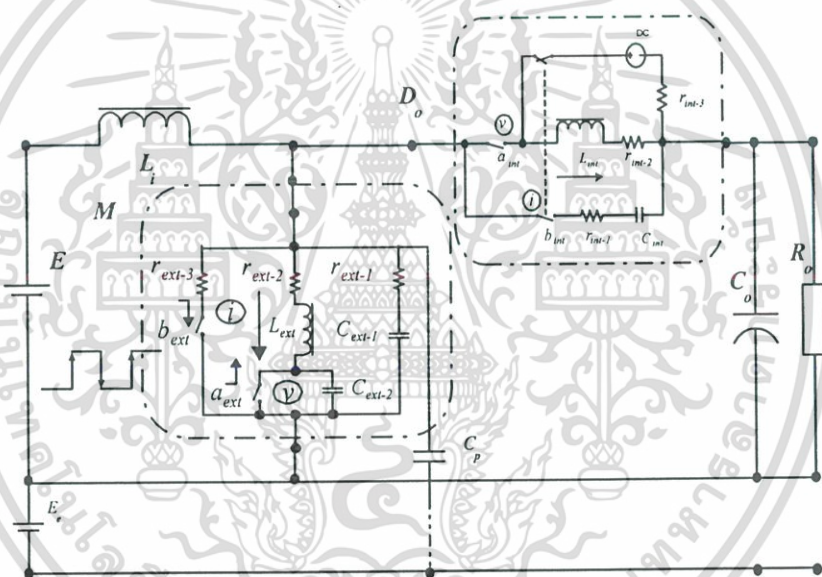
4.2.1 สวิตช์เงื่อนไขภายนอก EC-LIC สภาวะไม่นำกระแสไฟฟ้า

ในรูปที่ 4-2 แสดงให้เห็นถึงสวิตช์ที่แทนค่าด้วยอุปกรณ์ในอุดมคติที่นำเสนอ แทนสวิตช์แบบทั่วไปในวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปทำงานที่โมดกระแสไฟฟ้าไหลต่อเนื่องในตัวเหนี่ยวนำหลัก ลักษณะสัญญาณหลักของสวิตช์เงื่อนไขภายนอก EC-LIC (M) แสดงในรูปที่ 4-3

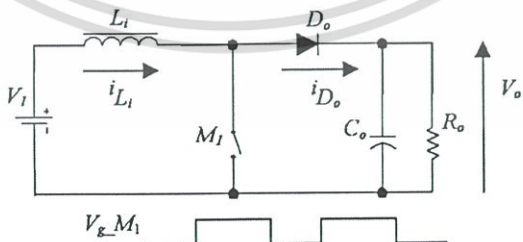
ที่เวลา $t = t_0$ สวิตช์เงื่อนไขภายนอก EC-LIC (M) จะเริ่มหยุดนำกระแสไฟฟ้าที่สัญญาณขาออกของสัญญาณเกต สวิตช์ b_{ext} หยุดนำกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เงื่อนไขภายนอก M จะค่อยๆเพิ่มขึ้น แรงดันไฟฟ้าที่สูงเกินปกติ (overshoot) พิจารณาได้ว่าเกิดจากผลระหว่าง L_i และ C_{ext-1} สวิตช์ a_{ext} จะหยุดนำกระแสไฟฟ้าเมื่อแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม C_{ext-1} เพิ่มขึ้นถึงค่าแรงดันไฟฟ้าของวงจร



รูปที่ 4-2.ก สัญญาณแบบโมดต่าง



รูปที่ 4-2.ข สัญญาณแบบโมดร่วม



รูปที่ 4-2.ค วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป

รูปที่ 4-2 วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปใช้สวิตช์ซึ่ง่อนไขภายนอกภายในที่นำเสนอ เพื่ออธิบายการแพร่สัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่เวลา $t = t_1$ กระแสไฟฟ้าของสวิตช์เงื่อนไขภายนอก M จะเริ่มลดลงจนกระทั่งถึงค่าต่ำสุดที่ $t = t_2$ ในช่วงเวลาเล็กๆ δ_1 จะก่อให้เกิดการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำแบบโมดร่วม (กระแสไฟฟ้าแฝง I_{cp}) เนื่องจากผลของ dv/dt ที่ตกคร่อมสวิตช์เงื่อนไขภายนอก M ที่ช่วงเวลาเล็กๆ δ_2 จะเป็นการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำแบบโมดต่างเนื่องจากผลของ di/dt ของสวิตช์เงื่อนไขภายนอก EC-LIC [14]-[22]-[23] สวิตช์เงื่อนไขภายใน IC-LIC (ไดโอด) จะเปลี่ยนสถานะไปสู่การทำงาน สามารถพิจารณาได้ว่าเป็นผลจากสัญญาณโมดต่างจากอุปกรณ์ตัวเหนี่ยวนำ L_{int}

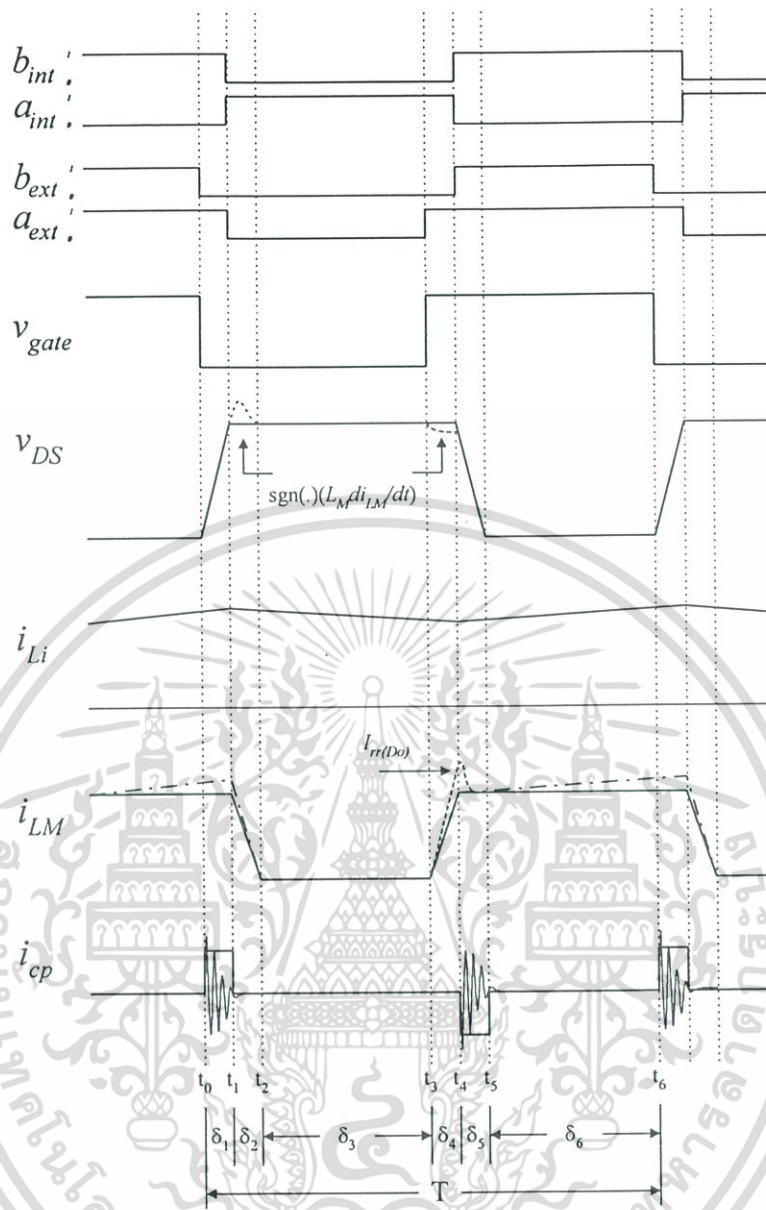
ที่ช่วงเวลาเล็กๆ δ_3 สวิตช์เงื่อนไขภายนอก M อยู่ในสถานะไม่ทำงาน ตัวสวิตช์เงื่อนไขภายนอก EC-LIC สถานะนี้อนุมานว่าไม่มีการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ เนื่องจากไม่มีการเปลี่ยนแปลงสถานะของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า

4.2.2 สวิตช์เงื่อนไขภายนอก EC-LIC ชวงนำกระแสไฟฟ้า

เมื่อเข้าช่วงเวลาเล็กๆ δ_4 แสดงในรูปที่ 4-3 สวิตช์เงื่อนไขภายนอก M จะเริ่มทำงานโดยสัญญาณขาขึ้นของสัญญาณเกต ที่เวลา $t = t_3$ สวิตช์ภายใน a_{ext} ทำงานในขณะที่สวิตช์ b_{ext} อยู่ในสถานะไม่ทำงาน กระแสไฟฟ้าในตัวสวิตช์เงื่อนไขภายนอก M จะเพิ่มขึ้นแบบเชิงเส้น แรงดันไฟฟ้า V_{DS} ที่ตกคร่อม C_{ext-1} จะมีค่าคงที่ สำหรับสวิตช์เงื่อนไขภายใน (ไดโอด) ในจังหวะนี้จะอยู่ในช่วงคืนสภาพจากแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมกลับชั่ว สวิตช์ a_{int} จะยังคงทำงานอยู่ แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอดมีค่าประมาณ $+0.7$ V จากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าคงที่ไฟฟ้ากระแสตรง เมื่อกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{int} ลดลงจนถึงค่าสูงสุดของกระแสไฟฟ้าไหลย้อนกลับ ที่เวลา $t = t_4$ สวิตช์ b_{int} จะเปลี่ยนสถานะ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์เงื่อนไขภายนอก EC-LIC (M) ที่ช่วงเวลานี้เป็นกระแสไฟฟ้า I_{LM} รวมกับกระแสไฟฟ้าไหลย้อนกลับ I_{D0}

ในช่วงเวลาเล็กๆ δ_5 ที่เวลา $t = t_4$ สวิตช์ a_{int} จะยังคงทำงานอยู่ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{ext} ของสวิตช์เงื่อนไขภายนอก M เพิ่มขึ้นถึงค่ากระแสไฟฟ้าของวงจร สวิตช์ b_{ext} ทำงาน แรงดันไฟฟ้าตกคร่อม C_{ext-1} จะเริ่มคายประจุด้วยความชันด้านลบของ dv/dt จนกระทั่งถึงค่าแรงดันไฟฟ้านำกระแสไฟฟ้า ($V_{DS(on)}$) ที่เวลา $t = t_5$ จังหวะนี้เป็นจังหวะการเกิดการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำแบบโมดร่วม ในช่วงเวลาเดียวกันสวิตช์ b_{int} ของสวิตช์เงื่อนไขภายใน (ไดโอด) เปลี่ยนสถานะ แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าคงที่ไฟฟ้ากระแสตรงจะถูกตัดออก ตัวเก็บประจุ C_{int} เริ่มอัดประจุ แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิตช์เงื่อนไขภายใน (ไดโอด) V_{D0} จะเพิ่มขึ้นจนถึงแรงดันไฟฟ้ากลับชั่วของวงจร สวิตช์ a_{int} อยู่ในสถานะไม่ทำงาน กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์ b_{int} จะเท่ากับกระแสไฟฟ้ารั่วไหลของตัวเก็บประจุ C_{int}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4-3 ลักษณะสัญญาณที่สวิตช์เงื่อนไขภายนอกของวงจรในรูปที่ 4-2

ในช่วงเวลาเล็กๆ δ_6 สวิตช์เงื่อนไขภายนอก M อยู่ในสภาวะนำกระแสไฟฟ้า ในสภาวะนี้ สวิตช์เงื่อนไขภายนอก EC-LIC (MOSFET) ไม่ก่อให้เกิดการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ เพราะว่าจะแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าจะมีค่าคงที่

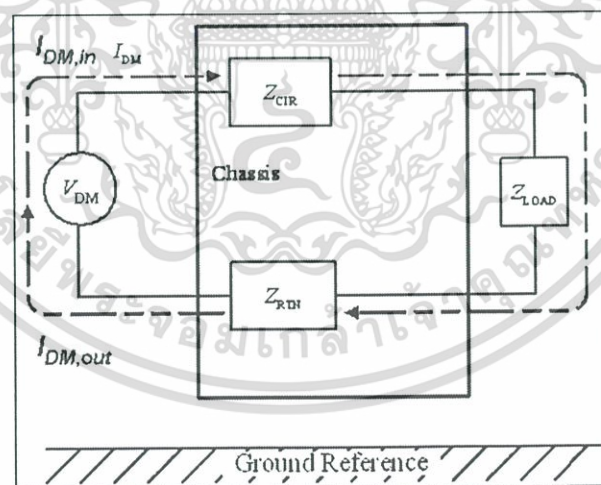
ดังแสดงในรูปที่ 4-2 กระแสไฟฟ้าแบบโมดรวม จะไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขั้วไลน์ หรือขั้วนิวตรอลกับขั้วกราวด์ กระแสไฟฟ้าแบบโมดต่างจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแฝงระหว่างขั้วไลน์ และขั้วนิวตรอล

จากคุณสมบัติของสวิตช์ที่แทนค่าด้วยอุปกรณ์ในอุดมคติประกอบกันที่นำเสนอ แสดงให้เห็นว่าสามารถใช้อธิบายตำแหน่งและสัญญาณที่เกี่ยวข้อง ในการเกิดสัญญาณโหมดต่างและโหมดร่วมของสวิตช์ได้อย่างเหมาะสม

สำหรับพื้นฐานความเข้าใจที่ดีของการเชื่อมต่อสัญญาณทางสายตัวนำ พิจารณาจากระบบไฟฟ้ากำลังแบบเฟสเดียว-สามสายดังแสดงในรูปที่ 4-4 ที่มีระนาบกราวด์เพิ่มเข้ามา การเชื่อมต่อสัญญาณทางสายตัวนำมีสองลักษณะ [14] คือ การเชื่อมต่อสัญญาณแบบโหมดต่าง (Differential mode: DM หรือ normal mode conducted coupling signal) และการเชื่อมต่อสัญญาณแบบโหมดร่วม (Common mode: CM หรือ asymmetrical mode conducted coupling signal) การเชื่อมต่อสัญญาณทั้งสองชนิดนี้เป็นสัญญาณที่เกิดขึ้นสัมพันธ์เกี่ยวเนื่องโดยตรงกับลักษณะของรูปแบบของวงจรแปลงระดับแรงดันไฟฟ้า (converter topology) บรรจุภัณฑ์ของอุปกรณ์ (device packaging) และการวางรูปแบบของอุปกรณ์ (device layout) [15]

4.3 การเชื่อมต่อสัญญาณแบบโหมดต่าง (Differential Mode: DM)

ในการเชื่อมต่อสัญญาณแบบโหมดต่าง เป็นการเชื่อมต่อสัญญาณในลักษณะของการเหนี่ยวนำนั้น เกิดขึ้นในวงจรมิดของเส้นการเดินทางของสัญญาณกระแสไฟฟ้า สัญญาณกระแสไฟฟ้าแบบโหมดต่าง I_{DM} ในวงจรไฟฟ้าหนึ่ง สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4-4 [4]



รูปที่ 4-4 เส้นทางเดินของกระแสไฟฟ้าในการเชื่อมต่อสัญญาณแบบโหมดต่าง

ในเส้นทางเดินวงจรมิดของกระแสไฟฟ้าของระบบเฟสเดียว-สองสาย กระแสไฟฟ้าสัญญาณโหมดต่าง I_{DM} จะเดินทางผ่านจากจุดส่งกำลังด้านเข้าจุดหนึ่ง ผ่านสายไฟ ผ่านส่วนต่อของวงจรที่ถูกแทนค่าโดย Z_{CIR} ไปยังตัวภาระ Z_{LOAD} หลังจากนั้นก็จะไหลผ่านไปยังส่วนที่เหลือของเส้นทางเดินวงจรมิดของกระแสไฟฟ้าอีกด้านหนึ่งที่ถูกแทนค่าโดย Z_{RTN} ผ่านไปยังจุดส่งกำลังด้าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เข้าอีกจุดหนึ่ง การเดินทางครบรอบนี้จะก่อให้เกิดแรงดันไฟฟ้าโมดต่าง V_{DM} ดังแสดงในรูปที่ 4-4
 นัยสำคัญของกระแสไฟฟ้าที่เกิดจากการเชื่อมต่อสัญญาณแบบโมดต่าง แสดงโดยสมการที่ 4.1 คือ

$$I_{DM,in} = -I_{DM,out} \quad (4.1)$$

ความแตกต่างของการพิจารณาคุณสมบัติของวงจรไฟฟ้าทั่วไป กับคุณสมบัติของ
 วงจรไฟฟ้าที่พิจารณาการตอบสนองตามความถี่ร่วมด้วย จะพบนัยสำคัญว่าคุณสมบัติของอุปกรณ์
 ต่างๆที่ใช้ในวงจรมีคุณสมบัติที่แปรค่าตามความถี่ เช่น

ค่าความต้านทานทางกระแสไฟฟ้าสลับของลวดทองแดง [9] หาได้จากสมการที่ 4.2 คือ

$$R_{ac} = (0.244d\sqrt{f} + 0.26) \cdot R_{dc} \quad (4.2)$$

เมื่อ d คือเส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นลวด (ซม.) f คือความถี่ (Hz) และ R_{dc} คือค่าความ
 ต้านทานทางกระแสไฟฟ้าตรง (Ω) จากสมการที่ 4.2 จะเห็นได้ว่า ค่าความต้านทานทาง
 กระแสไฟฟ้าสลับของเส้นลวดทองแดงที่ปกติถูกใช้เป็นส่วนต่อทางเดินสัญญาณในวงจร จะมีค่า
 แปรค่าตามความถี่

ค่าความเหนี่ยวนำ L [7] ที่สามารถแสดงได้โดยสมการที่ 4.3 เป็นสัดส่วนของเส้นแรงแม่เหล็ก
 รวม Φ ของตัวกลางแม่เหล็กเชิงเส้นที่เกี่ยวข้องประสาณกับกระแสไฟฟ้า I ที่ไหลผ่านไปใน
 ขดลวดที่มีจำนวนรอบ N ที่เกี่ยวข้องประสาณกันอยู่หรือ

$$L = \frac{N\Phi}{I} \quad (4.3)$$

เส้นแรงแม่เหล็ก Φ อธิบายได้โดยสมการที่ 4.4 คือ

$$\Phi = \oint_s B \cdot ds \quad (4.4)$$

โดยเมื่อ B คือความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก และ ds คือพื้นที่ปิดใดๆ

ข้อสังเกตจากสมการที่ 4.4 จะเห็นได้ว่าค่าความเหนี่ยวนำดังแสดงได้โดยสมการที่ 4.3 จะ
 เป็นค่าที่ขึ้นอยู่กับรูปทรงทางกายภาพ รูปทรงที่เปลี่ยนไปหรือรูปทรงที่ต่างกันย่อมส่งผลให้ค่าความ
 เหนี่ยวนำเปลี่ยนแปลงไป [11]

ค่าความเหนี่ยวนำของสายไฟเส้นหนึ่งที่มีพื้นที่หน้าตัดวงกลม วางอยู่สูงกว่าโครงสร้างที่เป็น
 กราวด์อย่างน้อย 15 ซม. [9] สามารถหาได้จากสมการที่ 4.5 คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L = 0.002w \left(2.303 \log \left(\frac{4w}{d} \right) - 1 + \frac{\mu_r}{4} \right) (\mu\text{H}) \quad (4.5)$$

โดยที่ w คือความยาวของสายไฟ (cm) d คือเส้นผ่าศูนย์กลาง (cm) และ μ_r คือค่าความซึมซับได้สัมพัทธ์ จากสมการที่ 4.5 จะเห็นได้ว่าค่าความเหนี่ยวนำของสายไฟ จะมีค่าแปรผันโดยตรงกับความยาวของสายไฟ w สายไฟที่ยาวมากขึ้นค่าความเหนี่ยวนำของสายไฟจะเพิ่มมากขึ้น การคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำในรูปทรงอื่นๆ ที่อาจจะพบใช้งานบ่อย สามารถศึกษาเพิ่มเติมได้จาก [5]-[6]

หลักการของการเชื่อมต่อสัญญาณแบบโมดต่าง ถูกกำหนดขึ้นจากอัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าต่อเวลา di/dt และค่ารีแอคแตนซ์แบบเหนี่ยวนำ ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ถูกเหนี่ยวนำเกิดขึ้นที่ตัวเหนี่ยวนำ คำนวณได้จาก

$$v_L = -L \cdot \left(\frac{di}{dt} \right) \quad (4.6)$$

เมื่อ L คือค่าความเหนี่ยวนำในวงจรปิด

ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ถูกเหนี่ยวนำ v_L ในสมการที่ 4.6 จะก่อให้เกิดเป็นสัญญาณโมดต่าง ซึ่งเป็นสัญญาณที่ไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ เกิดขึ้นเนื่องจากลักษณะการสวิตช์ของวงจรไฟฟ้า ในการที่จะทำให้สัญญาณที่ไม่ต้องการนี้มีค่าต่ำที่สุด พิจารณาจากสมการที่ 4.6 สามารถที่จะทำได้โดยการควบคุมให้ค่าความเหนี่ยวนำมีค่าต่ำสุดเท่าที่จะทำได้ ในการที่จะประสบผลเช่นนี้สายไฟหรือส่วนต่อเชื่อมสัญญาณทั้งหลาย ที่อยู่ภายใต้อัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าต่อเวลาที่สูงนี้ จำเป็นต้องจำกัดให้มีระยะทางสั้นที่สุดเท่าที่จะทำได้ (แสดงเป็นตัวอย่างหนึ่งโดยสมการที่ 4.5) เพื่อให้ค่าความเหนี่ยวนำมีค่าต่ำที่สุด ทั้งนี้ในการดำเนินการทั่วไป สายไฟหรือส่วนต่อเชื่อมสัญญาณทั้งหลาย เส้นสัญญาณบนแผ่นวงจรพิมพ์ การต่อสายสัญญาณ และการเดินสายสัญญาณต่างๆ จะต้องทำให้สั้นที่สุดเท่าที่จะทำได้ จะเห็นได้ว่าการควบคุมการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำที่ดี ต้องมีพื้นฐานความรู้ความเข้าใจหลักการต่อเชื่อมสัญญาณ และจำเป็นต้องพิจารณาตั้งแต่ขั้นตอนการออกแบบ

4.4 ลักษณะแถบสัญญาณความถี่แบบโมดต่าง

ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปและวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟ
สลับเบอร์ที่นำเสนอ

เพื่อให้เกิดความเข้าใจในลักษณะการเปลี่ยนแปลงรูปแบบสัญญาณ ที่มีผลต่อแถบความถี่
สมมูลของสัญญาณนั้น [9] ในรูปที่ 4-5 แสดงลักษณะสัญญาณทั่วไปรูปสี่เหลี่ยมคางหมูแบบ
สมมาตร ในรูปแบบสัญญาณทางเวลาและการแสดงผลทางความถี่ โดยที่สมการที่ 4.7ก แสดงค่า
อัมพลิจูด A_n ที่ค่าความถี่ฮาร์มอนิก n ใดๆ เมื่อ A เป็นค่าอัมพลิจูดของสัญญาณ pw คือค่า
ความกว้างเวลาทำงานเฉลี่ย t_r คือค่าเวลาช่วงขาขึ้นของสัญญาณ t_f คือค่าเวลาช่วงขาลงของ
สัญญาณ และ T คือค่าคาบเวลาในการทำงาน ในกรณีที่ เป็นลักษณะสัญญาณสี่เหลี่ยมคางหมู
แบบไม่สมมาตร [17] แสดงโดยสมการที่ 4.7ข เมื่อ t_{on} คือค่าความกว้างเวลาทำงานเฉพาะ

$$A_n = 2 \cdot A_0 \cdot \frac{pw}{T} \cdot \frac{\sin\left(n \cdot \pi \cdot \frac{pw}{T}\right) \sin\left(n \cdot \pi \cdot \frac{t_r}{T}\right)}{\left(n \cdot \pi \cdot \frac{pw}{T}\right) \left(n \cdot \pi \cdot \frac{t_r}{T}\right)} \quad (4.7ก)$$

สำหรับสัญญาณสี่เหลี่ยมคางหมูแบบสมมาตร และ

$$A_n = 2 \cdot A_0 \cdot \frac{t_{on} + (t_r + t_f)}{T} \cdot \frac{\sin\left(n \cdot \pi \cdot \frac{t_r}{T}\right) \sin\left(n \cdot \pi \cdot \frac{(t_{on} + t_r)}{T}\right) \sin\left(n \cdot \pi \cdot \frac{(t_f - t_r)}{T}\right)}{\left(n \cdot \pi \cdot \frac{t_r}{T}\right) \left(n \cdot \pi \cdot \frac{(t_{on} + t_r)}{T}\right) \left(n \cdot \pi \cdot \frac{(t_f - t_r)}{T}\right)} \quad (4.7ข)$$

สำหรับสัญญาณสี่เหลี่ยมคางหมูแบบไม่สมมาตร

จากสมการที่ 4.7ก ตัวแปรที่เปลี่ยนแปลงเนื่องจากการทำงานของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้า
แบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอ คือ pw t_r และ A

ค่าความถี่ f_a ที่จุดตัดที่ 1 ในรูปที่ 4-5 โดยสมการที่ 4.7ก คือ

$$f_a = \frac{1}{\pi pw} \quad (4.8)$$

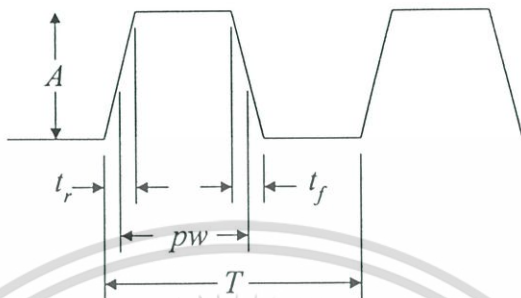
กรณีที่กำหนดให้ A_0 มีค่าคงที่ จากสมการที่ 4.8 เมื่อค่าความกว้างเวลาการทำงานมีค่า
มากขึ้น ค่าความถี่ที่จุดตัดที่ 1 จะมีค่าลดลง

ค่าความถี่ f_b ที่จุดตัดที่ 2 ในรูปที่ 4-5 โดยสมการที่ 4.7ก คือ

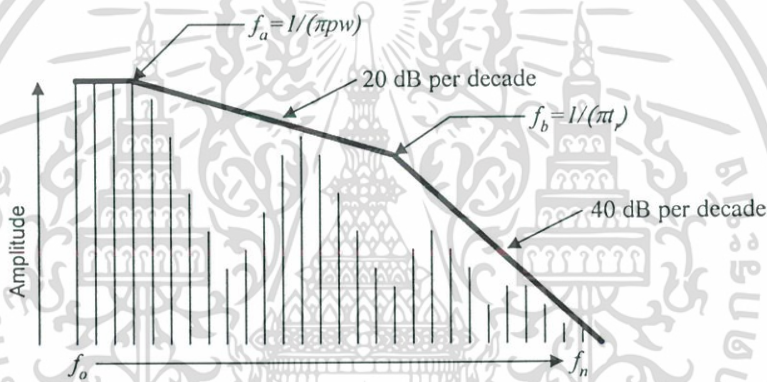
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_b = \frac{1}{\pi t_r} \tag{4.9}$$

กรณีที่วงจรทำให้ค่าเวลาช่วงขาขึ้นของสัญญาณมีค่ามากขึ้น ค่าความถี่ที่จุดตัดที่ 2 ในสมการที่ 4.9 จะมีค่าลดลง กรณีที่กำหนดให้ A_0 มีค่าคงที่



รูปที่ 4-5.ก สัญญาณทางเวลา



รูปที่ 4-5.ข แถบสัญญาณทางความถี่ของสัญญาณทางเวลาในรูปที่ 4-2.1

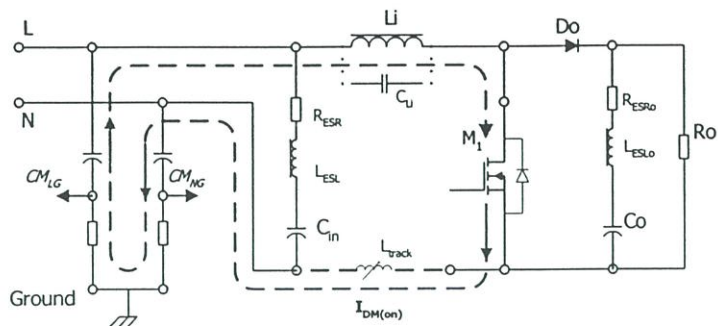
รูปที่ 4-5 สัญญาณทางเวลาและเมื่อแปลงเป็นสัญญาณทางความถี่

รูปที่ 4-6.ก และ รูปที่ 4-6.ข [13] แสดงให้เห็นถึงทิศทางการเดินของกระแสไฟฟ้าโมดต่างของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป ในขณะที่นำกระแสไฟฟ้าและไม่นำกระแสไฟฟ้าตามลำดับ

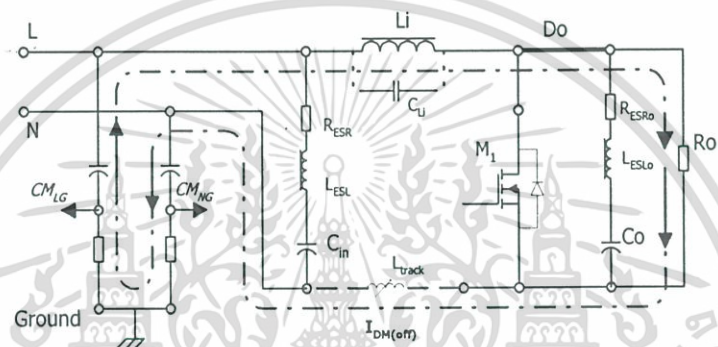
ในรูปที่ 4-6.ค วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอมีตัวเหนี่ยวนำช่วย L_r ทำหน้าที่สำหรับจำกัดค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าต่อเวลา di/dt สำหรับตัวไดโอดไฟฟ้ากำลังหลักในจังหวะหยุดนำกระแสไฟฟ้าและตัวสวิตช์ช่วยในจังหวะเริ่มนำกระแสไฟฟ้า สำหรับกรณีหลังเป็นเงื่อนไขการทำงานสั่งให้ตัวสวิตช์เริ่มทำงานเมื่อกระแสไฟฟ้าเป็นศูนย์ จากสมการที่ 4.6 การลดลงของอัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าต่อเวลา di/dt เมื่อมีตัวเหนี่ยวนำช่วย L_r เพิ่มเข้ามา ทำให้แรงดันไฟฟ้าที่เกิดจากการเหนี่ยวนำเพื่อการเชื่อมต่อนสัญญาณแบบโมดต่างพิจารณาได้ว่ามีค่าต่ำลง ดังแสดงในรูปที่ 4-7 และ 4-8 ในส่วนของสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว ทั้งนี้สัญญาณที่ต่ำลงจะเห็นได้ชัดเจนในช่วงย่านความถี่ 5 MHz ขึ้นไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

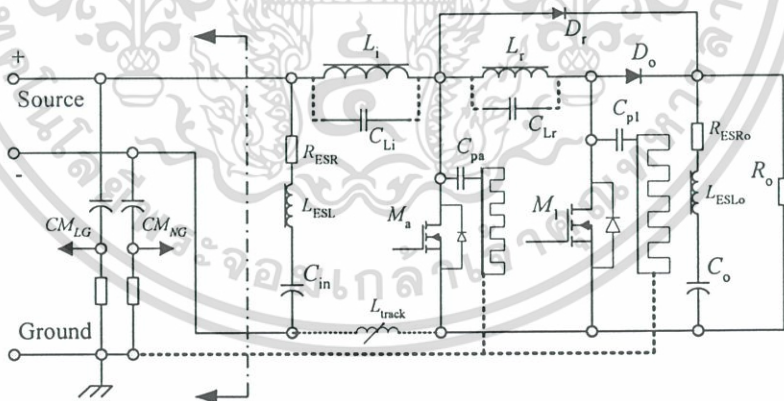
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4-6.ก ทิศทางกระแสไฟฟ้าโหมดต่างของจรรยาข่ายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปเมื่อสวิตช์หลัก M_1 นำกระแสไฟฟ้า



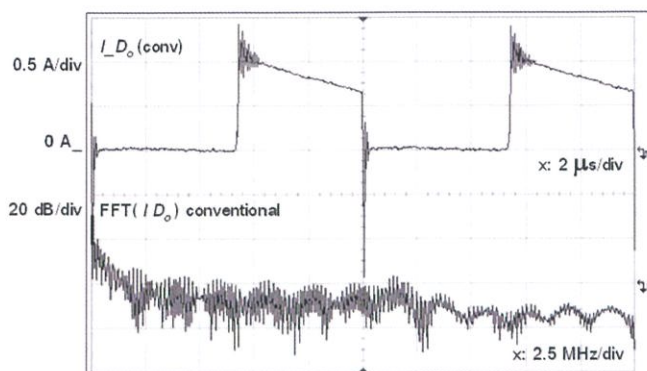
รูปที่ 4-6.ข ทิศทางกระแสไฟฟ้าโหมดต่างของจรรยาข่ายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปเมื่อสวิตช์หลัก M_1 ไม่นำกระแสไฟฟ้า



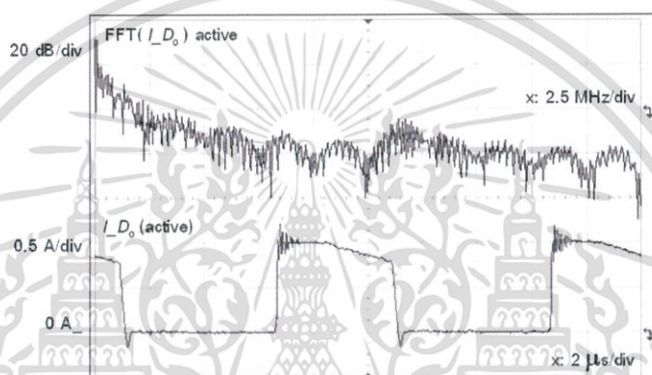
รูปที่ 4-6.ค วงจรรยาข่ายแรงดันไฟฟ้าแบบแอดทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอ เมื่อรวมค่าอุปกรณ์แฝงที่อุปกรณ์หลัก

รูปที่ 4-6 การเดินทางของกระแสไฟฟ้าโหมดต่าง ของวงจรรยาข่ายแรงดันไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

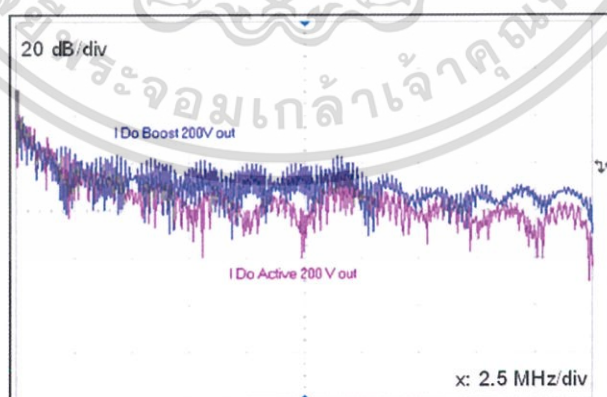


รูปที่ 4-7.ก ลักษณะสัญญาณกระแสไฟฟ้าไดโอดไฟฟ้ากำลัง และสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของ I_{D_0} ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป



รูปที่ 4-7.ข ลักษณะสัญญาณกระแสไฟฟ้าไดโอดไฟฟ้ากำลังเมื่อ L_r เท่ากับ $5 \mu\text{H}$ และสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของ I_{D_0} ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอริที่นำเสนอ

รูปที่ 4-7 ลักษณะสัญญาณกระแสไฟฟ้าและสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของไดโอดไฟฟ้ากำลัง I_{D_0} ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปและแบบแอคทีฟสลับเบอริที่ L_r เท่ากับ $5 \mu\text{H}$



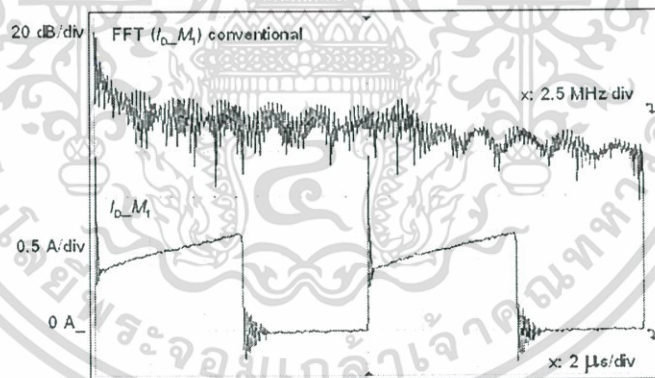
รูปที่ 4-8 เปรียบเทียบสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว (จากรูปที่ 4-7) ลักษณะสัญญาณกระแสไฟฟ้าไดโอดไฟฟ้ากำลัง I_{D_0} ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปและแบบแอคทีฟสลับเบอริที่นำเสนอ เมื่อ L_r เท่ากับ $5 \mu\text{H}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

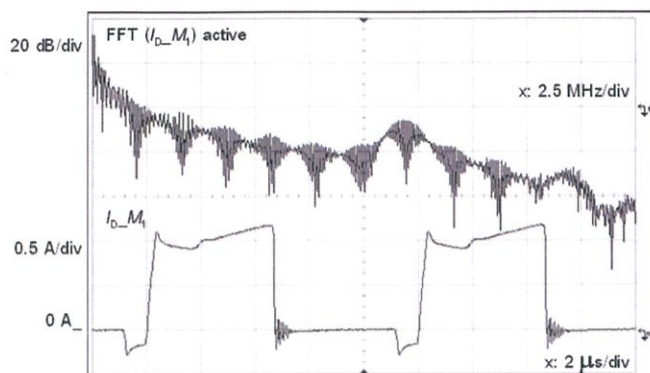
รูปที่ 4-7.ก แสดงลักษณะสัญญาณกระแสไฟฟ้าไดโอดไฟฟ้ากำลัง I_{D_0} และสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของ I_{D_0} ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป ทำการวัดเพื่อเป็นสัญญาณอ้างอิง ในขณะที่รูปที่ 4-7.ข แสดงลักษณะสัญญาณกระแสไฟฟ้าไดโอดไฟฟ้ากำลัง I_{D_0} และสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของ I_{D_0} ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอ

จากลักษณะสัญญาณจะเห็นได้ว่า อัตราความชันของการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าไดโอดไฟฟ้ากำลังหลัก di/dt ในช่วงหยุดนำกระแสไฟฟ้า แสดงในรูปที่ 4-7.ข มีค่าน้อยลงเมื่อเทียบกับสัญญาณในรูปที่ 4-7.ก ทำให้แถบความถี่ที่เกิดจากวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ ดังแสดงเปรียบเทียบในรูปที่ 4-8 (และตามคุณสมบัติของสัญญาณแสดงในรูปที่ 4-5) มีค่าแอมพลิจูด (Amplitude) ต่ำกว่าวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปที่แถบย่านความถี่ตั้งแต่ 5 MHz เป็นต้นไป

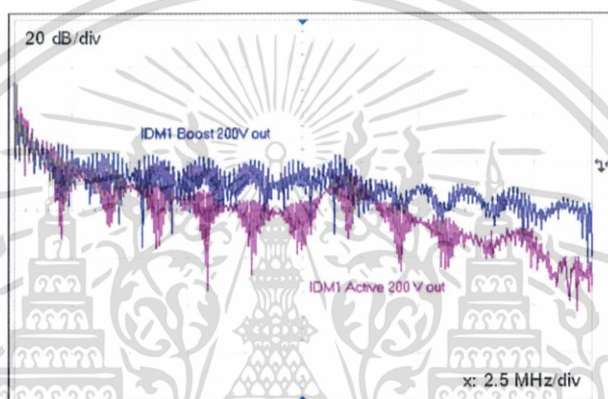
รูปที่ 4-9.ก แสดงลักษณะสัญญาณกระแสไฟฟ้าในตัวสวิตช์หลัก I_{0-M_1} และสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของ I_{0-M_1} ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป ทำการวัดเพื่อเป็นสัญญาณอ้างอิงในการเปรียบเทียบกับสัญญาณที่วัดได้ จากวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอดังแสดงในรูปที่ 4-9.ข



รูปที่ 4-9.ก สัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว และสัญญาณกระแสไฟฟ้ามอสเฟต I_{0-M_1} ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป

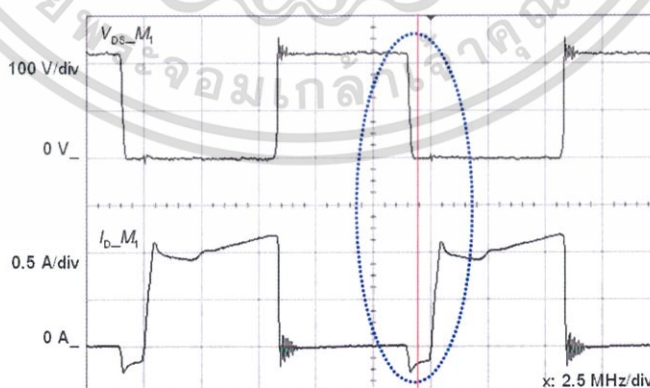


รูปที่ 4-9.ข สัญญาณการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว และสัญญาณกระแสไฟฟ้ามอสเฟต I_{D_M1} ของ วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับที่พอสITIVEที่นำเสนอน เมื่อ L_r เท่ากับ $5 \mu\text{H}$



รูปที่ 4-9.ค เปรียบเทียบสัญญาณการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็วของสัญญาณกระแสไฟฟ้ามอสเฟต I_{D_M1} รูปที่ 4-9.1 กับรูปที่ 4-9.2

รูปที่ 4-9 สัญญาณกระแสไฟฟ้าและการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็วของไดโอดไฟฟ้ากำลัง I_{D_M1} ของ วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปและแบบแอคทีฟสลับที่พอสITIVEที่ L_r เท่ากับ $5 \mu\text{H}$



รูปที่ 4-10 สัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกรวมสวิตช์มอสเฟต V_{DS_M1} และสัญญาณกระแสไฟฟ้า สวิตช์มอสเฟต I_{D_M1} ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับที่พอสITIVEที่นำเสนอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

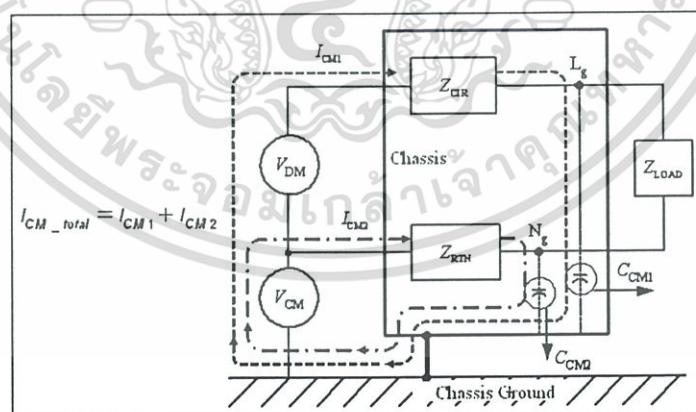
รูปที่ 4-10 แสดงให้เห็นได้ชัดเจนว่าวงจรที่นำเสนอก่อให้เกิดเงื่อนไขการเริ่มต้นทำงานที่แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ที่ตัวสวิตช์หลัก รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าเนื่องจากการสวิตช์ภายใต้เงื่อนไขแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ที่เกิดขึ้นจากวงจรที่นำเสนอก และอยู่ภายใต้การควบคุมการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำช่วย ให้ค่าสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเวกเตอร์แสดงในรูปที่ 4-9.3 มีค่าต่ำกว่าวงจรแบบทั่วไป ตั้งแต่แถบสัญญาณ 5 MHz เป็นต้นไป

4.5 การต่อพ่วงสัญญาณแบบโมดร่วม (Common Mode: CM)

