

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

**การวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดภายใต้สภาวะสมดุล
และไม่สมดุลของบัคคอนเวอร์เตอร์และบูสท์คอนเวอร์เตอร์**

**ANALYSIS COMMON MODE NOISE GENERATION IN UNBALANCED AND
BALANCED CONDITIONS OF BUCK AND BOOST CONVERTERS FOR
BALANCING IMPROVEMENT**



เลขทะเบียน.....
เลขทะเบียน..... **83066**
วัน,เดือน,ปี = **5 . 5 . 2551**

b. **11964285**
i.

**ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2550**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2550


ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนแบบคอมมอน โหมด ภายใต้สภาวะสมดุลและไม่สมดุลของ
วงจรมัลติคอนเวอร์เตอร์และบูทส์คอนเวอร์เตอร์

ผู้จัดทำ	นายภัทร	เทพหนู	47010549
	นายวิษุรักษ์	ชัยรัตน์	47010701
	นางสาววิมลรัตน์	เอมอิม	47010709




.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.ดร. โยธิน เปรมปราณีรัชต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดภายใต้สภาวะ สมดุลและไม่สมดุลของบัคคอนเวอร์เตอร์และบูสท์คอนเวอร์เตอร์

โดย

นายภัทร เทพหนู 47010549

นายวิฑูรย์ ชัยรัตน์ 47010701

นางสาววิมลรัตน์ เอ็มอิม 47010709

อาจารย์ที่ปรึกษา

รองศาสตราจารย์โยธิน เปรมปรานีรัตน์

ปีการศึกษา 2550

บทคัดย่อ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการเปรียบเทียบ ความสามารถในการลดสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด ในวงจรบัคและบูสท์คอนเวอร์เตอร์ โดยวิธีการสมดุลวงจร ความไม่สมดุลของวงจร เกิดจากความไม่สมดุลของสายส่ง ความไม่สมดุลที่ขั้วแหล่งจ่าย และความไม่สมดุลที่ขั้วโหลด ซึ่งความไม่สมดุลที่ขั้วแหล่งจ่ายและขั้วโหลด ทำให้เกิดแรงดันไม่สมดุลที่ขั้วแหล่งจ่ายและขั้วโหลด $V_{AG} \neq V_{BG}$ และ $V_{IG} \neq V_{2G}$ ตามลำดับ ซึ่งทำให้เกิดแรงดันคอมมอนโหมด $V_{CMOFF} = (V_{AG} + V_{BG})$ และ $V_{CMON} = (V_{IG} + V_{2G})$ ตามลำดับ เมื่อจัดวงจรให้สมดุลแล้ว V_{CMOFF} และ V_{CMON} จะมีค่าใกล้ศูนย์ ซึ่งทำให้กระแสคอมมอนโหมดลดลงอย่างมาก ได้นำเสนอความไม่สมดุลของสองวงจร และการจัดสมดุลของวงจรทั้งสองมาเปรียบเทียบความไม่สมดุล และความสมดุลของวงจรทั้งสอง ได้ด้วยผลการทดลอง

Analysis Common Mode Noise Generation in Unbalanced and Balanced Conditions of Buck and Boost Converters for Balancing Improvement

By

Mr. Pattara Tepnu 47010549

Mr. Witoon Chairat 47010701

Miss Vimonrat Em-im 47010709

Advisor

Assoc.Prof.Dr. Yothain Prempraneerach

Academic Year 2007

ABSTRACT

This project presents the comparison of common mode noise reduction in Buck converter and Boost converter by Balancing Method. The circuit unbalanced is caused by unbalanced transmission path, unbalanced dc source and load terminals of the circuit with respect to ground. The unbalanced dc source and load terminal are caused to produce unbalanced voltage at source and load terminals, $V_{AG} \neq V_{BG}$ and $V_{1G} \neq V_{2G}$, respectively. From these effects will be resulted of CM-voltage $V_{CMoff} = (V_{AG} + V_{BG})$ and $V_{CMon} = (V_{1G} + V_{2G})$. The degree of unbalance of two circuits are presented in this project in form of common mode rejection ratio (CMRR). The degree of unbalance of two circuits can be compared by the experimental results.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาโทฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี เพราะได้รับความเมตตา กรุณาจาก รองศาสตราจารย์ ดร. โยธิน เปรมปราชญ์ อดีตรองอธิการบดี อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้ให้คำแนะนำในทุกเรื่อง ตลอดจนให้ความเอาใจใส่ ตามถึงความคิดหน้า และปัญหาต่างๆ ที่เกิดขึ้นอย่างสม่ำเสมอ ทำให้ผู้จัดทำ มีแรงบันดาลใจในการทำงาน และทำงานอย่างมีระบบผู้จัดทำรู้สึกซาบซึ้ง และขอกราบ ขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ ภาควิชาระบบควบคุม และศูนย์ทดสอบผลิตภัณฑ์ทางไฟฟ้าและ อิเล็กทรอนิกส์(PTEC) เป็นอย่างสูง ที่เอื้อเฟื้ออุปกรณ์และเครื่องมือ ตลอดจนสถานที่ รวมทั้งอำนวยความสะดวก ในเรื่องต่าง จนสามารถจัดทำปริญญาโทฉบับนี้สำเร็จได้