การต่อพ่วงสัญญาณแบบโมดร่วมนั้น เกิดจากการอัดประจุและการคายประจุของตัวเก็บประจุแฝง โดยที่ตัวนำ (conductor) แต่ละตัวมีความเก็บประจุแฝงเมื่อเทียบกับตัวนำหรือวัสดุที่เป็นตัวนำอื่นๆ ค่าความเก็บประจุในส่วนของระนาบอนันต์ที่มีพื้นที่ผิว S ที่มีขนาดพื้นที่ผิวเชิงเส้นมีค่ามากกว่า ระยะห่างระหว่างระนาบ d มากๆ สามารถหาได้จากสมการที่ 4.10 คือ

$$C = \frac{\epsilon S}{d} \quad (4.10)$$

โดยที่ C คือค่าความเก็บประจุที่ต้องการ ϵ คือค่าที่ยอมให้ผ่านได้ของฉนวนไฟฟ้า ระหว่างระนาบทั้งสอง (F/m) และ d คือระยะห่างระหว่างระนาบ (m) สัญญาณรบกวนแบบโมดร่วมจะแสดงผลเมื่อมีการพิจารณาระบบกราวด์หรือระนาบดินเข้ามาด้วย [10] พิจารณาจุด L_g และ N_g ที่ต่ออ้างอิงถึงจุดกราวด์ของตัวถังดังแสดงในรูปที่ 4-11 ตำแหน่งทั้งสองอาจจะประกอบขึ้นเป็นตัวเก็บประจุแฝง C_{CM1} และ C_{CM2} ตามลำดับ



รูปที่ 4-11 เส้นทางเดินของกระแสไฟฟ้าในการเชื่อมต่อสัญญาณแบบโมดร่วม

สมการพื้นฐานของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในตัวเก็บประจุคือ

$$i_c = C \cdot \left(\frac{dv}{dt} \right) \quad (4.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 4.10 ส่วนของพื้นผิวใดๆที่เทียบกับกราวด์ตัวถังอาจจะถือได้ว่าประกอบกันเป็น ตัวเก็บประจุ ดังนั้นตัวเก็บประจุนี้จะเชื่อมต่อสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่เกิดจากอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าต่อเวลาดังแสดงในสมการที่ 4.11 ไปยังกราวด์ตัวถัง ตัวเก็บประจุนี้ปกติจะถูกเรียกว่าตัวเก็บประจุแฝง ดังนั้นในวงจรทำงานจริงเมื่อมีการต่อถึงกันระหว่างวงจรและกราวด์ตัวถัง กระแสไฟฟ้าโมดรวม I_{CM1} และ I_{CM2} ก็จะปรากฏขึ้นดังแสดงในรูปที่ 4-11 โดยที่กระแสไฟฟ้าโมดรวมรวมเท่ากับ

$$I_{CM_total} = I_{CM1} + I_{CM2} \quad (4.12)$$

พิจารณาจากเส้นทางที่สัญญาณทั้งสองไหลผ่าน สำหรับกรณีทั่วไปจะพบว่า

$$I_{CM1} \neq I_{CM2} \quad (4.13)$$

ในการทำให้ผลของการเชื่อมต่อนี้สัญญาณแบบโมดรวม ซึ่งเป็นการเชื่อมต่อนี้สัญญาณในลักษณะของความเก็บประจุมีผลต่ำที่สุด จำเป็นที่จะต้องทำให้พื้นที่ผิวที่อาจจะประกอบขึ้นเป็นตัวเก็บประจุแฝงมีขนาดเล็กที่สุดเท่าที่จะทำได้ หรือเพิ่มระยะห่างระหว่างพื้นที่ผิว d เนื่องจากแผ่นระบายความร้อนของตัวสวิตช์หลักจำเป็นจะต้องต่อลงกราวด์ตัวถัง ค่าการยอมให้ผ่านได้สัมพัทธ์ \mathcal{E}_r ของตัวฉนวนทางไฟฟ้าที่วางกันระหว่างตัวถังของตัวสวิตช์กับแผ่นระบายความร้อน จำเป็นจะต้องถูกเลือกอย่างเหมาะสม เพื่อให้เกิดค่าความเก็บประจุแฝงที่มีค่าต่ำ

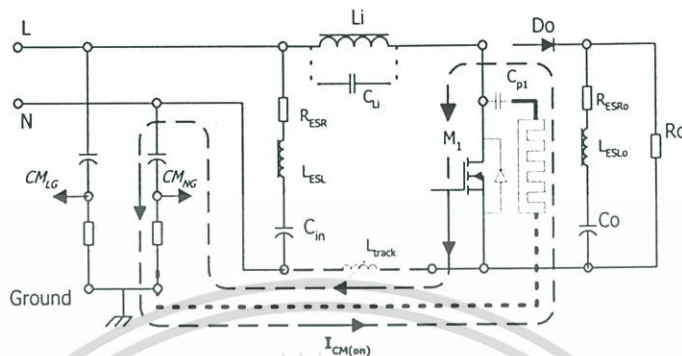
4.6 ลักษณะแถบสัญญาณความถี่แบบโมดรวม

ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป และวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอ

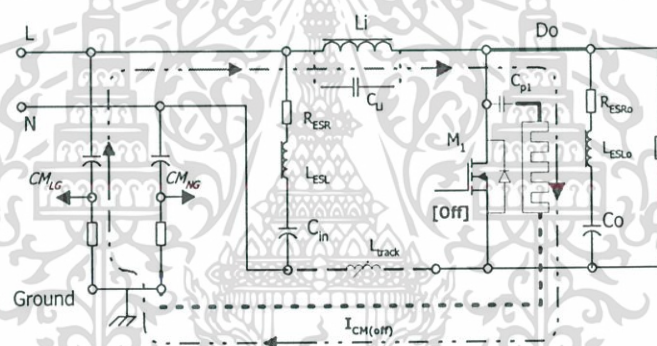
วงจรแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอ ถูกออกแบบสำหรับควบคุมอัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าต่อเวลา หรือสร้างเงื่อนไขการทำงานเมื่อแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ เป็นการทำให้แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมบนตัวสวิตช์ที่ต้องการมีค่าลดลงเข้าใกล้ศูนย์ ก่อนที่ตัวสวิตช์จะเริ่มทำงานนำกระแสไฟฟ้า ภายใต้ช่วงเวลาการทำงานเมื่อแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ ค่าความสูญเสียช่วงเริ่มต้นนำกระแสไฟฟ้าจึงมีค่าต่ำกว่าการสวิตช์แบบตรง จะเห็นได้ว่าค่าการสูญเสียกำลังไฟฟ้าชั่วขณะจะลดลง ค่าความเค้นที่ตกคร่อมตัวสวิตช์ก็จะลดลงด้วย ลักษณะที่เกิดขึ้นเช่นนี้ทำให้ขนาดและพื้นที่ผิวของแผ่นระบายความร้อนที่จำเป็นต้องใช้มีขนาดลดลง ซึ่งจะส่งผลต่อการลดลงของการเชื่อมต่อนี้สัญญาณแบบโมดรวม

รูปที่ 4-12 แสดงให้เห็นถึงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์หลัก ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป และแบบแอคทีฟสลับเบอร์ โดยที่รูปที่ 4-12.ก และรูปที่ 4-12.ข [13] เป็นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

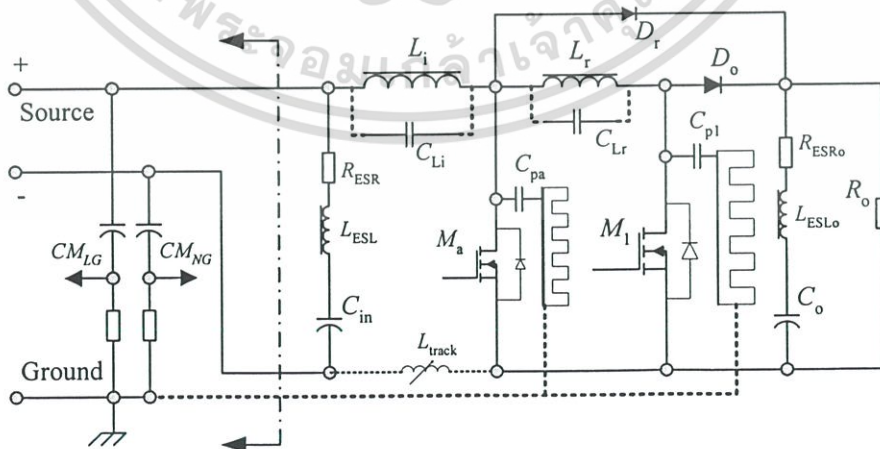
ทิศทางการเดินของกระแสไฟฟ้าไม่วิ่งรวม เมื่อสวิตช์หลักนำกระแสไฟฟ้าและไม่นำกระแสไฟฟ้าตามลำดับ ลักษณะสมมูลการเชื่อมต่อสัญญาณของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับแบบเบอร์ที่นำเสนอ แสดงในรูปที่ 4-12.ค



รูปที่ 4-12.ก ทิศทางกระแสไฟฟ้าไม่วิ่งรวมของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปเมื่อสวิตช์หลักนำกระแสไฟฟ้า

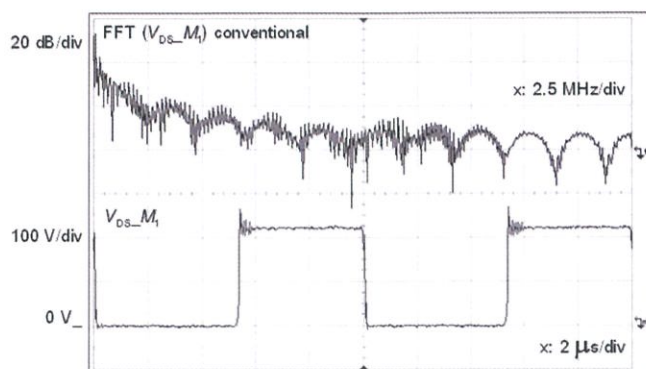


รูปที่ 4-12.ข ทิศทางกระแสไฟฟ้าไม่วิ่งรวมของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปเมื่อสวิตช์หลักไม่นำกระแสไฟฟ้า

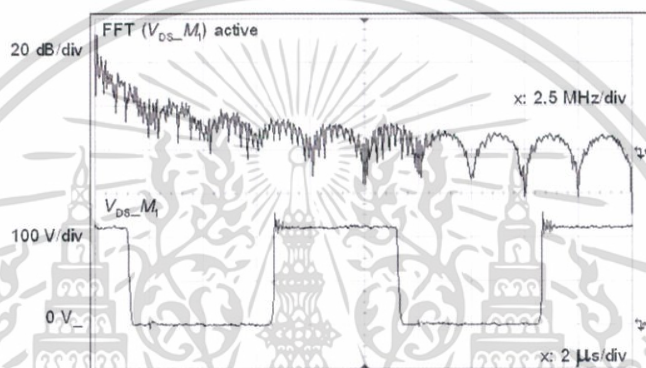


รูปที่ 4-12.ค วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับแบบเบอร์ที่นำเสนอ เมื่อรวมค่าอุปกรณ์แฝงที่อุปกรณ์หลัก

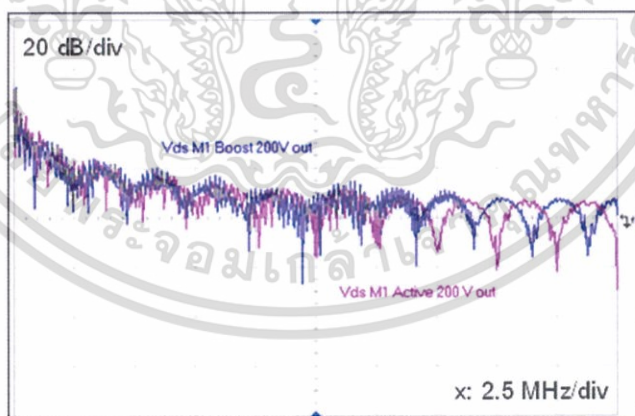
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4-12.๔ สัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว และสัญญาณแรงดันตกคร่อม $V_{DS_M_1}$ ของ วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปที่แรงดันด้านออก 200 V



รูปที่ 4-12.๕ สัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว และสัญญาณแรงดันตกคร่อม $V_{DS_M_1}$ ของ วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอริที่นำเสนอกี่แรงดันด้านออก 200 V



รูปที่ 4-12.๖ เปรียบเทียบสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว ของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม $V_{DS_M_1}$ รูปที่ 4-12.4) กับรูปที่ 4-12.5

รูปที่ 4-12 ลักษณะสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์หลัก M_1 ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้า แบบทั่วไป และแบบแอคทีฟสลับเบอริที่นำเสนอกี่

แม้ว่าวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอนี้ จะสามารถควบคุมอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณกระแสไฟฟ้าต่อเวลาได้ดี ลักษณะสัญญาณที่เกิดขึ้นกับการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าต่อเวลาไม่ได้เปลี่ยนแปลงมากนัก จะเห็นได้จากสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว ของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวสวิตช์หลัก ในรูปที่ 4-12.ง และรูปที่ 4-12.จ มีรูปแบบแถบความถี่ที่ไม่ต่างกันมากนัก ถึงแม้จะอนุมานได้ว่าสัญญาณแถบความถี่ของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอนี้จะมีค่าต่ำกว่าเล็กน้อยก็ตาม

เนื่องจากการเชื่อมต่อสัญญาณแบบโมดรวมเป็นสัญญาณที่มีความซับซ้อน เกิดขึ้นจากตัวอุปกรณ์แฝงที่เชื่อมต่อระนาบกราวด์ที่ไม่แสดงรูปลักษณะเชิงกายภาพที่ชัดเจน และอาจจะไม่สามารถวัดลักษณะสัญญาณได้โดยตรงจากการใช้เครื่องมือวัดปกติ จากรูปที่ 4-12.ฉ พบว่าไม่มีความแตกต่างในด้านความสูงของสัญญาณทางความถี่ที่เกิดขึ้น จากสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวสวิตช์หลักของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ เมื่อเทียบกับสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็วของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวสวิตช์หลักของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ เนื่องจากสัญญาณทางเวลามีลักษณะคล้ายคลึงกัน ดังนั้นการวิเคราะห์การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำในกรณีการเชื่อมต่อสัญญาณแบบโมดรวม จึงจำเป็นต้องอาศัยการวิเคราะห์ผ่านทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง และผลการวัดสัญญาณแถบความถี่ย่านการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ ด้วยเครื่องมือวัดจำเพาะ

จากการนำเสนอรูปแบบสวิตช์ที่แทนค่าด้วยอุปกรณ์ในอุดมคติประกอบกันสำหรับอธิบายการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ เห็นได้ว่ารูปแบบสวิตช์ที่แทนค่าด้วยอุปกรณ์ในอุดมคติประกอบกันนี้ ทำให้พบเห็นการทำงานของสัญญาณขนาดไมโครที่เกิดขึ้นที่สวิตช์ได้ชัดเจน เมื่อนำไปอธิบายผลการทดลองของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอนี้ จะเห็นได้ว่าวงจรรที่นำเสนอนี้สามารถลดผลของสัญญาณรบกวนในโหมดต่าง (DM) แต่ไม่แสดงผลชัดเจนในโหมดรวม (CM) ในการวัดด้วยเครื่องมือปกติ เนื่องจากการเชื่อมต่อสัญญาณแบบโมดรวมเป็นสัญญาณที่เกิดขึ้นจากตัวอุปกรณ์แฝง ที่ไม่แสดงรูปลักษณะเชิงกายภาพ และอาจจะไม่สามารถวัดลักษณะสัญญาณได้โดยตรง ผลการวัดการแพร่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอนี้และการวิเคราะห์ผลการวัด จะได้นำเสนอต่อไปในบทที่ 5

บทที่ 5

ผลการวัดการแพร่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสแนบเบอร์

(CONDUCTED EMI EMISSION MEASURED RESULT OF

AN IMPROVING ACTIVE-SNUBBER-BOOST-CONVERTER)

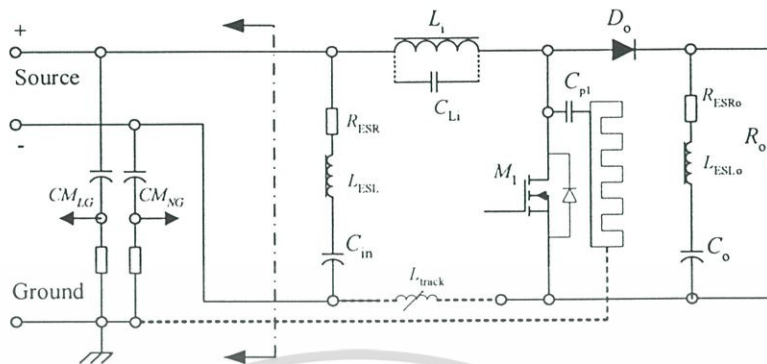
จากการนำเสนองจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสแนบเบอร์ ทำการทดลองเปรียบเทียบกับวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป ในบทที่ 2 และ 3 ได้แสดงให้เห็นว่าวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสแนบเบอร์ที่นำเสนอ ให้ค่าเฉลี่ยประสิทธิภาพกำลังไฟฟ้าที่ค่าความเหนี่ยวนำช่วยมีค่า 5 μH ตีกว่าเล็กน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าเมื่อไม่ใช้ชุดแอคทีฟสแนบเบอร์ สำหรับคุณภาพของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าด้านออก หรือรีปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก วงจรที่นำเสนอให้คุณภาพสัญญาณแรงดันไฟฟ้าด้านออกไม่แตกต่างจากวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป

ลักษณะสัญญาณกระแสไฟฟ้าและสัญญาณแรงดันไฟฟ้า ที่เกิดจากการควบคุมโดยวงจรแอคทีฟสแนบเบอร์ ทำให้ความสามารถในการเชื่อมต่อสัญญาณทางสายตัวนำลดลง ตามที่แสดงผลวิเคราะห์ไว้ในบทที่ 4 อย่างไรก็ตามลักษณะสัญญาณที่แพร่ทางสายตัวนำ เป็นสัญญาณที่สลับซับซ้อน เกิดขึ้นเนื่องจากอุปกรณ์ที่ใช้งาน เกิดจากอุปกรณ์แฝงที่เกิดจากองค์ประกอบทางไฟฟ้า [13] และองค์ประกอบทางกายภาพประกอบกัน [16] เป็นสัญญาณรวมที่ต้องวัดที่ปลายทาง ดังนั้นการวิเคราะห์สัญญาณที่แพร่ทางสายตัวนำในขั้นตอนสุดท้าย จำเป็นต้องใช้เครื่องมือและอุปกรณ์จำเพาะในการวัด เพื่อให้สัญญาณที่แพร่ทางสายตัวนำที่วัดได้มีความถูกต้อง และทำการทดสอบซ้ำได้

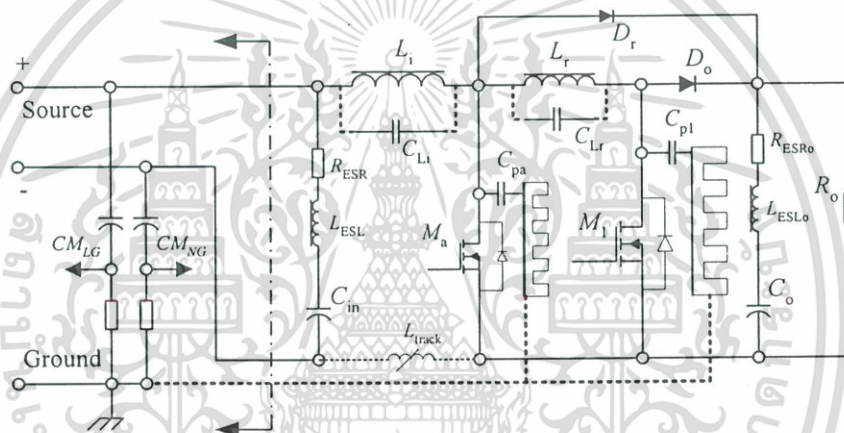
รูปที่ 5-1 แสดงตัวอย่างของอุปกรณ์แฝงที่ตำแหน่งสำคัญเช่น C_{L1} , C_{p1} ดังแสดงด้วยเส้นประสำหรับวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปในรูปที่ 5-1.ก สำหรับวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสแนบเบอร์ที่นำเสนอแสดงไว้ในรูปที่ 5-1.ข ตัวอุปกรณ์แฝงทั้งหลายเหล่านี้เป็นตัวกำหนดคุณลักษณะกลไกการเชื่อมต่อการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำแบบโมดรวม ในส่วนของตัวอุปกรณ์แฝง L_{track} ในเส้นทางเดินกลับของกระแสไฟฟ้าในรูปที่ 5-1 เป็นตัวอุปกรณ์แฝงที่แสดงถึงค่ารีแอคแตนซ์รวมแบบเหนี่ยวนำของการต่อสายไฟ ตัวเก็บประจุแฝง C_{px} ที่เกิดขึ้นระหว่างจุดที่มีอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าต่อเวลาสูงกับแผ่นระบายความร้อนที่ถูกต่อลงกราวด์ตัวถึง จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เชื่อมต่อกระแสไฟฟ้าสัญญาณรบกวนไปยังกราวด์ตัวถัง ตัวอุปกรณ์แผงทั้งหลายเหล่านี้เป็นตัวอุปกรณ์ที่แปรค่าตามความถี่



รูปที่ 5-1.ก ตัวเก็บประจุแผงที่ตำแหน่งสำคัญของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป



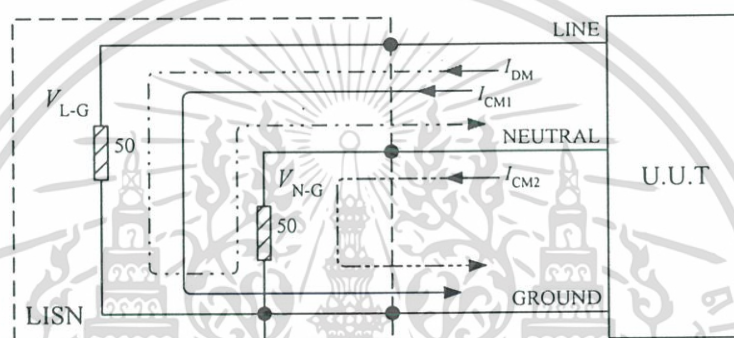
รูปที่ 5-1.ข ตัวเก็บประจุแผงที่ตำแหน่งสำคัญของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ดี้ทำการวิจัย

รูปที่ 5-1 วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าที่แสดงค่าองค์ประกอบแผง ณ. อุปกรณ์สำคัญในวงจร

โดยสรุปแล้วจะพบว่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่ทางสายตัวนำนั้น ส่วนหนึ่งมีความสัมพันธ์โดยตรงกับลักษณะเชิงกายภาพของวงจรสวิตซ์ทางไฟฟ้าและตัวอุปกรณ์ที่ใช้ การเปลี่ยนแปลงลักษณะเชิงกายภาพใดๆไม่ว่าจะเป็นสายไฟ รูปแบบการเดินสายไฟ หรือตำแหน่งของอุปกรณ์ที่ถูกวาง และการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะทางไฟฟ้า เช่นขนาดอัตราการทนกำลังไฟฟ้าของตัว สวิตซ์ที่ต่างกัน ชนิดของตัวสวิตซ์ รูปแบบบรรจุภัณฑ์ และวิธีการสวิตซ์ที่ต่างกัน จะมีผลกระทบโดยตรงต่อประสิทธิภาพและความสามารถในการเชื่อมต่อสัญญาณและการแพร่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

5.1 ทิศทางการเดินของสัญญาณที่แพร่ทางสายตัวนำ

เพื่อความเข้าใจที่ดีและมีความเข้าใจตรงกัน รูปที่ 5-2 แสดงให้เห็นถึงทิศทางการเดินของสัญญาณรบกวนที่แพร่ทางสายตัวนำ ทั้งในส่วนของสัญญาณแบบโหมดต่างและส่วนของสัญญาณแบบโหมดร่วม [12] ทิศทางการเดินของสัญญาณรบกวน กำหนดให้เดินออกจากวงจรหรือผลิตภัณฑ์ที่กำลังถูกทดสอบ (U.U.T. = Unit under test) ออกไปยังแหล่งจ่ายกำลังหลัก โดยที่สัญญาณแบบโหมดต่าง I_{DM} จะเดินจากขั้วไลน์ (Line) ผ่านชุดวัดสัญญาณย้อนกลับไปยังขั้วนิวทรัล (Neutral) ในขณะที่สัญญาณแบบโหมดร่วมซึ่งมี 2 สัญญาณสำหรับระบบไฟฟ้าแบบเฟสเดียว-สามสาย I_{CM1} และ I_{CM2} จะเดินออกจากขั้วไลน์และขั้วนิวทรัล ผ่านชุดวัดสัญญาณเข้าไปยังขั้วกราวด์ (Ground)



U.U.T. (Unit under test) หน่วยอุปกรณ์ที่ต้องการทดสอบ

LISN (Line impedance stabilization network) วงจรกำหนดความเสถียรของอิมพีแดนซ์

รูปที่ 5-2 การกำหนดเส้นทางการเดินและการมีส่วนร่วม ระหว่างองค์ประกอบของสัญญาณกระแสไฟฟ้าแบบโหมดต่างและสัญญาณกระแสไฟฟ้าแบบโหมดร่วมของสัญญาณที่แพร่ทางสายตัวนำ

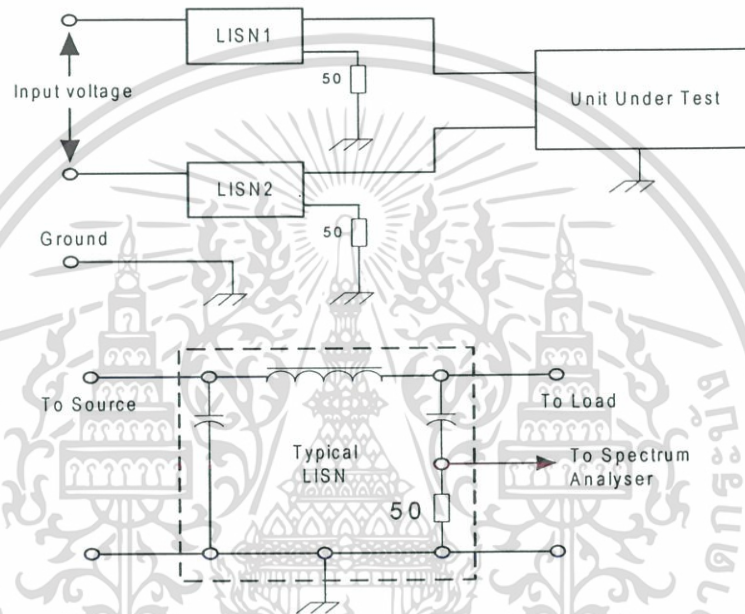
5.2 รูปแบบการวัดการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ

เนื่องจากสัญญาณรบกวนที่แพร่สัญญาณออกไปยังสายส่งกำลัง สามารถแพร่สัญญาณตามสายตัวนำมาได้จากทุกแหล่งกำเนิดที่ต่อรวมอยู่กับสายส่งกำลังนั้น การวัดสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ จึงจำเป็นต้องมีวงจรจำเพาะเพื่อที่จะทำให้การวัดสัญญาณเป็นการวัดสัญญาณเฉพาะที่เกิดขึ้นจากวงจรไฟฟ้าที่กำลังตรวจสอบอยู่เท่านั้น และสามารถทำการวัดซ้ำได้

วงจрдังแสดงในรูปที่ 5-3 เป็นวงจรสร้างค่าอิมพีแดนซ์มาตรฐานจำเพาะค่าหนึ่ง ในย่านความถี่วิทยุที่ขั้วต่อของวงจรที่ทำการตรวจสอบ หรือเรียกว่าวงจร ลิสซิ่ง (LISN: Line Impedance Stabilization Network) ความสามารถหลักของวงจรลิสซิ่ง [8] คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. เป็นวงจรที่มีความสามารถในการแยกสัญญาณ ย่านความถี่สัญญาณรบกวนทางสายตัวนำจากวงจรที่กำลังตรวจสอบ ออกจากสายส่งกำลังภายนอก
2. เป็นวงจรที่เชื่อมต่อสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรที่ตรวจสอบไปยังเครื่องมือวัด
3. วงจรลิสซึ้นเป็นวงจรที่ทำให้สามารถวัดสัญญาณรบกวนจากวงจรเดิมซ้ำได้
4. เป็นวงจรที่ป้องกันแรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายภายนอก ไม่ให้เข้าไปส่งผลกระทบต่อเครื่องมือที่ใช้วัดสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ



รูปที่ 5-3 การจัดวงจรแบบทั่วไป ของวงจรกำหนดความเสถียรของอิมพีแดนซ์ (วงจรลิสซึ้น) สำหรับการวัดสัญญาณที่แพร่ทางสายตัวนำ

เส้นทางการเดินของกระแสไฟฟ้าโหมดต่าง I_{DM} และกระแสไฟฟ้าโมดรวม I_{CM1} และ I_{CM2} จากรูปที่ 5-2 เป็นสัญญาณที่เกิดขึ้นบนขั้ววัดของลิสซึ้น จะเห็นได้ว่ากระแสไฟฟ้าโหมดต่างจะไหลผ่านความต้านทาน 50Ω ตัวหนึ่ง แล้วไปผ่านความต้านทาน 50Ω อีกตัวหนึ่ง ในขณะที่กระแสไฟฟ้าโมดรวมจะแยกไหลผ่านความต้านทานทั้งสอง กระแสไฟฟ้าสัญญาณรบกวนแบบโหมดต่างและแบบโมดรวม จะเป็นการไหลเสริมกันในส่วนของขั้วระหว่างไลน์กับกราวด์ V_{L-G} ดังแสดงในสมการที่ (5.1) และจะไหลหักล้างกันที่ขั้วของนิวทรอลกับกราวด์ V_{N-G} ดังแสดงในสมการที่ (5.2) ในกรณีนี้ขนาดของสัญญาณโหมดต่างและโมดรวมมีขนาดเท่ากัน แถบสัญญาณความถี่ที่วัดจากไลน์กับกราวด์ และแถบสัญญาณความถี่ที่วัดจากนิวทรอลกับกราวด์จะมีลักษณะไม่เหมือนกัน

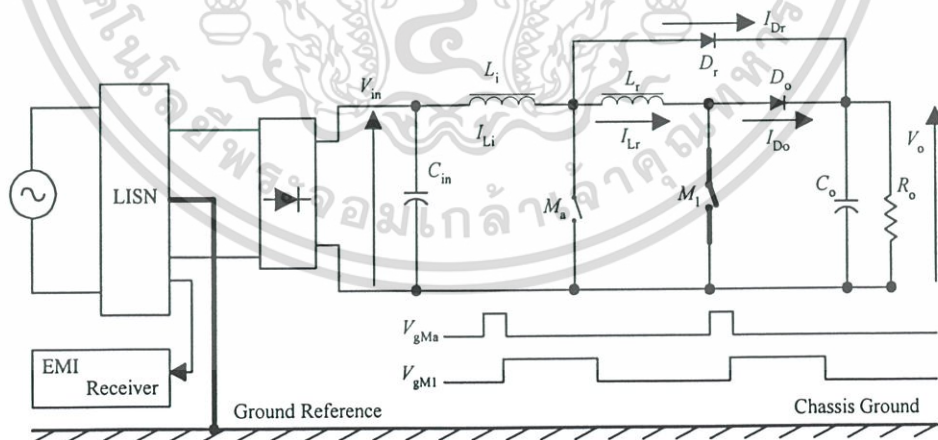
$$V_{L-G} = 50 \cdot (I_{DM} + I_{CM1}) \quad (5.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{N-G} = 50 \cdot (-I_{DM} + I_{CM2}) \quad (5.2)$$

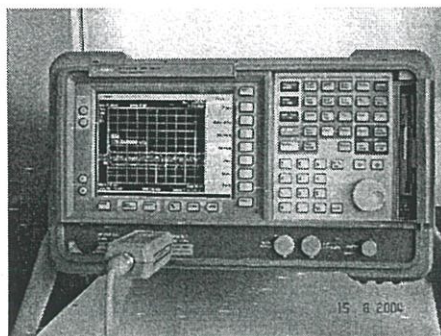
เครื่องมือวัดที่ใช้สำหรับวัดและแสดงผลแถบความถี่ ย่านความถี่การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ (0.15 MHz ถึง 30 MHz) ในการทำวิจัยครั้งนี้ คือ Agilent E7401A EMC Analyzer ในส่วนของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าที่ทำกรวิจัย จุดกราวด์ตัวถังของวงจรถูกต่อเข้ากับจุดกราวด์ความถี่วิทยุของลิสซิ่ง EMCO 3810/2 LISN ซึ่งเป็นลิสซิ่งที่ใช้ในการวัดความถี่ย่านการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำที่เกิดจากวงจรถ่ายที่ทำการวิจัย โดยที่เครื่องมือวัดแถบความถี่และลิสซิ่งจะถูกต่อลงกราวด์เข้ากับจุดดินของอาคาร ตัวภาระที่ใช้เป็นโหลดฟลูออเรสเซนต์ขนาด 100 วัตต์จำนวน 2 หลอด วิธีการวัดของเครื่องวัดแถบความถี่ เลือกใช้การวัดแบบจำค่าสูงสุดสำหรับการวัดในช่วงย่านความถี่ 0.15 MHz ถึง 30 MHz ซึ่งเป็นช่วงแถบความถี่จำเพาะของการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ สำหรับลิสซิ่งรุ่นที่ใช้นี้สามารถวัดค่าการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ ได้ทั้งการแพร่สัญญาณทางจุดไลน์กับกราวด์ หรือสัญญาณทางจุดนิวทรอลกับกราวด์ โดยการใช้สวิตช์สลับเลือกในการวัดสัญญาณใดสัญญาณหนึ่ง

รูปที่ 5-4 เป็นลักษณะการต่อวงจรที่ใช้ในการทดลอง [18] สำหรับการทดลองนี้เป็นการวัดและวิเคราะห์การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ ที่เกิดขึ้นที่ขั้วไลน์กับกราวด์และนิวทรอลกับกราวด์ ในการวัดสัญญาณในการทดลองนี้ได้ทำการวัดสัญญาณในสภาพแวดล้อมเปิด ที่ห้องปฏิบัติการความเข้ากันได้ทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง โดยไม่ได้ใช้กล่องบรรจุวงจรแบบปิดคลุมมิดชิดและไม่ได้ใช้วงจรกรองสัญญาณใดๆ

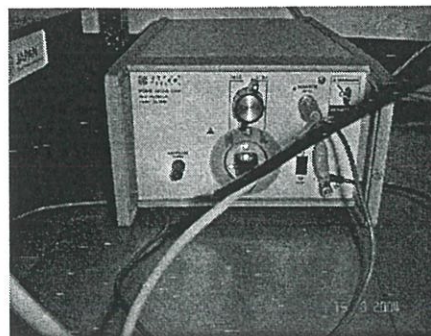


รูปที่ 5-4.ก วงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอ็คทีฟสับเบอร์ที่ใช้ทำการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

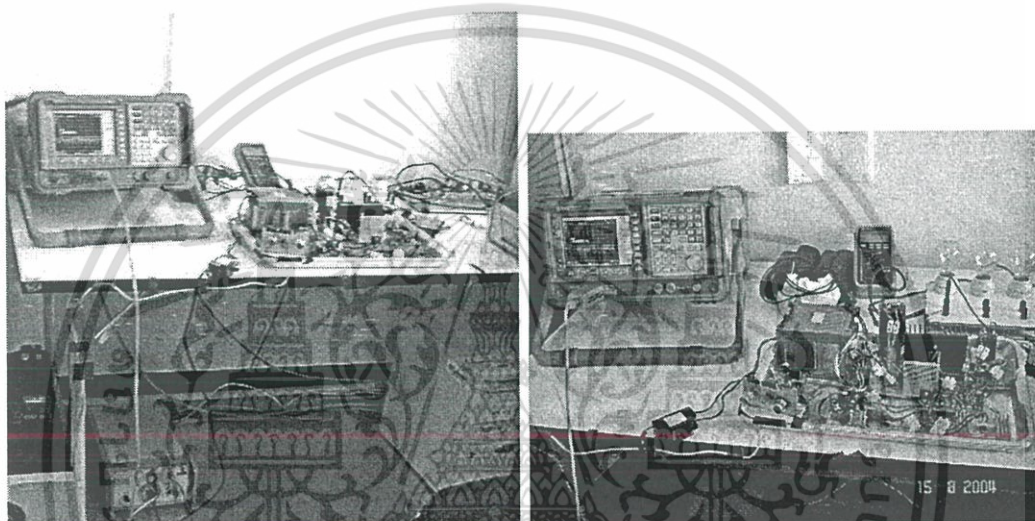


(1) Agilent EMC Analyzer



(2) EMCO 3810/2 LISN

รูปที่ 5-4.ข เครื่องมือวัดที่ใช้สำหรับวัดและแสดงผลแถบความถี่



รูปที่ 5-4.ค การวัดแถบสัญญาณความถี่ที่แพร่ทางสายตัวนำในสภาพแวดล้อมเปิด

รูปที่ 5-4 วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟลนั้บเบอร์ที่ทำการทดลอง

5.3 ผลการวัดการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ

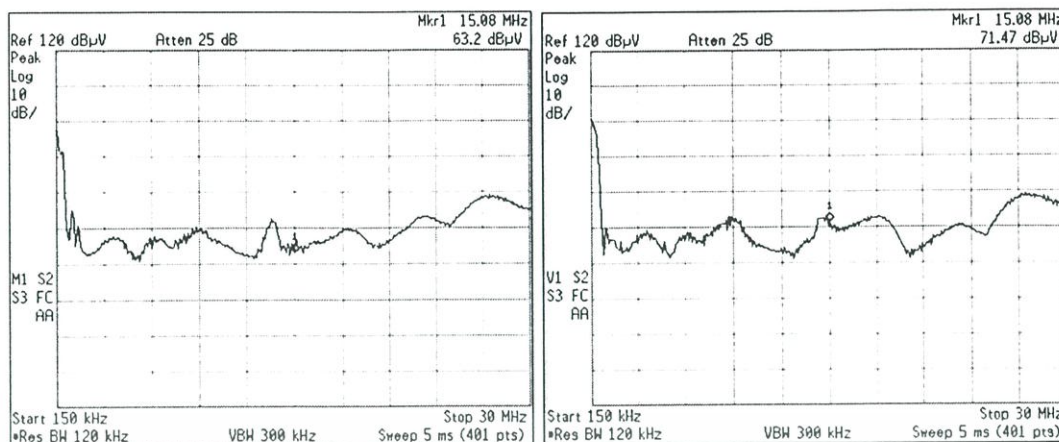
แถบความถี่จำเพาะย่านการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ (150 kHz – 30 MHz) ที่วัดได้จากวงจรที่ทำการวิจัย แสดงในรูปที่ 5-5 ถึงรูปที่ 5-14 สำหรับการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำเมื่อวัดจากขั้วไลน์ และขั้วนิวทรอลของลิสซึ้น สำหรับสัญญาณที่เกิดจากวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป และวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟลนั้บเบอร์ที่นำเสนอ เมื่อใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำช่วย L_r เท่ากับ 5 และ 10 μH ทั้งนี้ค่าความเหนี่ยวนำช่วย 20 μH ไม่ถูกนำมาพิจารณาวิเคราะห์เนื่องจากประสิทธิภาพทางไฟฟ้าต่ำกว่าวงจรขยายแรงดันแบบทั่วไป

ตารางที่ 5-1 สรุปผลการวัดเมื่อแยกตามวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปและวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอมป์ที่ฟลนัเบอร์ที่นำเสนอ

รูปที่	วงจรทั่วไป	วงจรที่นำเสนอ	ขั้ววัด		ตัวเหนี่ยวนำช่วย		แรงดันไฟฟ้าด้านออก	
			ไลน์	นิวทรอล	5 μ H	10 μ H	150 V	200 V
5-5.1	✓		✓				✓	
5-5.2	✓		✓					✓
5-6.1	✓			✓			✓	
5-6.2	✓			✓				✓
5-8.1		✓	✓		✓		✓	
5-8.2		✓	✓		✓			✓
5-9.1		✓		✓	✓		✓	
5-9.2		✓		✓	✓			✓
5-10.1		✓	✓			✓	✓	
5-10.2		✓	✓			✓		✓
5-11.1		✓		✓		✓	✓	
5-11.2		✓		✓		✓		✓
5-12.1	✓	✓	✓		✓		✓	
5-12.2	✓	✓		✓	✓	✓	✓	
5-12.3	✓	✓	✓		✓			✓
5-12.4	✓	✓		✓	✓			✓

ตารางที่ 5-1 สรุปผลการวัดเมื่อแยกตามวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป (รูปที่ 5-5 และ 5-6) และวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอมป์ที่ฟลนัเบอร์ที่นำเสนอ (รูปที่ 5-8 ถึง 5-11) โดยที่รูปที่ 5-12 เป็นการนำผลการวัดสัญญาณของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป และวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอมป์ที่ฟลนัเบอร์ที่นำเสนอ มาเปรียบเทียบกัน ที่ค่าตัวเหนี่ยวนำช่วยของวงจรแอมป์ที่ฟลนัเบอร์ 5 μ H เพียงค่าเดียว เนื่องจากเป็นค่าที่ให้วงจรที่มีประสิทธิภาพกำลังไฟฟ้าดีที่สุด

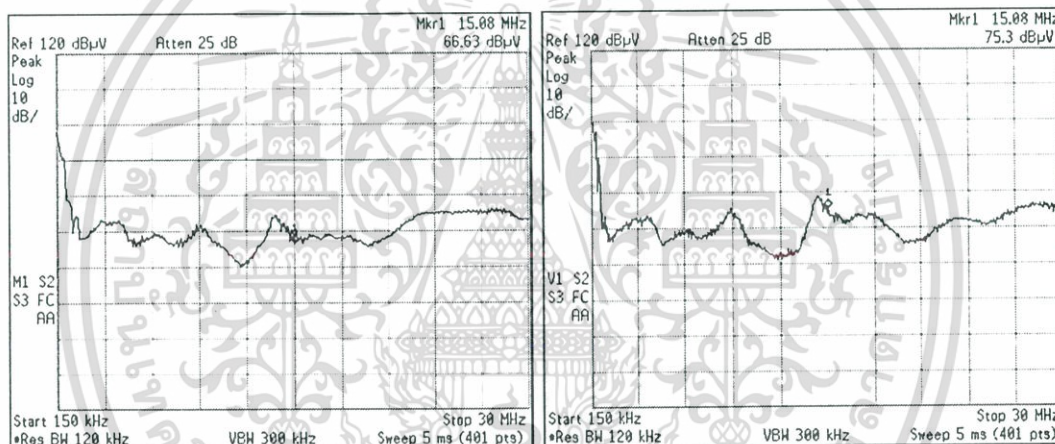
จากข้อมูลแถบความถี่ที่วัดได้จากรูปที่ 5-5 สำหรับการวัดที่ขั้วไลน์ของลิสซิ่ง และรูปที่ 5-6 สำหรับการวัดที่ขั้วนิวทรอลของลิสซิ่ง สังเกตได้ว่าค่าสัญญาณรวมรวมทั้งแพร่ทางสายตัวนำที่แรงดันด้านออก 150 และ 200 V ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป เมื่อเทียบกับระหว่างขั้ววัดเดียวกัน มีค่าการกระจายแถบสัญญาณไม่แตกต่างกันมากนัก



รูปที่ 5-5.ก ขั้วไลน์ 150 V

รูปที่ 5-5.ข ขั้วไลน์ 200 V

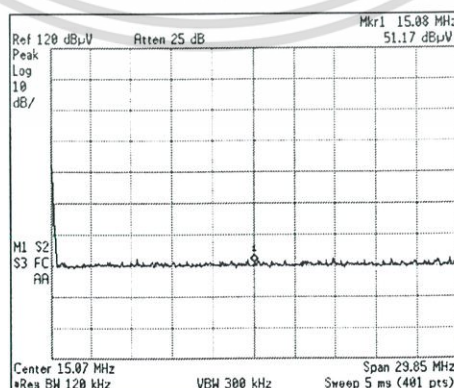
รูปที่ 5-5 แถบความถี่การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป วัดที่ขั้วไลน์ของลิสซิ่ง



รูปที่ 5-6.ก ขั้วนิวทอล 150 V

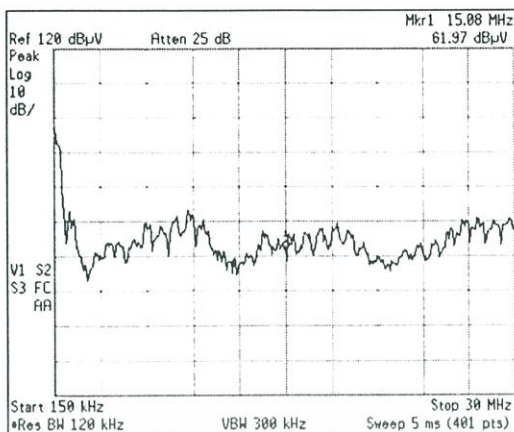
รูปที่ 5-6.ข ขั้วนิวทอล 200 V

รูปที่ 5-6 แถบความถี่การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป วัดที่ขั้วนิวทอลของลิสซิ่ง

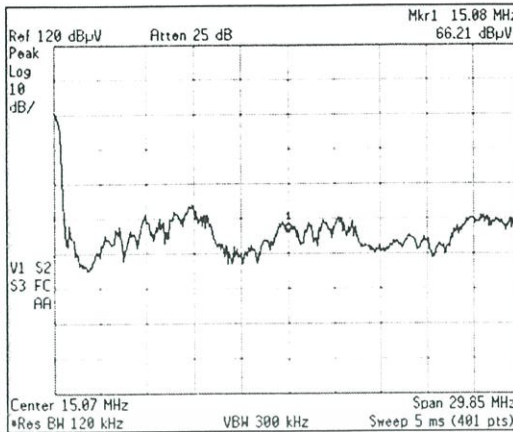


รูปที่ 5-7 แถบความถี่อ้างอิง ได้จากการวัดเมื่อวงจรที่ทำการทดลองปิดอยู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

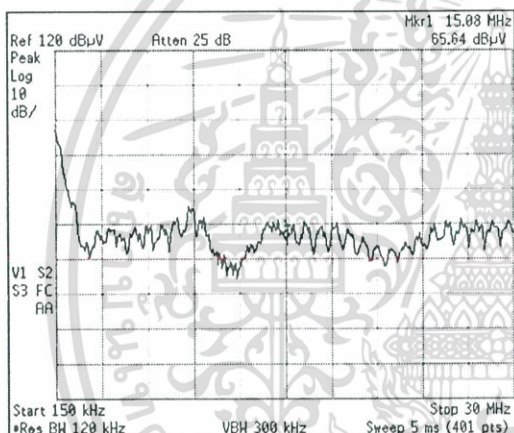


รูปที่ 5-8.ก $L_r=5 \mu\text{H}$ ขั้วไลน์ 150 V

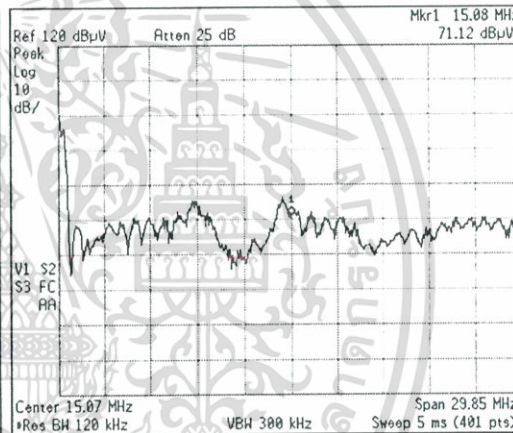


รูปที่ 5-8.ข $L_r=5 \mu\text{H}$ ขั้วไลน์ 200 V

รูปที่ 5-8 แถบความถี่การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟ สนับเบอร์ที่ $L_r=5 \mu\text{H}$ วัดที่ขั้วไลน์ของลิสซิ่ง



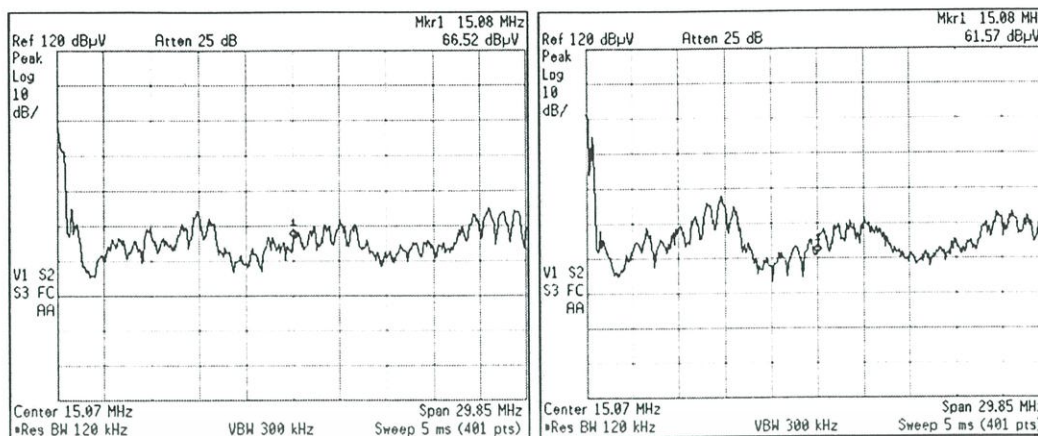
รูปที่ 5-9.ก $L_r=5 \mu\text{H}$ ขั้วนิวทอล 150 V



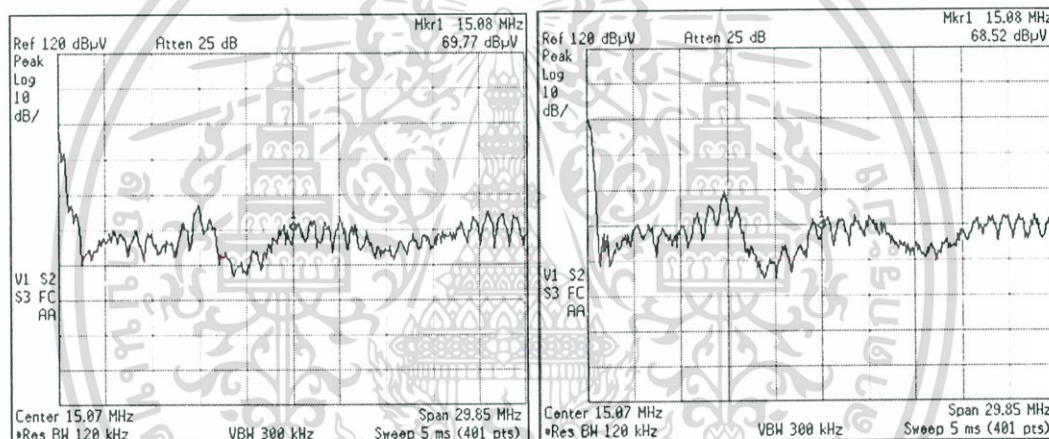
รูปที่ 5-9.ข $L_r=5 \mu\text{H}$ ขั้วนิวทอล 200 V

รูปที่ 5-9 แถบความถี่การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟ สนับเบอร์ที่ $L_r=5 \mu\text{H}$ วัดที่ขั้วนิวทอลของลิสซิ่ง

จากข้อมูลแถบความถี่ที่วัดได้จากรูปที่ 5-8 สำหรับการวัดที่ขั้วไลน์ของลิสซิ่ง และรูปที่ 5-9 สำหรับการวัดที่ขั้วนิวทอลของลิสซิ่ง สังเกตได้ว่าค่าสัญญาณรบกวนรวมที่แพร่ทางสายตัวนำที่แรงดันด้านออก 150 และ 200 V ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสับเบอร์ เมื่อเทียบกับระหว่างขั้ววัดเดียวกัน มีค่าการกระจายแถบสัญญาณไม่แตกต่างกันมากนัก

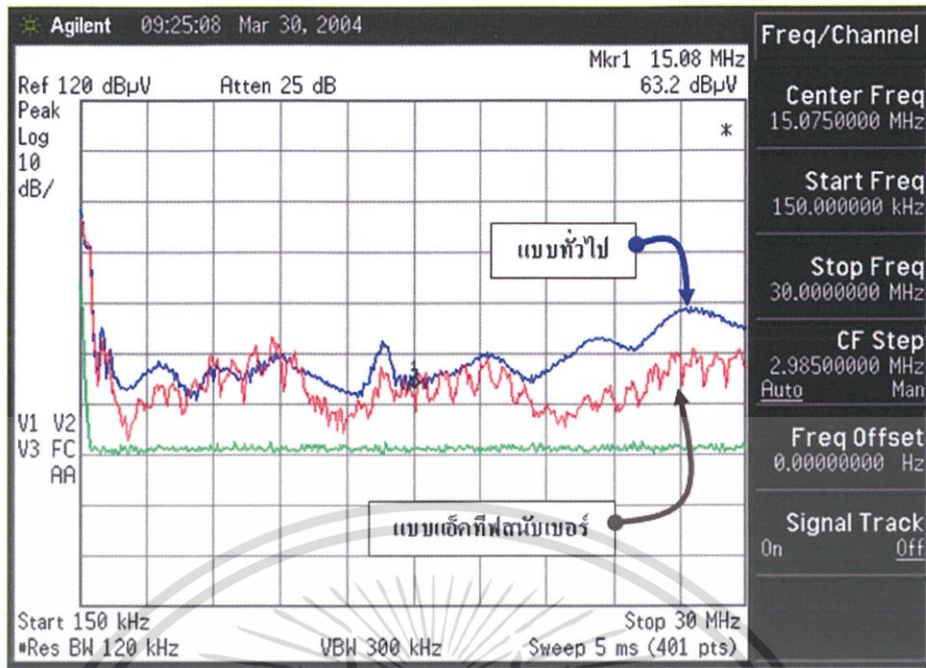
รูปที่ 5-10.ก $L_r=10 \mu\text{H}$ ขั้วไลน์ 150 Vรูปที่ 5-10.ข $L_r=10 \mu\text{H}$ ขั้วไลน์ 200 V

รูปที่ 5-10 แถบความถี่การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟลันด์เบอร์ที่ $L_r=10 \mu\text{H}$ วัดที่ขั้วไลน์ของลิซซิ่ง

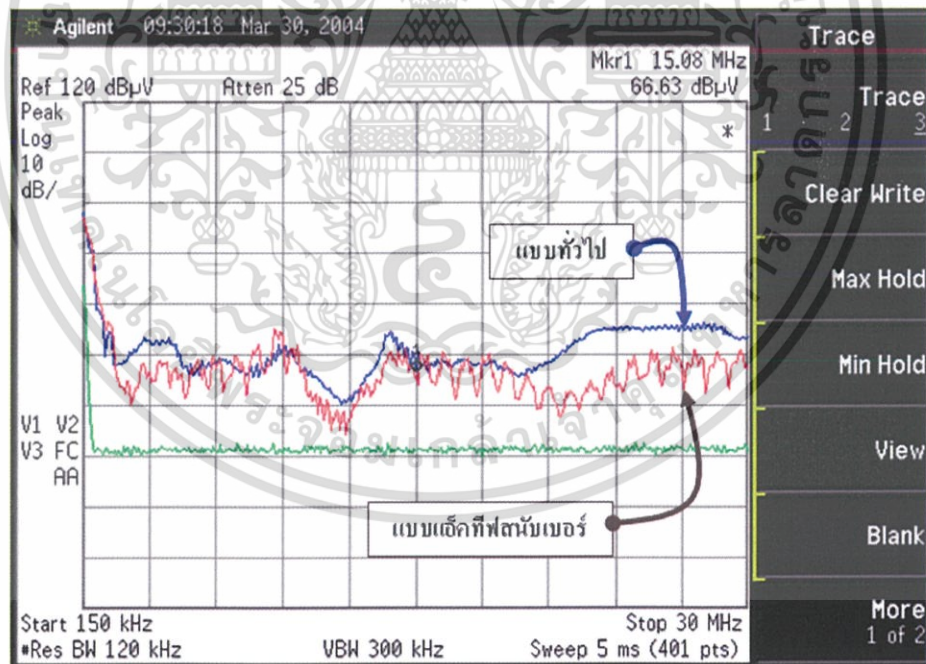
รูปที่ 5-11.ก $L_r=10 \mu\text{H}$ ขั้วนิวทอล 150 Vรูปที่ 5-11.ข $L_r=10 \mu\text{H}$ ขั้วนิวทอล 200 V

รูปที่ 5-11 แถบความถี่การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟลันด์เบอร์ที่ $L_r=10 \mu\text{H}$ วัดที่ขั้วนิวทอลของลิซซิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

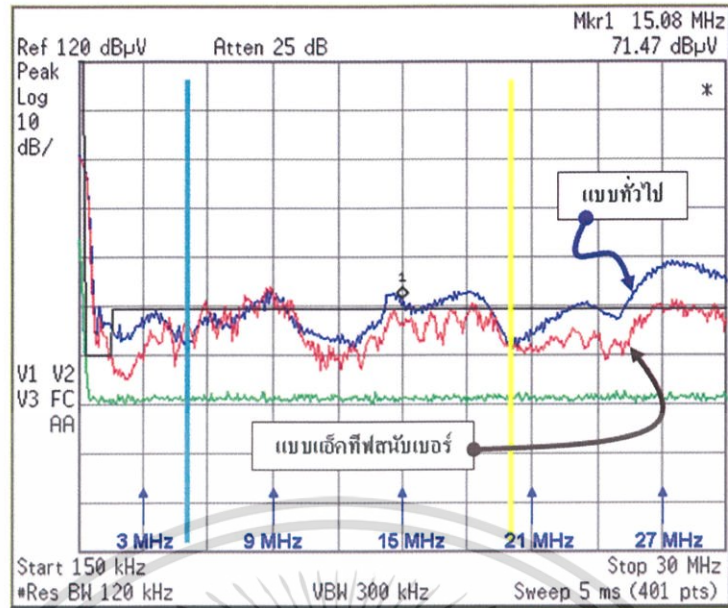


รูปที่ 5-12.ก การเปรียบเทียบแถบความถี่ของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทัวไป กับวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแฉีกที่ฟลันเดอร์ที่นำเสนอเมื่อ $L_r=5 \mu\text{H}$ วัดที่ขั้วไลน์ของลิสซิ่งที่แรงดันไฟฟ้าด้านออกเท่ากับ 150 V

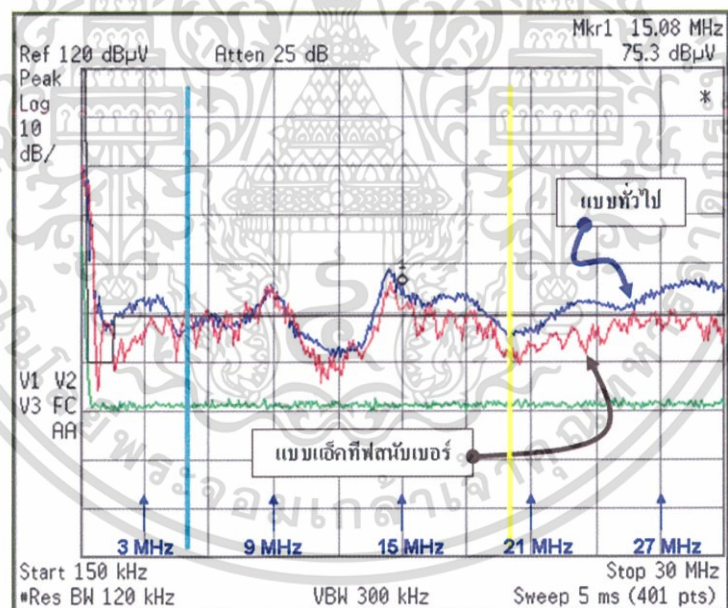


รูปที่ 5-12.ข การเปรียบเทียบแถบความถี่ของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทัวไป กับวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแฉีกที่ฟลันเดอร์ที่นำเสนอเมื่อ $L_r=5 \mu\text{H}$ วัดที่ขั้วนิวทอรอลของลิสซิ่ง ที่แรงดันไฟฟ้าด้านออกเท่ากับ 150 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5-12.ค การเปรียบเทียบแถบความถี่ของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป กับวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอมือ $L_r = 5 \mu\text{H}$ วัดที่หัวไลน์ของลิสซิ่ง ที่แรงดันไฟฟ้าด้านออกเท่ากับ 200 V



รูปที่ 5-12.ง การเปรียบเทียบแถบความถี่ของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป กับวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอมือ $L_r = 5 \mu\text{H}$ วัดที่หัวนิวทรอล ของลิสซิ่ง ที่แรงดันไฟฟ้าด้านออกเท่ากับ 200 V

รูปที่ 5-12 การเปรียบเทียบแถบความถี่การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ ของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป กับวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอมือ $L_r = 5 \mu\text{H}$ ที่แรงดันไฟฟ้าด้านออกเท่ากับ 150 และ 200 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 5-12 เป็นการนำเอาแถบย่านความถี่ที่วัดได้ จากวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป มาเปรียบเทียบกับแถบย่านความถี่ของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอ ที่เกิดจาก $L_r = 5 \mu\text{H}$ ซึ่งเป็นค่าเหนี่ยวนำขั้วขั้วที่ให้ประสิทธิภาพกำลังไฟฟ้าดีที่สุด และก่อให้เกิดการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำโดยรวมต่ำที่สุด เมื่อเทียบจากข้อมูลในการวัดทั้งหมด โดยที่สัญญาณที่วัดได้จากวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอ สรุปได้ว่าให้ค่าสัญญาณรบกวนที่แพร่ทางสายตัวนำโดยรวม ต่ำกว่าวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปในช่วงแถบย่านความถี่สูง โดยในย่านความถี่ตั้งแต่ 10-30 MHz มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำกว่า 5 ถึง 10 dB

จากการวิเคราะห์สัญญาณหลักของวงจรมืดต่าง (Differential Mode) ลักษณะของแถบความถี่ของสัญญาณที่วัดได้ แสดงให้เห็นว่าลักษณะแถบความถี่สัญญาณช่วงย่านความถี่ต่ำมีความแตกต่างประมาณ 5 dB ที่ย่านความถี่ 200 kHz ถึง 4 MHz

การวัดสัญญาณของวงจรรที่ทำการวิจัยทดลอง ได้ถูกทำการวัดโดยลักษณะพื้นที่เปิดบนโต๊ะวิจัย ในห้องปฏิบัติการความเข้ากันได้ทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ค่าความไม่แน่นอน เนื่องจากสิ่งแวดลอมในการวัด และความไม่แน่นอนในการวัด จำเป็นที่จะต้องนำเข้ามาพิจารณา เมื่อจะทำการพิจารณาถึงเรื่องการผ่านเกณฑ์เบื้องต้น ของกฎเกณฑ์ข้อบังคับทางสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ทั้งนี้เส้นบังคับเกณฑ์สูงสุดเงื่อนไข FCC15 AC ได้ถูกรวมเข้ามาในรูปสัญญาณ รูปที่ 5-12 ด้วยเฉพาะเหตุผลเพื่อเป็นระนาบอ้างอิงเท่านั้น สำหรับเส้นพื้นสัญญาณรบกวน (รูปที่ 5-7) เป็นการวัดพื้นสัญญาณรบกวนเมื่อวงจรรที่ทำการวิจัยทดลองไม่ได้ทำงาน

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

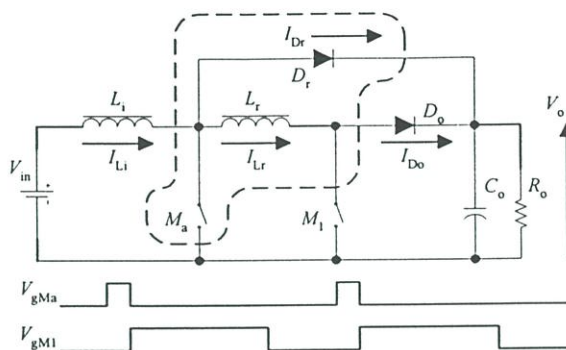
(RESEARCH CONCLUSION AND SUGGESTION)

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ดรูปแบบหนึ่ง ที่ได้มีการปรับปรุงจากวงจรเดิม [3] โดยยังคงรักษาจุดเด่นของวงจรเดิมที่มีการใช้จำนวนอุปกรณ์ชุดแอคทีฟสลับเบอร์ดที่น้อยที่สุด สัญญาณควบคุมวงจรที่นำเสนอทำการควบคุมลักษณะสัญญาณกระแสไฟฟ้าในวงจรให้มีรูปลักษณะเปลี่ยนไป โดยมีความชันในการเปลี่ยนสถานะเพิ่มขึ้น การเปลี่ยนแปลงของรูปลักษณะสัญญาณกระแสไฟฟ้านี้ มีผลโดยตรงต่อการเชื่อมต่อสัญญาณทางสายตัวนำโมดต่าง ทำให้การเชื่อมต่อสัญญาณโมดต่างมีค่าลดลง สัญญาณควบคุมวงจรที่นำเสนอ ยังสร้างเงื่อนไขแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์เมื่อเริ่มต้นนำกระแสไฟฟ้า ทำให้วงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ดที่นำเสนอที่ค่าความเหนี่ยวนำช่วย $5\mu\text{H}$ ให้ค่าเฉลี่ยประสิทธิภาพกำลังไฟฟ้าดีกว่าเล็กน้อยเมื่อเทียบกับวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป

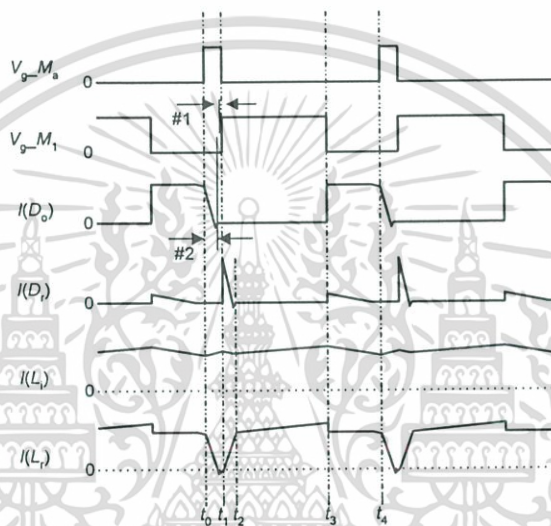
ในส่วนงานการวิเคราะห์การแพร่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ งานวิจัยได้นำเสนอรูปแบบใหม่ของสวิตช์ที่ประกอบด้วยอุปกรณ์ในอุดมคติประกอบกัน เพื่อใช้อธิบายพฤติกรรมของการเชื่อมต่อสัญญาณทางสายตัวนำของวงจร ทำให้เห็นพฤติกรรมของการเชื่อมต่อสัญญาณโมดต่างและโมดรวมได้ชัดเจนขึ้น เมื่อรวมกับพื้นฐานการเชื่อมต่อสัญญาณ จะพบว่าวงจรตัดต่อกำลังไฟฟ้าเป็นแหล่งกำเนิดของการแพร่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นเป็นลักษณะเฉพาะของวงจรมันๆ การบรรเทาปัญหาการแพร่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่เกิดจากวงจรที่ต้องการใช้งาน จำเป็นต้องศึกษาและวางรูปแบบการบรรเทาไปพร้อมกันตั้งแต่ขั้นตอนการออกแบบวงจรตัดต่อไฟฟ้ากำลัง สำหรับการสรุปผลการวิจัยมีรายละเอียดรวมดังนี้

6.1 สรุปผลการวิจัย

วงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ดที่นำเสนอ [20] ในเงื่อนไขการทำงานดังแสดงในรูปที่ 6-1 ได้ทำการวิจัยเพื่อเปรียบเทียบกับวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป ในสามประเด็นหลักคือ ด้านประสิทธิภาพกำลังไฟฟ้า คุณภาพของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าด้านออก และผลการรบกวนสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ มีข้อสรุปดังนี้



รูปที่ 6-1.ก วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอ็คทีฟที่ฟลันบเบอร์ที่นำเสนอสอน



รูปที่ 6-1.ข สัญญาณการควบคุมที่นำเสนอสอนใหม่กับวงจรที่ทำการวิจัย

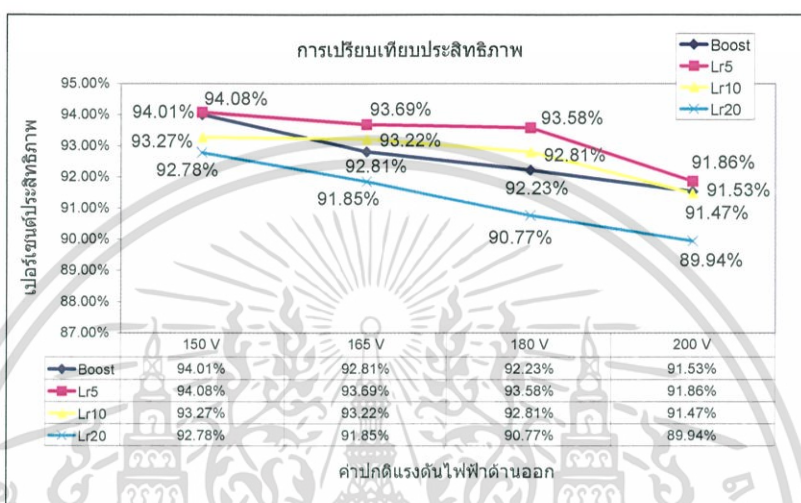
รูปที่ 6-1 วงจรที่ทำการวิจัยและการวิเคราะห์สัญญาณหลักในอุดมคติ

6.1.1 ประสิทธิภาพกำลังไฟฟ้า

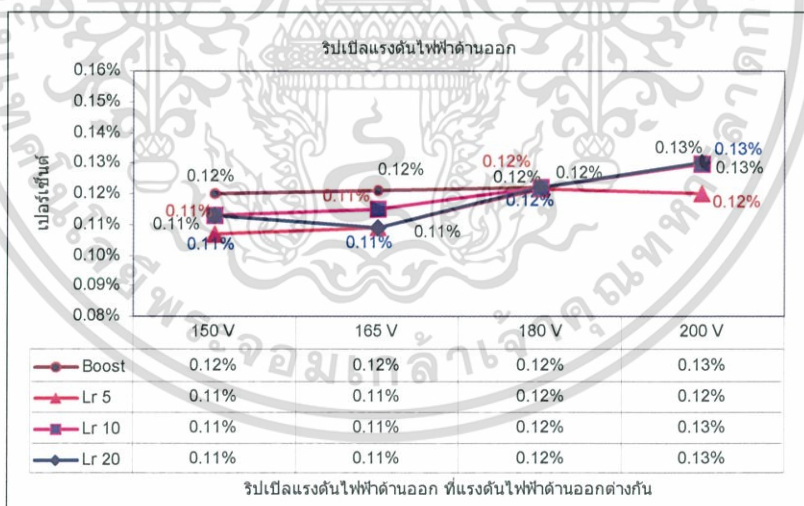
จากการวัดประสิทธิภาพกำลังไฟฟ้าของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป เปรียบเทียบกับ ประสิทธิภาพกำลังไฟฟ้าของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอ็คทีฟที่นำเสนอสอน พบว่าวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอ็คทีฟที่ฟลันบเบอร์ที่นำเสนอสอน เมื่อใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำช่วย $L_r=5 \mu\text{H}$ ให้ค่าประสิทธิภาพกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยดีกว่าเล็กน้อยเมื่อเปรียบกับวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปดังแสดงในรูปที่ 6-2.ก

6.1.2 ริปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก

ผลการวัดค่าริปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก ($\% ripple = \frac{\Delta v_o}{V_o} \times 100\%$) ดังแสดงในรูปที่ 6-2.ข แสดงให้เห็นว่าวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบออร์ที่นำเสนอก ให้ค่าริปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออกไม่แตกต่างจากค่าริปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป



รูปที่ 6-2.ก เปรียบเทียบประสิทธิภาพกำลังไฟฟ้า



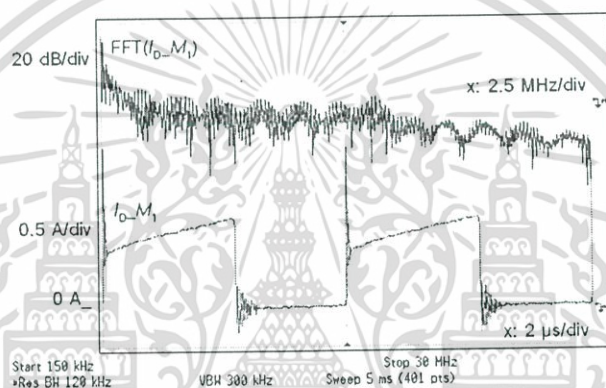
รูปที่ 6-2.ข เปรียบเทียบริปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้าน

รูปที่ 6-2 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพกำลังไฟฟ้าและริปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก ของวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบออร์ที่นำเสนอก กับวงจรรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป

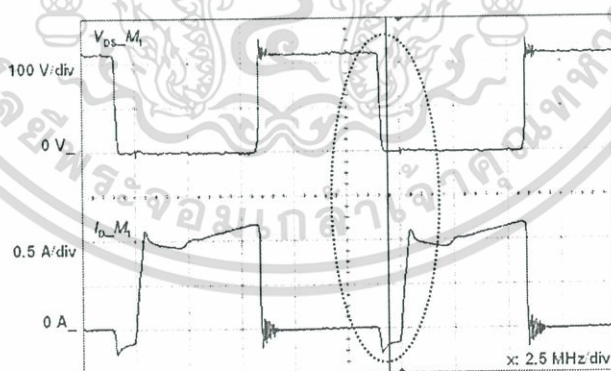
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.1.3 คุณลักษณะการแพร่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

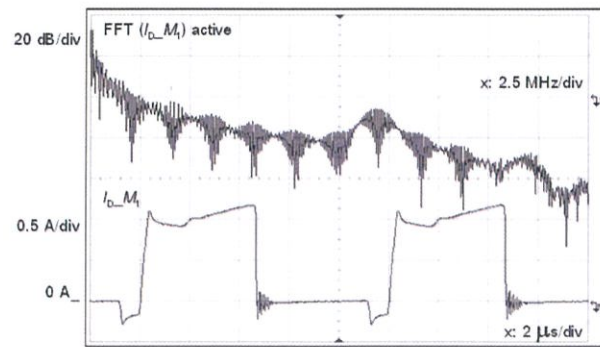
คุณลักษณะการแพร่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ ที่ทำงานภายใต้เงื่อนไขการเริ่มทำงานเมื่อแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ ดังแสดงในรูปที่ 6-3 ได้ทำการวัดทดลองและวิเคราะห์ พื้นฐานการเชื่อมต่อสัญญาณเป็นสิ่งสำคัญในการทำความเข้าใจถึงแหล่งกำเนิดการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ จากรูปสัญญาณที่วัดได้จากวงจรที่ทำการทดลองในการวิจัยนี้ จะเห็นได้ว่า วิธีการสวิตช์แบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่ได้นำเสนอ ได้มีการปรับรูปลักษณะสัญญาณกระแสไฟฟ้าภายในวงจร อันมีผลต่อการลดความถี่การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำโมดต่างได้ค่อนข้างชัดเจนในช่วงการแพร่สัญญาณย่านความถี่สูงตั้งแต่ประมาณ 5 MHz ขึ้นไป ดังแสดงในรูปที่ 6-3.ง



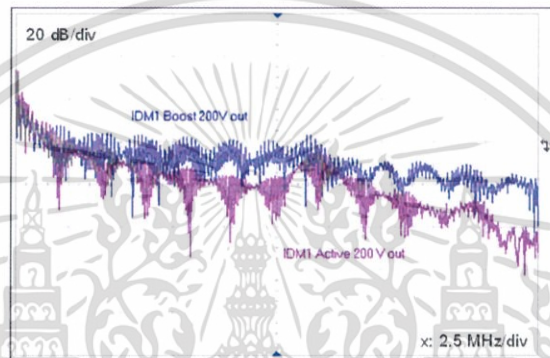
รูปที่ 6-3.ก สัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว และสัญญาณกระแสไฟฟ้ามอดสเฟต I_{D-M1} ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป



รูปที่ 6-3.ข สัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมมอดสเฟต V_{D-M1} และสัญญาณกระแสไฟฟ้ามอดสเฟต I_{D-M1} ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอ



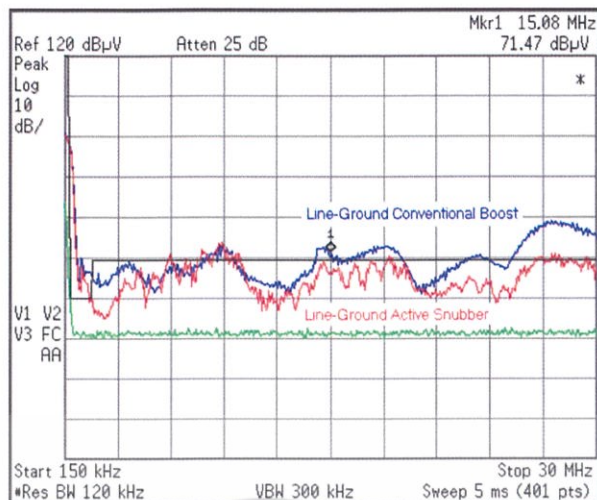
รูปที่ 6-3.ค สัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว และสัญญาณกระแสไฟฟ้ามอสเฟต I_{D,M_1} ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ดึงนำเสนอน



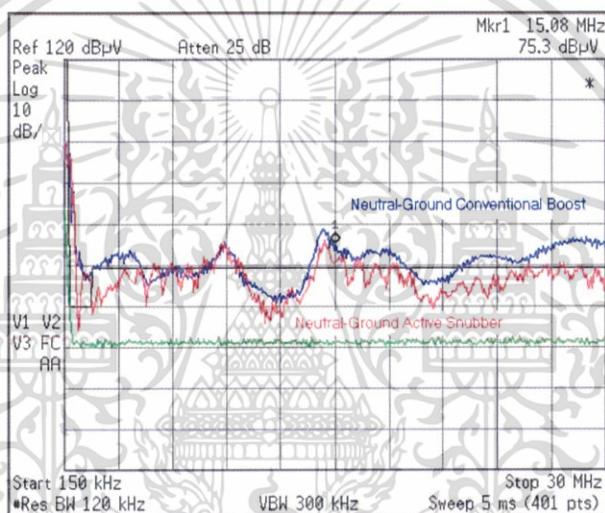
รูปที่ 6-3.ง เปรียบเทียบสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว ของสัญญาณกระแสไฟฟ้ามอสเฟต $I_{D,M}$ ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปและแบบแอคทีฟสลับเบอร์ดึงนำเสนอน

รูปที่ 6-3 ลักษณะสวิตช์ที่เริ่มทำงานที่แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ ของสวิตช์หลัก M_1 ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ดึงนำเสนอน และการเปรียบเทียบสัญญาณการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว

ในรูปที่ 6-4 เป็นการเปรียบเทียบแถบสัญญาณที่ได้จากวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป และวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ดึงนำเสนอน ที่เกิดจาก $L_r=5 \mu\text{H}$ ซึ่งเป็นค่าเหนี่ยวนำช่วยที่ให้ประสิทธิภาพกำลังไฟฟ้าดีกว่า และก่อให้เกิดการแผ่สัญญาณทางสายตัวนำโดยรวมต่ำ เมื่อเปรียบเทียบจากข้อมูลในการวิจัยทั้งหมด โดยที่สัญญาณที่วัดได้จากวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ดึงนำเสนอน ให้ค่าสัญญาณรบกวนที่แผ่ทางสายตัวนำโดยรวมต่ำกว่าวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปในย่านความถี่สูงตั้งแต่ประมาณ 20 MHz ขึ้นไป



รูปที่ 6-4.ก แถบความถี่วัดที่ขั้วไลน์ของลิฟต์ขึ้น ที่แรงดันไฟฟ้าด้านออกเท่ากับ 200 V



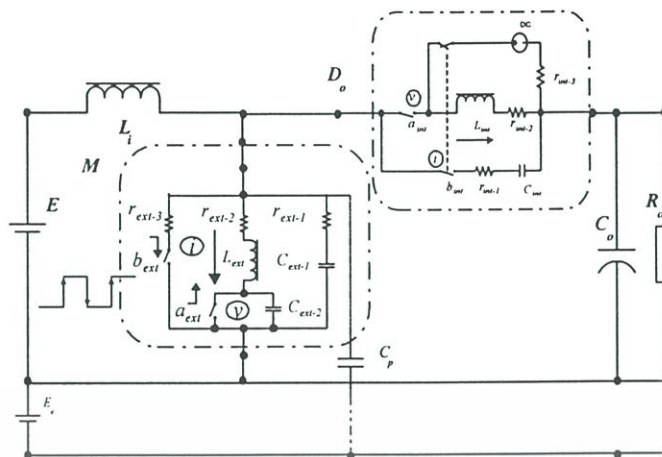
รูปที่ 6-4.ข แถบความถี่วัดที่ขั้วนิวทรัลของลิฟต์ขึ้น ที่แรงดันไฟฟ้าด้านออกเท่ากับ 200 V

รูปที่ 6-4 การเปรียบเทียบแถบความถี่การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ ของวงจรถายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปกับวงจรถายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสแนบเบอร์ที่ $L_r=5 \mu\text{H}$ แรงดันไฟฟ้าด้านออกเท่ากับ 200 V

6.1.4 รูปแบบใหม่ของสวิตช์ที่ประกอบด้วยอุปกรณ์ในอุดมคติประกอบกัน

รูปที่ 6-5 นำเสนอรูปแบบใหม่ของสวิตช์ที่ประกอบด้วยอุปกรณ์ในอุดมคติประกอบกัน มีความเหมาะสมในระดับหนึ่งที่จะใช้อธิบายพฤติกรรม การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำของวงจรถายไฟฟ้ากำลัง ที่ใช้สวิตช์แบบควบคุมโดยเงื่อนไขจากภายนอกหรือภายใน ทำให้อธิบายการกำเนิดเชื่อมต่อนสัญญาณได้ดีและชัดเจนขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6-5 วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปใช้สวิตช์เงื่อนไขภายนอก-ภายในที่นำเสนอ เพื่อตรวจสอบการแพร่สัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ

6.2 ข้อเสนอแนะ

งานที่ควรจะได้รับการศึกษาต่อไป

1. ในส่วนของวงจรไฟฟ้ากำลัง ควรจะทำการศึกษาต่อไปในรูปแบบวงจรปิด เพื่อศึกษาถึงเสถียรภาพของวงจร เมื่อตัวการจะมีการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใด

2. ทำการศึกษาผลของการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนในอากาศ (Radiation)

3. การพิจารณาสัญญาณแยกเฉพาะโหมดต่างและโหมดรวมในการวัดครั้งเดียวกัน จะทำให้การศึกษาคคุณลักษณะสัญญาณที่แพร่ทางสายตัวนำทำได้สะดวกและชัดเจนขึ้น จึงควรจะมีการพัฒนาอุปกรณ์เพื่อการวัดแยกสัญญาณที่แพร่ทางสายตัวนำโหมดต่างและโหมดรวมที่ให้สัญญาณทั้งสองแยกจากกันในการวัดครั้งนั้นๆ

4. จำเป็นจะต้องเข้าใจในข้อเท็จจริงที่ว่าระดับความสามารถในการลดการแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ จะมีผลโดยตรงจากรูปแบบของคอนเวิร์ตเตอร์ รายละเอียดของการควบคุมการสวิตช์แบบแอคทีฟสับเบอร์ โครงสร้างทางกายภาพของการเดินสายและการวางรูปแบบ ตัวอุปกรณ์สวิตช์ การออกแบบวงจรที่เหมาะสม และองค์ประกอบทั้งหลาย ที่ให้ผลเชื่อมโยงทางแม่เหล็กไฟฟ้าได้ ดังนั้นคำตอบที่ถูกสร้างขึ้นและใช้งานได้ดีสำหรับวงจรหนึ่ง อาจจะไม่สามารถนำไปใช้ได้กับวงจรอื่นทั้งหมด วิศวกรจำเป็นจะต้องมีความเข้าใจพื้นฐานของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน (source) และการเชื่อมต่อนสัญญาณ (coupling) ที่ถูกต้อง และมีการปรับใช้เพื่อให้เหมาะสมกับวงจรที่กำลังพิจารณา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- (1) Y. Tang, H. Zhu, B. Song, J.S. Lai, C. Chen: "EMI Experimental Comparison of PWM Inverters Between Hard- and Soft-Switching Techniques", IEEE Power Electronics in Transportation, Oct., 1998, pp. 71-77.
- (2) Qing Chen: "Electromagnetic Interference (EMI) Design Considerations for a High Power AC/DC Converter", Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE, vol.2, 17-22 May 1998, pp.1159-1164.
- (3) Milan M. Jovanovic and Yungtaek Jang: "A Novel Active Snubber for High-Power Boost Converters", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 15, no. 2, March 2000, pp. 278-284.
- (4) John C. Fluke: "Controlling Conducted Emission By Design", Van Nostrand Reinhold 1991.
- (5) Frank B.J. Leferink: "Inductance Calculations; Methods And Equations", International Symposium on Electromagnetic Compatibility 1995, 14-18 Aug. 1995, pp. 16-22.
- (6) Frank B.J. Leferink: "Inductance Calculations; Experimental Investigations", International Symposium on Electromagnetic Compatibility 1996, 19-23 Aug. 1996, pp. 235-240.
- (7) William H. Hayt, Jr.: Engineering Electromagnetics, McGraw-Hill., 1981., 4th Edition, pp.127-169.
- (8) Tim Williams: EMC for Product Designers, B-H NEWNES, 1992. 2nd Edition, pp.70.
- (9) David A. Weston: Electromagnetic Compatibility: Principles and Applications, Marcel Dekker, Inc.1991, pp. 206-214.
- (10) Keith Armstrong: "Earth? What Earth?", Shielding and Grounding (Ref. No. 2000/016), IEE Seminar on, 27 Jan. 2000, pp. 2/1-2/8.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- (11) A. Massarini, M.K. Kazimierczuk, and G. Grandi: "Lumped Parameter Models for Single- and Multiple-Layer Inductors", PESC '96 Record, 27th Annual IEEE, 23-27 June 1996, vol.1, pp. 295-301.
- (12) Clayton R. Paul: Introduction to Electromagnetic Compatibility, John Wiley & Son, Inc., 1992, pp. 450-455
- (13) C. Tantisukarom, V. Tarateeraseth, W. Khan-ngern, and S. Nitta: "The Lump-Ideal-Component (LIC) Switch Micro Signal Concept for the Conducted Emission Analysis", PESC'02 Record, 33th Annual IEEE, 23-27 June 2002.
- (14) Peter Bardos, "Predicting the EMC Performance of High Frequency Inverters", APEC 2001, 16th IEEE vol.1, 4-8 March 2001, pp. 213-219.
- (15) Wei Zhang et al, "Conducted EMI Analysis of a Boost PFC Circuit", APEC '97. 12th IEEE vol.1, 23-27 Feb. 1997, pp. 223-229.
- (16) W. Teulings, J.L. Schanen, J. Roudet, "A New Technique for Spectral Analysis of Conducted Noise of a SMPS Including Interconnects", PESC '97 Record, 28th IEEE, vol.2, 22-27 June 1997, pp. 1516-1521.
- (17) Richard Ridl, "Power Electronics and Electromagnetic Compatibility", 0-7803-3500-7/96, 1996 IEEE, pp. 15-21.
- (18) C. Tantisukarom, W. Khan-ngern, and S. Nitta, "Conducted Emission Characteristic of Active Snubber Boost Converter", Power Electronics and Drive Systems, 2001. PEDS'01. 2001 IEEE, Oct. 22-25, 2001, 0-7803-7233-6/01.
- (19) C. Tantisukarom, W. Khan-ngern, and S. Nitta, "Conducted Emission of Active Snubber Boost Converter at Design Stage", PCC-Osaka 2002 April 2-5, 2002, Osaka, JAPAN, vol.2, pp. 547-552.
- (20) C. Tantisukarom, W. Khan-ngern, and S. Nitta, "Conducted Emission Characteristics of an Active Snubber Boost Converter", IEEJ Trans. on Industry Application, May 2003, vol. 123-D, No.5, pp. 507-516.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิพนธ์ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- (21) David Bedrosian, and Jiri Vlach, "Time-Domain Analysis of Networks with Internally Controlled Switches", IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 39, pp 199-212, Mar. 1992.
- (22) Laszlo Tihanyi, "Electromagnetic compatibility in Power Electronics", IEEE PRESS, 1995, 1st edition, pp.55.
- (23) Jianwen Shao, et al., "Characterization of EMI Performance for Hard and Soft-Switched Inverter", APEC'2000, vol. 2, pp. 1009-1014.
- (24) James P. Noon, "UC3855A/B High Performance Power Factor Preregulator", Application Report SLUA146A - May 1996, Texas Instruments.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

เกณฑ์การออกแบบอุปกรณ์สำคัญที่ใช้ในวงจรทดลอง

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำหลัก [24]

ตัวเหนี่ยวนำหลักของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอนี้ จะมีขนาดเท่ากับตัวเหนี่ยวนำของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป ค่าตัวเหนี่ยวนำที่ต้องการจะถูกกำหนดจากค่ารีปเปิลของกระแสไฟฟ้าที่ต้องการ ถ้าค่ารีปเปิลของกระแสไฟฟ้าที่ยอมรับได้มีค่ามากขึ้น ค่าตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าน้อยลง

กระแสไฟฟ้าสูงสุดคำนวณได้จาก

$$I_{pk} = \frac{2 \cdot \left(\frac{P_{in}}{\% \text{efficiency}} \right)}{\sqrt{2} \cdot V_{in}} \quad (ก1.1)$$

$$I_{pk} = \frac{2 \cdot \left(\frac{300}{90\%} \right)}{\sqrt{2} \cdot (100)} = 4.71 \text{ แอมป์} \quad (ก1.2)$$

เมื่อออกแบบให้วงจรทดสอบจ่ายกำลังไฟฟ้าได้ 300 วัตต์ มีแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าที่ 100 V และมีประสิทธิภาพ 90%

ถ้าหากกำหนดให้ค่ารีปเปิลของกระแสไฟฟ้ามีค่าไม่เกิน 20% และสัดส่วนการทำงานไม่เกิน 70% ที่ความถี่ในการทำงาน 100 กิโลเฮิร์ตซ์

$$L_{in} = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T_s}{\Delta I} = \frac{\sqrt{2} \cdot 100 \cdot 0.7 \cdot 10 \mu s}{0.94 A} = 439 \mu H \quad (ก1.3)$$

วงจรทดสอบเลือกใช้ ค่าตัวเหนี่ยวนำหลักที่ 470 μH

การออกแบบตัวเก็บประจุด้านออก

ค่าของตัวเก็บประจุด้านออก มีผลกระทบต่อเวลาคงค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออก และค่ารีปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก เนื่องจากการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออก เป็นข้อกำหนดสำคัญในการศึกษาวิจัย ค่าตัวเก็บประจุด้านออกหาได้จาก

$$C_o = \frac{2 \cdot P \cdot \Delta t}{V_o^2 - V_{o,\min}^2} = \frac{1 \cdot 300 \cdot 10\text{ms}}{(200)^2 - (160)^2} = 417 \mu\text{F} \quad (\text{ก1.4})$$

เมื่อออกแบบให้วงจรทดสอบจ่ายกำลังไฟฟ้าได้ 300 วัตต์ มีแรงดันไฟฟ้าด้านออกทดสอบที่ 200 V แรงดันไฟฟ้าด้านออกต่ำสุดที่ 80% ของแรงดันไฟฟ้าด้านออก มีเวลาคงค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ 10 มิลลิวินาที


วงจรทดสอบเลือกใช้ ค่าตัวเก็บประจุด้านออกที่ 470 ไมโครฟารัด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายละเอียดบางส่วนของอุปกรณ์หลักที่ใช้

IRFP460 (บางส่วน -1)


February 2002

IRFP460C

IRFP460C


500V N-Channel MOSFET

General Description

These N-Channel enhancement mode power field effect transistors are produced using Fairchild's proprietary, planar stripe, DMOS technology. This advanced technology has been especially tailored to minimize on-state resistance, provide superior switching performance, and withstand high energy pulse in the avalanche and commutation mode. These devices are well suited for high efficiency switch mode power supplies and power factor corrections.