ขอขอบคุณพระคุณของอาจารย์ทุกท่าน ที่เคยสั่งสอนผู้จัดทำ จนสามารถนำความรู้ ความสามารถ และประสบการณ์ มาจัดทำปริญญาโทฉบับนี้ได้

ขอขอบคุณ พี่เทคส์คึกที่ช่วยอธิบายการใช้งานเครื่องมือวัดต่างๆ เพื่อนๆ ห้อง E และพี่ๆ ห้องไอ ที่ช่วยให้คำแนะนำเทคนิคต่างๆ

และสุดท้ายนี้ ขอกราบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ของคณะผู้จัดทำที่ได้ให้โอกาสเล่าเรียน จนถึงทุกวันนี้ ตลอดจนสนับสนุนและได้ให้กำลังใจเสมอมา

คณะผู้จัดทำ

นายภัทร เทพหนู

นายวิฑูรย์ ชัยรัตน์

นางสาววิมลรัตน์ เอ็มอิม

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	2
1.3 ขอบเขตการศึกษา	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า	3
2.1.1 ทางเดินของสัญญาณรบกวน	6
2.2 นิยามของสัญญาณรบกวนแบบคอมมอน โหมด (Common Mode) และดิฟเฟอเรนเชียล โหมด (Differential Mode)	7
2.3 การลดสัญญาณรบกวนด้วยวิธีการบาลานซ์	8
2.3.1 ดิกรีของการบาลานซ์	10
2.4 หลักการทำงานของวงจรสวิตซ์	11
2.5 วงจรทอนระดับหรือวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck converter)	13
2.5.1 เงื่อนไขการทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	13
2.5.2 หลักการทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	14
2.5.2.1 ขณะสวิตช์นำกระแส	14
2.5.2.2 ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส	15
2.5.3 การหาค่าอัตราขยายแรงดันของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	16
2.5.4 การหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	17
2.5.5 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก	19

สารบัญ (ต่อ)

2.6	วงจรทระดับแรงดันไฟฟ้าหรือวงจรบุสท์คอนเวอร์เตอร์	21
2.6.1	เงื่อนไขการทำงานของวงจรบุสท์คอนเวอร์เตอร์	21
2.6.2	หลักการททำงานของวงจรบุสท์คอนเวอร์เตอร์	22
2.6.2.1	ขณะสวิตช์นำกระแส	22
2.6.2.2	ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส	23
2.6.3	การหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรบุสท์คอนเวอร์เตอร์	24
2.6.4	ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก	24
บทที่ 3	การวิเคราะห์ห้ออกแบบและการสร้าง	26
3.1	การวิเคราะห์ห้สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์แบบไม่สมดุล	26
3.1.1	วิเคราะห์การไม่สมดุลในสายส่งด้านไหลไปและด้านไหลกลับ	27
3.1.2	ทิศทางการไหลของกระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมดและคอมมอน โหมด	28
3.2	การสร้างวงจรขั้วตีมือเตอร์แบบสมดุล	29
3.2.1	การปรับปรุงวงจรให้มีการบาลานซ์	30
3.2.1.1	การสร้างบาลานซ์ในระบบสายส่ง	30
3.2.1.2	การสร้างบาลานซ์ในระบบแหล่งจ่าย	30
3.2.1.3	การสร้างบาลานซ์ในระบบโหลด	30
3.2.2	การหักล้างกันของแรงดันรบกวน	30
3.2.3	การหักล้างกันของกระแสรบกวน	31
3.3	การวิเคราะห์ห้สัญญาณรบกวนแบบคอมมอน โหมดที่เกิดขึ้นในวงจรบุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบไม่สมดุล	32
3.3.1	การวิเคราะห์การไม่บาลานซ์ที่แหล่งจ่าย	33
3.3.2	การวิเคราะห์การไม่บาลานซ์ที่สายส่ง	33
3.3.3	การวิเคราะห์การไม่บาลานซ์ที่โหลด	34
3.3.4	ทิศทางการไหลของกระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมดและคอมมอน โหมดของวงจรบุสท์คอนเวอร์เตอร์ที่ยังไม่ได้ทำการบาลานซ์	34