Features

- 20A, 500V, $R_{DS(on)} = 0.24\Omega @ V_{GS} = 10V$
- Low gate charge (typical 130nC)
- Low Crss (typical 80 pF)
- Fast switching
- 100% avalanche tested
- Improved dv/dt capability



TO-3P
IRFP Series

Absolute Maximum Ratings

$T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	IRFP460C	Units
V_{DS}	Drain-Source Voltage	500	V
I_D	Drain Current	- Continuous ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	20
		- Continuous ($T_C = 100^\circ\text{C}$)	12.5
I_{CM}	Drain Current - Pulsed (Note 1)	80	A
V_{GS}	Gate-Source Voltage	± 30	V
E_{AS}	Single Pulsed Avalanche Energy (Note 2)	1050	mJ
I_{AR}	Avalanche Current (Note 1)	20	A
E_{AR}	Repelitive Avalanche Energy (Note 1)	23.5	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt (Note 3)	4.5	V/ns
P_D	Power Dissipation ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	-	235
		- Derate above 25°C	1.88
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature Range	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
T_L	Maximum lead temperature for soldering purposes, 1/8" from case for 5 seconds	300	$^\circ\text{C}$

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Typ	Max	Units
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction-to-Case	-	0.53	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta CS}$	Thermal Resistance, Case-to-Sink	0.24	-	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	-	40	$^\circ\text{C/W}$

©2002 Fairchild Semiconductor Corporation
Rev. A, February 2002

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460 (บางส่วน -2)

IRFP460C

Electrical Characteristics <small>T_C = 25°C unless otherwise noted</small>						
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
Off Characteristics						
BV _{DSS}	Drain-Source Breakdown Voltage	V _{GS} = 0 V, I _D = 250 μA	500	--	--	V
$\frac{\Delta BV_{DSS}}{\Delta T_J}$	Breakdown Voltage Temperature Coefficient	I _D = 250 μA, Referenced to 25°C	--	0.55	--	V/°C
I _{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	V _{DS} = 500 V, V _{GS} = 0 V V _{DS} = 400 V, T _C = 125°C	--	--	10 100	μA
I _{GSSF}	Gate-Body Leakage Current, Forward	V _{GS} = 30 V, V _{DS} = 0 V	--	--	100	nA
I _{GSSR}	Gate-Body Leakage Current, Reverse	V _{GS} = -30 V, V _{DS} = 0 V	--	--	-100	nA
On Characteristics						
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	V _{DS} = V _{GS} , I _D = 250 μA	2.0	--	4.0	V
R _{DS(on)}	Static Drain-Source On-Resistance	V _{GS} = 10 V, I _D = 10.0 A	--	0.2	0.24	Ω
g _{FS}	Forward Transconductance	V _{DS} = 50 V, I _D = 10.0 A (Note 4)	--	18	--	S
Dynamic Characteristics						
C _{iss}	Input Capacitance	V _{DS} = 25 V, V _{GS} = 0 V, f = 1.0 MHz	--	4590	6000	pF
C _{oss}	Output Capacitance		--	380	460	pF
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance		--	60	80	pF
Switching Characteristics						
t _{d(on)}	Turn-On Delay Time	V _{DD} = 250 V, I _D = 20 A, R _G = 25 Ω	--	50	120	ns
t _r	Turn-On Rise Time		--	150	310	ns
t _{d(off)}	Turn-Off Delay Time		--	380	770	ns
t _f	Turn-Off Fall Time		(Note 4, 5)	--	180	370
Q _g	Total Gate Charge	V _{DS} = 400 V, I _D = 20 A, V _{GS} = 10 V	--	130	170	nC
Q _{gs}	Gate-Source Charge		--	20	--	nC
Q _{gd}	Gate-Drain Charge		(Note 4, 5)	--	45	--
Drain-Source Diode Characteristics and Maximum Ratings						
I _S	Maximum Continuous Drain-Source Diode Forward Current		--	--	20	A
I _{SM}	Maximum Pulsed Drain-Source Diode Forward Current		--	--	80	A
V _{SD}	Drain-Source Diode Forward Voltage	V _{GS} = 0 V, I _S = 20 A	--	--	1.4	V
t _{rr}	Reverse Recovery Time	V _{GS} = 0 V, I _S = 20 A,	--	480	--	ns
Q _{rr}	Reverse Recovery Charge	di _F / dt = 100 A/μs (Note 4)	--	7.7	--	μC
Notes: 1. Repetitive Rating - Pulse width limited by maximum junction temperature 2. L = 5.1mH, I _{AS} = 20A, V _{DD} = 50V, R _G = 25 Ω, Starting T _J = 25°C 3. I _{SD} = 20A, di/dt = 200A/μs, V _{DD} = BV _{DSS} , Starting T _J = 25°C 4. Pulse Test: Pulse width = 30μs, Duty cycle = 2% 5. Essentially independent of operating temperature						

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Characteristics

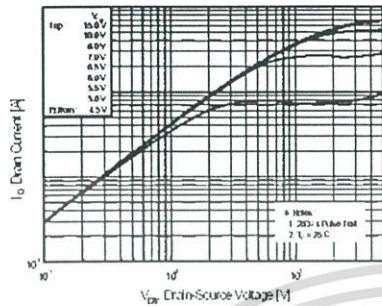


Figure 1. On-Region Characteristics

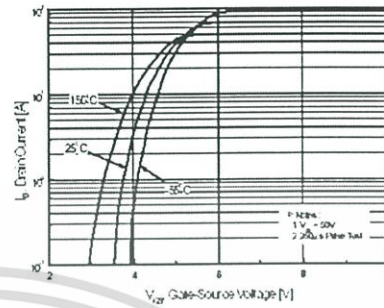


Figure 2. Transfer Characteristics

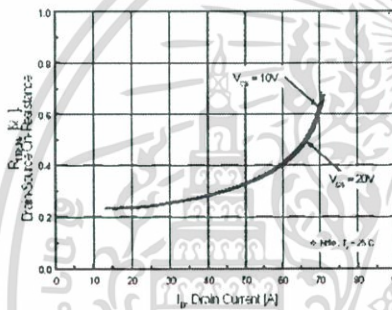


Figure 3. On-Resistance Variation vs Drain Current and Gate Voltage

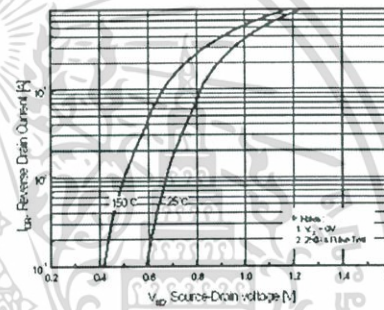


Figure 4. Body Diode Forward Voltage Variation with Source Current and Temperature

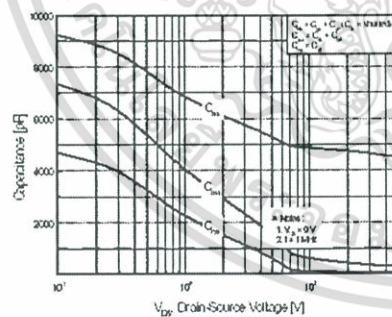


Figure 5. Capacitance Characteristics

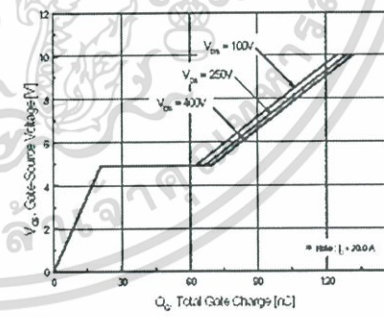


Figure 6. Gate Charge Characteristics

Dimensions in Millimeters

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR860 (บางส่วน -1)



MUR840, MUR860, RURP840, RURP860

Data Sheet

January 2002

8A, 400V - 600V Ultrafast Diodes

The MUR840, MUR860, RURP840 and RURP860 are low forward voltage drop ultrafast recovery rectifiers ($t_{rr} < 60\text{ns}$). They use a glass-passivated ion-implanted, epitaxial construction.

These devices are intended for use as output rectifiers and flywheel diodes in a variety of high-frequency pulse-width modulated switching regulators. Their low stored charge and attendant fast reverse-recovery behavior minimize electrical noise generation and in many circuits markedly reduce the turn-on dissipation of the associated power switching transistors.

Formerly developmental type TA09616.

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
MUR840	TO-220AC	MUR840
RURP840	TO-220AC	RURP840
MUR860	TO-220AC	MUR860
RURP860	TO-220AC	RURP860

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Symbol



Features

- Ultrafast with Soft Recovery <60ns
- Operating Temperature 175°C
- Reverse Voltage 600V
- Avalanche Energy Rated
- Planar Construction

Applications

- Switching Power Supplies
- Power Switching Circuits
- General Purpose

Packaging



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

	MUR840 RURP840	MUR860 RURP860	UNITS
Peak Repetitive Reverse Voltage V_{RRM}	400	600	V
Working Peak Reverse Voltage V_{RWM}	400	600	V
DC Blocking Voltage V_R	400	600	V
Average Rectified Forward Current $I_{F(AV)}$ ($T_C = 155^\circ\text{C}$)	8	8	A
Repetitive Peak Surge Current I_{FRM} (Square Wave, 20kHz)	16	16	A
Nonrepetitive Peak Surge Current I_{FSM} (Halfwave, 1 Phase, 60Hz)	100	100	A
Maximum Power Dissipation P_D	75	75	W
Avalanche Energy (See Figures 10 and 11) E_{AVL}	20	20	mJ
Operating and Storage Temperature T_{STG}, T_J	-65 to 175	-65 to 175	°C
Maximum Lead Temperature for Soldering			
Leads at 0.063 in. (1.6mm) from case for 10s T_L	300	300	°C
Package Body for 10s, see Tech Brief 334 T_{PKG}	260	260	°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR860 (บางส่วน -2)

MUR840, MUR860, RURP840, RURP860

Electrical Specifications T_C = 25°C, Unless Otherwise Specified

SYMBOL	TEST CONDITION	MUR840, RURP840			MUR860, RURP860			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V _F	I _F = 8A	-	-	1.3	-	-	1.5	V
	I _F = 8A, T _C = 150°C	-	-	1.0	-	-	1.2	V
I _R	V _R = 400V	-	-	100	-	-	-	μA
	V _R = 600V	-	-	-	-	-	100	μA
	V _R = 400V, T _C = 150°C	-	-	500	-	-	-	μA
	V _R = 600V, T _C = 150°C	-	-	-	-	-	500	μA
t _{rr}	I _F = 1A, dI _F /dt = 200A/μs	-	-	60	-	-	60	ns
	I _F = 8A, dI _F /dt = 200A/μs	-	-	70	-	-	70	ns
t _a	I _F = 8A, dI _F /dt = 200A/μs	-	32	-	-	32	-	ns
t _b	I _F = 8A, dI _F /dt = 200A/μs	-	21	-	-	21	-	ns
Q _{RR}	I _F = 8A, dI _F /dt = 200A/μs	-	195	-	-	195	-	nC
C _J	V _R = 10V, I _F = 0A	-	25	-	-	25	-	pF
R _{thJC}		-	-	2	-	-	2	°C/W

DEFINITIONS

- V_F = Instantaneous forward voltage (pw = 300μs, D = 2%).
- I_R = Instantaneous reverse current.
- t_{rr} = Reverse recovery time (See Figure 9), summation of t_a + t_b.
- t_a = Time to reach peak reverse current (See Figure 9).
- t_b = Time from peak I_{RM} to projected zero crossing of I_{RM} based on a straight line from peak I_{RM} through 25% of I_{RM} (See Figure 9).
- Q_{RR} = Reverse recovery charge.
- C_J = Junction Capacitance.
- R_{thJC} = Thermal resistance junction to case.
- pw = pulse width.
- D = duty cycle.

Typical Performance Curves

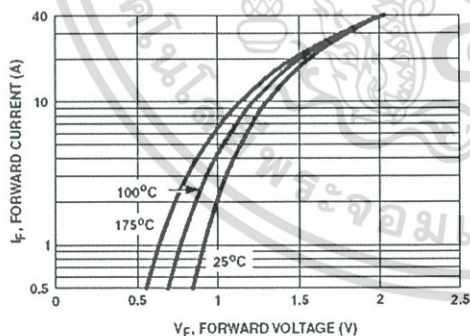


FIGURE 1. FORWARD CURRENT vs FORWARD VOLTAGE

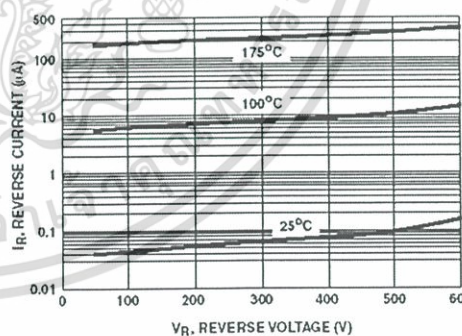


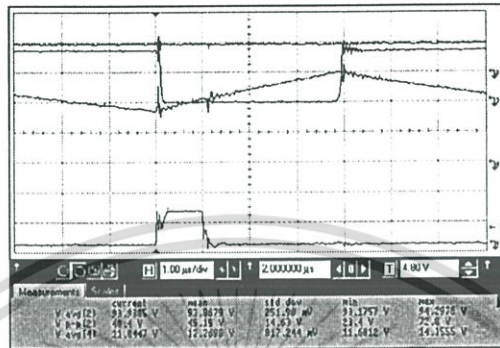
FIGURE 2. REVERSE CURRENT vs REVERSE VOLTAGE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

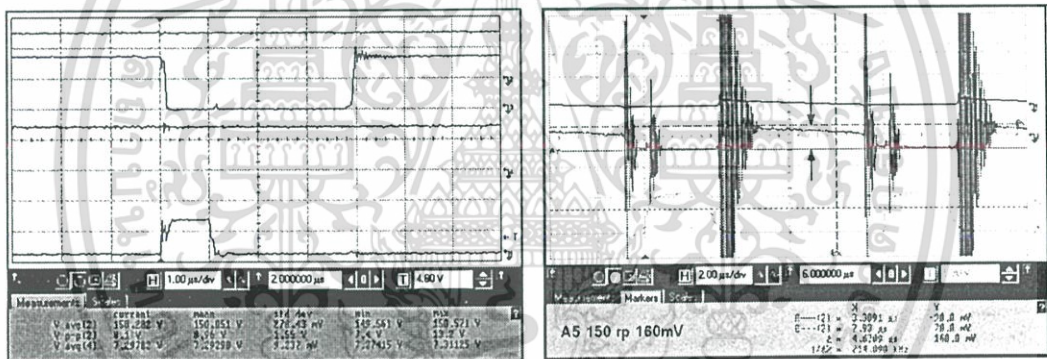
ภาคผนวก ข

ข้อมูลที่ใช้ในการคำนวณประสิทธิภาพและริบเปิดแรงดันไฟฟ้าด้านออก

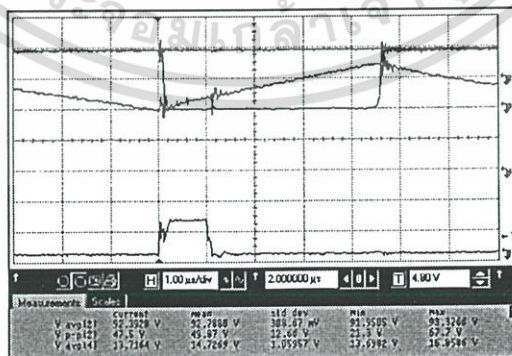
ข้อมูลสำหรับวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟลันด์เบอร์



รูปที่ ข-1.ก สัญญาณ $[V_{in} \{V \text{ avg}(2)\}] [I_{in} \{V \text{ avg}(4)\}]$ เมื่อ V_{out} เท่ากับ 150 V วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟลันด์เบอร์

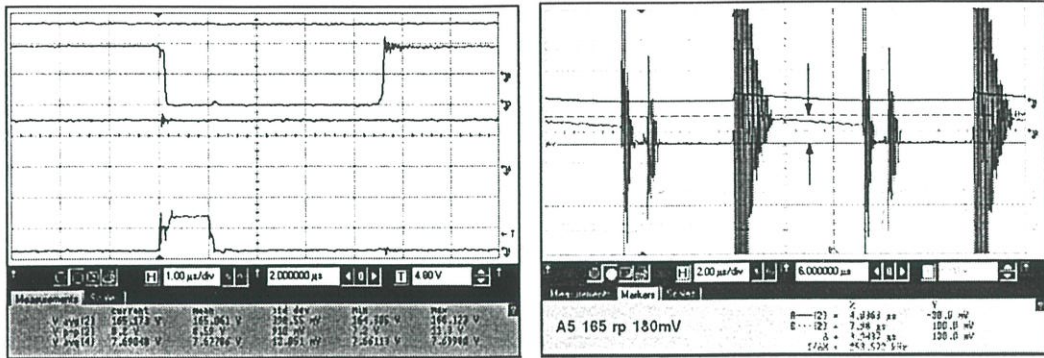


รูปที่ ข-1.ข สัญญาณรูปซ้ายมือ $[V_{out} \{V \text{ avg}(2)\}] [I_{out} \{V \text{ avg}(4)\}]$ และ V_{ripple} (รูปขวามือ) เมื่อ V_{out} เท่ากับ 150 V วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟลันด์เบอร์

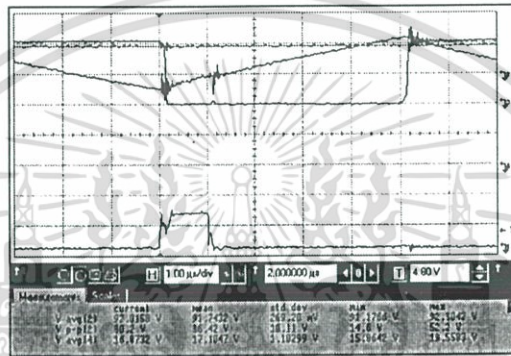


รูปที่ ข-1.ค สัญญาณ $[V_{in} \{V \text{ avg}(2)\}] [I_{in} \{V \text{ avg}(4)\}]$ เมื่อ V_{out} เท่ากับ 165 V วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟที่ฟลันด์เบอร์

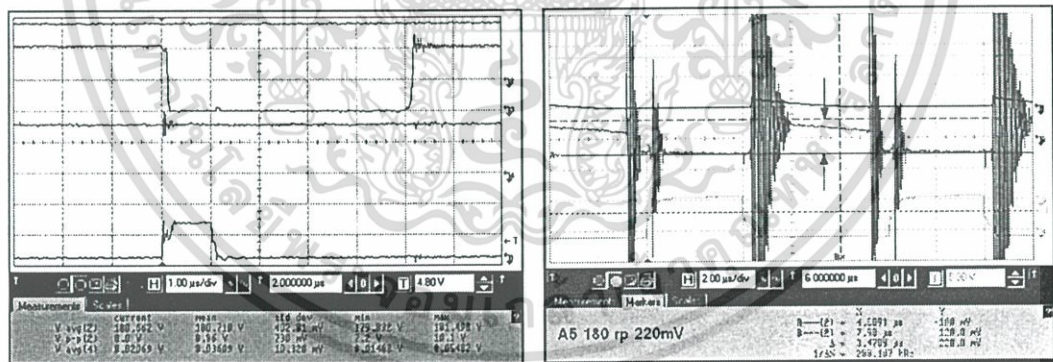
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข-1.ง สัญญาณรูปซ้ำมือ [V_{out} {V avg(2)}] [I_{out} {V avg(4)}] และ V_{ripple} (รูปขวามือ) เมื่อ V_{out} เท่ากับ 165 V วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์

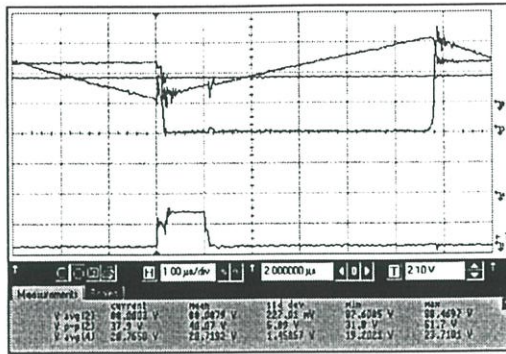


รูปที่ ข-1.จ สัญญาณ [V_{in} {V avg(2)}] [I_{in} {V avg(4)}] เมื่อ V_{out} เท่ากับ 180 V วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์

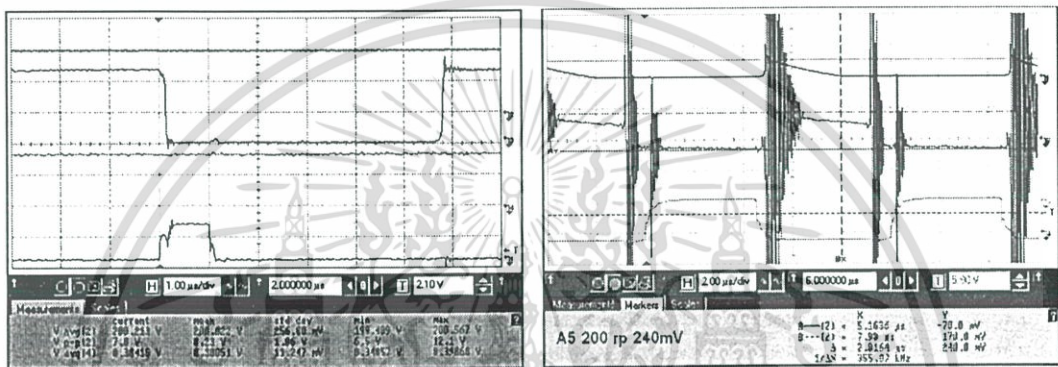


รูปที่ ข-1.ฉ สัญญาณรูปซ้ำมือ [V_{out} {V avg(2)}] [I_{out} {V avg(4)}] และ V_{ripple} (รูปขวามือ) เมื่อ V_{out} เท่ากับ 180 V วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

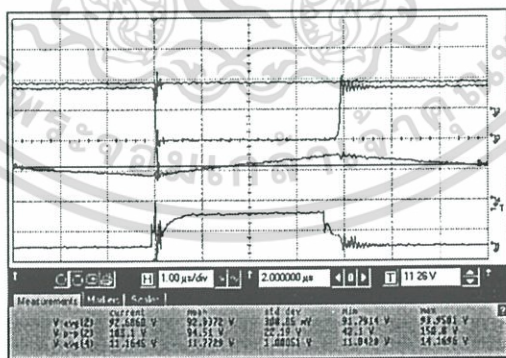


รูปที่ ข-1.ช สัญญาณ $[V_{in} \{V \text{ avg}(2)\}] [I_{in} \{V \text{ avg}(4)\}]$ เมื่อ V_{out} เท่ากับ 200 V วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์



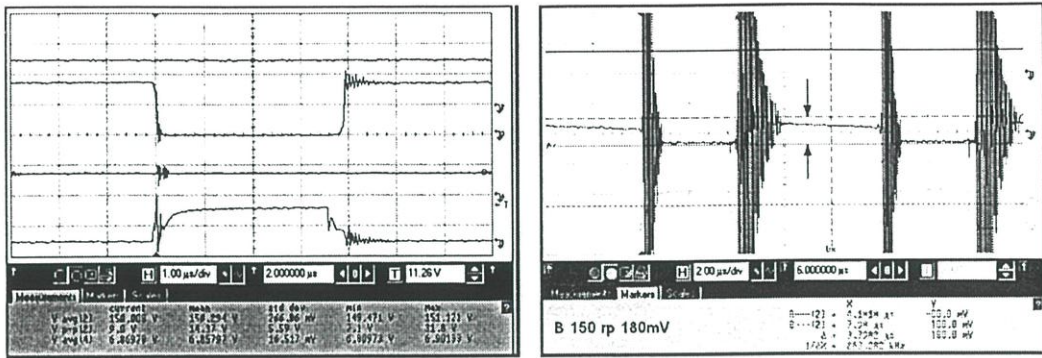
รูปที่ ข-1.ช สัญญาณรูปซ้ายมือ $[V_{out} \{V \text{ avg}(2)\}] [I_{out} \{V \text{ avg}(4)\}]$ และ V_{ripple} (รูปขวามือ) เมื่อ V_{out} เท่ากับ 200 V วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ ($L_r = 5\mu\text{H}$)

รูปที่ ข-1 ข้อมูลสำหรับคำนวณประสิทธิภาพและรีปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์

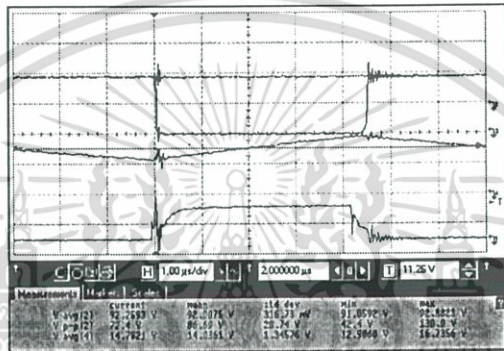


รูปที่ ข-2.ก สัญญาณ $[V_{in} \{V \text{ avg}(2)\}] [I_{in} \{V \text{ avg}(4)\}]$ เมื่อ V_{out} เท่ากับ 150 V วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป

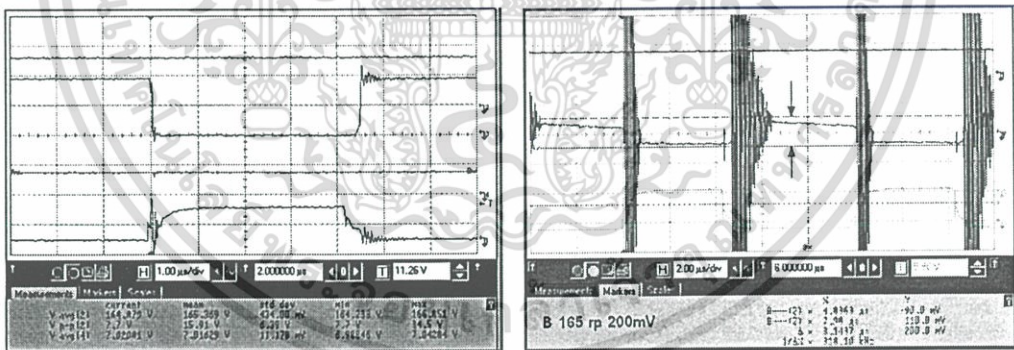
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข-2.ข สัญญาณรูปซ้ำมือ [V_{out} {V avg(2)}] [I_{out} {V avg(4)}] และ V_{ripple} (รูปขวามือ) เมื่อ V_{out} เท่ากับ 150 V วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป

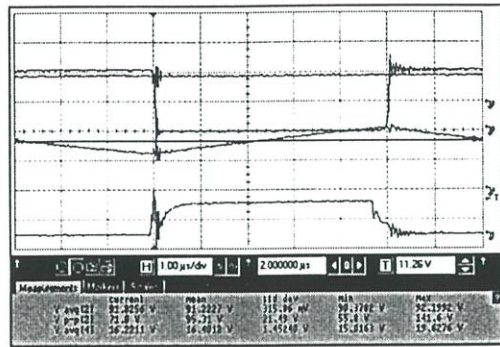


รูปที่ ข-2.ค สัญญาณ [V_{in} {V avg(2)}] [I_{in} {V avg(4)}] เมื่อ V_{out} เท่ากับ 165 V วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป

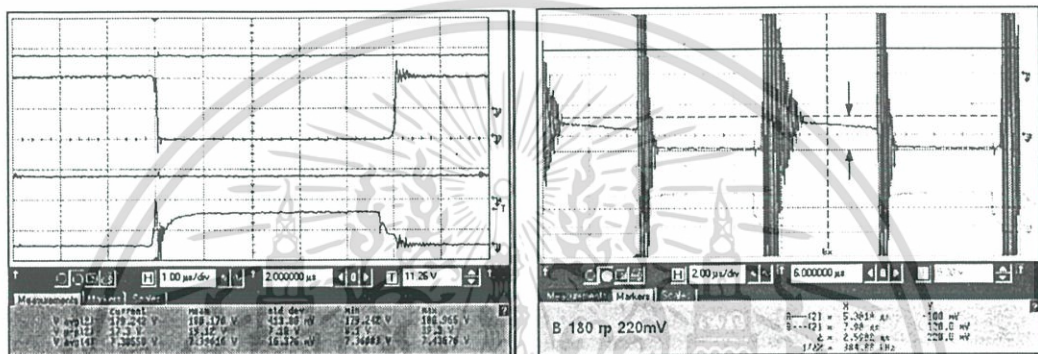


รูปที่ ข-2.ง สัญญาณรูปซ้ำมือ [V_{out} {V avg(2)}] [I_{out} {V avg(4)}] และ V_{ripple} (รูปขวามือ) เมื่อ V_{out} เท่ากับ 165 V วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป

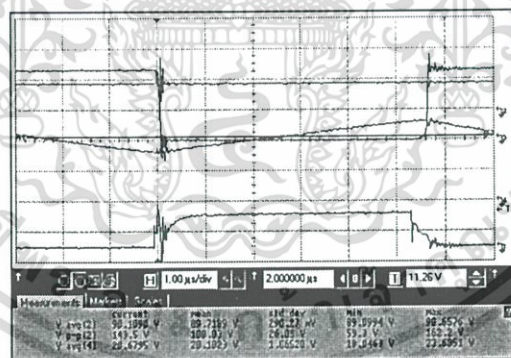
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข-2.จ สัญญาณ $[V_{in} \{V \text{ avg}(2)\}] [I_{in} \{V \text{ avg}(4)\}]$ เมื่อ V_{out} เท่ากับ 180 V วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป

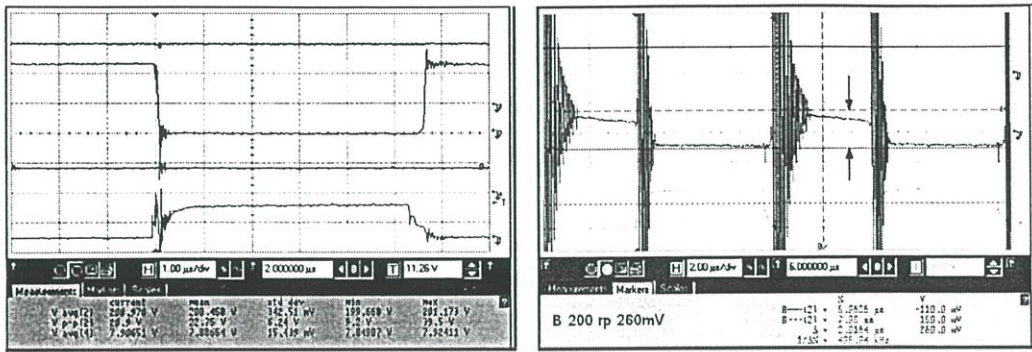


รูปที่ ข-2.ฉ สัญญาณรูปขั้วมือ $[V_{out} \{V \text{ avg}(2)\}] [I_{out} \{V \text{ avg}(4)\}]$ และ V_{ripple} (รูปขั้วมือ) เมื่อ V_{out} เท่ากับ 180 V วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป



รูปที่ ข-2.ช สัญญาณ $[V_{in} \{V \text{ avg}(2)\}] [I_{in} \{V \text{ avg}(4)\}]$ เมื่อ V_{out} เท่ากับ 200 V วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข-2.ซ สัญญาณรูปซายมือ $[V_{out} \{V \text{ avg}(2)\}] [I_{out} \{V \text{ avg}(4)\}]$ และ V_{ripple} (รูปขวามือ) เมื่อ V_{out} เท่ากับ 200 V วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป

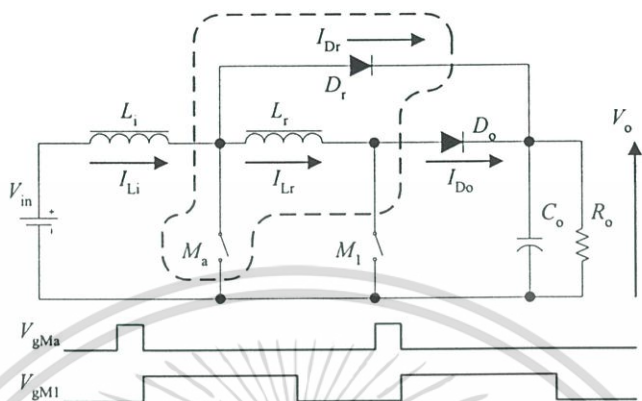
รูปที่ ข-2 ช ข้อมูลสำหรับคำนวณประสิทธิภาพและริบเปิดแรงดันไฟฟ้าด้านออก ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป



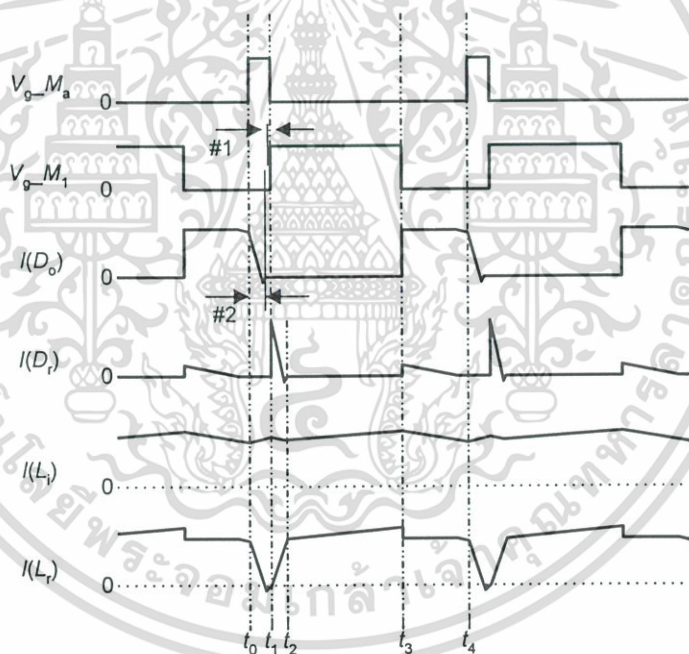
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค

สมการรีปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรที่นำเสนอ

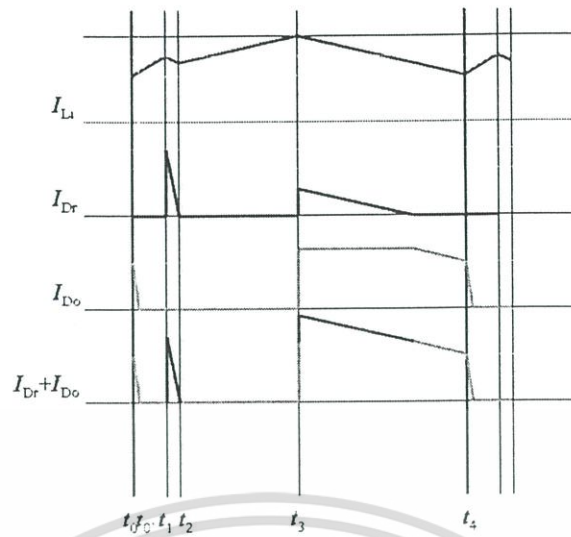


รูปที่ ค-1 วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอ

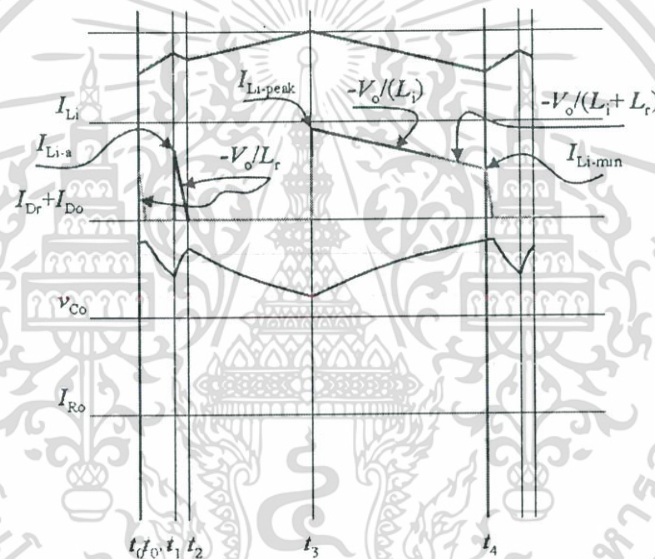


รูปที่ ค-2 สัญญาณควบคุมการทำงานของวงจรในรูปที่ ค-1

รูปที่ ค-1 และรูปที่ ค-2 เป็นวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าที่นำเสนอ และสัญญาณควบคุมการทำงาน ตามลำดับ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านไปยังตัวเก็บประจุด้านออกของวงจร (I_{Co}) คือผลรวมของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านไดโอดไฟฟ้ากำลังทั้งสอง ($I_{Dr}+I_{Do}$) ดังแสดงในรูปที่ ค-3



รูปที่ ค-3 สัญญาณกระแสไฟฟ้า $I_{Dr}+I_{Do}$



รูปที่ ค-4 ตำแหน่งสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ใช้ในการคำนวณรีปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก

สำหรับรูปที่ ค-4 เป็นตำแหน่งสัญญาณกระแสไฟฟ้าแต่ละจุด ที่ใช้ในการคำนวณหารีปเปิลแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอ ดังนี้

$$\text{กำหนดให้ } I_{Dx} = I_{Dr} + I_{Do}$$

จากรูปที่ ค-4 ช่วงเวลา t_0-t_0' ประจุไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุขาออก C_o ในรูปที่ ค-1 คือ

$$\Delta Q_{Dx0'} = \frac{1}{2} \cdot (I_{Li-min} \cdot t_{0-0'}) \tag{ค1.1}$$

ประจุไฟฟ้าในช่วงเวลา t_0-t_1 คือ

$$\Delta Q_{Dx1} = 0 \tag{ค1.2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประจุไฟฟ้าในช่วงเวลา t_1-t_2 คือ

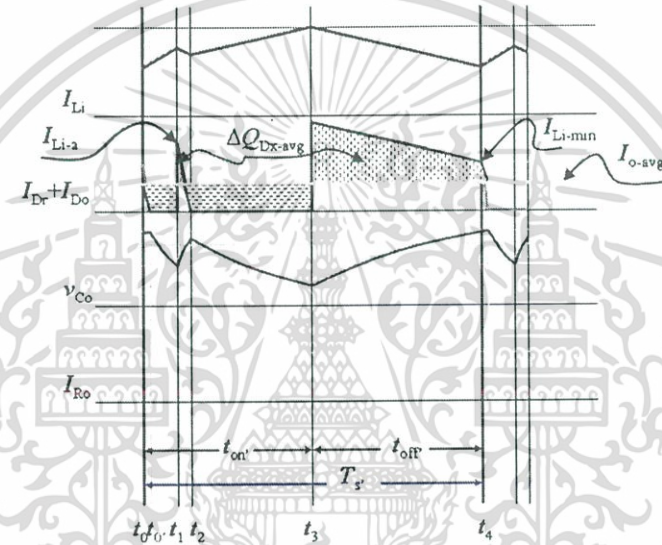
$$\Delta Q_{Dx2} = \frac{1}{2} \cdot (I_{Li-a} \cdot t_{1-2}) \quad (ค1.3)$$

ประจุไฟฟ้าในช่วงเวลา t_2-t_3 คือ

$$\Delta Q_{Dx3} = 0 \quad (ค1.4)$$

ประจุไฟฟ้าในช่วงเวลา t_3-t_4 (t_{off}) คือ

$$\Delta Q_{Dx4} = \frac{1}{2} \cdot [(I_{Li-peak} - I_{Li-min}) \cdot t_{3-4}] + (I_{Li-min} \cdot t_{3-4}) \quad (ค1.5)$$



รูปที่ ค-5 แสดงประจุไฟฟ้าใต้พื้นที่กราฟของกระแสไฟฟ้าของไดโอดไฟฟ้ากำลัง

ประจุไฟฟ้ารวมตลอดช่วงเวลางาน 1 คาบเวลาแสดงในรูปที่ ค-5 คือ

$$\Delta Q_{Dx} = \Delta Q_{Dx0'} + \Delta Q_{Dx1} + \Delta Q_{Dx2} + \Delta Q_{Dx3} + \Delta Q_{Dx4} \quad (ค1.6)$$

$$\begin{aligned} \Delta Q_{Dx} = & \frac{1}{2} \cdot (I_{Li-min} \cdot t_{0-0'}) + \frac{1}{2} \cdot (I_{Li-a} \cdot t_{1-2}) + \dots \\ & \dots + \frac{1}{2} \cdot ((I_{Li-peak} - I_{Li-min}) \cdot t_{3-4}) + (I_{Li-min} \cdot t_{3-4}) \end{aligned} \quad (ค1.7)$$

อนุমানให้ที่การทำงานจุดหนึ่งมีเงื่อนไขทำให้ $I_{Li-min} = I_{Li-a}$ ดังนั้น $t_{0-0'} = t_{1-2}$ แทนค่าตัวแปรทั้งสองนี้ในสมการที่ (ค1.7) และจัดรูปสมการต่อไป จะได้

$$\begin{aligned} \Delta Q_{Dx} = & \frac{1}{2} \cdot (I_{Li-min} \cdot t_{1-2}) + \frac{1}{2} \cdot (I_{Li-min} \cdot t_{1-2}) + \dots \\ & \dots + \frac{1}{2} \cdot ((I_{Li-peak} - I_{Li-min}) \cdot t_{3-4}) + (I_{Li-min} \cdot t_{3-4}) \end{aligned} \quad (ค1.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta Q_{Dx} = (I_{Li-min} \cdot t_{1-2}) + \frac{1}{2} \cdot (I_{Li-peak} \cdot t_{3-4}) + \frac{1}{2} \cdot (I_{Li-min} \cdot t_{3-4}) \quad (ค1.9)$$

ค่าเฉลี่ยของประจุไฟฟ้าคือ $\Delta Q_{Dx-avg} = \frac{\Delta Q_{Dx}}{2}$

$$\begin{aligned} \Delta Q_{Dx-avg} &= \frac{1}{2} \cdot (I_{Li-min} \cdot t_{1-2}) + \dots \\ &\dots + \frac{1}{4} \cdot (I_{Li-peak} \cdot t_{3-4}) + \frac{1}{4} \cdot (I_{Li-min} \cdot t_{3-4}) \end{aligned} \quad (ค1.10)$$

เพื่อให้การคำนวณเป็นไปโดยง่าย อนุমানว่ากระแสในตัวเหนี่ยวนำหลัก I_{Li} มีค่าคงที่ จะได้ว่า $I_{Li-min} = I_{Li-peak}$ แทนค่าในสมการ (ค1.10) จะได้

$$\Delta Q_{Dx-avg} = \frac{1}{2} \cdot (I_{Li-min} \cdot t_{1-2}) + \dots \quad (ค1.11)$$

$$\dots + \frac{1}{4} \cdot (I_{Li-min} \cdot t_{3-4}) + \frac{1}{4} \cdot (I_{Li-min} \cdot t_{3-4}) \quad (ค1.11)$$

$$\Delta Q_{Dx-avg} = \frac{1}{2} \cdot (I_{Li-min} \cdot t_{1-2}) + \frac{1}{2} \cdot (I_{Li-min} \cdot t_{3-4}) \quad (ค1.12)$$

เนื่องจากแรงดันไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงที่ตัวเก็บประจุ เท่ากับค่าประจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุที่เปลี่ยนแปลง หารด้วยค่าความเก็บประจุ นั่นคือ

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q_{Dx-avg}}{C_o} \quad (ค1.13)$$

จากรูปที่ ค-5 ในช่วงเวลา t_3-t_4 (t_{off}) จะได้ค่าประจุไฟฟ้าคือ

$$\Delta V_o = \left((I_{Li-min} - I_{o-avg}) \cdot \left(\frac{1-D_{s'}}{T_{s'}} \right) \right) \cdot \frac{1}{C_o} \quad (ค1.14)$$

$$\Delta V_o = \left(\left(I_{Li-min} - \frac{V_o}{R_o} \right) \cdot \left(\frac{1-D_{s'}}{T_{s'} \cdot C_o} \right) \right) \quad (ค1.15)$$

$$I_{Li-min} = \frac{(V_1 \cdot D_{s'} \cdot T_{s'})}{L_i} \quad (ค1.16)$$

$$\Delta V_o = \left(\left(\frac{(V_1 \cdot D_{s'} \cdot T_{s'})}{L_i} \right) - \left(\frac{V_o}{R_o} \right) \right) \cdot \left(\frac{1-D_{s'}}{T_{s'} \cdot C_o} \right) \quad (ค1.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราขยายแรงดันไฟฟ้าของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอมป์ที่ฟลัมเบอร์ที่นำเสนอก็คือ

$$V_o = V_1 \frac{1}{(1-D_{s'})} \frac{1}{\left(1 + \frac{L_r}{D_{s'} \cdot R_o \cdot t_{off'}}\right)} \quad \text{หรือ} \quad (ค1.18)$$

$$V_1 = V_o (1-D_{s'}) \left(1 + \frac{L_r}{D_{s'} \cdot R_o \cdot t_{off'}}\right) \quad (ค1.18.1)$$

แทนค่าสมการที่ (ค1.18.1) ลงในสมการที่ (ค1.17) จะได้

$$\Delta V_o = \left(\left(\frac{1}{L_i} \right) \cdot \left(V_o (1-D_{s'}) \cdot \left(1 + \frac{L_r}{D_{s'} \cdot R_o \cdot t_{off'}} \right) \cdot D_{s'} \cdot T_{s'} \right) - \left(\frac{V_o}{R_o} \right) \right) \cdot \left(\frac{1-D_{s'}}{T_{s'} \cdot C_o} \right) \quad (ค1.19)$$

รีปเบิ้ลแรงดันไฟฟ้าคือ $\frac{\Delta V_o}{V_o}$ นำสมการที่ (ค1.19) หารด้วย V_o แล้วจัดรูปสมการจะได้

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \left(\left(\frac{(1-D_{s'})}{L_i} \right) \cdot \left(1 + \frac{L_r}{D_{s'} \cdot R_o \cdot t_{off'}} \right) \cdot D_{s'} \cdot T_{s'} - \left(\frac{1}{R_o} \right) \right) \cdot \left(\frac{1-D_{s'}}{V_o \cdot C_o \cdot T_{s'}} \right) \quad (ค1.20)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \left(\left(\frac{D_{s'} \cdot (1-D_{s'})^2}{V_o \cdot L_i \cdot C_o} \right) \cdot \left(1 + \frac{L_r}{D_{s'} \cdot R_o \cdot t_{off'}} \right) - \left(\frac{1-D_{s'}}{V_o \cdot T_{s'} \cdot C_o \cdot R_o} \right) \right) \quad (ค1.21)$$

กำหนดให้ $t_{off'} = (1-D_{s'}) \cdot T_{s'}$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \left(\left(\frac{D_{s'} \cdot (1-D_{s'})^2}{V_o \cdot L_i \cdot C_o} \right) \cdot \left(1 + \frac{L_r}{D_{s'} \cdot (1-D_{s'}) \cdot T_{s'} \cdot R_o} \right) - \left(\frac{1-D_{s'}}{V_o \cdot T_{s'} \cdot C_o \cdot R_o} \right) \right) \quad (ค1.22)$$

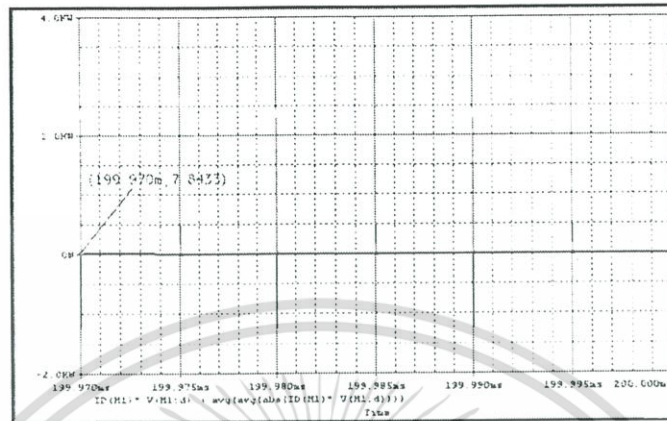
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D_{s'} \cdot (1-D_{s'})^2}{V_o \cdot L_i \cdot C_o} + \frac{(1-D_{s'}) \cdot L_r}{V_o \cdot T_{s'} \cdot L_i \cdot C_o \cdot R_o} - \frac{1-D_{s'}}{V_o \cdot T_{s'} \cdot C_o \cdot R_o} \quad (ค1.23)$$

หรือ

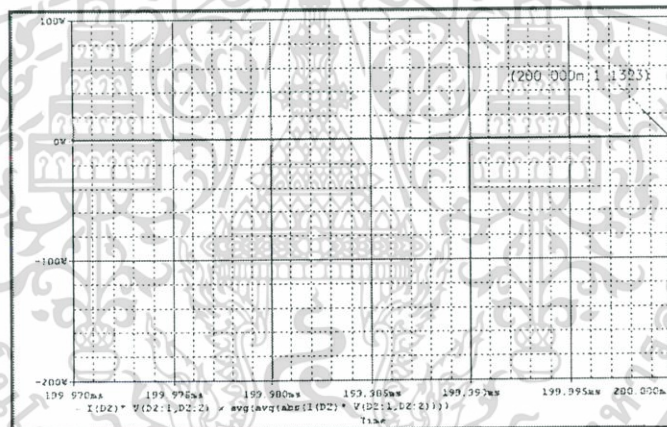
$$\Delta V_o = \frac{D_{s'} \cdot (1-D_{s'})^2}{L_i \cdot C_o} + \frac{(1-D_{s'}) \cdot L_r}{T_{s'} \cdot L_i \cdot C_o \cdot R_o} - \frac{1-D_{s'}}{T_{s'} \cdot C_o \cdot R_o} \quad (ค1.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำงานที่กระแสไฟฟ้า I_L ไหลในตัวเหนี่ยวนำหลัก L_1 อย่างต่อเนื่อง) กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำไม่สามารถเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดได้ กระแสไฟฟ้าที่เริ่มไหลในตัวสวิตช์ช่วย M_2 เมื่อเริ่มต้นนำกระแสไฟฟ้าจึงเริ่มขึ้นจากศูนย์



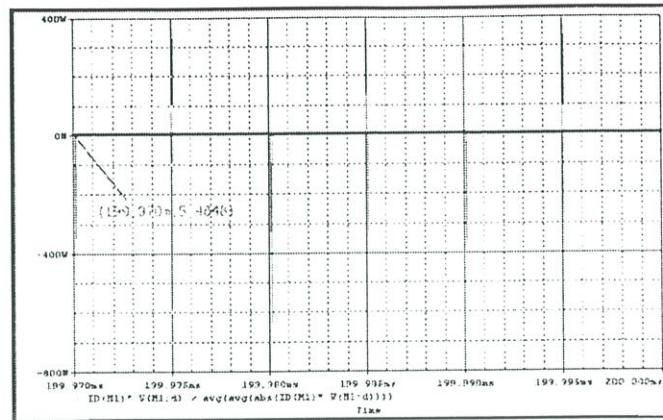
รูปที่ 3-3 ความสูญเสียกำลังไฟฟ้าเนื่องจากการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์หลัก M_1 วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป



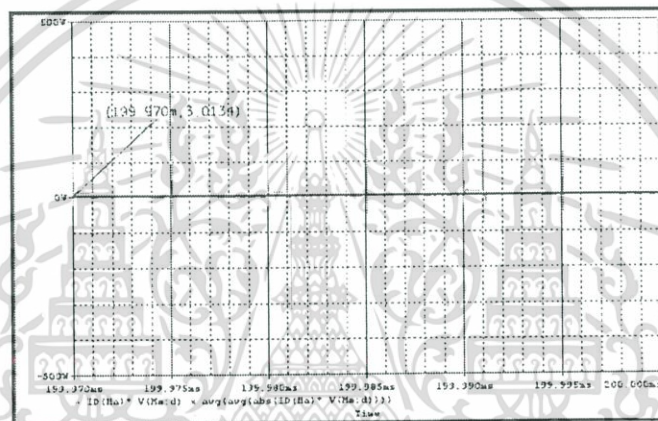
รูปที่ 3-4 ความสูญเสียกำลังไฟฟ้าเนื่องจากการเปลี่ยนสถานะของไดโอดไฟฟ้ากำลังหลัก D_0 วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป

รูปที่ 3-3 และรูปที่ 3-4 แสดงค่าความสูญเสียกำลังไฟฟ้าเนื่องจากการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์หลัก M_1 และไดโอดไฟฟ้ากำลังหลัก D_0 ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป ที่ได้จากการจำลองวงจร เมื่อเปรียบเทียบกับค่าความสูญเสียกำลังไฟฟ้าเนื่องจากการเปลี่ยนสถานะของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอในรูปที่ 3-5 (M_1) รูปที่ 3-6 (M_2) รูปที่ 3-7 (D_0) และรูปที่ 3-8 (D_1) ทั้งนี้เมื่อพิจารณาภาพรวมของการสูญเสียกำลังไฟฟ้าเนื่องจากการเปลี่ยนสถานะ พบว่าวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่ค่าความเหนี่ยวนำช่วย $5 \mu\text{H}$ ให้ค่าความสูญเสียกำลังไฟฟ้าเนื่องจากการเปลี่ยนสถานะไม่แตกต่างกับวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป

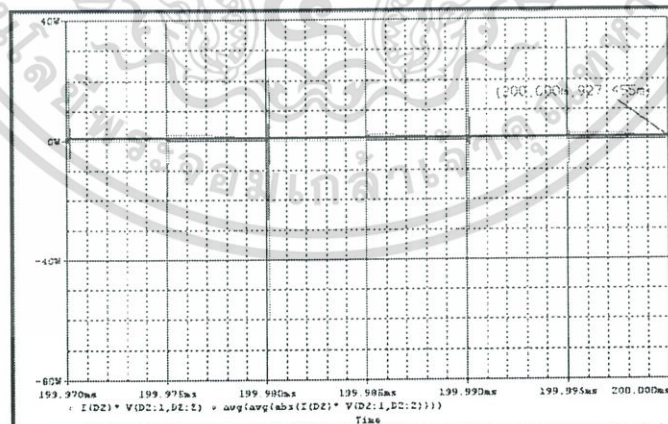
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ๕-5 ความสูญเสียกำลังไฟฟ้าเนื่องจากการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์หลัก M_1 วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์

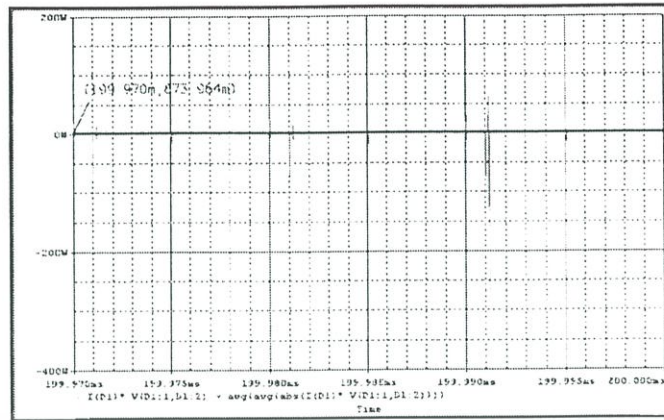


รูปที่ ๕-6 ความสูญเสียกำลังไฟฟ้าเนื่องจากการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์หลัก M_2 วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์

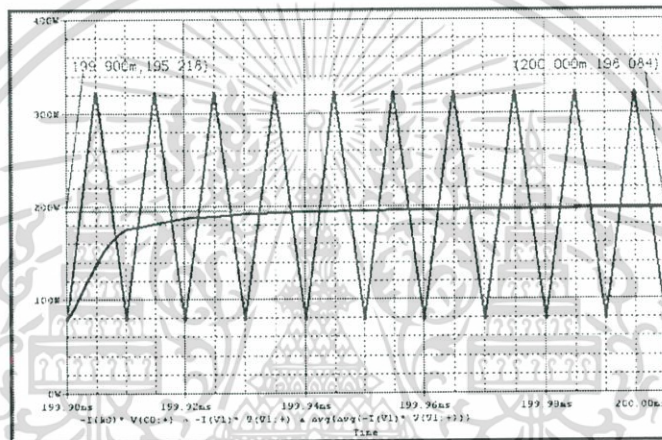


รูปที่ ๕-7 ความสูญเสียกำลังไฟฟ้าเนื่องจากการเปลี่ยนสถานะของไดโอดไฟฟ้ากำลังหลัก D_0 วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์

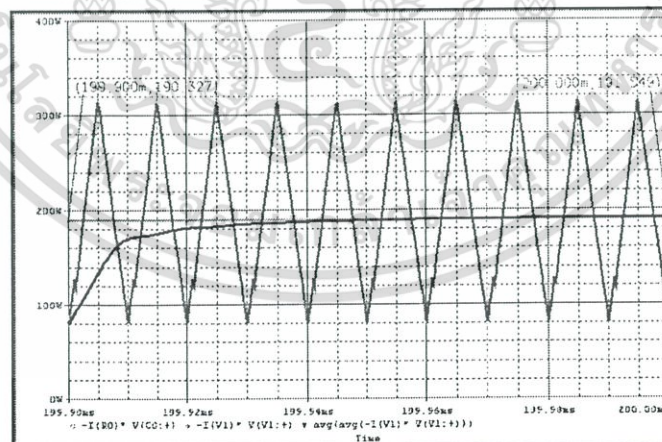
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ง-8 ความสูญเสียกำลังไฟฟ้าเนื่องจากการเปลี่ยนสถานะของไดโอดไฟฟ้ากำลังหลัก D_1 วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์



รูปที่ ง-9 กำลังไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออกของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป



รูปที่ ง-10 กำลังไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออกของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์

รูปที่ ง-9 และ รูปที่ ง-10 แสดงค่าเฉลี่ยผลคูณแรงดันไฟฟ้ากับกระแสไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออกที่ได้จากการจำลองวงจร ของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปและวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ตามลำดับ ค่าเฉลี่ยผลคูณแรงดันไฟฟ้ากับกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และด้านออกของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปมีค่า 198.084 W และ 195.218 W หรือ 98.55% ในขณะที่ค่าเฉลี่ยผลคูณแรงดันไฟฟ้ากับกระแสไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออกของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์มีค่า 191.549 W และ 190.327 W หรือ 99.34% จากค่าประสิทธิภาพที่ได้ วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์ที่นำเสนอ ให้ค่าประสิทธิภาพดีกว่าวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปเล็กน้อย

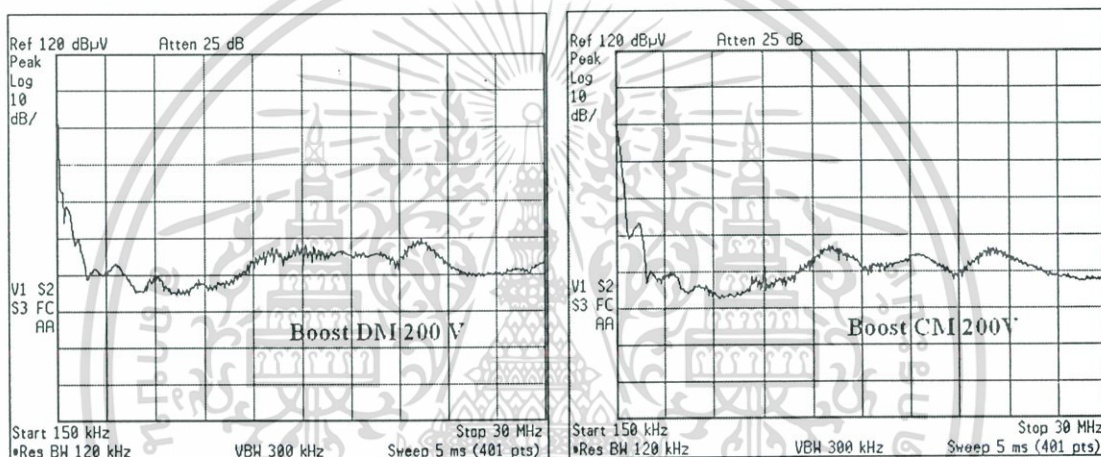


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก จ

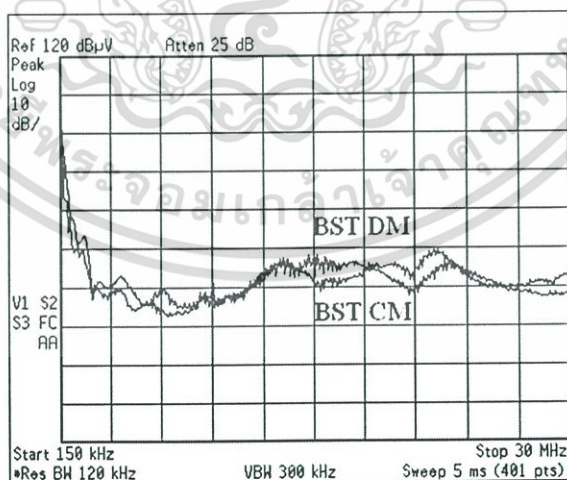
การแพร่สัญญาณทางสายตัวนำ วัดแยกสัญญาณโหมดต่าง-โมดร่วม

โดยอาศัยเครื่องมือวัดแยกสัญญาณรบกวนย่านความถี่สัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ เครื่องต้นแบบที่พัฒนาโดยห้องปฏิบัติการความเข้ากันได้ทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ศูนย์วิจัยด้านการสื่อสารและเทคโนโลยีข้อมูลข่าวสาร ทำการวัดสัญญาณโหมดต่างและโมดร่วมจากวงจรที่ทำการทดลอง รูปที่ จ-1 แสดงสัญญาณโหมดต่างและโมดร่วมของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป และรูปที่ จ-2 แสดงสัญญาณโหมดต่างและโมดร่วมที่วัดได้จากวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสับเบอร์



รูปที่ จ-1.ก สัญญาณโหมดต่าง

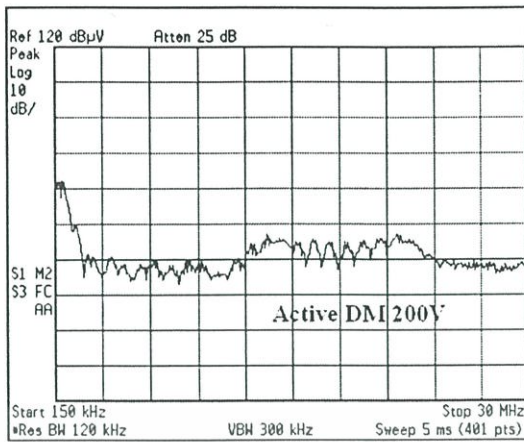
รูปที่ จ-1.ข สัญญาณโมดร่วม



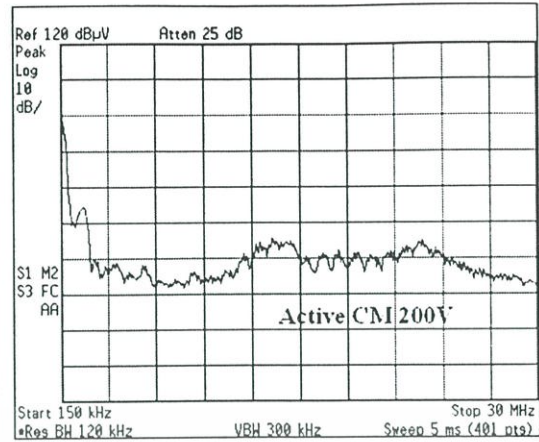
รูปที่ จ-1.ค สัญญาณโหมดต่างเปรียบเทียบกับสัญญาณโมดร่วม (BOOST)

รูปที่ จ-1 สัญญาณโหมดต่างและโมดร่วมของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป

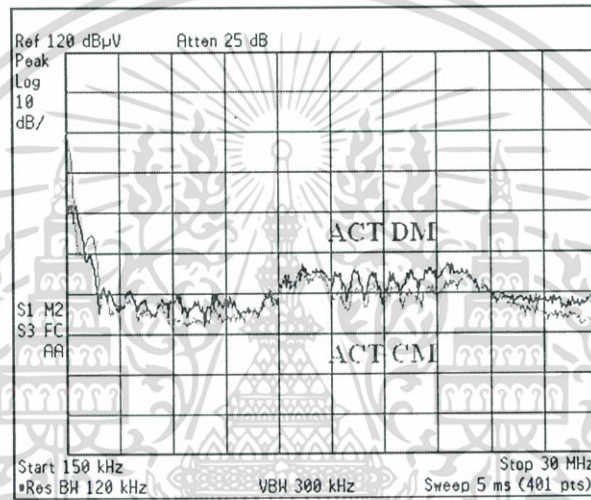
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ จ-2.ก สัญญาณโมดต่าง

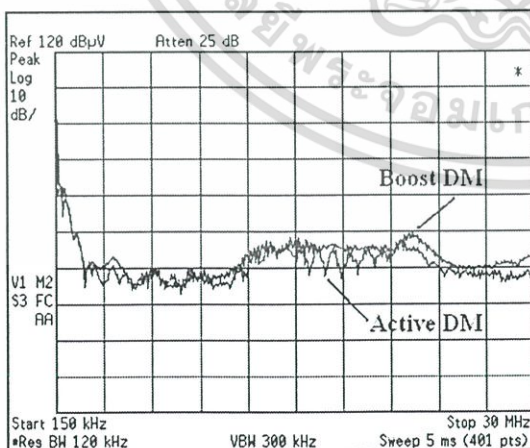


รูปที่ จ-2.ข สัญญาณโมดร่วม

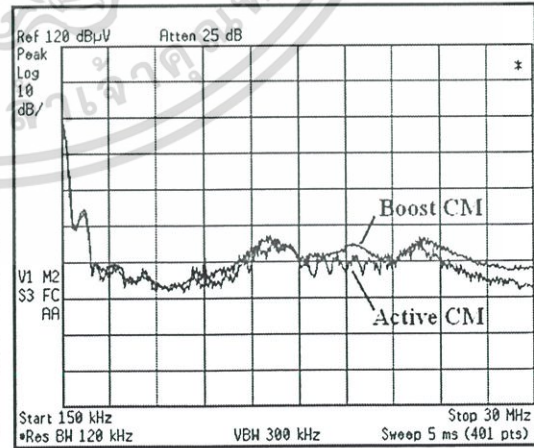


รูปที่ จ-2.ค สัญญาณโมดต่างเปรียบเทียบกับสัญญาณโมดร่วม (ACTIVE)

รูปที่ จ-2 สัญญาณโมดต่างและโมดร่วมของวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสลับเบอร์



รูปที่ จ-3.ก เปรียบเทียบสัญญาณโมดต่าง



รูปที่ จ-3.ข เปรียบเทียบสัญญาณโมดร่วม

รูปที่ จ-3 เปรียบเทียบสัญญาณโมดต่างและสัญญาณโมดร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

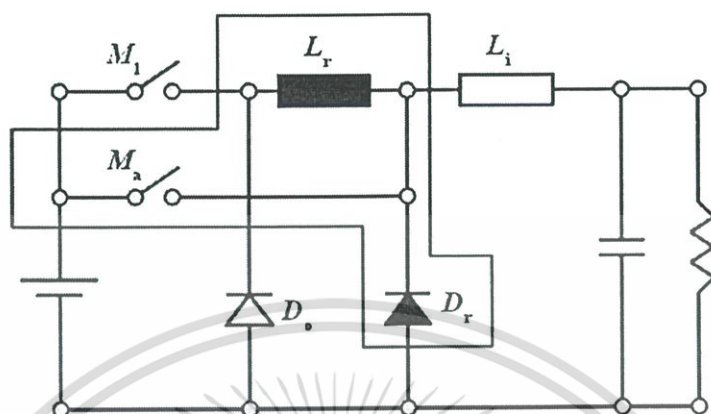
รูปที่ ๑-3 เป็นการเปรียบเทียบสัญญาณโมดต่าง (รูปที่ ๑-3.ก) และการเปรียบเทียบสัญญาณโมดร่วม (รูปที่ ๑-3.ข) จากแนวโน้มของสัญญาณที่เปรียบเทียบกัน แสดงให้เห็นว่า ในย่านความถี่ต่ำจนถึงความถี่ประมาณ 15 MHz วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทิฟสลับเบอร์ที่นำเสนอ ให้ค่าสัญญาณรบกวนที่แพร่ทางสายตัวนำต่ำกว่าวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปเล็กน้อย ทั้งสัญญาณโมดร่วมและโมดต่าง ที่ย่านความถี่สูงตั้งแต่ประมาณ 22 MHz ขึ้นไป วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทิฟสลับเบอร์ให้ผลการแพร่สัญญาณรบกวนทางสายตัวนำต่ำกว่าวงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไปค่อนข้างชัดเจน ทั้งนี้รูปที่ ๑-3ข แสดงให้เห็นความแตกต่างของสัญญาณโมดร่วมประมาณ 3 dB μ V ถึง 5 dB μ V



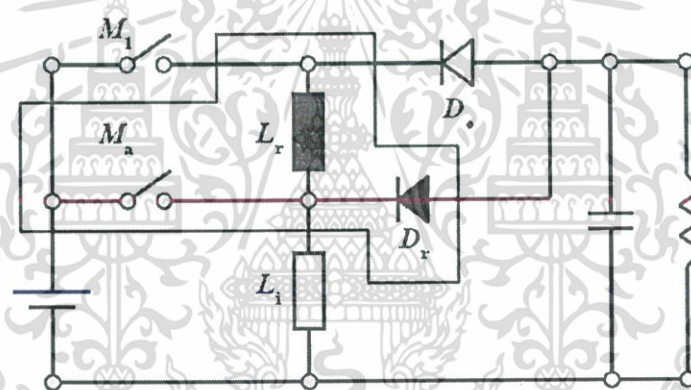
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก จ

แนวคิดประยุกต์ใช้ชุดวงจรแอคทีฟสลับเบอร์กับวงจร BUCK และ วงจร BUCK-BOOST



รูปที่ จ-1 ประยุกต์ใช้กับวงจร BUCK



รูปที่ จ-2 ประยุกต์ใช้กับวงจร BUCK-BOOST

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ช

อภิธานศัพท์ (ตัวแปรหรือหน่วย)

ภาษาไทย	ภาษาอังกฤษ	ตัวแปรหรือหน่วย
วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบทั่วไป	Boost converter	Boost
วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าแบบแอคทีฟสแน็บเบอร์	Active snubber boost converter	Active
แอคทีฟสแน็บเบอร์	Active snubber	
การแพร่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ	Conducted emission	
การสวิตช์แบบซอร์ฟ	Soft switching	
ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า	Power factor	
ริบเบิลแรงดันไฟฟ้าด้านออก	Output voltage ripple	$\Delta v_o / v_o$
แรงดันไฟฟ้า	Voltage	V
กระแสไฟฟ้า	Current	I
ความต้านทาน	Resistance	Ω
ไมโครฟารัด	Microfarad	μF
ไมโครเฮนรี	Microhenry	μH
กิโลเฮิร์ตซ์	Kilohertz	kHz
เมกกะเฮิร์ตซ์	Meggahertz	MHz
จิกกะเฮิร์ตซ์	Giggahertz	GHz
วัตต์	Watt	W
การแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว	Fast Fourier Transform	FFT
ค่ายอมให้ผ่านได้	Admittance	
สวิตช์เงื่อนไขภายนอก	externally controlled LIC switch	EC-LIC
สวิตช์เงื่อนไขภายใน	internally controlled LIC switch	IC-LIC
ไลน์	LINE	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อภิธานศัพท์ (ตัวแปรหรือหน่วย) (ต่อ)

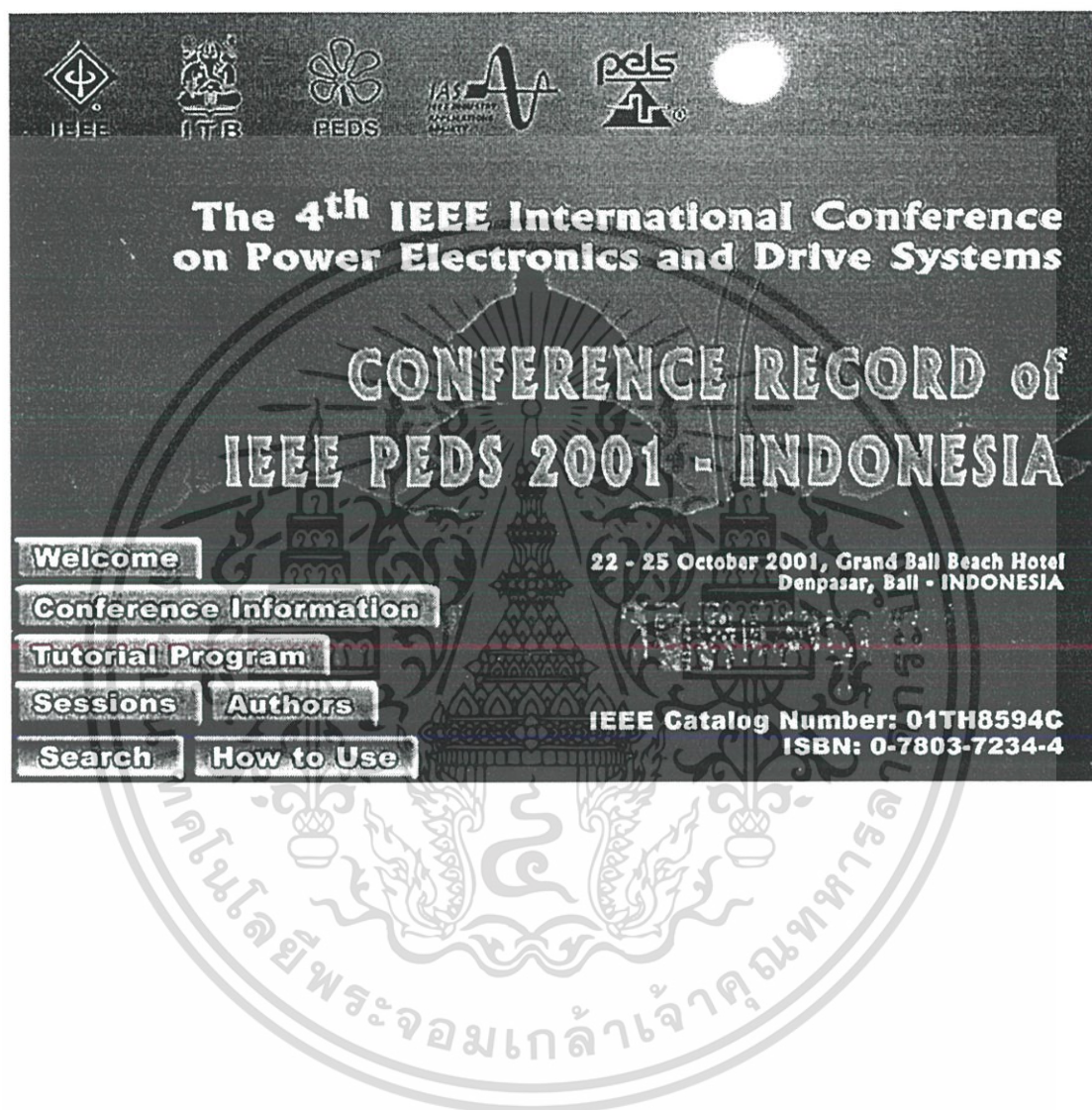
นิวตรอล	NEUTRAL	
อัมพลิจูด	Amplitude	
ฮาร์โมนิค	Harmonic	
ความเก็บประจุแฝง	Parasitic capacitance	C_p
ค่ายอมให้ผ่านได้ของฉนวนไฟฟ้า	Permittivity	ϵ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

1. C. Tantisukarom, W. Khan-ngern, and S. Nitta, "Conducted Emission Characteristic of Active Snubber Boost Converter", Power Electronics and Drive Systems, 2001. PEDS'01. 2001 IEEE, Oct. 22-25, 2001, 0-7803-7233-6/01



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Conducted Emission Characteristic of Active Snubber Boost Converter

C. Tantisukarom, W. Khan-ngern, and S. Nitta

Abstract—In this paper, the conducted emission characteristics of active snubber boost converter with proposed timing diagram are compared with the conventional boost converter. It is theoretically said that soft switching techniques can reduce the high switching dv/dt and di/dt rate, and as a result, it therefore could reduce EMI noise generated by hard switching. However, with increasing number of switching elements, major rate of change is still imposed on either switches, the effectiveness of soft switching technique from presented active snubber boost converter to mitigate conducted emission is considerably limited.

Index Terms— Conducted Emission, Active Snubber, Boost converter, Electromagnetic Compatibility

1. INTRODUCTION

THE operation of dc converter at high frequency has risen electromagnetic interference (EMI) because of their switching action. The rate of change of voltage and current in power electronics converter are the main sources of the conducted emission. For the noise, its propagation mode is either by radiation or line conduction. There are two types of conducted noises produced on AC main, differential mode (DM) and common mode (CM) noises. DM noise flows in and out of the converter circuit through its main input power line (hot and neutral lines). CM noise flows in the same direction through its main input power lines with stray capacitance coupled to ground. In this paper, the conducted emission characteristics of active snubber boost converter are presented.

Boost converter is widely used in many applications, because of its simple power and ground-reference control circuit. The conventional boost converter known as hard-switched operation produces the high dv/dt and di/dt . And those are the major sources of conducted emission. Various active snubber (soft-switching) techniques have been proposed to reduce the switching loss and the switching stress of those switches. It can evidently improve its power efficiency, and extend operating range in certain condition [3]. Active snubber creates a zero voltage and/or zero current conditions for the switches to turn on or off softly. So, the instantaneous power

losses can be effectively reduced. The rate of change of current and voltage is also reduced due to soft-switched conditions. It can reduce conducted coupling effectiveness. Soft switching is then conceivable to reduce the EMI noise generated by hard switching [1].

II. MECHANISM OF CONDUCTED EMISSION COUPLING

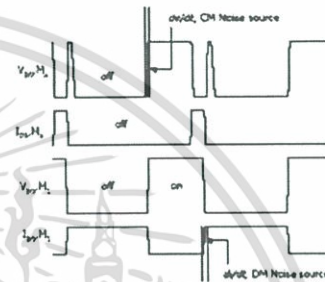


Fig.1 EMI sources

Fig.1 shows the ideal waveform of voltage and current used in the experimental circuit. There are two major sources of rate of change, voltage and current. The physical layout and interconnection of circuit are inherently related to the coupling effect. There are 2 types of coupling, inductive and capacitive coupling.

A. Inductive Coupling (Differential Mode)

The DM noise current, I_{dm} , in equivalent electrical circuit is shown in Fig.2, [4].

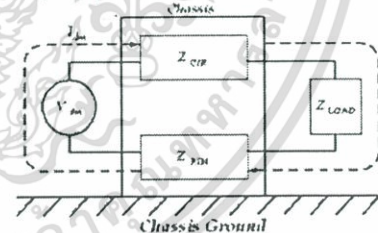


Fig.2 Differential mode current path

The circuit interconnects and cables will cause imbalance in impedance, Z_{RTN} , in closed loop. Inductance calculation is depending on specific physical structure, [5],[6]. The principle of DM coupling is based on the di/dt . The induced voltage across the inductor is given by

C. Tantisukarom and W. Khan-ngern are with Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Bangkok, Thailand 10520. Phone/Fax: +662 737-3000 Ext. 3322, E-mail: kkyee@cc.kmutl.ac.th

S. Nitta is with Graduate School, Production System Engineering, Salesian Polytechnic, 2-35-11 Igusa Suginami, Tokyo, 167-0021, Japan, E-mail: nitta@cc.tst.ac.jp

C. Tantisukarom's work was supported by TRIO-TECH (Bangkok) Co., Ltd., 327 Chalongkrung Rd., Lamplathew, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand

$$v_L = L \frac{di}{dt} \tag{1}$$

Where L is a closed loop inductor

From eq.(1), the inductance L must be kept as low as possible to minimize the voltage drift v_L . To achieve this, any interconnect realizing high di/dt must be kept as short as possible. Generally speaking, all interconnects are needed to keep as short as possible also.

Active snubber comes from snubber inductor, L_s . With proper timing control, it is exploited to limit di/dt in power diode turn off and auxiliary switch turn on (ZCS). It then improves emission immunity in some degrees.

B. Capacitive coupling (Common Mode)

When the connection between circuit and chassis ground is implemented, the common mode current paths, I_{cm1} and I_{cm2} , [4], are taken in place as shown in Fig.3.

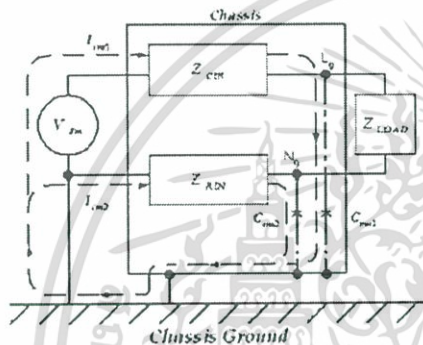


Fig.3 Common mode current path

A capacitor is constructed from separated two plates by a small distance, [4]. The capacitance is equal to $\sigma A/d$, where σ is the permeability of free space (8.855×10^{-12} F/m), A is the area of plate (m^2), and d is the distance between the plates (m). Consideration of node N_1 and N_2 with reference to chassis ground will form capacitors, C_{cm1} and C_{cm2} .

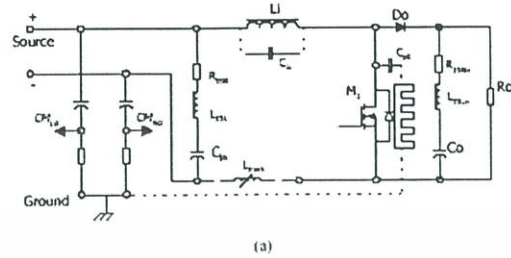
The basic equation of current flow into capacitor is

$$i_C = C \frac{dv}{dt} \tag{2}$$

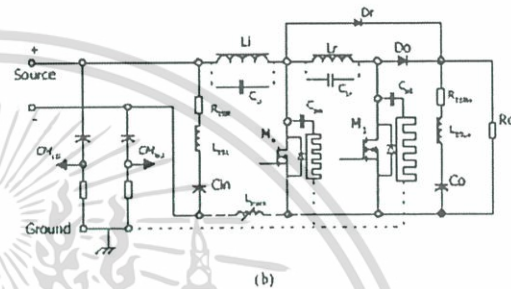
It is to say that the piece of surface and ground experiencing the dv/dt will form a capacitor. It's usually called stray or parasitic capacitor. To minimize the effect of parasitic capacitance, it is to keep the area of plate as small as possible, use low relative permeability material, and/or increase distance, d . Since the heat sink of switching element should be grounded, relative permeability, σ_r , of electrical isolator between switching body and heat sink must be carefully selected to minimize parasitic capacitor.

The active snubber is designed to control the rate of change in voltage of main power switch by ZVS condition. With this

condition, turn-on loss is minimized. It leads to the reduction in the size of heat sink. The combination of low dv/dt , low relative permeability electrical as an isolator material, and small in parasitic capacitor plate area forms the mitigation in common mode conducted emission.



(a)



(b)

Fig.4 Boost converter including parasitic elements: (a) Conventional boost converter, and (b) Proposed active snubber boost converter

Fig.4 depicts the parasitic elements for conventional and proposed active snubber boost converter, which can be the conducted emission. L_{track} is a track or cable inductance. Parasitic capacitor, C_{pa} , which is formed between high dv/dt node and heat sink, will couple noise current to ground. All of them are dependent on frequency. It can be realized that changing in physical manner such as wiring, interconnect, or device placement, and electrical manner such as difference in semiconductor power rating, type, or packaging, will directly effect the conducted emission performance.