สารบัญ (ต่อ)

3.4 การออกแบบวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ให้บาลานซ์	35
3.4.1 การบาลานซ์ที่แหล่งจ่าย	35
3.4.2 การบาลานซ์สายส่ง	36
3.4.3 การบาลานซ์ที่โหลด	36
3.4.4 ทิศทางการไหลของกระแสคอมมอนโหมดของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ทำการบาลานซ์	37
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	38
4.1 พารามิเตอร์ต่างที่ใช้ในการทดลองบัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck converter)	38
4.2 การวัดสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดและดิฟเฟอเรนเชียลโหมด	38
4.3 ผลการทดลองวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์แบบไม่สมดุล	39
4.4 ผลการทดลองวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์แบบสมดุล	42
4.5 พารามิเตอร์ต่างที่ใช้ในการทดลองวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์(Boost converter)	47
4.6 ผลการทดลองวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ (Boost converter) แบบไม่สมดุล	47
4.7 ผลการทดลองวงจรบัสต์	50
4.8 รูปแสดงการเปรียบเทียบของสัญญาณรบกวนแต่ละวงจร	53
บทที่ 5 บทวิจารณ์และการสรุป	55
5.1 สรุปผลการทดลองวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์แบบไม่สมดุล	55
5.2 สรุปผลการทดลองวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์แบบสมดุล	55
5.3 สรุปผลการทดลองวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบไม่สมดุล	55
5.4 สรุปผลการทดลองวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบสมดุล	55
เอกสารอ้างอิง	56
ภาคผนวก	57

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 เครื่องหมายรับรองผลิตภัณฑ์ของแต่ละประเทศ	2
2.1 กลไกการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าบนอุปกรณ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์	5
2.2 เทคนิคในการแก้ปัญหาและค่าใช้จ่ายในการแก้ปัญหา	6
2.3 ทางเดินของสัญญาณรบกวน	6
2.4 ทางเดินของสัญญาณรบกวนแบบคิฟเฟอร์เร็นเซียลโหมด	7
2.5 ทางเดินของสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด	7
2.6 วงจรขยายแบบคิฟเฟอร์เร็นเซียลที่สมดุล	8
2.7 แรงดันรบกวนส่วนต่างๆ ของวงจรสมดุล	9
2.8 แรงดันรบกวน VNI และ VN2 ของวงจรสมดุล	10
2.9 แรงดันคอมมอนโหมดและแรงดันคิฟเฟอร์เร็นเซียลโหมด	11
2.10 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงพื้นฐาน	11
2.11 วงจรสมดุลของสวิตช์	11
2.12 แรงดันไฟฟ้าด้านออก	12
2.13 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	14
2.14 วงจรสมดุลเมื่อสวิตช์นำกระแส	15
2.15 วงจรสมดุลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส	15
2.16 แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	18
2.17 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ	18
2.18 กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ	18
2.19 กระแสตัวเก็บประจุ	20
2.20 ระลอกคลื่นแรงดันที่ตัวเก็บประจุ	20
2.21 วงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์	21
2.22 วงจรสมดุลเมื่อสวิตช์นำกระแส	22
2.23 แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ	23
2.24 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ	23
2.25 กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ	25
3.1 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	26