III. EXPERIMENTAL CIRCUIT AND OPERATING CONDITION

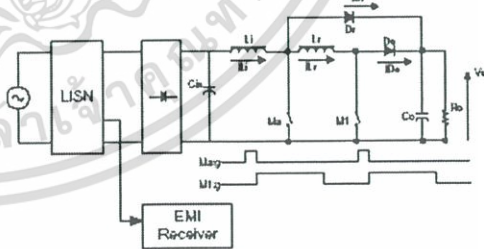


Fig. 5 Active snubber boost converter for experiment

In order to carry out the study of conducted emission characteristics of active snubber boost converter, 200 watt single phase of boost converter presented in [3] is constructed.

The rating of experimental circuit in Fig.5 are as follows: V_{in} : 100 V, C_{in} : 22,000 uF, L_f : 470 uH, L_r : 10 uH, C_o : 940 uF, M_a : IRFS40, M_1 : IRFP460, D_o and D_r : MUR860, F_s : 100 kHz, 200 watt output) Fig.6 is the ideal key waveform of the experimental converter. Fig.7 shows an example of measured ones.

A modification in control circuit diagram for auxiliary switch deviated from [3] is proposed.

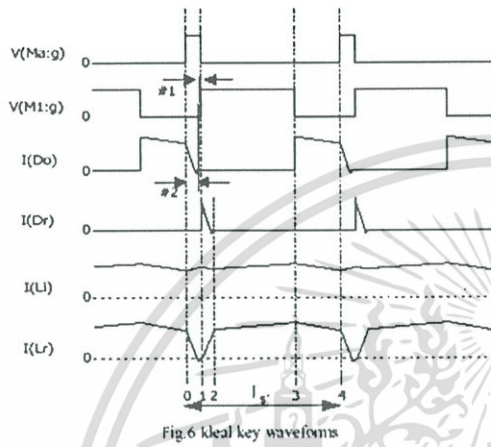


Fig.6 Ideal key waveforms

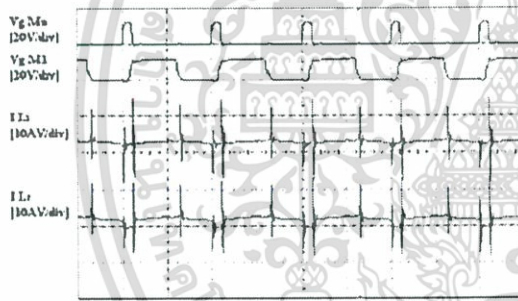


Fig.7 Measured waveforms of gates and inductor currents, [x-axis: 5μs/div]

Fig.7 shows the measured waveforms of gate control, V_{gMa} , V_{gM1} , and of currents of boost inductor, I_{Ls} , and snubber inductor, I_{Lr} , respectively. It's in good agreement with analysis waveform in Fig.6.

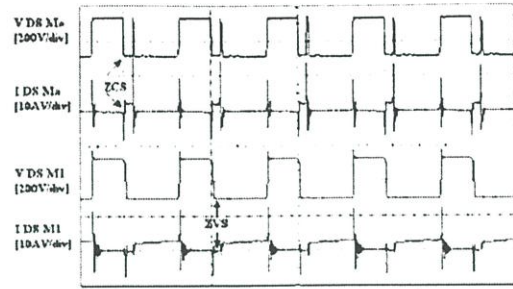


Fig.8 Zero current, M_a , and Zero Voltage switch, M_1 , [x-axis: 5μs/div]

It's clear in Fig.8 that auxiliary switch, M_a , achieves zero current turn on (ZCS), while main switch, M_1 , is enjoyed zero voltage switch's turn-on condition (ZVS). In Fig.9 power diode, I_{D_o} and snubber diode, I_{D_r} current waveforms are shown with I_{L_s} and I_{L_r} inductor currents.

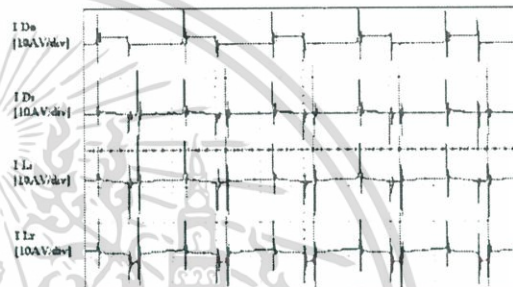


Fig.9 Examples of key current waveforms, [x-axis: 5μs/div]

The experimental converter is comprised of 3 PCB's, which are power, driver, and base frequency units. They are incorporated on an open chassis ground plate. The proposed control scheme, which is different from [3], improves low line power efficiency by 4%. Proposed control diagram provides better than 92% efficiency compared to 88% of conventional one at rated power.

With the proper analysis using average voltage across inductor over one switching period is equal to zero, voltage gain of experimented active snubber boost converter is,

$$V_o \approx V_i \frac{1}{(1-D_s)} \left(1 + \frac{L_r}{D_s R_s t_{off}} \right) \tag{3}$$

Ripple current in boost inductor [2] is then

$$\Delta I_{tr} = \frac{V_o T_s}{L_r} \left(D_s (1 - D_s) + \frac{L_r}{R_w} \right) \quad (4)$$

The frequency characteristic of the ripple current, $I_r(t)$, can be obtained by using Fourier series analysis, as shown in eq (5)

$$I_r(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos \left(\frac{n\pi t}{T} + \phi_n \right) \quad (5)$$

Where $A_0 = \Delta I_{tr}$, $A_n = 2|C_n|$, $\phi_n = \arg C_n$, and

$$C_n = \frac{\Delta I_{tr}}{T a} \left[T e^{aT} - \frac{e^{aT}}{a} + D_s e^{\left(1 - \frac{1 - e^{-aT}}{T}\right)} - \frac{e^{\left(1 - \frac{1 - e^{-aT}}{T}\right)}}{a} - 1 \right] \quad (6)$$

Which $a = -j2n\pi/T$, $T = T_s$, Effective switching period.

D_s : Effective turn on duty ratio, and $T_{off} = T - D_s$.

From eq.(4), snubber inductor L_r is effective to the ripple current. Certain limited usable range of L_r can be realized for power system stability. It's also effective to the reduction of conducted emission as well.

IV. TEST SET UP FOR THE COMPARISON BETWEEN A CONVENTIONAL BOOST AND ACTIVE SNUBBER CONVERTER

Active snubber boost converter is measured at first. Then active snubber set is taken out for second measurement as conventional boost converter. Layout of power circuit is the same for both measurements. Snubber inductor L_r is replaced by the same size of wire. Snubber diode, D_r , and auxiliary switch, M_a , wiring are taken out. However, M_a switch and heat sink are placed at the same location and the heat sink is grounded as first measurement.

A. Circuit model of conducted emission measurement

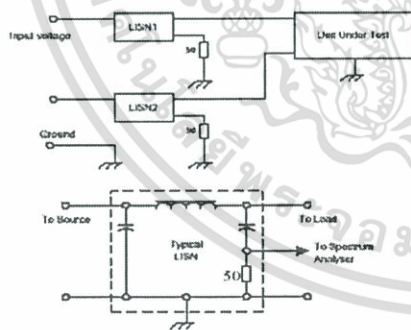


Fig.10 Typical Line Impedance Stabilization Network (LISN) arrangement for conducted emission measurement

Line Impedance Stabilization Network (LISN) as shown in Fig.10 is used to provide the constant impedance 50Ω for measurement repeatability. The conducted noise under interested is measured by connecting an EMI receiver to LISN 50 ohms impedance terminal. Agilent E7401A EMC Analyzer is used as emission receiver and display. The experimental unit under test chassis ground is connected to RF ground point of EMC0 3810 2 LISN. Receiver and LISN are grounded to building ground. The load is 2 of 100 watts incandescent lamp. The peak-hold mode is used to measure 150kHz-30MHz conducted emission spectrum. This model of LISN is able to measure line to ground and neutral to ground common mode emission using selector switch.

The measurement is then carried out, in the EMC Labs of King Mongkut's institute of Technology Ladkrabang, without enclosure and filter. With the limitation of LISN, this paper will present CM conducted emission characteristics only.

B. CM Conducted Emission Characteristic Investigation

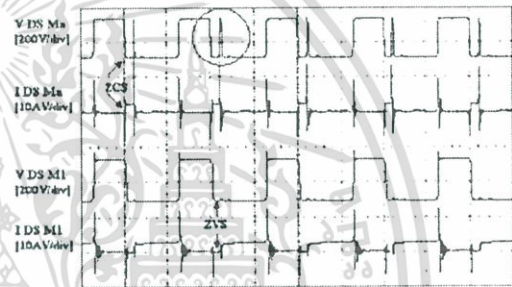


Fig.11 Zero current, M_a , and Zero Voltage switch, M_1 . [x-axis: 5μs/div]

Fig.8 is repeated as Fig.11 to investigate EMI at source described in section II. In Fig.11, although soft switching is achieved in the experimental circuit, there are points to be considered. Despite it reduces switching loss and stress over main switch M_1 by ZVS condition significantly; high dv/dt is still in place and shifted from M_1 to auxiliary switch, M_a . However, due to zero current turn on condition achieved at M_a , its noise coupling to ground is considered to be lower than it in hard switching. When M_a is turned off, current from boost inductor is kicked to load through snubber diode D_r . Output voltage is realized, circled in Fig.11, over M_a until D_r stops conducting. Main switch, M_1 , is enjoyed ZVS at turn on. It can reduce power-switching turn on transient compared to hard-switched one. At turn off period, active snubber is identical to conventional boost converter. All of these mean that there may not be improved common mode emission

performance at low frequency. Because effective waveform is mostly similar between the two except only transient. Regarding to that stress on switching devices are limited by soft switching condition, it could be predicted that soft switching technique could mitigate conducted emission more effectively at high frequency.

V. MEASUREMENT RESULT

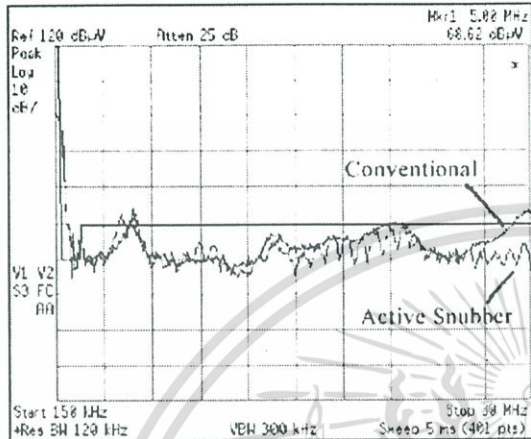


Fig.12 CM spectrum of Line to Ground

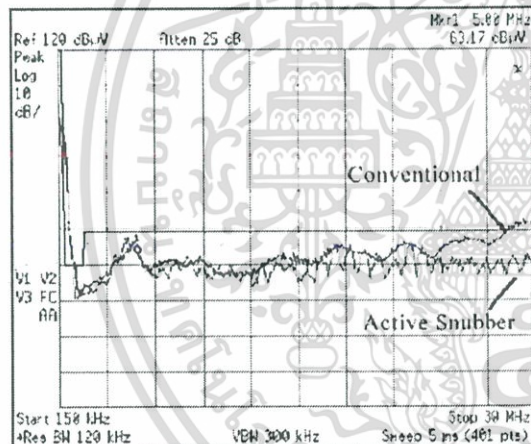


Fig.13 CM spectrum of Neutral to Ground

Measured spectrums are shown in Fig.12 and 13 for common mode conducted emission from Line to Ground and Neutral to Ground respectively. In Figures, active snubber is compared with conventional boost converter. As discussed in previous section, the measured results show similar spectrum at low frequency. Under certain circumstance, active snubber noise performance may worse than conventional boost

converter due to more sensitive components to emission included.

As described from mechanism of coupling, CM noise is primarily coupled through parasitic capacitor from dv/dt . Since the main switch $M1$ has much reduced in dv/dt , measured spectrums of active snubber converter shows better result at high frequency.

Since the measurement is carried out in the open area of KMITI EMC Labs test table, the uncertainty of measurement is highly necessitated to take into account when regulation precompliance is considered. FCC15AC limit line is loaded into both figures for reference purpose only.

VI. CONCLUSION

Conducted emission characteristics of an active snubber boost converter are presented theoretically and experimentally. Its coupling mechanism has been described. Measured results are shown that soft switching technique can effectively mitigate conducted emission with certain conditions.

Regarding to coupling mechanism, it is to be noted that the degree of emission mitigation depends on converter topology, detail of soft switching technique, physical wiring layout, semiconductor switch device itself, proper design, and so on. The solution developed successfully for a circuit may not be fully applied for another one. For the interested circuit, it has to be investigated by its own topology.

However, coupling mechanism presented in this paper can generally be applied for the design of noise reduction of power electronics.

REFERENCES

- [1] Y. Tang, H. Zhu, B. Song, J.S. Lai, C. Chen, "EMI Experimental Comparison of PWM Inverters Between Hard- and Soft-Switching Techniques", IEEE Power Electronics in Transportation, Oct., 1998, pp. 71-77.
- [2] Qing Chen, "Electromagnetic Interference (EMI) Design Considerations for a High Power AC/DC Converter", Power Electronics Specialists Conference, 1998, PESC 98 Record, 29th Annual IEEE, vol.2, 17-22 May 1998, pp.1159-1164.
- [3] Milan M. Jovanovic and Yungbaek Jang, "A Novel Active Snubber for High-Power Boost Converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 15, No. 2, March 2000, pp. 278-284.
- [4] John C. Fluke, "Controlling Conducted Emission By Design", Van Nostrand Reinhold 1991.
- [5] Frank B.J. Leferink, "Inductance Calculations: Methods And Equations", International Symposium on Electromagnetic Compatibility 1995, 14-18 Aug. 1995, pp. 16-22.
- [6] Frank B.J. Leferink, "Inductance Calculations: Experimental Investigations", International Symposium on Electromagnetic Compatibility 1996, 19-23 Aug. 1996, pp. 235-240.

2. C. Tantisukarom, W. Khan-ngern, and S. Nitta, "Conducted Emission of Active Snubber Boost Converter at Design Stage", PCC-Osaka 2002 April 2-5, 2002, Osaka, JAPAN, vol.2, pp. 547-552

October 12, 2001

Dear: W. Khan-Ngern

Congratulations on having your paper accepted for presentation at PCC-Osaka 2002, held in Osaka, April 2-5, 2002.

This is a formal invitation for you and your co-authors to participate and is an official document of the conference.

Please check the below listing for the accuracy of your paper title, authors' names and affiliations and notify the Secretariat below immediately of any changes.

Receipt No.163

W. Khan-Ngern

Faculty of Engineering,
and Research Center for Communications and Information Technology

Conducted Emission of Active Snubber Boost Converter at Design Stage

Thank you very much for your help and contributions to PCC-Osaka 2002. Should you have any questions regarding the preparation for your paper, please contact the secretariat. I am looking forward to seeing you in Osaka in next April.

Sincerely yours,



Professor Yoji TAKEDA
Technical Program Chairperson of PCC-Osaka 2002
Tel. +81-722-54-9247, Fax. +81- 722-54-9907
e-mail:takeda@gto.ees.osakafu-u.ac.jp

Secretariat of PCC-Osaka 2002
c/o Japan Convention Service, Co. Ltd.
Sumitomo Seimei Midosuji building 13F,
Nishi-Tenma 4-14-3, Kita-ku Osaka 530-0047 Japan
E-mail : pcc@convention.co.jp
Phone: +81-6-6311-2131 Fax: +81-6-6311-2130

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Conducted Emission of Active Snubber Boost Converter at Design Stage

C. Tantisukarom*, W. Khan-ngern*, and S. Nitta**

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

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

Abstract

Conducted emission of active snubber boost converter at the design stage is presented. Simple simulation technique including emission-coupling element is proposed. Theoretical simulation result for the EMI conducted emission is verified by 150W ac/dc active snubber boost converter.

Key Words: Conducted Emission, Active snubber, Boost converter, Simulation Technique

1 Introduction

The conducted Electromagnetic Interference (EMI) performance could be considered adequately by considering the two dominant causes, the differential mode (DM) noise due to the switching current (di/dt) and the common mode (CM) noise due to the change of switched voltage (dv/dt) [1]. The common mode and differential mode noises are inherently related to the circuit topology, device packaging and circuit layout [2,7]. In recent years, PSPICE, one of the powerful software, is generally used for the circuit simulation at the design stage. PSPICE simulation equivalent circuit including Line Impedance Stabilization Network (LISN) and parasitic components of soft-switched boost power factor pre-regulator are presented [6]. However the limitation when simulated single phase 3-wire for ac/dc converter is not mentioned.

In this paper, the simple simulation technique is proposed with defined parasitic data [3,4]. It could be helpful at the design stage for the circuit designer when accessing to the sophisticated expensive equipment such as spectrum analyzer or EMI receiver is of limit.

C. Tantisukarom's work was supported by TRIO-TECH (Bangkok) Co.,Ltd., 327 Chalongkrung Rd., Lamplathew, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand. Tel. 662 326 0847, Fax. 662 3261172, E-mail:chaiya@triotech.com.sg

2 Component Modeling At High Frequency

At high frequency, the parasitic element of the component will dominate its effect more significantly. The frequency responses of the major components modeling over the conducted emission range, 150 kHz to 30 MHz, is simulated to reveal their components including parasitic element practical responses.

2.1 Inductor Modeling

The inductance is defined as the ratio of the total flux linkages to the current, which they link

$$L = \frac{N\Phi}{I} \quad (1)$$

Refer to (1), the current I flowing in the N -turn coil produce the total Φ flux and $N\Phi$ flux linkages where the flux links each turn of linear magnetic media.

At high frequency, the current distribution in a conductor tends to be concentrated near the surface [8]. The mutual inductance between circuits 1 and 2, M_{12} , in terms of mutual flux linkages, is

$$M_{12} = \frac{N_2 \Phi_{12}}{I_1} \quad (2)$$

Where Φ_{12} define the flux produced by I_1 which links the path of the filamentary current I_2 , and N_2 is the number of turns in circuit 2. The mutual inductance, therefore, depends upon the magnetic interaction between two currents.

The large value of the inductor is obtained by inserted the high relative permeability in the coil. The high frequency response is greatly affected by the added permeable core [9]. At high frequencies, the core losses limit the maximum impedance and the turn to turn capacitance reduces the self-resonant frequency. The ideal inductor model is shown in Fig.1. The R_s and C_s are the equivalent series resistance and turn to turn capacitance respectively.

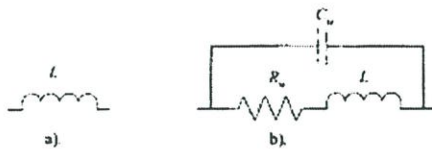


Fig.1 Inductor model, a) Ideal model, and b) Computer model.

Fig.2 shows the simulated result from PSPICE for an inductor. The circuit using for the simulation is shown in Fig.2 a). The simulated results are shown in Fig.2 b) for the ideal inductor. Fig.2 c) is the simulated result of the inductor with equivalent series resistance (ESR) included. The result of the practical inductor computer-model is shown in Fig.2 d). It could be noted that Fig.2 b) and c) provides nearly the same result.

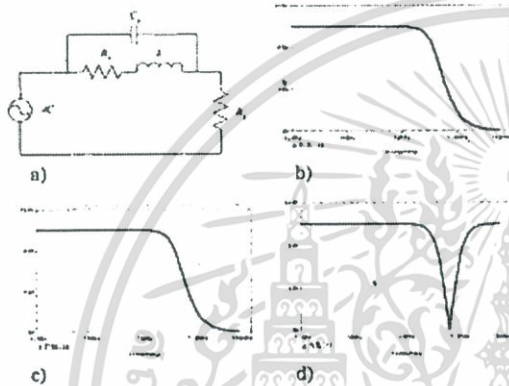


Fig.2 Inductor model and its simulated frequency responses, a) simulation circuit, b) response of the ideal inductor, c) response of the inductor with ESR, and d) the response of the practical inductor model in a)

In Fig.2 d), it could be seen that when the parasitic element is included to the ideal component, the frequency response at high frequency is obviously changed.

The simulated inductor circuit is run by the *ac sweep* function of PSPICE from 1 Hz to 30 MHz. The ac source is 100 Vac. The inductor, ESR, and EPC (equivalent parallel turn to turn capacitance) are 800 μ H, 0.25 Ω , and 160 pF respectively.

2.2 Capacitor Modeling

The capacitance of a portion of the infinite-plane arrangement having a surface area S whose linear dimensions is much greater than their separation d , [8], is

$$C = \frac{\epsilon S}{d} \quad (3)$$

Where C is the designed capacitor, ϵ is the permittivity of the dielectric between two plates (F/m) and d is the distance between the plates (m). The large plate area is obtained in capacitors of small physical dimensions by stacking smaller

plates in 50- or 100-decker sandwiches, or by rolling up foil plated separated by a flexible dielectric [8]. The high frequency performance of the capacitor is greatly affected by the added dielectric [9]. At high frequency, the dielectric loss increases the ESR and limits the minimum impedance at resonance. The capacitor model is shown in Fig.3. The R_s and L_s are the equivalent series resistance and inductance respectively.

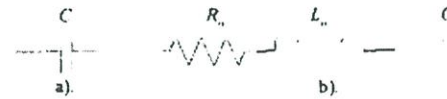


Fig.3 Capacitor model, a) Ideal model, and b) Computer model.

The simulated capacitor circuit is run by the *ac sweep* function of PSPICE from 1 Hz to 30 MHz. The ac source is 100 Vac. The capacitor, ESR, and ESL are 0.47 μ F, 0.35 Ω , and 46 nH respectively. From Fig. 4 c) and d), the responses are affected significantly from the parasitic component at high frequencies compared to the ideal component in Fig. 4 a).

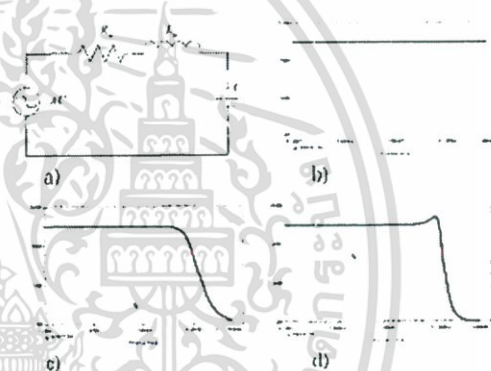


Fig.4 Capacitor model and its simulated frequency responses, a) simulation circuit, b) response of the ideal capacitor, c) response of the capacitor with ESR, and d) the response of the practical capacitor model in a)

2.3 Control switch (MOSFET and Diode)

The simulated frequency response of MOSFET: IRFP460 using as the main switch in the experimental circuit is presented in Fig.5.

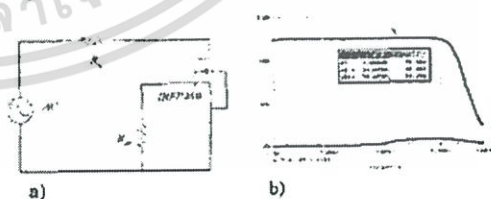


Fig.5 MOSFET: IRFP460 for simulation, a), and its frequency response, b)

It is run by the *ac sweep* function of PSPICE from 1 Hz to 30 MHz. The ac source is 100 Vac.

The R_w and R_{dr} are 5 and 1k Ω respectively. Comparing to the response of the ideal inductor and capacitor, its response is quite similar to the capacitor with ESR.

Fig.6 shows the simulation circuit and frequency response of DIODE: MUR860. Fig.6 b) is the time response of the nominal main frequency (50Hz). In Fig.6 c), it shows the time response when the source frequency is 1 MHz with the same amplitude as in Fig.6 b). It could be seen that the rectification capability of the diode is reduced. The negative signal could flow through the diode. Fig.6 d) is the time response at 10 MHz. Fig.6 d) shows that the rectification capability of the DIODE is no longer valid.

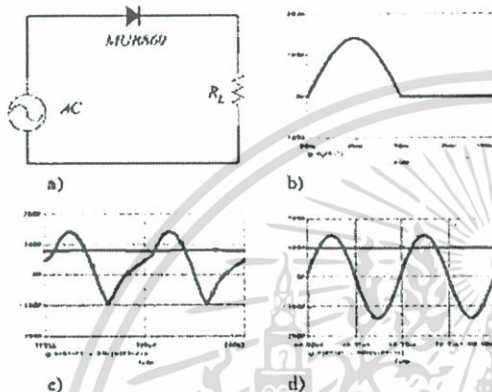


Fig.6 DIODE: MUR860 for simulation, a), its frequency response at 50Hz, 1MHz and 10MHz in b), c), and d) respectively

3 The Source of the Conducted EMI

Fig.7 shows the typical arrangement for the conducted emission measurement purpose. It is seen clearly in Fig.7 that there are three wires in practical single-phase system. Unfortunately, most of the design engineers start with an incomplete equivalent circuit regarding to the conducted EMI respect, conventional text books and materials on electronics exclude return currents completely, or else assume that return paths have zero length and zero impedance, [5].

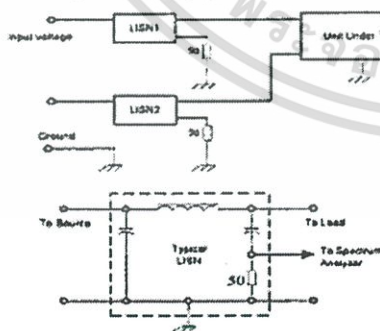


Fig.7 Typical conducted emission measurement block diagram and LISN.

Therefore, there are some 'differences' in the impedance between textbook and practical circuit which responding to the rate of change of voltage, parasitic capacitance, and of current, parasitic inductance.

The LISN circuit and its terminal voltage, source current, and 50 Ω impedance curve frequency response are shown in Fig.8 a) and b). Using the ac sweep function to obtain the response, it shows that the simulated LISN is allowed the (EMI) frequency range from 150 kHz to 30 MHz to pass to the output better than 99.55% of those voltages (considered as high pass filter).

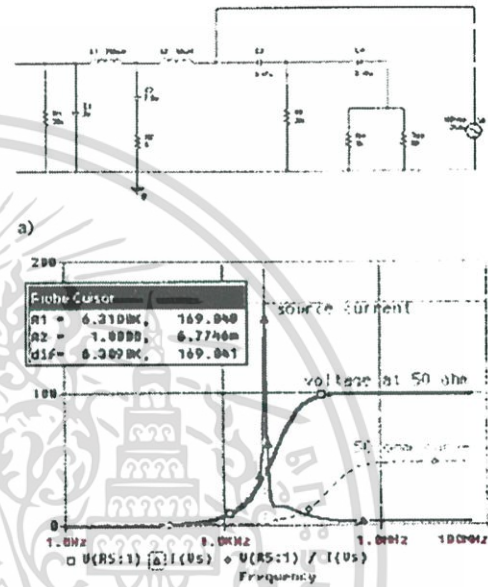


Fig.8 EMCO 3810/2 LISN circuit a) and its voltage-frequency response b)

It is to be noted that the LISN arrangement shows the resonance at the frequency of 6.3 kHz.

The physical layout and interconnection of the circuit directly impact to the coupling effectiveness. There are two types of those couplings regarding to the conducted emission. They are inductive (differential mode) and capacitive (common mode) couplings.

3.1 Inductive Coupling (Differential Mode)

A change of current in one conductor will induce a voltage in another through magnetic coupling [1]. The induced voltage, e , is given by

$$e = M \frac{di}{dt} \tag{4}$$

Where M is the mutual inductance between the source and the induced conductors.

The induced voltage across the close loop high frequency inductor, v_L , is given by

$$v_L = L \frac{di}{dt} \tag{5}$$

Where L is a closed loop inductor

3.2 Capacitive Coupling (Common Mode)

Any surface experienced changing in voltage will induce a current in the other surfaces through capacitive coupling. The surfaces with a changing voltage will have a capacitance to 'ground'. It could therefore give rise to a current in it. This is a conducted CM current that will return to its source [5]. The magnitude of the current, i_c , is given by

$$i_c = C \frac{dv}{dt} \tag{6}$$

Where C is the coupling capacitance between the source and the induced planes.

Fig.9 shows the typical ideal switching waveform as emission sources, from the experimental circuit. In hard switching mode, the switching device carries a full load current during turn on and sustains full voltage during turn off.

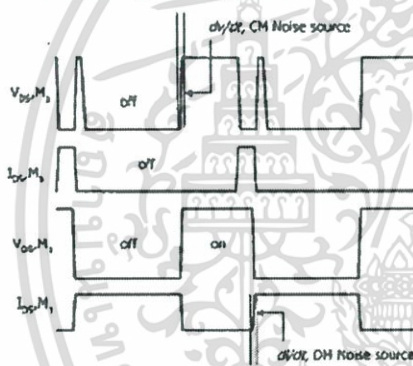


Fig.9 Typical ideal waveform of experimental circuit

The CM and DM noises can be generated simultaneously. The soft switching technique could mitigate the noise coupling effectiveness and lower losses and stresses on devices. The detail of its operation and the conducted emission mitigation can be found in [7].

Fig.10 shows the example of the parasitic elements for the experimental active snubber boost converter. L_{track} is a track or cable inductance. This inductance may lead to the difference in voltage of the desired signal. It is considered one of the possible couplings and the cause of the DM noise. The parasitic capacitor, C_p , which is formed between high dv/dt node and grounded heat sink, may couple noise current to ground. All of them are dependent on frequency. From this point of view, it could be realized that the changing in physical aspect such as wiring, interconnect, or device

location, and electrical aspect such as a difference in semiconductor power rating, type, or packaging, can affect or change the conducted emission performance.

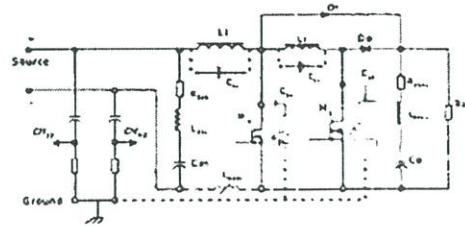


Fig.10 Active boost converter including parasitic elements. [7]

4 Interconnect Model

Fig.11 shows the PWB layout of experimental power circuit. The double side PCB is used. The bottom side is dedicated as the ground plane. The topside is presumed the like of a surface mount style to fix the components.

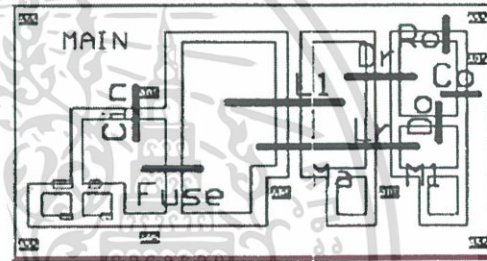


Fig.11 PWB Layout of the power part of the experimental active snubber boost converter

The layout of the PWB is one the elements that intrinsically define the EMI characteristics. They are not shown on the bill of material or circuit diagram. They are stray and parasitic elements, [3].

As short and symmetrical as possible of the PWB track is preferred. The inductance calculations of the various layout structures could be found in [4].

5 Single Phase 3 Wire PSPICE Simulation

Using the component high frequency model described in previous section, the arrangement of simulation diagram including LISN could be simply access.

The simple technique to include the third wire is to use two LISN, which will have one common node. This common node is the theoretically 'zero' potential point of the balanced system. For the practical one, there should have gradient impedance between this common node and the

equipment return path. The R_s and L_s are included as elements to enable the simulation 'not float'. Its general arrangement is shown graphically in Fig.12.

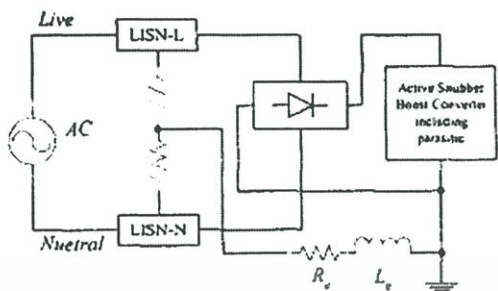


Fig.12 Set up of the active snubber boost converter for simulation

In order to study the conducted emission of active snubber boost converter at design stage, 150-watt single phase of boost converter [7], is carried out.

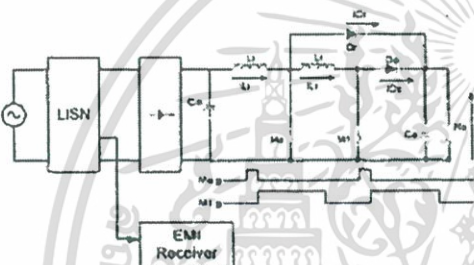


Fig.13 Active snubber boost converter for experiment

The rating of the experimental circuit in Fig.12 are as follows: V_m : 100 V, C_m : 22,000 μ F, L_s : 470 μ H, L_e : 10 μ H, C_o : 940 μ F, M_1 : IRFP460, D_s and D_r : MUR860, F_s : 100 kHz, 150 watt output).

6 Test Set Up for the Conducted Emission of Active Snubber Boost Converter at Design Stage

The Line Impedance Stabilization Network (LISN) as shown in Fig.8 is used to provide the constant 50 Ω impedance for the measurement repeatability. The 50 Ω -impedance curve over the conducted emission frequency range of the LISN is shown in Fig.14. It is also shown the 10 and 20% deviation curves. The impedance curve shown in Fig.14 is considered constant over the range of 450 kHz to 30 MHz.

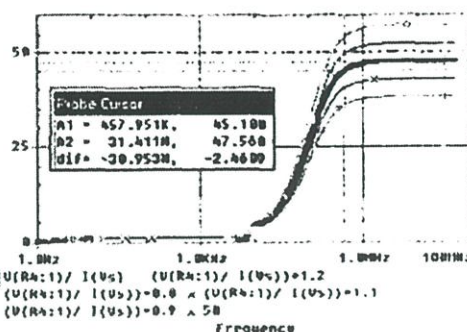


Fig.14 The 50 Ω impedance curve of EMCO 38120/2 LISN from simulation

The conducted noise under interested is measured and displayed using Agilent E7401A EMC Analyzer. The EMCO 3810/2 LISN is used as standard 50 Ω impedance. The peak-hold mode is used to measure 150 kHz - 30 MHz conducted emission spectrum. The measurement is carried out without enclosure and filter.

7 Analysis of the Simulation and Measurement Results

Before the desired simulated result is determined, it could be possible to first run by the ideal components. Then the parasitic over the component is included step by step at each component. With this approach, the result will show the different result of the simulation. Each result will show the dominant frequencies over the conducted emission spectrum range. It could be possible to diagnose the dominant frequency using this parasitic step-by-step add-in approach. The parasitic element at 10 MHz bandwidth is selected to include in the simulation circuit. The simulated and measured results are shown in Fig.15 and 16.

The results are considered quite in good agreement between the simulated and measured ones up to the selected frequency. At that higher frequency, a number of different responses become increasingly significant due to parasitic elements are widely varied by the frequencies.

To study the response of the circuit part by part, varying the parasitic element of a specific component and fix all other components, will be the one of the possible way to identify the source of the conducted interference at the design stage.

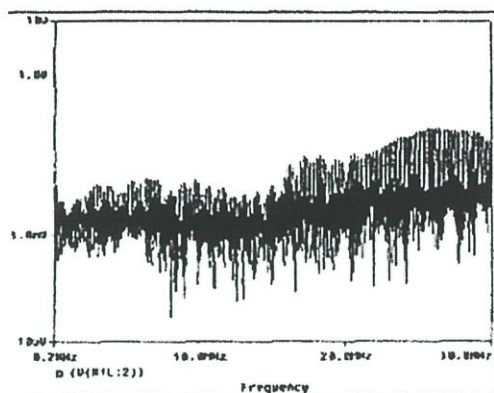


Fig.15 The simulated spectrum result of the conducted emission at the LISN Line terminal

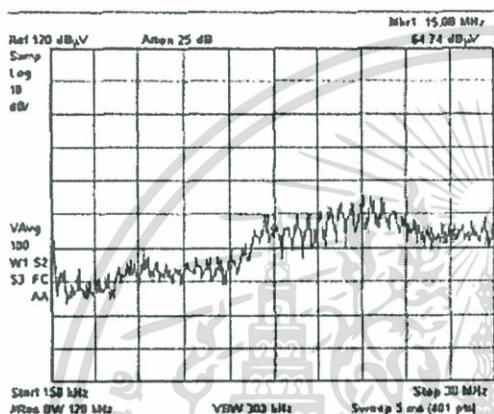


Fig.16 The experiment spectrum result of the conducted emission at the LISN Line terminal

8 Conclusion

This paper describes the fundamental of the conducted emission coupling. The component formations are presented theoretically to explain the coupling of the desired and unintended signals. In the present of the third wire in the single-phase system, the conducted emission could be integrated quite accurately at the design stage. Using the *ac sweep* function of PSPICE program, the frequency response of the components could be able to be simulated for the understanding of their response to the frequencies.

With the combination of the possible couplings through the practical model of components, the conducted emission of active snubber at design stage is achieved. The frequency response could be determined to any specific component by varying its parasitic element while fixing others. With this approach, the circuit portion, which may dominate the interference, could be simulated and detected obviously at the early design stage.

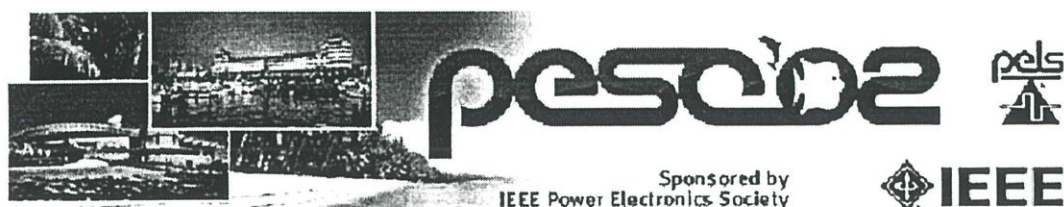
Using the presented technique of the theoretically coupling and simulation, the

conducted emission for other topologies of ac/dc or dc/dc converters, could be investigated at the design stage when accessing to the sophisticated expensive equipment such as spectrum analyzer or EMI receiver is of limit.

References

- [1] Peter Bardos, "Predicting the EMC Performance of High Frequency Inverters", APEC 2001, 16th IEEE vol.1, 4-8 March 2001, pp. 213-219.
- [2] Wei Zhang et al, "Conducted EMI Analysis of a Boost PFC Circuit", APEC '97, 12th IEEE vol.1, 23-27 Feb. 1997, pp 223-229.
- [3] W. Teulings, J.L. Schanen, J. Roudet, "A New Technique for Spectral Analysis of Conducted Noise of a SMPS Including Interconnects", PESC 97 Record, 28th IEEE, vol.2, 22-27 June 1997, pp. 1516-1521.
- [4] Frank B.J. Leferink, "Inductance Calculations; Methods and Equations", Electromagnetic Compatibility, IEEE 1995, 14-18 Aug 1995, pp. 16-22.
- [5] Keith Armstrong, "Earth? What Earth?", Shielding and Grounding (Ref. No. 2000/016), IEE Seminar on, 27 Jan. 2000, pp. 2/1-2/8.
- [6] M N Gitau, "Modeling Conducted EMI Noise Generation and Propagation in Boost Converters" ISIE 2000, IEEE, Dec. 4-8, 2000, pp. 353-358
- [7] C. Tantisukrom, W. Khan-ngern, and S Nitta, "Conducted Emission Characteristic of Active Snubber Boost Converter", Power Electronics and Drive Systems, 2001, PEDS'01 2001 IEEE, Oct. 22-25, 2001, 0-7803-7233-6/01.
- [8] William H. Hayt, Jr., *Engineering Electromagnetics*, McGraw-Hill, 1981.
- [9] John C. Fluke, Sr., *Controlling Conducted Emissions by Design*, Van Nostrand Reinhold, 1991.

3. C. Tantisukarom, V. Tarateeraseth, W. Khan-ngern, and S. Nitta: "The Lump-Ideal-Component (LIC) Switch Micro Signal Concept for the Conducted Emission Analysis", PESC'02 Record, 33th Annual IEEE, 23-27 June 2002



33rd Power Electronics Specialists Conference

23 - 27 June 2002
Cairns Convention Centre, Queensland, Australia

[MAIN PAGE](#) [CD HELP](#) [PREAMBLE](#) [SESSIONS](#) [AUTHORS](#) [SEARCH](#)

Abstracting is permitted with credit to the source. Libraries are permitted to photocopy beyond the limits of U.S. copyright law, for private use of patrons, those articles in this volume that carry a code at the bottom of the first page, provided the per-copy fee indicated in the code is paid through the Copyright Clearance Center, 222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923. For other copying, reprint or republication permission, write to the IEEE Copyrights Manager, IEEE Operations Center, 445 Hoes Lane, Piscataway, NJ, USA 08855-1331. All rights reserved. Copyright © 2001 by the Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. Personal use of this material is permitted. However, permission to reprint/republish this material for advertising or promotional purposes or for creating new collective works for resale or redistribution to servers or lists, or to reuse any copyrighted component of this work in other works must be obtained from the IEEE.

IEEE Catalog Number: 02CH37289

ISBN: 0-7803-7262-X

Library of Congress: 80-646675

ISSN: 0275-9306

Additional copies of this publication are available from: IEEE Operations Center
P.O. Box 1331
445 Hoes Lane
Piscataway, NJ 08855-1331 USA

+1 800 678 IEEE
+1 732 981 1393
+1 732 981 9667 (FAX)
email: customer.services@ieee.org

Adobe, the Adobe logo, Acrobat and the Acrobat logo are trademarks of Adobe Systems Incorporated or its subsidiaries and may be registered in certain jurisdictions. Macintosh is a registered trademark of Apple Computer, Inc. UNIX is a registered trademark in the United States and other jurisdictions, licensed exclusively through X/Open Company, Ltd. Windows is a trademark of Microsoft Corporation. i386, i486 and Pentium are trademarks of Intel Corporation. All other products or name brands are trademarks of their respective holders.

Produced by GoldenOrb WebMedia
2590 Shelley Road,
North Vancouver, BC, Canada
V7H 1J9
Phone: 604 818 4696
Fax: 604 874 5569
www.webstracts.com
email: help@webstracts.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The Lump-Ideal-Component (LIC) Switch Micro Signal Concept for The Conducted Emission Analysis

C. Tantisukarom, V. Tarateeraseth, W. Khan-ngern

Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Bangkok, Thailand 10520,
Phone/Fax: +662 737-3000 Ext. 3322, E-mail: kkveerae@kmitl.ac.th, Vuttipon@delta.co.th

S. Nitta

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

Abstract—In this paper, the Lump-Ideal-Component (LIC) switches concept is proposed. The micro level signal using conventional ideal on-off switch is not realized in the large or small signal analysis. With the proposed switch concept, the micro signal can be fundamentally derived at the switch. It leads to the possibility to form the de-de converter micro signal model of the conducted emission analysis using the proposed lump-ideal-component switches concept.

Index Terms—Conducted Emission, Boost converter, Electromagnetic Compatibility, Modeling.

I. INTRODUCTION

THE conducted emission is typically a complex subject in the circuit design. Most of the effective ways to study the conducted emission are of the investigation by experiment and measurement [1]. It is difficult to understand how the micro level signal is really developed inside the circuits. Researchers have tried to predict the conducted emission at the design stage [6]-[8]. Those approaches are quite complicated. The purpose of this paper is to introduce the Lump-Ideal-Component (LIC) switch micro signal concept to replace the conventional ideal on-off switch in the conducted emission circuit analysis. It leads to an easier and better understanding of the behavior of the switch regarding the conducted emission aspect.

Typically, a conventional ideal switch has zero resistance during ON state and zero admittance during OFF state. It switches between states in zero time [2]. Therefore, any high frequency micro level signal caused by the state changing of the conventional ideal switch model could not be properly seen in that circuit analysis. State changes on a power semiconductor device produce high frequency disturbances with a high repetition rate [3]. This repetition rates in the range from the mains frequency to few tens megahertz. These ranges of frequencies will not be properly realized if the conventional ideal on-off switch is represented as the power semiconductor switch in the conducted emission analysis circuit proposed.

II. EXTERNALLY AND INTERNALLY CONTROLLED LUMP-IDEAL-COMPONENT (LIC) SWITCH MODELS

There are two types of conventional ideal controlled switches, externally and internally control. The external control switch is the switch, which can be turned on or off actively, such as MOSFET, or IGBT. While the internal control switch will be turned on or off in the passive manner such as DIODE. The internal parameter of the mechanical switch is varied depending on its structure. To represent the general concept for all kind of switches, such as externally or internally controlled switches, the energy-stored Lump-Ideal-Component models are proposed as shown in Fig. 1.

In this paper, the externally and internally LIC switch models are proposed. They are intentionally used to describe the behavior of the switches responding to the conducted emission phenomena. In this paper, the N-channel MOSFET and silicon diode, which are the switching elements of the conventional boost circuit, will be represented by the proposed LIC switches to analyze the conducted emission characteristics of the boost circuit. The externally controlled LIC switch model is operated by ideal switches a_{ext} and b_{ext} . The switch a_{ext} is turned on by the rising edge of the gate drive voltage. The voltage developed across C_{ext-1} will turn the switch a_{ext} off. The switch b_{ext} is turned on when the current flowing through the L_{ext} increases and reaches the rated current. It will be turned off by the falling edge of the gate drive voltage.

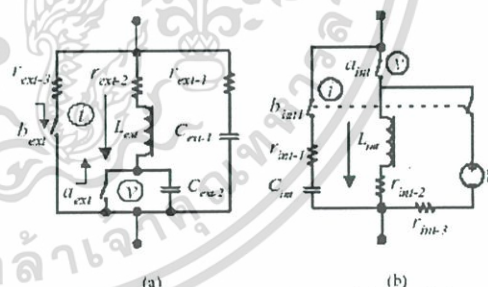


Fig. 1. LIC switch models (a) externally (MOSFET), and (b) internally (DIODE) controlled switch.

In the same manner, the ideal switches a_{int} and b_{int} dominate the internally controlled LIC switch model. The switch a_{int} is turned on when the voltage is developed on it

C. Tantisukarom's work was supported by TRIO-TECH (Bangkok) Co.,Ltd., 327 Chalongkrung Rd., Lamplathew, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand. www.triotech.com.sg

and is more than its turn-on threshold voltage, i.e. 0.7V for silicon diode. It will be turned off when the voltage developed across C_{int} reaches the maximum value. The switch b_{int} has two-poles, a normally open (NO) and a normally close (NC), switch. The switch b_{int} changes its state when the current flowing through L_{int} reaches its maximum reverse recovery current of the diode (I_{rr}). The switch b_{int} is reset to its normal position when the switch a_{int} is operated again.

A. The Operation of the Externally Controlled LIC Switch

In Fig.1 (a), the externally controlled LIC switch (EC-LIC switch) needs to have a gate drive signal to tune it on or off. The switch a_{ext} is turned on with the rising edge of the gate drive voltage to turn the EC-LIC switch on. The current in the EC-LIC switch increases linearly through the L_{ext} inductor. The voltage across the EC-LIC switch does not change because of the C_{ext-1} arrangement. When the current passing through the L_{ext} reaches the rated value, the switch b_{ext} is turned on. The voltage across the C_{ext-1} then starts discharging, as shown in Fig.3 (solid line).

To turn the EC-LIC switch off, the switch b_{ext} is turned off at the falling edge of the gate drive voltage. The voltage across the EC-LIC switch linearly increases. The EC-LIC switch current does not change under the influence of the L_{ext} . When the voltage across the C_{ext-1} reaches the rated voltage, the switch a_{ext} is turned off. The current passing through the L_{ext} starts decreasing linearly to leakage current of C_{ext-1} .

B. The Operation of the Internally Controlled LIC Switch

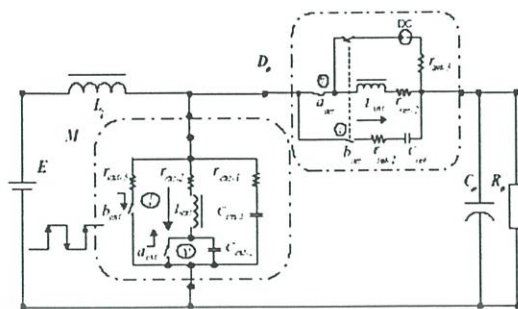
To turn on the internally controlled LIC (IC-LIC) switch, as shown in Fig.1 (b), the switch a_{int} is turned on when the voltage developed over the IC-LIC switch is more than the threshold turn-on voltage. It's +0.7 volt for silicon diode. The IC-LIC switch current linearly increases due to the properties of the L_{int} inductor. The voltage drop over the IC-LIC switch is kept to be constant (+0.7 volt) by the constant voltage source DC as shown in Fig.1 (b).

Applying the voltage across the IC-LIC switch inversely to turn it off, the IC-LIC switch current decreases linearly. When the current decreases to zero, it will keep a current flowing in a reverse direction until it reaches the maximum reverse recovery current value. At this condition, the two-poles switch b_{int} is changed to its status. The constant DC voltage source is cut off. The C_{int} is charged to the reverse voltage. The switch a_{int} is turned off when the voltage across C_{int} reaches steady state value

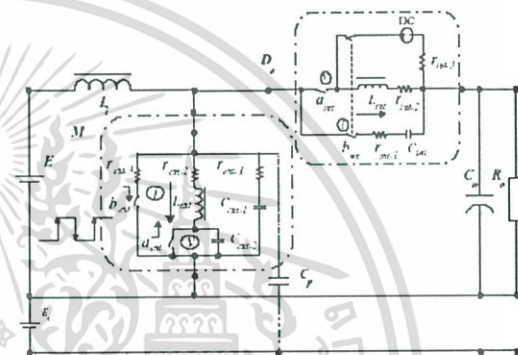
III. THE CONVENTIONAL BOOST CONVERTER USING LIC SWITCH MODEL TO DESCRIBE ITS CONDUCTED EMISSION

A. EC-LIC Switch Turn Off Period

In Fig.2, the proposed LIC switch is used instead of the general ideal on-off switch in the convention continuous current mode boost converter. The key waveforms of the EC-LIC switch, M , are shown in Fig.3



(a) Differential Mode



(b) Common Mode

Fig.2 The conventional boost converter using proposed switch concept for the conducted EMI investigation of the differential mode (a), and the common mode (b).

At $t = t_0$, the EC-LIC switch M is starting to turn off at the falling edge of the gate drive voltage. The voltage across switch M slowly increases. The overshoot is considered as the effect from the L_i and C_{ext-1} combination. The switch a_{ext} will be turned off when the voltage across C_{ext-1} reaches the rated voltage.

At $t = t_1$, the EC-LIC switch current is starting to decrease until it reaches to the minimum value at $t = t_2$. During period δ_1 , it generated the common mode emission due to the dv/dt across the EC-LIC switch. At δ_2 interval, it generates of the differential mode emission from the di/dt of the EC-LIC switch [3]-[5].

The IC-LIC switch changes to the turn on state. It's considered as development of the differential mode signal from its L_{int} component.

During the δ_3 period in Fig.3, the EC-LIC switch is in the off state. The EC-LIC switch assumes no conducted emission signals because there is no change in state both of voltage and current.

B. EC-LIC Switch Turn On Period

Entering δ_4 , the switch M is turned on by applying the rising edge of the gate drive voltage at $t = t_3$. The switch a_{ext} is turned on while the switch b_{ext} is still in the off state. The EC-LIC current increases linearly. The voltage across C_{ext} , V_{DS} , is kept to be constant. For the IC-LIC switch, it is in the reverse recovery period. The switch a_{int} still keeps conducting state. The voltage developed over the IC-LIC switch D_o is equal to +0.7 volt from the constant DC voltage source. When the current flowing through L_{int} reaches its maximum reverse recovery current at $t = t_4$, the switch b_{int} changes its state. The current at this period flowing through the IC-LIC switch M is the sum of the reverse recovery current of I_{DS} and I_{LM} .

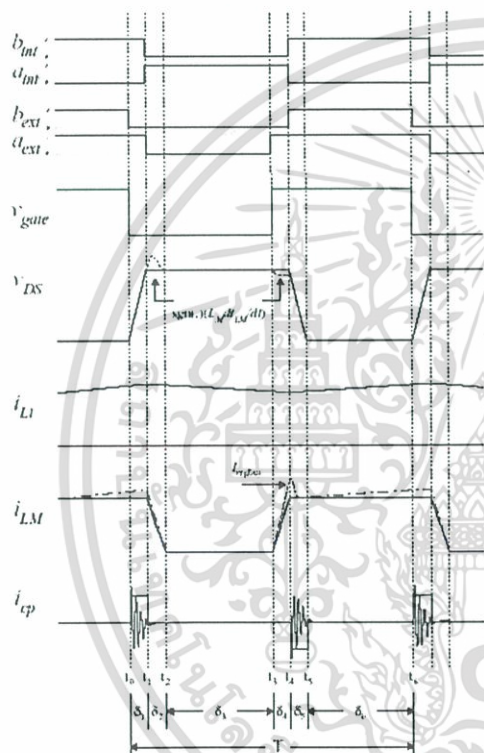


Fig.3 The typical switching signals at the externally controlled switch of the circuit in Fig. 2.

During period δ_5 , at $t = t_4$, the switch a_{int} is still conducting. The current flowing through the L_{ext} of the EC-LIC switch reaches the circuit rated current. The switch b_{ext} is turned on. The voltage across C_{ext} starts discharging with negative slope dv/dt until it reaches the rated conduction voltage, $V_{DS(ON)}$, at $t = t_5$. It generates the common mode emission signal.

At the same interval, the switch b_{int} of IC-LIC changes its status. The constant DC voltage source is disconnected. The C_{int} starts charging. The voltage developed over the IC-LIC switch, V_{DS} , increases to the circuit reverse rated

voltage. The switch a_{int} is in the off state. The current passing through it is equal to the leakage current of the C_{int} .

During period δ_6 , the EC-LIC switch is in the conduction period. The switch M is generating no conducted emission signals because both voltage and current are ideally assumed to be constant. As shown in Fig.2, a common mode current flows through the parasitic capacitance between the line and neutral to the ground. The differential mode current flows through parasitic inductance between line and neutral. The conducted emission signal propagation path will be investigated using lump component concept in the next section

IV. THE CONDUCTED EMISSION SIGNAL PROPAGATION PATH OF THE CONVENTIONAL BOOST CONVERTER

Fig.4 shows the conducted emission signal propagation path of the conventional boost converter at the externally controlled switch, M_1 . It can be divided into two stages, ON an OFF stage. In Fig.4, it is shown clearly as the propagation path of the common mode and differential mode signals.

A. The Differential Mode Propagation Path

The differential mode path is shown in Fig. 4 (a) and (b). During the switch M_1 is turning on as shown in Fig.4 (a), it represents the period δ_4 in Fig.3. The direction of $I_{DM(on)}$ is shown. The internally controlled switch D_o is conducted for a short while from its reverse recovery characteristics.

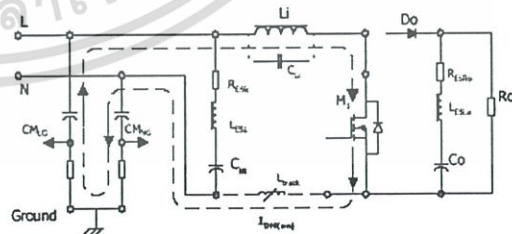
When the switch M_1 is turned off as shown in Fig.4 (b), it's the period δ_5 as shown in Fig.3. The direction of $I_{DM(off)}$ is shown. The internally controlled switch D_o is conducted.

B. The Common Mode Propagation Path

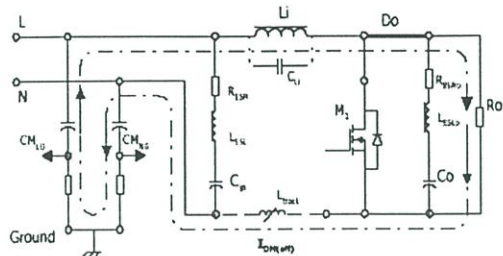
The common mode path is shown in Fig. 4 (c) and (d).

When the switch M_1 is turned on as shown in Fig. 4 (c), it represents the period δ_3 as shown in Fig.3. The voltage from the parasitic capacitance discharges as a current through the switch M_1 to ground. The direction of the current $I_{CM(on)}$ is shown.

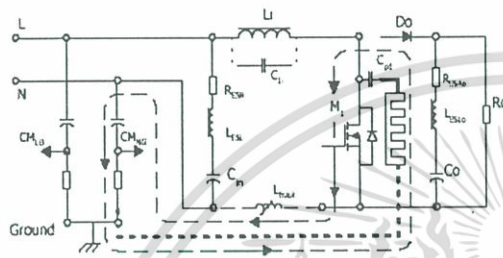
In Fig. 4 (d), the switch M_1 is turned off. It's the period δ_4 as shown in Fig. 3. The parasitic capacitance is charged. The direction of the charging current $I_{CM(off)}$ is shown.



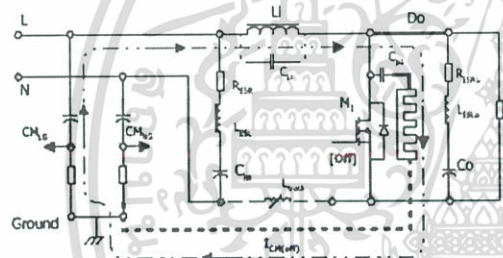
(a) External control switch turn on period, (differential mode)



(b) External control switch turn off period, (differential mode)



(c) External control switch turn on period, (common mode)



(d) External control switch turn off period, (common mode)

Fig.4 The propagation paths of the differential mode and the common mode signals.

V. ON THE USE OF THE PROPOSED LIC SWITCH MODEL REGARDING TO THE BEHAVIORS OF THE CONDUCTED EMISSION SIGNAL

The proposed Lump-Ideal-Component (LIC) switches concept has been described in the previous section. The propagation path of the differential mode and common mode conducted emission signals are depicted graphically. This section will investigate the use of the proposed model regarding to the behaviors of the conducted emission signals.

Fig.5 shows a typical arrangement of the conducted emission signal measurement [1]. The disturbance signals are measured normally at the 50Ω terminals. When C_Y capacitors, in Fig.5, are placed at the output terminal of the unit under test, the measured signal with C_Y at the output will be considered higher, equal, or lower than the measured signal without C_Y .

Using the proposed Lump-Ideal-Component (LIC) switch model to explain the signal flow path is as follows:

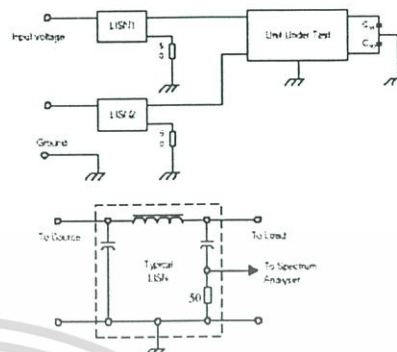
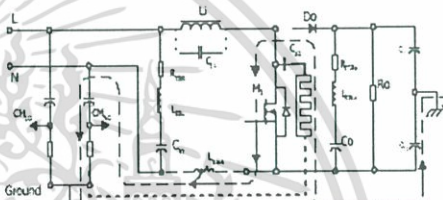
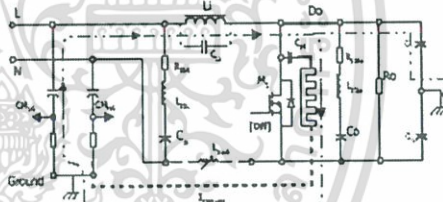


Fig. 5 Typical Line Impedance Stabilization Network (LISN) arrangement and the location of C_{Y1} and C_{Y2}



(a) Externally controlled switch turn on period, (common mode)



(b) Externally controlled switch turn off period, (common mode)

Fig.6 The propagation path of the common mode when placing C_{Y1} and C_{Y2}

In Fig.6 (a), the switch M_1 is turned on. The conducted current signal flows through the L_{ext} of the EC-LIC switch model. It will be divided to flow through the parasitic capacitance (C_p) and C_{Y2} . The resonant frequency, without C_{Y1} and C_{Y2} , is defined as $f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{ext}(C_p)}}$. The L_{ext} is

assumed to be a fixed value. The total capacitance when C_Y placed at the output of the unit under test increases because the parasitic capacitance C_p is in parallel with C_Y . It can be seen that the new resonant frequency, $f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{ext}(C_p // C_Y)}}$.

will be lower. This means that the low frequency behavior of the conducted emission spectra will be reduced. The cut off frequency of the new resonant is lower than the resonant

without C_Y . In this case, the high frequency behavior is expected to be worse than the measured signal without C_Y .

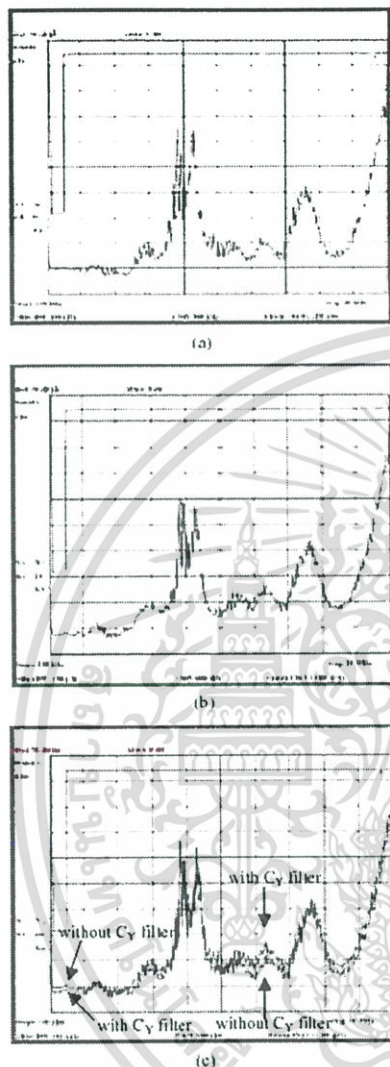


Fig.7 The measured conducted emission spectra of the conventional boost converter (a) without C_Y , (b) with C_Y and (c) the comparison of (a) and (b).

In Fig.6 (b), it represents the conducted emission propagation path of the boost converter turn off period. The conducted current signal flows through the L_{int} of the IC-LIC switch. It will be divided to flow through the parasitic capacitance C_p and C_{Y1} . The L_{int} of the internally controlled switch is assumed to be a fixed value. The total capacitance increases because the parasitic capacitance C_p is in parallel with C_{Y1} . The new resonant frequency is lower and defined by $f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{int}(C_p // C_{Y1})}}$. The low frequency behavior is

lower. The high frequency's components increase. The

measured results are shown in Fig.7.

VI. EXPERIMENTAL RESULTS

The description and the operation of the proposed Lump-Ideal-Component (LIC) switch concept are investigated experimentally in this section. The conducted emission is measured over the 150W conventional boost converter [1]. The measured spectra are shown in Fig.7 (a), (b), and (c). The measured spectrum of the conventional boost converter is shown in Fig.7 (a). The conventional boost converter installed with the C_Y at the output capacitor is measured and shown in Fig.7 (b). Fig.7 (c) shows the comparison of the two measured spectra. It is seen from Fig.7 that the boost converter with C_Y at its output capacitor, Fig.7 (b), shows a better-conducted emission performance at low frequency range over the one without C_Y Fig.7 (a). At the high frequency range, the conventional boost converter with C_Y generates higher level of conducted emission signals.

Fig.7 shows the results expected by the theoretical investigation

VII. CONCLUSION

The Lump-Ideal-Component (LIC) switch concept is proposed. It is demanded to describe more clearly and easily to understand the conducted emission micro level signal analysis. The effect of the rising and falling time of the practically power semiconductor switch can be developed under the proposed LIC switch model. The development of the micro signal over the LIC switch model can be used to explain the propagation phenomena systematically. The experimental result shows in good agreement with the qualitative analysis with the LIC switch model and the measured spectra.

This model is considered to be useful to provide a better understanding of the conducted signal phenomena.

REFERENCES

- [1] C. Tantisakarn, W. Khan-ngem, and S. Nitta, "Conducted Emission Characteristic of Active Snubber Boost Converter", *PEDS '2001*, vol.1, pp. 1-5.
- [2] David Bedrosian, and Jiri Vlach, "Time-Domain Analysis of Networks with Internally Controlled Switches", *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol.39, pp 199-212, Mar. 1992.
- [3] Laszlo Tihanyi, "Electromagnetic compatibility in Power Electronics", IEEE PRESS, 1995, 1st edition, pp.55.
- [4] Peter Bardos, "Predicting the EMC Performance of High Frequency Inverters", *APEC'2001*, vol. 1, pp.213-219.
- [5] Jianwen Shao, et al., "Characterization of EMI Performance for Hard and Soft-Switched Inverter", *APEC'2000*, vol. 2, pp. 1009-1014.
- [6] Wei Zhang, et al., "Conducted EMI Analysis of a Boost PFC Circuit", *APEC'1997*, vol. 1, pp.223-221.
- [7] Wu Xin, et al., "Novel Boost PFC with Low Common Mode EMI : Modeling and Design", *APEC'2000*, vol. 1, pp. 178-181.
- [8] Michael K.W. Wu, et al., "An Integrated CAD Tool for Switching Power Supply Design with Electromagnetic Interference Prediction", *APEC'1996*, vol. 1, pp. 340-346.

4. C. Tantisukarom, V. Tarateeraseth, W. Khan-ngern, and S. Nitta: "An Efficiency Improvement of the Active Snubber Boost Converter for Low Power", PESC'02 Record, 33th Annual IEEE, 23-27 June 2002

An Efficiency Improvement of the Active Snubber Boost Converter for Low Power

C. Tantisukarom, V. Tarateeraseth, W. Khan-ngern

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

S. Nitta

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

Abstract— The efficiency improvement applied to the minimum-external-component-count active snubber boost converter by a new timing diagram is presented. The ZCS condition is occurred over the auxiliary switch at the turn on state. The main switch is achieved the ZVS turn on condition. The effectiveness of the proposed control-timing diagram soft-switching active snubber boost converter is verified experimentally.

Index Terms— Active snubber, Boost converter, Soft-Switching

I. INTRODUCTION

MANY research and development of the soft-switching techniques have been presented in the literature and some examples are shown in [1]-[8]. To achieve ZCS condition, it usually places the snubber inductor in the circuit to control the di/dt . The snubber diode is used to discharge the stored-energy of the snubber inductor. The capacitor discharging process is normally arranged to occur over the semiconductor switch to achieve the ZVS condition. It is implied that the active snubber circuit is usually found at least three components. For instance, there are at least 4 snubber components for the developed snubber circuits as in the references except in [1]. The circuit proposed in [1] is an interesting concept using the minimum-component-count of the active snubber. However, it could be implemented effectively for the high power boost converter only. Its efficiency is lower than the hard-switching scheme at the low power of the low-line voltage. It shows the lower efficiency over the interested low power range.

In this paper, the modified circuit and new control-timing diagram are proposed. The placement of the main switch and the auxiliary switch are modified. The circuit analysis and its operating condition are presented. The effectiveness of the proposed control-timing diagram soft-switching active snubber boost converter is verified experimentally.

II. PROPOSED CIRCUIT AND OPERATING CONDITION

The proposed circuit is shown in Fig. 1. The dotted line

shows the set of the active snubber added to the conventional boost converter.

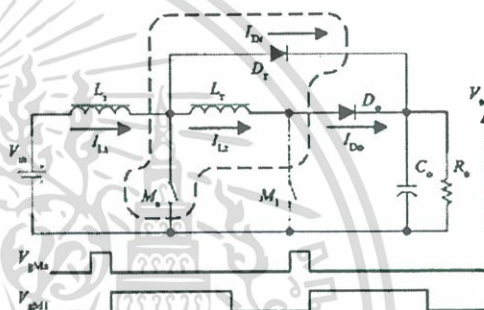


Fig.1 ZCS-ZVS active snubber boost converter.

The operation modes and the ideal key waveforms are shown in Fig.2 (a)-(g). It differs from [1] by rearranging the positions and the control orders of the auxiliary M_s and the main M_1 switches. The auxiliary switch is turned on before turning on the main switch. To simplify the analysis, the boost converter is assumed to be an ideal circuit and operated in the continuous conduction mode. However the output capacitance (C_{oss}) and the body diode of the MOSFET switch, which are not shown in Fig.1, are included into the operation analysis. As shown in Fig.2, four operation modes are included in one switching cycle.

Before 0, the current from the boost inductor I_{L1} flows to the load through the snubber inductor L_s and the boost power diode D_1 . The two power-switches M_s and M_1 , and the snubber diode D_s , are in the off state.

Mode-1: Interval 0-1. The gate signal of the auxiliary switch M_s is applied to turn on the switch M_s . Since the current I_{L1} is hanged up with the boost inductor and the snubber inductor, the current between these inductors could not be changed immediately. The current in the auxiliary switch will ramp up from zero to the maximum value with the slope of

$$\frac{di_{Ms}}{dt} = \frac{V_o}{L_s} \tag{1}$$

The current in the boost power diode I_{D1} and the current

C. Tantisukarom's work was supported by TRIO-TECH (Bangkok) Co.,Ltd., 327 Chalokkrung Rd., Lamplathew, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand. www.triotech.com.sg

in the snubber inductor I_{Lr} will decrease at the same rate as in Eq.(1). The boost power diode D_o will then stop conducting softly. At this moment, the output capacitance of the MOSFET switch M_1 (not shown) starts discharging through the snubber inductor L_r . When the capacitance is fully discharged, the voltage across the switch becomes zero. The current I_{Lr} will flow through the body diode (not shown) of the switch M_1 . The gate signal of the main switch is applied at this point of time to achieve the ZVS condition.

in Fig.2g) to guarantee the ZVS condition.

The critical delay time before applying the gate signal of M_1 (condition #2 in Fig.2g) is to wait until the boost power diode completely turns off.

Mode-2: Interval 1-2. Entering this mode, the main switch M_1 is already turned on. When the auxiliary switch is turned off, the current from the boost inductor I_{Lr} is 'kicked' out to the load through the active snubber D_r . Since the active snubber is conducted, the output voltage is appeared over the auxiliary switch in this mode.

The snubber diode current I_{Dr} then decreases under the influence of the snubber inductor L_r , since the main current is conducting by the main switch M_1 . It will stop conducting softly.

Mode-3: Interval 2-3. The auxiliary switch M_2 is in the off state. The main switch M_1 is turned on. It is an equivalent to the energy boost stage in the boost inductor L_r , as similar to the conventional boost circuit.

Mode-4: Interval 3-4. This mode is also considered as equivalence to the free wheeling stage of the conventional boost converter. At the end of this mode, it is to be noted that the main switch M_1 is turned off under the same stress as in hard-switched circuit

It is assumed that L_1 and C_o are large enough to maintain constant I_{Lr} . With the proper analysis using average voltage across inductor over one switching period is equal to zero, voltage gain of experimented active snubber boost converter is,

$$V_o = V_{in} \frac{1}{(1-D_r)} \frac{1}{1 + \frac{L_r}{D_r R_o T_s}} \tag{2}$$

Where $D_r = 1 - \frac{I_{Dr}}{I_r}$, and R_o is the resistive load.

The current ripple of input inductor of boost circuit is then

$$\Delta I_{Lr} = \frac{V_o T_s}{L_r} D_r (1 - D_r) + \frac{L_r}{R_o} \tag{3}$$

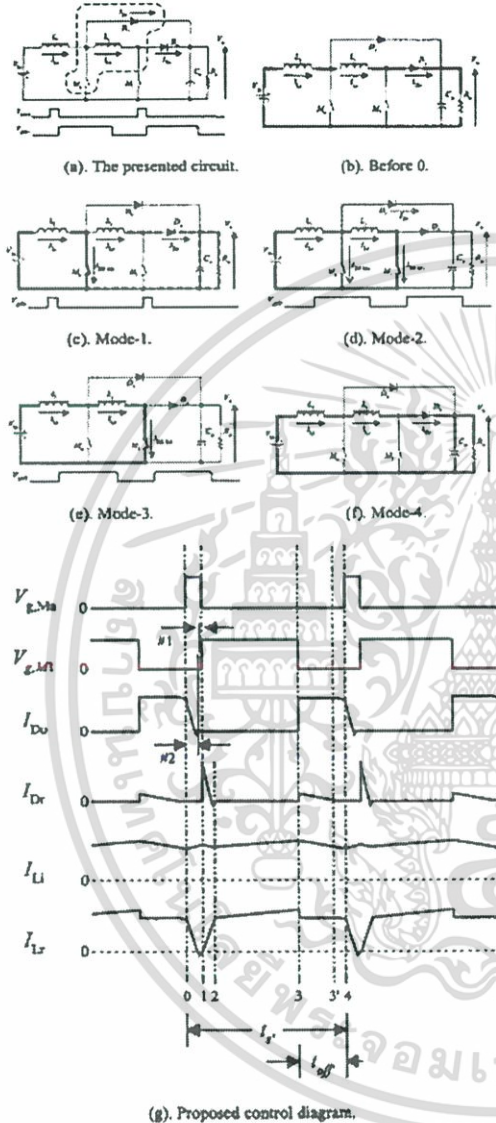
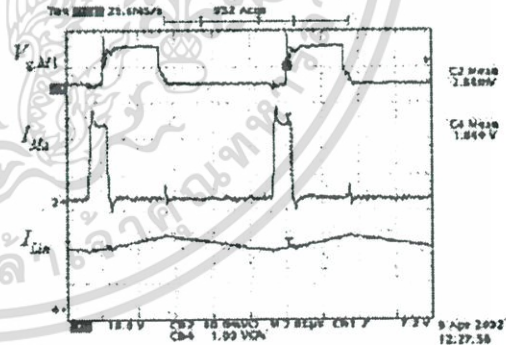
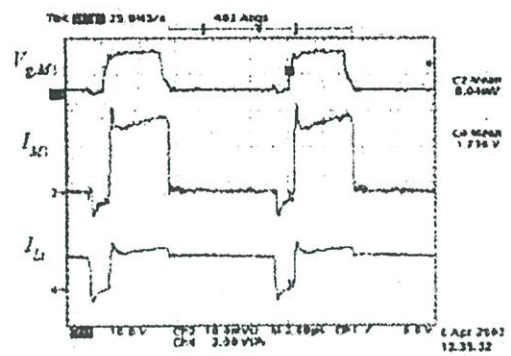


Fig.2 Operation modes and the analysis of the ideal key waveforms.

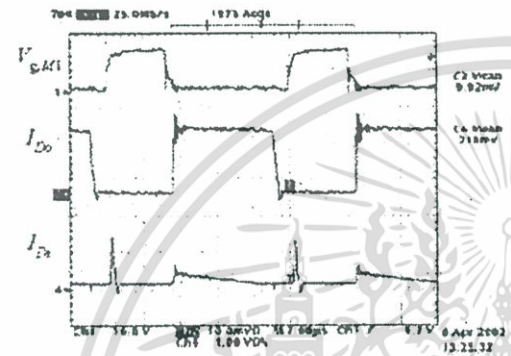
For the practical circuit, the gate signal of M_1 should be applied before taking off the gate signal of M_2 (condition #1



(a) Auxiliary switch, I_{gm} , and boost inductor, I_{La} , currents with gate signal of the main switch for reference.



(b) Main switch, I_{M1} , and snubber inductor, I_{L1} , currents with gate signal of the main switch for reference.



(c) Boost diode, I_{D_s} , and snubber diode, I_{D_o} , currents with gate signal of the main switch for reference.

Fig. 3 Measured key waveforms.

The rating of the experimental circuit in Fig.1 are as follows; V_{in} : 100 V, C_{in} : 22,000 uF, L_1 : 470 uH, L_r : 10 uH, C_s : 940 uF, M_2 : IRF840, M_1 : IRFP460, D_o and D_s : MUR860, F_s : 100 kHz, 200 watt output).

Fig. 3 shows measured key current waveforms. It's shown in good agreement of the analysis waveforms in Fig. 2(g). The efficiency of the 200 watt active snubber boost converter is 92%. While the efficiency of the boost converter without active snubber is 88% for low-line voltage.

III. ANALYSIS OF SNUBBER DIODE SOFT TURN OFF

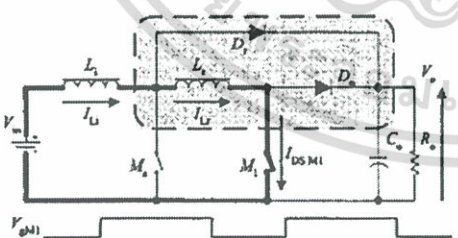


Fig. 4 Snubber diode conduction in Mode 3

It is to be noted that the snubber diode conducts a part of main current in Mode 3: (interval 3-3', Fig.2g) free wheeling mode of the boost converter. The criteria to force the snubber diode, D_s , to stop conducting before the auxiliary switch, M_s , is turned on in the next cycle, the voltage inequality in the shade area in Fig.4 will be as follows

$$V_{L_r} + V_{D_s} > V_{D_o} \tag{3}$$

Or

$$V_{L_r} > V_{D_o} - V_{D_s} \tag{4}$$

V_{D_o} and V_{D_s} are assumed to be equal. It means that V_{L_r} must be induced to be positive in this interval (3-3', Fig.2g) to force the snubber diode to be reverse biased and stopped conducting its conducting current before the next cycle. To achieve D_s stop conducting softly, the voltage induced over the snubber inductor is

$$V_{L_r} = L_r \frac{di}{dt} \tag{5}$$

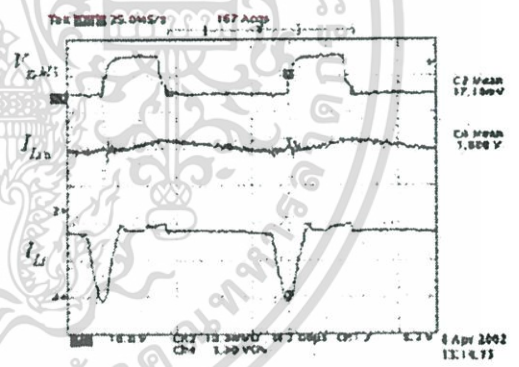
The voltage induced over the boost inductor is

$$V_{L_1} = L_1 \frac{di}{dt} \tag{6}$$

Since the current flows in the same conducting loop, from Eq. (5)-(6), it yields

$$\frac{V_{L_r}}{V_{L_1}} = \frac{L_r}{L_1} \tag{7}$$

Equation (7) is used to determine the practical component values for a *specific* designed active snubber boost converter to achieve soft-switching condition for all switches.



(a) Current waveforms of the experimental circuit when $L_r = 10 \mu H$.

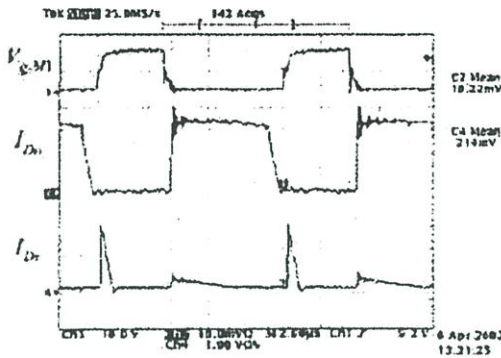
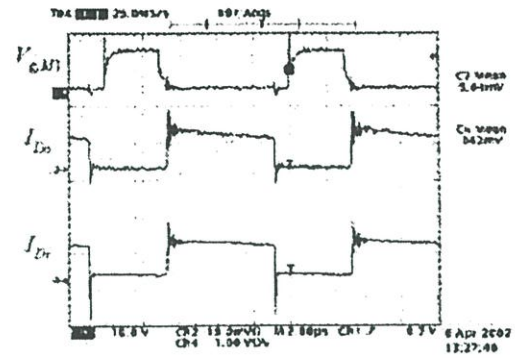
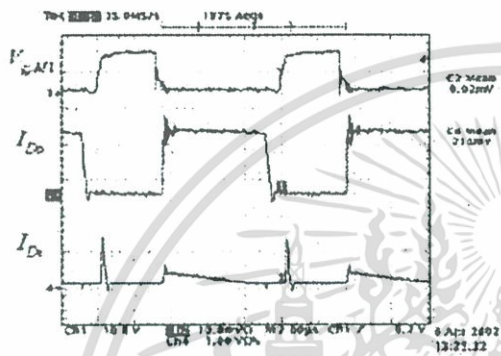
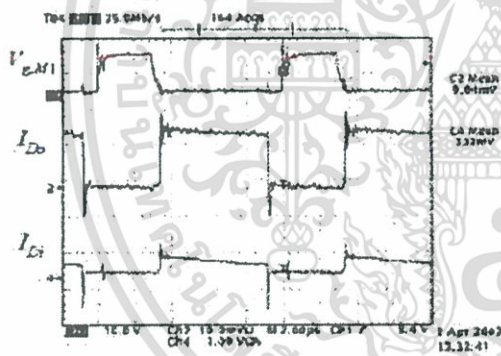
(a) Current waveforms of the experimental circuit when $L_r = 20 \mu\text{H}$.(d) Current waveforms of the experimental circuit when a wire shorts L_r .(b) Current waveforms of the experimental circuit when $L_r = 10 \mu\text{H}$.(c) Current waveforms of the experimental circuit when $L_r = 4.7 \mu\text{H}$.Fig. 4 Measured waveforms of various values of snubber inductor L_r .

Fig. 4 shows the measured waveform of the snubber inductor for $20\mu\text{H}$, $10\mu\text{H}$, $4.7\mu\text{H}$, and $0\mu\text{H}$ respectively. It can conclude from Fig.4 that when the snubber inductor is lower, the current flow more in the snubber diode. From Fig.4d, the two diodes are considered sharing the current. The reverse recovery of the snubber diode is higher in Fig.4 since it is shorted to ground when the auxiliary switch is turned on in the next cycle.

IV. CONCLUSION

The new control-timing diagram applied to the minimum-external-component-count active snubber boost converter is presented. The efficiency improvement of the proposed control-timing diagram soft-switching active snubber boost converter is verified experimentally. The soft turn off condition over the snubber diode in the presented circuit can be achieved with the proper selection of the snubber inductor.

REFERENCES

- [1] Milan M. Jovanovic and Yungtaek Jang, "A Novel Active Snubber for High-Power Boost Converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 15, No. 2, March 2000, pp. 278-284.
- [2] Carlos Marcelo de Oliveira Stein and Helio Leles Hey, "A True ZCZVT Commutation Cell for PWM Converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 15, No. 1, January 2000, pp. 185-193.
- [3] Milan M. Jovanovic, "A technique for Reducing Rectifier Reverse-Recovery-Related Losses in High-Power Boost Converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 13, No. 5, September 1998, pp. 932-941.
- [4] Ching-Jung Tseng and Chern-Lin Chen, "Novel ZVT-Converters with Active Snubbers", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 13, No. 5, September 1998, pp. 861-869.
- [5] Ray L. Lin, et al, "Improved Soft-Switched ZVT Converters with Active Snubber", 0-7803-4340-9/98 IEEE, pp. 1063-1069.
- [6] Julian Y. Zhu and D.H. Ding, "Zero Voltage and Zero Current Switched PWM DC-DC Converters Using Active Snubber Technique", 0-7803-4943-1/98 IEEE, pp. 1574-1579.
- [7] Hengchun Mao, et al, "Improved Zero-Current Transition Converters for High-Power Applications", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 33, No. 5, September/October 1997, pp. 1220-1232.
- [8] Guichao Hua, et al, "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converter", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 9, No. 2, March 1994, pp. 213-219.

5. C. Tantisukarom, W. Khan-ngern, and S. Nitta, "Conducted Emission Characteristics of an Active Snubber Boost Converter", IEEJ Trans. on Industry Application, May 2003, vol. 123-D, No.5, pp. 507-516

平成15年4月20日印刷 平成15年5月1日発行 (毎月1回1日発行) Vol.123, No.5 昭和62年4月2日第三種郵便物認可

ISSN 0913-6339

電気学会論文誌

産業応用部門誌

Vol.123 No.5 2003



IEEJ
Transactions on
Industry
Applications



社団法人 電気学会

The Institute of Electrical Engineers of Japan

電気学会 産業応用 (D) 部門ホームページ <http://www.iee.or.jp/las>

© Denki-gakkai 2003

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Conducted Emission Characteristics of an Active Snubber Boost Converter

Chaiya Tantisukarom* Non-member
 Werachet Khanngern* Non-member
 Shuichi Nitta** Life Member

In this paper, the conducted emission characteristics of an active snubber boost converter with proposed timing diagram are investigated and compared with its conventional boost converter. It is illustrated theoretically and experimentally that the soft switching technique can reduce the high switching dv/dt and di/dt rate, as well as the conducted emission noise spectra generated from the hard-switched counterpart effectively. The presented active snubber boost converter shows the line to ground and the neutral to ground conducted emission spectra significantly be improved at high frequency range over the hard-switched operation.

Keywords: Conducted Emission, Active Snubber, Boost Converter, Soft Switching

1. Introduction

The operation of the dc converter at high frequency has raised the electromagnetic noise interference (EMI) because of their switching action. For the noise, its propagation mode is either by the radiation or line conduction. The rate of changes of the voltage and current in power electronics converters are the main sources of the conducted emission⁽¹⁾⁽²⁾. There are two types of conducted emission noises produced on the main power supply. They are the differential mode (DM) and common mode (CM) noises. The DM noise propagates in and out of the converter circuit through its main input power line. While the CM noise flows in the same direction through its main input power lines with the stray capacitance coupled to the chassis ground reference plane. In this paper, the line to ground and the neutral to ground conducted emission characteristics of an active snubber boost converter are presented.

The boost converter is widely used in many applications because of its simple power and ground-reference control circuits. The conventional boost converter, which is known as a hard-switched operation, produces high dv/dt and di/dt rates. Those rates will cause a high switching loss and stress over the power switch. They are also perceived as the major sources of the conducted emission signals. Various active snubber (soft-switching) techniques for the boost converter have been proposed in the literature to reduce the switching loss and stress over the semiconductor power switches. They can evi-

dently improve their power efficiencies. It also improves and extends the operating range⁽³⁾. The active snubber technique creates a zero voltage and/or zero current condition over the switch. The switch is then turned on or off softly. So, the instantaneous power losses occurring at the switching transition could effectively be reduced. The rate of changes of current and voltage are also reduced due to the soft-switched schemes. Because the conducted emission signals are proportional to the rate of change of voltage or current magnitudes, the low rate of change therefore reduces the conducted emission coupling effectiveness. The soft-switching technique is then conceivable in the reduction of the conducted EMI noise generated by the hard switching operation⁽¹⁾.

The active snubber boost converter presented in⁽²⁾ is observed to be the experimental circuit for the conducted emission characteristics study. It is of interest from the excellent in a minimum number of components for the active snubber circuit. However, the voltage and current stresses of the components of the circuit in⁽²⁾ are reported similar to the conventional hard-switched counterpart. The different control-timing diagram and its operating modes are proposed in this paper. With the new control diagram, the presented active snubber achieves the ZCS-ZVS condition. The conducted emission spectra; Line-to-Ground and Neutral-to-Ground, of the presented active snubber converter are then studied and compared with its conventional circuit.

The measured results show that the proposed soft switching technique can effectively mitigate the conducted emission over the high frequency range.

2. The Mechanism of the Conducted Emission Coupling

2.1 Inductive Coupling (Differential Mode: DM) The inductive coupling occurs from the close-loop of a current signal path. The power main DM noise

* Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Bangkok, Thailand 10520. Phone/Fax: +662 737-3000 Ext. 3322

** Graduate School, Production System Engineering, Salesian Polytechnic, 2-35-11, Igusa Suginami, Tokyo, 167-0021, Japan

current, I_{DM} , in an electrical circuit is illustrated in Fig. 1⁽⁵⁾.

In a close current loop of the single-phase two-wire system, the differential mode current flows in, from one of the power input line through the cable, wire, and interconnect represented by Z_{CIR} , to the load, Z_{LOAD} . It then flows out through the rest of the close interconnecting loop Z_{RTN} to the other end of the power return line. It will develop the differential mode voltage, V_{DM} as shown in Fig. 1.

The ac resistance of a copper wire⁽⁶⁾ is given by Eq. (1).

$$R_{ac} = (0.244d\sqrt{f} + 0.26) \cdot R_{dc} \dots\dots\dots (1)$$

Where d is the diameter of the wire (cm), f is the frequency (Hz), and R_{dc} is the dc resistance (Ω). It can be seen from Eq. (1) that the ac resistance of a copper wire generally used as the interconnect varies with the frequency.