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.2 อิมพีแดนซ์ของสายส่ง	27
3.3 แสดงทิศทางการไหลของกระแสคอมมอนโหมด	28
3.4 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ ที่ทำการบาลานซ์อิมพีแดนซ์แล้ว	29
3.5 วงจรสมมูลแสดงแรงดันส่วนต่างๆ ของวงจร	31
3.6 การหักล้างกันของกระแสรบกวน	32
3.7 วงจรบุสท์คอนเวอร์เตอร์ที่ยังไม่บาลานซ์	33
3.8 วงจรสมมูลบุสท์คอนเวอร์เตอร์ที่ยังไม่บาลานซ์	34
3.9 ทิศทางการไหลของกระแสคอมมอนโหมดขณะที่มอสเฟตไม่ทำงาน	34
3.10 ทิศทางการไหลของกระแสคอมมอน โหมดขณะที่มอสเฟตทำงาน	35
3.11 วงจรบุสท์คอนเวอร์เตอร์ที่ทำการบาลานซ์เสร็จสมบูรณ์	36
3.12 ทิศทางการไหลของกระแสคอมมอนโหมดขณะที่มอสเฟตทำงาน	37
3.13 ทิศทางการไหลของกระแสคอมมอนโหมดขณะที่มอสเฟตไม่ทำงาน	37
4.1 แสดงวงจร dc-dc converter (single switch)	39
4.2 เปรียบเทียบแรงดันที่ขั้วบวกของแหล่งจ่ายเทียบเฟรมกราวด์ (V_{gs}) และที่ขั้วบวกของแหล่งจ่ายเทียบเฟรมกราวด์ (V_{bs})	40
4.3 เปรียบเทียบแรงดันที่ขั้วบวกของโหลดเทียบเฟรมกราวด์ (V_{ls}) และที่ขั้วลบของโหลดเทียบเฟรมกราวด์ (V_{2s})	40
4.4 ซุมเปรียบเทียบแรงดันที่ขั้วบวกของแหล่งจ่ายเทียบเฟรมกราวด์ (V_{gs}) และที่ขั้วบวกของแหล่งจ่ายเทียบเฟรมกราวด์ (V_{2s})	41
4.5 แสดงค่ากระแสคอมมอน โหมดของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter)	41
4.6 แสดงค่า frequency spectrum ของกระแสคอมมอน โหมดในวงจรบัค คอนเวอร์เตอร์ (Buck converter) แบบไม่สมดุล	42
4.7 วงจร DC-DC Converter (Two switch)	42
4.8 เปรียบเทียบแรงดันที่ตกคร่อมขาเกตและซอร์สของ MOSFET ด้านสายส่ง (V_{gs1}) และแรงดันที่ตกคร่อมขาเกตและซอร์สของ MOSFET ด้านสายส่งกลับ (V_{gs2})	43
4.9 เปรียบเทียบแรงดันที่ขั้วบวกของแหล่งจ่ายเทียบเฟรมกราวด์ (V_{gs}) และที่ขั้วลบของแหล่งจ่ายเทียบเฟรมกราวด์ (V_{bs})	43

VIII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.10 ชุมเปรียบเทียบแรงดันที่ขั้วบวกของแหล่งจ่ายเทียบเฟรมกราวด์ (V_{b3}) และที่ขั้วลบของแหล่งจ่ายเทียบเฟรมกราวด์ (V_{b3})	44
4.11 เปรียบเทียบแรงดันที่ขั้วบวกของโหลดเทียบเฟรมกราวด์ (V_{l3}) และที่ขั้วลบของโหลดเทียบเฟรมกราวด์ (V_{l3})	44
4.12 ชุมเปรียบเทียบแรงดันที่ขั้วบวกของโหลดเทียบเฟรมกราวด์ (V_{l3}) และที่ขั้วลบของโหลดเทียบเฟรมกราวด์ (V_{l3}) ขณะสวิตช์ทำงาน	45
4.13 ชุมเปรียบเทียบแรงดันที่ขั้วบวกของโหลดเทียบเฟรมกราวด์ (V_{l3}) และที่ขั้วลบของโหลดเทียบเฟรมกราวด์ (V_{l3}) ขณะสวิตช์หยุดทำงาน	45
4.14 แสดงค่ากระแสคอมมอน โหมดของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์แบบสมดุล	46
4.15 ค่า frequency spectrum ของกระแสคอมมอน โหมดในวงจรบัค คอนเวอร์เตอร์ (Buck converter) แบบสมดุล	46
4.16 ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขาเกตและซอร์สของ MOSFET (V_{gs})	47
4.17 เปรียบเทียบแรงดันที่ตกคร่อม C_1 และขาซอร์สของ MOSFET เทียบเฟรมกราวด์	48
4.18 เปรียบเทียบแรงดันที่ขั้วบวกของแหล่งจ่ายเทียบเฟรมกราวด์ (V_{b3}) และที่ขั้วลบของแหล่งจ่ายเทียบเฟรมกราวด์ (V_{b3})	48
4.19 เปรียบเทียบแรงดันที่ขั้วบวกของโหลดเทียบเฟรมกราวด์ (V_{l3}) และที่ขั้วลบของโหลดเทียบเฟรมกราวด์ (V_{l3})	49
4.20 ค่ากระแสคอมมอน โหมดของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบไม่สมดุล	49
4.21 ค่า frequency spectrum ของกระแสคอมมอน โหมดในวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ (Boost converter) แบบไม่สมดุล	50
4.22 เปรียบเทียบแรงดันที่ตกคร่อม $C1$ และ $C2$	50
4.23 เปรียบเทียบแรงดันที่ขั้วบวกของแหล่งจ่ายเทียบเฟรมกราวด์ (V_{b3}) และที่ขั้วลบของแหล่งเทียบเฟรมกราวด์ (V_{b3})	51
4.24 เปรียบเทียบแรงดันที่ขั้วบวกของโหลดเทียบเฟรมกราวด์ (V_{l3}) และที่ขั้วลบของโหลดเทียบเฟรมกราวด์ (V_{l3})	51
4.25 แรงดันที่ตกคร่อมโหลด	52
4.26 ค่ากระแสคอมมอน โหมดของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบสมดุล	52

IX

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.27 ค่า frequency spectrum ของกระแสคอมมอนโหมดในวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ (Boost converter) แบบสมดุล	53
4.28 ค่า frequency spectrum ของกระแสคอมมอนโหมดในวงจรบัค คอนเวอร์เตอร์ (Buck converter) แบบไม่สมดุล	53
4.29 ค่า frequency spectrum ของกระแสคอมมอนโหมดในวงจรบัค คอนเวอร์เตอร์ (Buck converter) แบบสมดุล	53
4.30 ค่า frequency spectrum ของกระแสคอมมอนโหมดในวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ (Boost converter) แบบไม่สมดุล	54
4.31 ค่า frequency spectrum ของกระแสคอมมอนโหมดในวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ (Boost converter) แบบสมดุล	54



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันอุปกรณ์ไฟฟ้าและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์มีบทบาทสำคัญมาก มีการนำมาใช้อย่างแพร่หลายในชีวิตประจำวัน อุปกรณ์ไฟฟ้าและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ส่วนใหญ่จะมีความไวต่อความผิดปกติของกระแสไฟฟ้าที่ได้รับสูงมาก ดังนั้น สิ่งที่มีมักจะเกิดขึ้นอยู่เสมอและยากที่จะหลีกเลี่ยงได้ก็คือ ผลกระทบต่างๆ ที่เกิดขึ้นจากปัญหาทางไฟฟ้า เช่น การชำรุดและเสียหายของอุปกรณ์ไฟฟ้าและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ หรือการสูญหายของข้อมูลที่สำคัญ รวมถึงการสูญเสียเวลา ตลอดจนโอกาสทางธุรกิจ จากที่กล่าวมาจะเห็นได้ชัดเจนว่า ผลกระทบที่เกิดจากปัญหาทางไฟฟ้านี้ก่อให้เกิดความเสียหายได้อย่างมากมายมหาศาลเลยทีเดียว ซึ่งปัญหาทางไฟฟ้าปัญหาหนึ่งก็คือ ปัญหาสัญญาณรบกวน (Noise) นั่นเอง และในปัจจุบันเราจะเห็นว่าอุปกรณ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์มีขนาดเล็กลงสามารถทำงานได้ดีขึ้น ฉลาดขึ้นมีความเร็วในการทำงานมากขึ้น ซึ่งเป็นสาเหตุหนึ่งของการผลิตสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าออกมาเพราะอุปกรณ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ที่เราใช้งานอยู่นั้นจะผลิตสัญญาณความถี่ออกมาเมื่อมีการใช้งาน การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าของอุปกรณ์ไฟฟ้า ส่งผลให้อุปกรณ์ที่ถูกรบกวนนั้นเกิดข้อบกพร่องในการทำงานและบางครั้งอาจจะทำให้ผู้ใช้อุปกรณ์นั้นเกิดอันตรายขึ้นได้ ดังนั้นในตลาดการค้าสากล ผลิตภัณฑ์ไฟฟ้า และอิเล็กทรอนิกส์ชนิดต่างๆ ก่อนที่จะนำออกมาจำหน่ายได้นั้นต้องผ่านการทดสอบด้านการใช้งาน ความทนทานต่อสภาพแวดล้อม และความปลอดภัยต่อผู้ใช้ การทดสอบความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของการทดสอบความปลอดภัยของผลิตภัณฑ์ต่อผู้ใช้สินค้า ต้องผ่านการทดสอบตามมาตรฐานที่กำหนดโดยตลาดที่ส่งไปจำหน่าย จึงจะสามารถส่งออกไปขายในเขตการค้าอื่นๆ ได้ เช่น ผู้ผลิตต้องทำตามข้อกำหนดของสหภาพยุโรป เพื่อติดเครื่องหมายการค้าบนสินค้าสำหรับตลาดในกลุ่มสหภาพยุโรป ส่วนในตลาดสหรัฐอเมริกา สินค้าบางประเภทต้องผ่านการทดสอบตามข้อกำหนดของคณะกรรมการกลางควบคุมการสื่อสารโทรคมนาคมก่อน จึงจะสามารถนำเข้าไปขายในสหรัฐอเมริกาได้ เป็นต้น