The inductance (or self-inductance) L is defined⁽⁷⁾ in Eq. (2) as the ratio of the total flux Φ of the linear magnetic media linkages to the current I flowing in the N -turn coil which they link, or

$$L = \frac{N\Phi}{I} \dots\dots\dots (2)$$

The magnetic flux Φ is defined as in Eq. (3).

$$\Phi = \int_a B \cdot ds \dots\dots\dots (3)$$

Where B is the magnetic flux density and ds is any designated closed area. It is to be noted from Eq. (3) that the inductance, Eq. (2), depends on the physical structure.

The impedance of a wire with a circular cross section at least 15 cm from a ground structure is given⁽⁸⁾ by Eq. (4).

$$L = 0.002l \left(2.303 \log \left(\frac{4l}{d} \right) - 1 - \frac{\mu_r}{4} \right) (\mu H) \dots\dots\dots (4)$$

Where l is the length of the wire (cm), d is the diameter (cm), and μ_r is the relative permeability. The inductance calculation from other specific physical structures

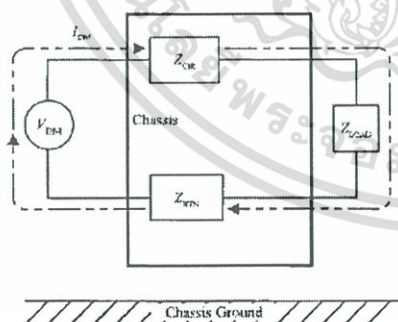


Fig. 1. Differential mode (DM) current path.

could be valuably found more in⁽⁵⁾⁽⁶⁾.

The principle of the DM coupling is then defined fundamentally on the di/dt and the inductive reactance. The induced voltage across the inductor is given by

$$v_L = L \cdot \left(\frac{di}{dt} \right) \dots\dots\dots (5)$$

Where, L is a closed loop inductor.

The induced voltage v_L , produces the unwanted differential mode signals. To minimize it, from Eq. (5), the inductance L must be kept as low as possible. To achieve this, any interconnection that realizes a high di/dt rate must be kept as short as possible. In general, all interconnects, printed wiring board (PWB) track, wiring, and cabling are needed to keep as short as possible also.

The active snubber presented in this paper comes with the snubber inductor, L_r , (as shown in Fig. 4). It is used to limit the di/dt rate for the power-diode at turn-off and the auxiliary-switch at turn-on states. The latter case generates the zero current switch (ZCS) turn-on condition for the auxiliary switch. From Eq. (5), the reduction of the circuit di/dt in the presence of the snubber inductor L_r , reduces the induced voltage v_L . It mitigates the conducted emission.

2.2 Capacitive Coupling (Common Mode: CM)

The capacitance of a portion of the infinite-plane arrangement⁽⁷⁾ having a surface area S whose linear dimensions is much greater than the separation d , is shown in Eq. (6).

$$C = \frac{\epsilon S}{d} \dots\dots\dots (6)$$

Where C is the designed capacitor, ϵ is the permittivity of the dielectric between two plates (F/m) and d is the distance between the plates (m). The common mode noise is recognized in the presence of the earth system⁽⁹⁾. Let consider the node N_g and N_e referred to the chassis ground shown in Fig. 2, they may form the capacitors C_{CM1} and C_{CM2} , respectively.

The fundamental equation of the current, which flows into the capacitor, is

$$i_C = C \cdot \left(\frac{de}{dt} \right) \dots\dots\dots (7)$$

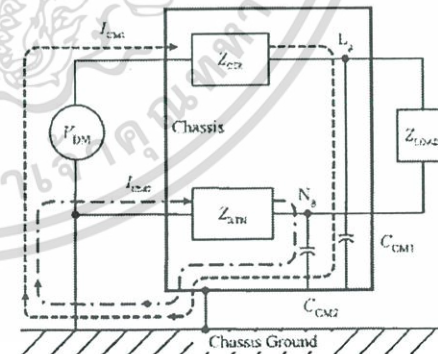


Fig. 2. Common mode current path.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

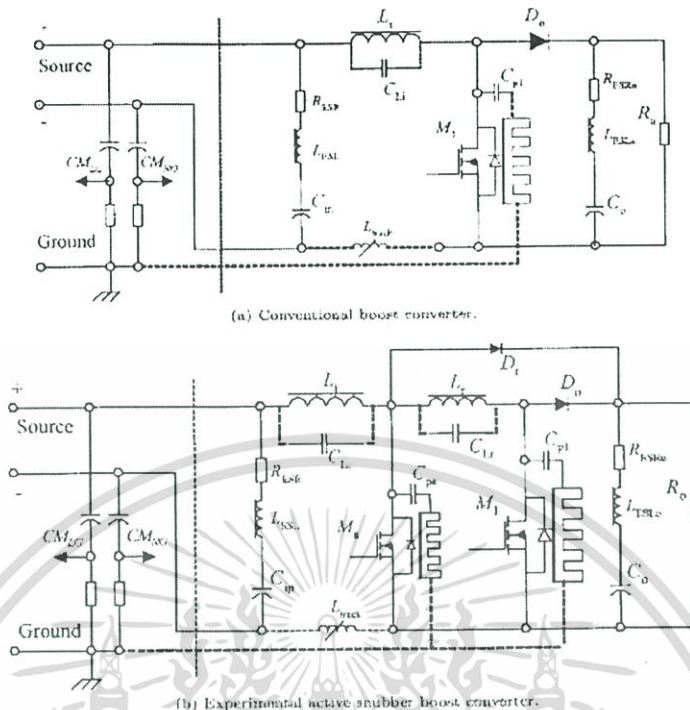


Fig. 3. Simplified boost converter including parasitic elements: (a) conventional boost converter and (b) experimental active snubber boost converter.

From Eq. (6), a piece of surface respecting to the chassis ground may form a capacitor. It then may couple a current from the dv/dt rate represented by Eq. (7), to the chassis ground. This capacitor is usually called a *stray* or *parasitic* capacitor. When the connection between the circuit and chassis ground is implemented, the common mode current, I_{CM1} and I_{CM2} , are taken in place as shown in Fig. 2^(a).

To minimize the capacitive coupling effectiveness, it is to keep the area of those plates forming a parasitic capacitor as small as possible and/or increase the distance d . Since the heat sink should be grounded, the relative permittivity ϵ_r of the electrical isolator placed between the switching component package and the heat sink must be carefully selected to minimize the parasitic capacitance.

The active snubber circuit in this paper is designed to control the rate of change of voltage at the switching transient. The Zero Voltage Switch (ZVS) condition is to bring down the voltage across the targeted power switch to be nearly zero before it is turned on. Under the ZVS interval, the turn-on switching loss is minimized. The instantaneous power loss generated at the turn on switching transition could be obviously reduced. The stress over the switch is also reduced to the minimum. It leads to the reduction of the required size of the heat sink.

Fig. 3 illustrates the parasitic elements such as C_{L1} ,

C_{p1} as shown in dotted lines for the conventional in Fig. 3(a). The parasitic elements of the presented active snubber boost converter is depicted in Fig. 3(b). Those parasitic elements characterize the conducted emission coupling mechanism. The parasitic element L_{trunk} , on the return path in Fig. 3, represents a total interconnecting inductive reactance. The practical inductor also has the stray capacitor, C_{Lx} , from its physical structure⁽¹⁾. The common mode parasitic capacitor, C_{p1} & C_{p2} , which is formed between the high dv/dt node and the grounded heat sink, will couple the noise current to the chassis ground. All of the parasitic elements depend on the frequency.

In conclusion, any changing in the physical aspect such as a wiring, an interconnect, or a device placement, and the electrical aspect such as a difference in a semiconductor power rating, type, or packaging, and the soft-switched topology itself will directly effect the conducted emission coupling performance.

The contributions of the differential mode, I_{DM} , and the common mode, I_{CMx} , current components to the measured conducted emission spectra revisited in this section is depicted in the section 4, Fig. 8(b).

3. Experimental Circuit and Operating Conditions

To carry out the study of the conducted emission characteristics of an active snubber boost converter, the 200-

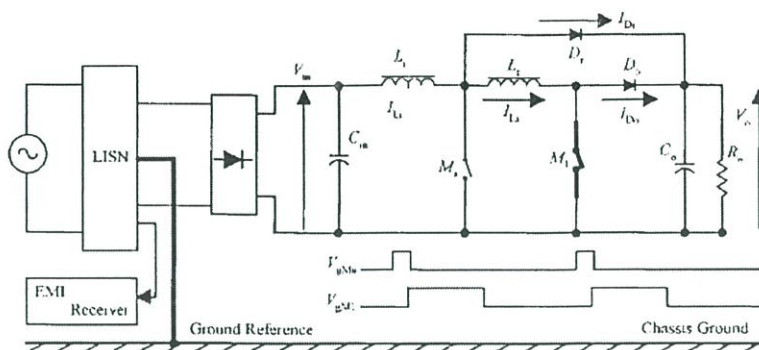


Fig. 4. Active snubber boost converter for experiment.

watt single-phase dc boost converter, in Fig. 4, with proposed control timing diagram, Fig. 5(g), is constructed.

The ratings of the experimental circuit in Fig. 4 are as follows:

V_{in} : 100 V, C_{in} : 22,000 μ F, L_1 : 470 μ H, L_r : 10 μ H, C_o : 470 μ F, M_A : IRF840, M_1 : IRFP460, D_o and D_r : MURS60, Switching frequency: 100 kHz, and 200-watt output.

The analysis of the proposed control-timing diagram of the ZCS-ZVS active snubber boost converter shown in Fig. 5 is derived. The operation modes and the ideal key waveforms are shown in Fig. 5(a)–(g). The auxiliary switch M_A is turned on before turning on the main switch M_1 . To simplify the analysis, the boost converter will be assumed to be an ideal circuit and operated in the continuous conduction current mode. However the output capacitance (C_{oss}) and the body diode of the MOSFET switch, which are not shown in Fig. 5, will be included into the operation analysis. As shown in Fig. 5, four operation modes are included in one switching cycle.

Before 0, the current from the boost inductor I_{L1} flows to the load through the snubber inductor L_r and the boost power diode D_o . The two power-switches M_A and M_1 , and the snubber diode D_r are in the off state.

Mode-1: Interval 0-1. The gate signal of the auxiliary switch M_A is applied to turn on the switch M_A . Since the current I_{L1} is hanged up with the boost inductor and the snubber inductor, the current between these inductors could not be changed immediately. The current in the auxiliary switch will ramp up from zero to the maximum value with the slope of

$$\frac{di_{M_A}}{dt} = \frac{V_o}{L_r} \dots \dots \dots (8)$$

The current in the boost power diode I_{D_o} and the current in the snubber inductor I_{L_r} will decrease at the same rate as in Eq. (8). The boost power diode D_o will then stop conducting softly. At this moment, the output capacitance of the MOSFET switch M_1 (Fig. 4, not shown) starts discharging through the snubber inductor L_r . When the capacitance is fully discharged, the voltage across the switch becomes zero. The current I_{L_r} will

flow through the body diode (not shown) of the switch M_1 . The gate signal of the main switch is applied at this point of time to achieve the turn-on ZVS condition.

For the practical circuit, the gate signal of M_1 should be applied before taking off the gate signal of M_A (condition #1 in Fig. 5) to guarantee the ZVS condition.

The critical delay time before applying the gate signal of M_1 (condition #2 in Fig. 5) is to wait until the boost power diode, D_o , completely turns off.

Mode-2: Interval 1-2. Entering this mode, the main switch M_1 is already turned on. When the auxiliary switch is turned off, the current from the boost inductor I_{L1} is ‘kicked’ out to the load through the active snubber D_r . Since the active snubber diode is conducted, the output voltage is appeared over the auxiliary switch in this mode.

The snubber diode current I_{D_r} then decreases under the influence of the snubber inductor L_r since the main current is conducting by the main switch M_1 . It will stop conducting softly.

Mode-3: Interval 2-3. The auxiliary switch M_A is in the off state. The main switch M_1 is turned on. It is an equivalent to the energy boost stage in the boost inductor L_1 as similar to the conventional boost circuit.

Mode-4: Interval 3-4. This mode is also considered as equivalence to the free wheeling stage of the conventional boost converter. At the end of this mode, it is to be noted that the main switch M_1 is turned off under the same stress as in hard-switched circuit.

Fig. 6 shows the measured waveforms of the gate control signals V_{gM_A} , V_{gM_1} , and the currents of the boost inductor I_{L1} and the snubber inductor I_{L_r} , respectively. It is in a good trend with the analysis proposed waveforms in Fig. 5.

In Fig. 7 the measured waveforms of the power diode current I_{D_o} , and the snubber diode current I_{D_r} are shown with the inductor current waveforms I_{L1} and I_{L_r} , respectively. They are also in a good trend with the analysis ones.

The experimental converter is comprised of 3 PCBs, which are the power, the driver, and the base-frequency units. They are incorporated on the open chassis ground plate. The proposed control-timing diagram improves

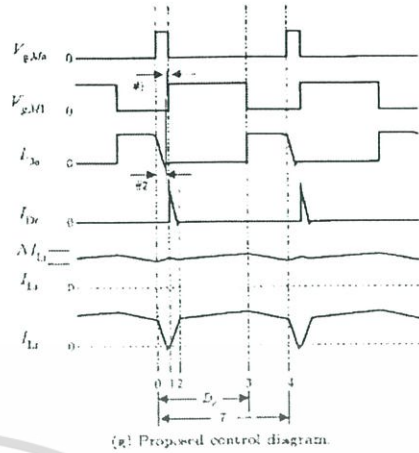
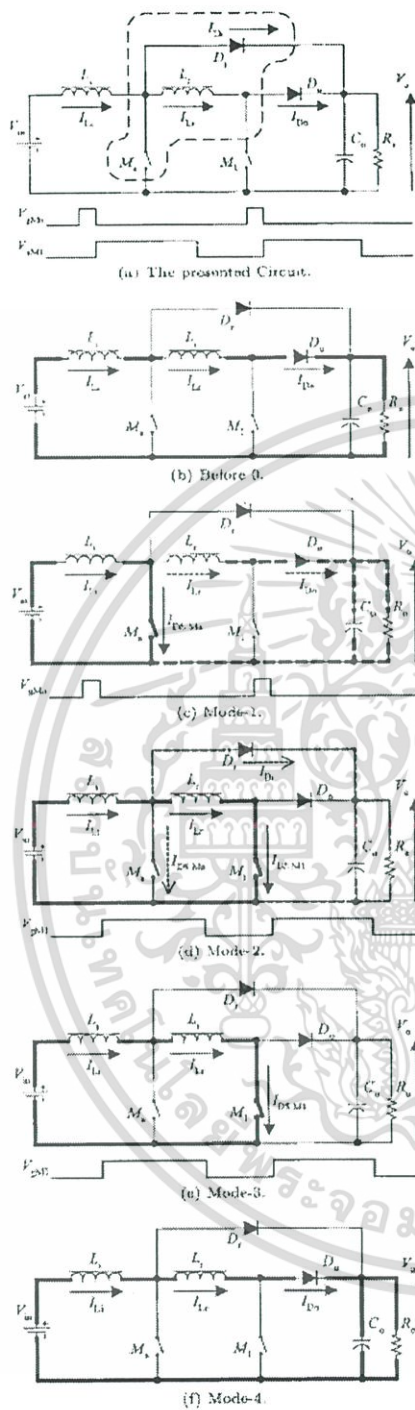


Fig. 5. Operation modes and the analysis of the ideal key waveforms.

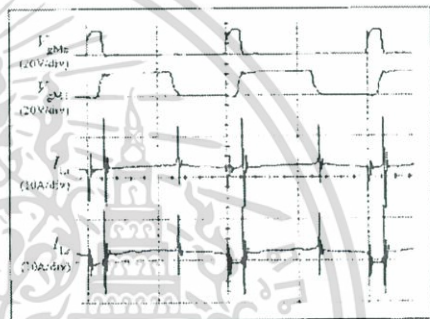


Fig. 5. Measured waveforms of gates and inductors currents, [x-axis: 5 μs/div].

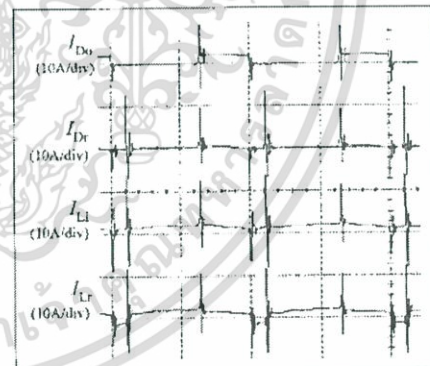


Fig. 7. Examples of key current waveforms, [x-axis: 5 μs/div].

the low line power efficiency by 4%. The proposed control-timing diagram provides the power efficiency better than 92% compared to 88% of the experimental converter without the active snubber circuit at the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

same rated power.

With the proper algebraic analysis using that the *average voltage* across an inductor over one switching period is equal to zero, the voltage gain of the experimental active snubber boost converter, Appendix A, is shown in Eq. (9),

$$V_o = V_{in} \frac{1}{(1 - D_{s'})} \frac{1}{\left(1 + \frac{L_r}{D_{s'} R_o t_{off'}}\right)} \dots\dots (9)$$

The ripple current in the boost inductor⁽²³⁾ is then expressed by Eq. (10),

$$\Delta I_{L_r} = \frac{V_o T}{L_r} \left(D_{s'} (1 - D_{s'}) + \frac{L_r}{R_o} \right) \dots\dots (10)$$

The frequency characteristic of the ripple current, $f_r(t)$, can be obtained by using the Fourier series analysis, Appendix B, as shown in Eq. (11),

$$f_r(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos\left(\frac{n\pi t}{T} + \phi_n\right) \dots\dots (11)$$

Where $A_0 = \Delta I_{L_r}$, $A_n = 2 |C_n|$, $\phi_n = \arg C_n$, and Eq. (12) is obtained,

$$C_n = \frac{\Delta I_{L_r}}{T a} \left[T e^{aT} - \frac{e^{aT}}{a} + D_{s'} e^{a\left(1 - \frac{t_{off'}}{T}\right)} - \frac{e^{a\left(1 - \frac{t_{off'}}{T}\right)}}{a} \right] \dots\dots (12)$$

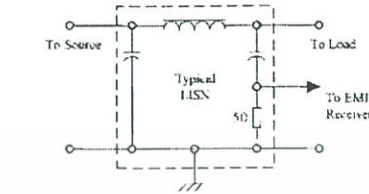
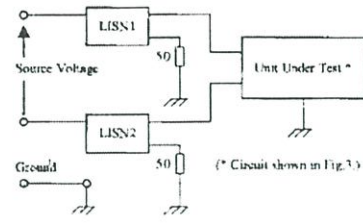
where, $a = j2n\frac{\pi}{T}$, $T =$ Effective switching period, $D_{s'} =$ Effective turn on duty ratio, and $t_{off'} = (1 - D_{s'}) \cdot T$.

From Eq. (9), the snubber inductor L_r effects directly to the ripple current. It also effects to the frequency characteristic of the ripple current (ΔI_{L_r}) shown in Eq. (10), (11), and (12).

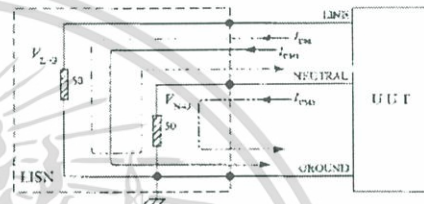
4. Test Set Up for the Comparison between the Proposed Active Snubber and its Conventional Boost Converter

The presented active snubber boost converter is measured at first. Then, the 'active snubber set' is taken out for the second measurement represented the conventional boost converter. The layout of the tested circuit is the same for both measurements. The snubber inductor L_r is replaced by the same size of wire. The snubber diode D_r , and the auxiliary switch M_h are taken out. However, the switch M_h and its heat sink are placed and grounded at the same location as in the first measurement.

4.1 Circuit Model of the Conducted Emission Measurement The Line Impedance Stabilization Network (LISN) as shown in Fig.8(a) is used to provide firstly the specified impedance over the working radio frequencies range at the terminals of the unit under test. It has to provide sufficient isolation the test circuit from spurious or unwanted interference signals on the supply mains⁽²⁵⁾. It is used to couple the measuring disturbance voltage to the EMI receiver. It also has



(a) Typical Line Impedance Stabilization Network (LISN) arrangement for the conducted emission measurement.



(b) The contributions of the differential mode and the common mode current components on the measured conducted emissions.
Fig. 8. The conducted emission measurement.

to prevent the main voltage from being applied to the measuring receiver.

The impedance of a LISN is the magnitude of the impedance with respect to the reference earth measured at an equipment terminal when the corresponding disturbance output terminal is terminated with 50 Ohm.

Fig.8(b) illustrates the contributions of the differential mode, I_{DM} , and the common mode, I_{CM} , current components described in the section 2, on the measured conducted emission signals over the completed LISN arrangement⁽²⁵⁾. From Fig.8(b), the differential mode current flows down through one 50 Ohm resistor and up through the other one. The common mode currents flow down through both 50 Ohm resistors. The contributions due to each current add in the V_{L-G} and subtract in the V_{N-G} . If the DM and the CM currents are of the same magnitude, the Line to Ground and the Neutral to Ground spectra will not be the same.

The Agilent E7401A EMC Analyzer is used as the emission receiver and display. The experimental unit under test chassis ground is connected to the RF ground point of the EMC0 3810/2 LISN. The Receiver and the LISN are grounded to the building earth. The load is the 2 pieces of 100 watts incandescent lamps. The *peak-hold* mode of the EMI receiver is selected to measure the 0.15–30 MHz conducted emission spectrum. This model of LISN is able to measure the line to ground and the

neutral to ground conducted emission using a selector switch.

The measurement is then carried out, in the EMC Labs of the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, without enclosure and filter. This paper presents the Line to Ground and the Neutral to Ground conducted emission characteristics measured from the experimental circuit in section 3.

5. The Conducted Emission Characteristics Investigation

The measured waveforms of the current and voltage of the main, M_1 , and the auxiliary, M_a , switches of the experimented active snubber boost converter are shown in Fig.9. The soft switching conditions over the switches are depicted in Fig.9. The ZCS condition is achieved over the auxiliary switch, M_a , at turn on while the main switch, M_1 , is turned on at the ZVS condition.

It could be noted that the high dv/dt at turn on state takes place in the operation over the auxiliary switch, M_a , as shown by the waveform $V_{DS\ M_a}$ in Fig.9. The auxiliary switch M_a , achieves the ZCS condition at turn on. The switch is modeled comprised of the R-L-C element for the high frequency as the lumped ideal component (LIC) switch⁽¹³⁾. The noise developed over the L element of the switch is limited, (di/dt is limited) under the ZCS condition. The voltage change developed over the stray capacitor should be considered less than the unlimited di/dt . Its noise coupling effectiveness to ground under ZCS condition is considered lower than the one in the hard switching mode.

When the auxiliary switch M_a is turned off, the current from the boost inductor, L_f , is kicked to the load through the snubber diode, D_f . The output voltage is realized (circled in Fig.9—Operation Mode-2), over the switch M_a until the auxiliary diode D_f stops conducting. This voltage stress over the auxiliary switch is considered to exceed that one in the conventional boost converter.

From the voltage, $V_{DS\ M_1}$, and the current $I_{DS\ M_1}$ waveforms of the main switch M_1 , in Fig.9, they show

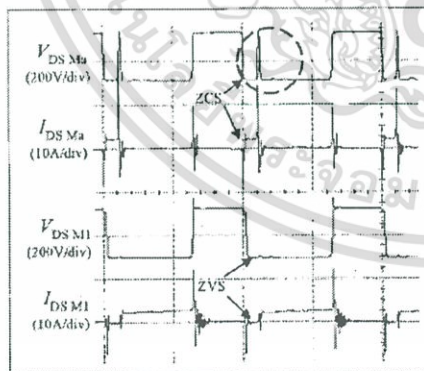


Fig. 9. Zero Current M_a , and Zero Voltage M_1 , Switches, [x-axis: $5\ \mu\text{s}/\text{div}$].

the ZVS condition at turn on achievement of the proposed control-timing diagram. It is seen at the ZVS condition in Fig.9 that the turn on voltage transient of the main switch is significantly reduced nearly to be zero. At the free wheeling interval, the experimented active snubber boost converter is considered to be identical to the conventional boost converter.

The voltage transient conditions investigated above may be concluded that the conducted emission performance at a low frequency range compared the proposed active snubber with its conventional counterpart will mostly show the same result. Because the *effective* desired waveforms are considered to be similar between the two converters, except only the transients. The voltage transient stresses on switching devices are limited by the proposed soft-switched operation. It could be concluded that the proposed soft switching technique could mitigate the conducted emission more effectively over the high frequency range. The result of the investigation will be examined experimentally.

6. Measurement Results

Measured spectra are shown in Fig.10 and 11 for the

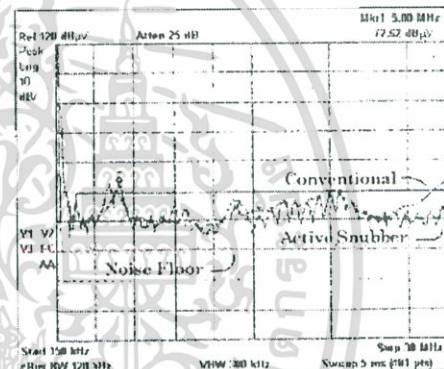


Fig. 10. Conducted emission spectrum of Line to Ground

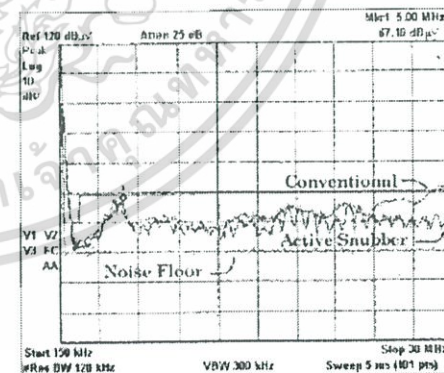


Fig. 11. Conducted emission spectrum of Neutral to Ground.

conducted emission from the Line-to-Ground and the Neutral-to-Ground, respectively. In those Figures, the spectra are compared the active snubber with the conventional boost converters. As investigated in section 5, the measured results show similar spectra at the low frequency bandwidth. Under a certain circumstance, the active snubber noise performance may be worse than the conventional boost converter. This is due to more circuit components sensitive to the conducted emission coupling are included. They could form other self-resonance frequencies over the original circuit components.

Since the main switch M_1 has much reduced in the dv/dt rate, the measured spectra of the proposed active snubber converter show better result than its conventional boost converter at the high frequency range.

The measurement is carried out in the open area of the KMITL EMC Labs test-table. The uncertainty of the measurement is necessitated to take into account when the regulation pre-compliance is in consideration. The FCC15 AC limit line is loaded into both figures for the reference purpose only. The noise floor is measured when the main power supply is turned off.

7. Conclusion

The conducted emission characteristics of a ZCS-ZVS active snubber boost converter are presented and investigated experimentally. Its coupling mechanism fundamentals are described. The measured results show that the proposed soft switching technique can effectively mitigate the conducted emission over the high frequency range.

The degree of the conducted emission mitigation directly depends on the converter topology, the detail of the applied soft-switching technique, the physical wiring and layout, the semiconductor switch device itself, the proper circuit design, and all of the electromagnetic related elements. It could be notified that the solution developed successfully for a circuit might not be fully applied to the other ones. For the interested circuit, it has to be investigated by its own topology and design.

The fundamental of the conducted electromagnetic coupling mechanism, which substantially presented in this paper, can generally be applied to the conducted noise reduction knowledge of the high switching frequency power electronics circuits.

(Manuscript received March 22, 2002, revised Oct. 23, 2002)

References

(1) Y. Tang, H. Zhu, B. Song, J.S. Lai, and C. Chen: "EMI Experimental Comparison of PWM Inverters Between Hard- and Soft-Switching Techniques", *IEEE Power Electronics in Transportation*, pp.71-77 (1998-10)
 (2) Q. Chew: "Electromagnetic Interference (EMI) Design Considerations for a High Power AC/DC Converter", *Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record, 29th Annual IEEE, Vol.2, 17-22*, pp.1159-1164 (1998-5)
 (3) M.M. Jovanovic and Y. Jung: "A Novel Active Snubber for High-Power Boost Converters", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.15, No.2, pp.278-284 (2000-3)

(4) J.C. Fluke: "Controlling Conducted Emission By Design", Van Nostrand Reinhold (1991)
 (5) F.B.J. Leferink: "Inductance Calculations: Methods And Equations", *International Symposium on Electromagnetic Compatibility 1995*, 14-18, pp.16-22 (1995-8)
 (6) F.B.J. Leferink: "Inductance Calculations; Experimental Investigations", *International Symposium on Electromagnetic Compatibility 1996*, 19-23, pp.235-240 (1996-8)
 (7) W.H. Hayt, Jr.: *Engineering Electromagnetics*, McGraw Hill, 1981, 4th Edition, pp.127-169 (1981)
 (8) J. Williams: *EMC for Product Designers*, B-H NEWNES, 1992, 2nd Edition, p.70 (1992)
 (9) D.A. Weston: *Electromagnetic Compatibility: Principles and Applications*, Marcel Dekker, Inc. 1991, pp.206-214 (1991)
 (10) K. Armstrong: "Earth? What Earth?", *Shielding and Grounding (Ref. No. 2090/016)*, IEE Seminar on, 27 Jan., pp.2/1-2/8 (2000)
 (11) A. Massarini, M.K. Kazimierczuk, and G. Grandi: "Lumped Parameter Models for Single- and Multiple-Layer Inductors", *PESC '96 Record, 27th Annual IEEE, 23-27 June 1996*, vol.1, pp.295-301 (1996)
 (12) C.R. Paul: *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, John Wiley & Son, Inc., pp.450-455 (1992)
 (13) C. Tantikarakon, V. Thiratharasath, W. Khan-ngorn, and S. Nitta: "The Lump-Element Component (LEC) Switch Micro Signal Concept for the Conducted Emission Analysis", *PESC'02 Record, 33th Annual IEEE, 23-27 June (2002)*

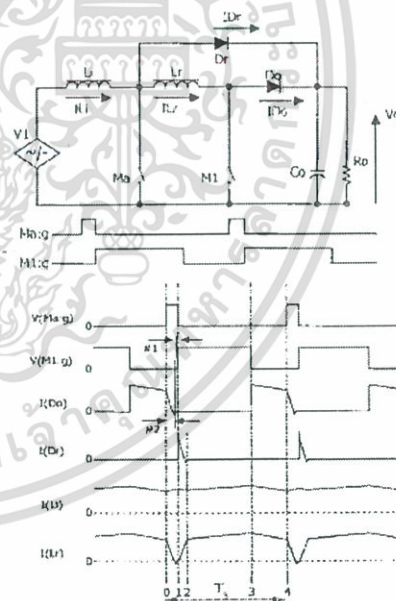
Appendix

Appendix A

Voltage gain of the proposed active snubber boost converter circuit.

The average voltage in one switching cycle is zero, then from app. Fig. 1,

$$V_1 t_{01} + (V_1 - V_o) t_{12} + (V_1 - V_{Lr}) t_{23} + (V_1 - V_{Lr} - V_o) t_{34} = 0 \dots \dots \dots (A1)$$



app. Fig.1. The circuit and the timing diagram used to derive the voltage gain.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_1 t_{01} + V_1 t_{12} - V_o t_{12} - V_o t_{12} + V_1 t_{23} - V_{Lr} t_{23} + V_1 t_{34} - V_{Lr} t_{34} - V_o t_{34} = 0 \dots\dots\dots (A2)$$

$$V_1 (t_{01} + t_{12} + t_{23} + t_{34}) - V_{Lr} (t_{23} + t_{34}) - V_o (t_{12} + t_{34}) = 0 \dots\dots\dots (A3)$$

$$V_o (t_{12} + t_{34}) = V_1 (t_{01} + t_{12} - t_{23} + t_{34}) - V_{Lr} (t_{23} + t_{34}) \dots\dots\dots (A4)$$

At steady state, the average voltage across L_r in one switching cycle is zero. Then $V_{Lr}=0$, Eq. (A4) will be as follows

$$V_o = V_1 \frac{t_s}{(t_{12} + t_{off})} \dots\dots\dots (A5)$$

$$t_s = (t_{01} + t_{12} - t_{23} + t_{34}), \text{ and } t_{off} = t_{34} \dots\dots\dots (A6)$$

Assume $D_s = \frac{t_{off}}{t_s}$, then $D_s = 1 - \frac{t_{off}}{t_s}$, and $t_s = \frac{t_{off}}{1-D_s}$, replaced in Eq. (A5) gets

$$V_o = V_1 \frac{1}{(1-D_s)} \frac{t_{off}}{(t_{12} + t_{off})} \dots\dots\dots (A7)$$

$$V_o = V_1 \frac{1}{(1-D_s)} \left(\frac{t_{12}}{t_{off}} + 1 \right) \dots\dots\dots (A8)$$

To find out the value of t_{12}

$$V_{Lr} = L_r \frac{di_{Lr}}{dt}, \Delta t_{12} = \frac{L_r}{V_{Lr}} \Delta I_{Lr}, I_{R_o} = I_L D_s \dots\dots\dots (A9)$$

$$\Delta I_{Lr} = \frac{\Delta I_{R_o}}{D_s} \dots\dots\dots (A9)$$

$$\Delta t_{12} = \frac{L_r}{V_{Lr}} \frac{\Delta I_{R_o}}{D_s} \dots\dots\dots (A10)$$

Replace $V_{Lr} = V_o$ and $\Delta I_{R_o} = \frac{V_o}{R_o} = I_{R_o}$ in Eq. (A10)

$$\Delta t_{12} = \frac{L_r}{V_o} \frac{1}{D_s} \frac{V_o}{R_o}, t_{12} = \frac{L_r}{D_s R_o} \dots\dots\dots (A11)$$

Then replace t_{12} into Eq. (A8) yields

$$V_o = V_1 \frac{1}{(1-D_s)} \left(1 + \frac{L_r}{D_s R_o t_{off}} \right) \dots\dots\dots (A12)$$

The current ripple of the input inductor for the conventional boost circuit is

$$\Delta I_L = \frac{V_{in}}{L} DT_s \dots\dots\dots (A13)$$

Assume that the current ripple caused by I_{Lr} is negligible compared to I_{L1} , replace V_o from Eq. (A12) into Eq. (A13) gets the current ripple of the proposed circuit

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_o T_s}{L_1} \left(D_s (1 - D_s) + \frac{L_r}{R_o} \right) \dots\dots\dots (A14)$$

Appendix B

The frequency characteristic of the ripple current, $f_r(t)$

In order to maintain the equality of the phases at the positive frequencies between the complex and real representations, a cosinusoidal expansion

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos \left(\frac{2n\pi t}{T} + \phi_n \right) \dots\dots (A15)$$

of the real Fourier series is the frequency adopted as an alternative to the sinusoidal series expansion.

The phase angle is defined as

$$\sin(\phi_n) = \frac{b_n}{A_n} \text{ or } \cos(\phi_n) = -\frac{a_n}{A_n} \dots\dots (A16)$$

where $A_n = \sqrt{(a_n^2 + b_n^2)}$

$$f_r(t) = k_1 t_{01} - k_2 t_{12} + k_3 t_{23} - k_4 t_{34} \dots\dots (A17)$$

Where $0 < t_{01} < t_1, t_1 < t_{12} < t_2, t_2 < t_{23} \leq t_3$, and $t_3 < t_{34} \leq t_4$.

$k_1 = \frac{V_o}{L_r}, k_2 = \frac{V_o}{L_r} \frac{V_{Lr}}{V_o}, k_3 = \frac{V_o}{L_r} \frac{V_{Lr}}{V_o},$ and $k_4 = \frac{V_o - V_{Lr} - V_{Lr}}{L_r + L_r}$, (using the variable from Fig.5 in the paper).

At steady state, it could be assumed that, $V_{Lr} \ll V_{L1}$, and $L_r \ll L_1$. Then

$$f_r(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos \left(\frac{2n\pi t}{T} + \phi_n \right) \dots\dots (A18)$$

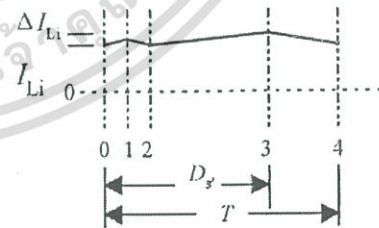
Where $A_0 = \Delta I_{Lr}, A_n = 2|C_n|, \phi_n = \arg C_n$ and $C_n = \frac{1}{T} \int_0^T f_r(t) e^{-j\frac{2n\pi}{T}t} dt$

The boundary of the first point to enter the ZVS condition is subject to a load current. It is assumed that $t_{01} = t_{12}$ for the simplicity of the analysis as shown in app. Fig. 2.

The solution of the C_n is then

$$C_n = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_1} f_r(t) e^{-j\frac{2n\pi}{T}t} dt + \int_{t_1}^{t_2} f_r(t) e^{-j\frac{2n\pi}{T}t} dt + \int_{t_2}^{t_3} f_r(t) e^{-j\frac{2n\pi}{T}t} dt - \int_{t_3}^{t_4} f_r(t) e^{-j\frac{2n\pi}{T}t} dt \right) \dots\dots (A19)$$

To solve for C_n , let $t_{01} = t_{12} = D_s, k_3 = k_1, k_4 = k_2$, then



app. Fig. 2. The boundary first point to enter the ZVS condition boost inductor current waveform, $t_{01} = t_{12}$.

$$C_n = \frac{1}{T} \left(\int_0^{D_n} f_r(t) e^{-j2\pi n t/T} dt + \int_{D_n}^{2D_n} f_r(t) e^{-j2\pi n t/T} dt + \int_{2D_n}^{D_{S'}} f_r(t) e^{-j2\pi n t/T} dt + \int_{D_{S'}}^{T_{S'}} f_r(t) e^{-j2\pi n t/T} dt \right) \dots \dots \dots (A20)$$

Using $\int e^{ax} dx = \frac{e^{ax}}{a}$, $\int e^{ax} dx = \frac{e^{ax}}{a}$, and $\int x e^{ax} dx = \frac{e^{ax}}{a^2} (x - \frac{1}{a})$, and let $a = -\frac{j2\pi n}{T}$, the solution of the C_n is

$$C_n = \frac{1}{T} \left[k_1 \left\{ \frac{e^{at}}{a} \left(t - \frac{1}{a} \right) \right\}_0^{D_n} - k_2 \left\{ \frac{e^{at}}{a} \left(t - \frac{1}{a} \right) \right\}_{D_n}^{2D_n} + k_1 \left\{ \frac{e^{at}}{a} \left(t - \frac{1}{a} \right) \right\}_{2D_n}^{D_{S'}} - k_2 \left\{ \frac{e^{at}}{a} \left(t - \frac{1}{a} \right) \right\}_{D_{S'}}^{T_{S'}} \right] \dots \dots \dots (A21)$$

From app. Fig.2, using the average ripple current over a switching period, the coefficient is approximated as

$$C_n = \frac{k}{T} \left[\frac{T_{n'}}{a} e^{aT_{S'}} - \frac{e^{aT_{S'}}}{a^2} + \frac{D_{S'}}{a} e^{aD_{S'}} - \frac{e^{aD_{S'}}}{a^2} - \frac{1}{a^2} \right] \dots \dots \dots (A22)$$

Let $t_{off'} = (1 - D_{S'}) T_{S'}$, $T = T_{S'}$, $k = \Delta I_{L_i}$, and rearrange Eq. A22 gets

$$C_n = \frac{\Delta I_{L_i}}{T a} \left[T e^{aT} - \frac{e^{aT}}{a} + \left(1 - \frac{t_{off'}}{T} \right) e^{a \left(1 - \frac{t_{off'}}{T} \right)} - \frac{e^{a \left(1 - \frac{t_{off'}}{T} \right)}}{a} - \frac{1}{a} \right] \dots \dots \dots (A23)$$

And

$$\Delta I_{L_i} = \frac{V_o T}{L_i} \left(D_{S'} (1 - D_{S'}) + \frac{I_{xr}}{R_o} \right) \dots \dots \dots (A24)$$

Chalya Tuntisukrom (Non-member) was born in Cha-Ain, Phetburi, Thailand, in 1962. He received the Master degree in electrical engineering with the outstanding level of the master thesis in 1985 from King's Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL).



He was a lecturer at the faculty of engineering, KMUTL in 1985 to 1988. He is currently working towards the Doctor degree of electrical engineering at KMUTL. He is a member of the EMC Labs, Research Center of Communication and Information Technology (R-CGIT) under the cooperation from Japan International Cooperation Agency (JICA). His research activities include power electronics, soft-switched DC-DC converters, conducted emission, simulation modeling, and microcontroller design and development.

Worachet Khan-ngern (Non-member) was born in Ubon-rachathani, Thailand, in 1960. He received B.Eng. and M.Eng. from King's Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL).



He received the Ph.D. degree from Imperial College, University of London in 1997. His research areas are related in power electronics and electromagnetic compatibility (EMC). He is the EMC committee for Thai Industrial Standard Institute. He is also a member of working group of TC77B. Dr. W. Khan-ngern is currently an Assistant Professor at KMUTL. He serves the KMUTL as the EMC laboratory leader and the Vice Dean for the Academic Affairs of KMUTL's Graduate School.

Shulchi Nitta (Life Member) earned BSEE and Ph.D. from Kyoto University and the University of Tokyo, 1960 and 1978, respectively. After working for an electric industry as a systems engineer and a quality assurance manager in computer area, he had been a professor of Tokyo University of Agriculture & Technology (TUAT) from 1985 to 2001. He retired the above university at the end of March in 2001 and become a professor emeritus of TUAT. Since April in 2001, he is currently a professor of Sakonni Polytechnic. His research interests are EMC and Systems Maintainability and Safety. He is a member of IEEE, IEICE, SICEJ, Reliability Engineers Association of Japan, Society of Project Management and Association of Field Service Management International.



He is currently a professor of Sakonni Polytechnic. His research interests are EMC and Systems Maintainability and Safety. He is a member of IEEE, IEICE, SICEJ, Reliability Engineers Association of Japan, Society of Project Management and Association of Field Service Management International.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

Chaiya Tantisukarom was born in Cha-Am, Phetburi, Thailand, in 1962. He received the



Master degree in electrical engineering with the outstanding level of the master thesis in 1988 from King's Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL). He was a lecturer at the faculty of engineering, KMITL in 1985 to 1988. He is currently working towards the Doctor degree of electrical engineering at KMITL. He is a member of the EMC Labs,

Research Center of Communication and Information Technology (ReCCIT) under the cooperation from Japan International Cooperation Agency (JICA). His research activities include power electronics, soft-switched DC-DC converters, conducted emission, simulation modeling, and microcontroller design and development.

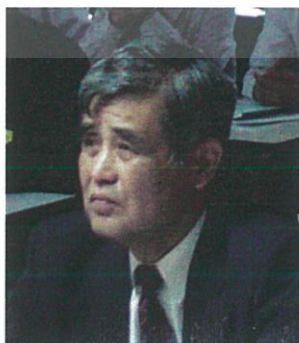
Werachet Khan-ngern (Advisor) was born in Ubonrachathani, Thailand, in 1960. He



received B. Eng. and M. Eng. from King's Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL). He received the Ph.D. degree from Imperial College, University of London in 1997. His research areas are related in power electronics and electromagnetic compatibility (EMC). He is the chairman of EMC committee for Thai Industrial Standard Institute. He is

also a member of working group of TC77B. Dr. W. Khan-ngern is currently an Associate Professor at KMITL and also serves the KMITL as the EMC laboratory leader.

Shuichi Nitta (Advisor) earned BSEE and PhD from Kyoto University and the University of



Tokyo, 1960 and 1978, respectively. After working for an electric industry as a systems engineer and a quality assurance manager in computer area, he had been a professor of Tokyo University of Agriculture & Technology (TUAT) from 1985 to 2001. He retired the above university at the end of March in 2001 and become a professor emeritus of TUAT. Since April in 2001, he is currently a professor of

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิพนธ์ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Salesian Polytechnic. His research interests are EMC and Systems Maintainability and Safety. He is a member of IEEE, IEICE, SICEJ, Reliability Engineers Association of Japan, Society of Project Management and Association of Field Service Management International.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้