จากข้อมูลดังกล่าวข้างต้น แสดงให้เห็นว่าปัญหาของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้ามีความสำคัญกับชีวิตประจำวัน ทั้งเรื่องที่เป็นอันตรายต่อชีวิตและอันตรายต่อทรัพย์สิน และเป็นปัญหาที่เราควรให้ความสนใจเป็นอย่างมาก



FCC สหรัฐอเมริกา



CE กลุ่มยุโรป



CCC จีน



VCCI ญี่ปุ่น



ชาติอาหรับ



TISI ไทย

รูปที่ 1.1 เครื่องหมายรับรองผลิตภัณฑ์ของแต่ละประเทศ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วัตถุประสงค์ คือ การศึกษาและเปรียบเทียบความแตกต่างของสัญญาณรบกวนจากวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck converter) และบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Boost converter) โดยอาศัยวิธีการทำวงจรให้เกิดความสมดุล (Balanced circuit) เป็นตัวอ้างอิงเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น

1.3 ขอบเขตการศึกษา

ทำการศึกษาถึงการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กในวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck converter) และบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Boost converter)

ทำการศึกษาถึงสาเหตุของปัญหา และวิธีการแก้ปัญหาเพื่อใช้ปรับปรุงวงจรให้สามารถใช้งานได้คืออย่างเดิม แต่ก็สามารถที่จะลดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นได้ดี

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

สัญญาณรบกวน (Noise) คือ สัญญาณไฟฟ้าในวงจรที่เกิดขึ้นนอกเหนือไปจากสัญญาณที่ได้ ออกแบบเอาไว้ ความเข้ากันได้ทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Compatibility: EMC) คือ ความสามารถของผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ที่สามารถทำงานได้โดยที่ไม่ก่อให้เกิด สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า และในขณะเดียวกันต้องสามารถทนต่อการถูกรบกวนจาก ปรากฏการณ์ทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากภายนอก ซึ่งการแพร่สัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าของอุปกรณ์ไฟฟ้า และอิเล็กทรอนิกส์ออกสู่ภายนอกเรียกว่า สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference: EMI)

หลายประเทศในยุโรปมีการรายงานสิ่งที่น่าสนใจเกี่ยวกับความผิดปกติของเครื่องมือทางไฟฟ้า และอิเล็กทรอนิกส์เช่น

1. ระบบเบรกของรถยนต์ ซึ่งปัจจุบันควบคุมการทำงานด้วยอิเล็กทรอนิกส์เกิดการล๊อคล้อขึ้นเอง เมื่อรถยนต์เคลื่อนที่เข้าใกล้สถานีจ่ายกำลังไฟฟ้า

2. รีโมทคอนโทรลที่ใช้ควบคุมการ ปิด-เปิด ของประตูโรงรถซึ่งอยู่ใกล้สนามบิน ปิด-เปิดเอง เมื่อมีเครื่องบินฯ ผ่าน

3. เกิดเสียงรบกวนวิทยุในบ้าน เมื่อข้างบ้านใช้งานเครื่องหรีไฟหรือสว่านไฟฟ้า

จากตัวอย่างที่กล่าวมาข้างต้นสามารถอธิบายได้ว่าสาเหตุของปัญหาจาก สนามแม่เหล็กไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ไปรบกวนการทำงานของอุปกรณ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์อื่นๆ ที่อยู่บริเวณข้างเคียงและทำให้การทำงานของอุปกรณ์ที่อยู่ข้างเคียงทำงานผิดปกติไปจากเดิม

สาเหตุที่ก่อให้เกิดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า สามารถแบ่งออกได้เป็นสองส่วนใหญ่ๆ ตามประเภทของแหล่งกำเนิดคือ

1. แหล่งกำเนิดทางธรรมชาติ เช่น สัญญาณฟ้าแลบ ฟ้าร้อง สนามแม่เหล็กจากดวงอาทิตย์ สนามแม่เหล็กโลก เป็นต้น

2. แหล่งกำเนิดที่มนุษย์สร้างขึ้น เช่น เครื่องส่งและเครื่องรับวิทยุ โทรทัศน์ โทรศัพท์ เครื่องใช้ไฟฟ้าภายในบ้าน อุปกรณ์โรงงาน เครื่องคอมพิวเตอร์ รถยนต์ เป็นต้น

ปัญหาการรบกวนจากอุปกรณ์ต่างๆ ทางแม่เหล็กไฟฟ้าเกิดขึ้นรวดเร็วเนื่องจากหลายสาเหตุ ดังนี้

1. จำนวนของอุปกรณ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ มีจำนวนเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว

2. การทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ มีความเร็วสูงขึ้น เช่น คอมพิวเตอร์มีสัญญาณนาฬิกา (clock) สูงขึ้น ซึ่งในปัจจุบันมีความถี่ของอุปกรณ์มากกว่า 2 กิกะเฮิร์ต (GHz)

3. มีการแข่งขันด้านความถี่มากขึ้น เช่น ความถี่วิทยุ โทรทัศน์ โทรศัพท์ ดาวเทียมและอื่นๆ

4. การที่อุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์มีขนาดเล็กลง และมีการออกแบบให้วงจรดังกล่าวสามารถทำงานที่ระดับไฟเลี้ยงตัวประมวลผลจากเดิม 5 โวลต์ ปัจจุบันลดลงเป็น 3 โวลต์ และมีแนวโน้มลดลงเรื่อยๆ การลดระดับของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง กลับมีผลเสียต่อความสามารถในการต้านทานการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าเพราะแรงดันต่ำถูกรบกวนได้ง่าย

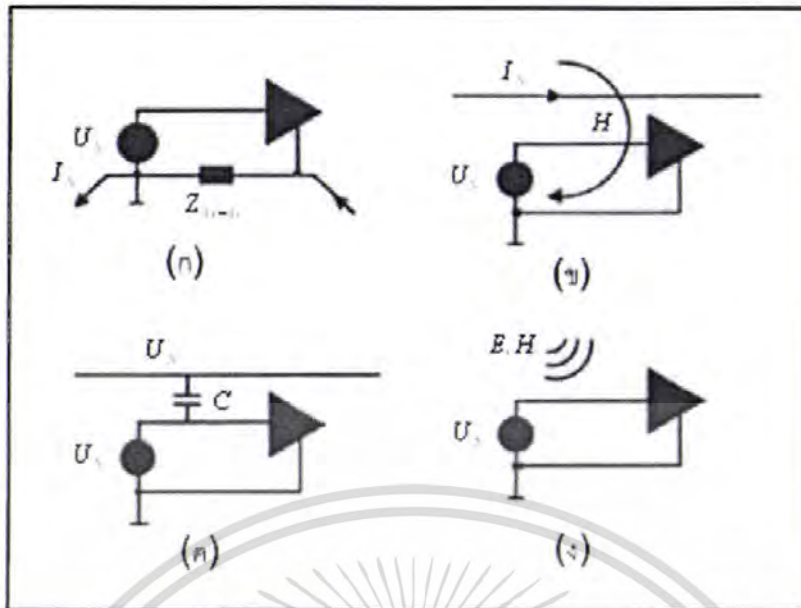
กลไกการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าบนอุปกรณ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์สามารถแบ่งแยกออกเป็น 4 แบบใหญ่ๆ คือ

1. การรบกวนซึ่งมีสาเหตุมาจากความต่างศักย์ระหว่างกราวด์ของระบบ โดยปกติแล้วระบบไฟฟ้าหลายๆ ระบบที่นำมาต่อกันเพื่อทำงานร่วมกันจะใช้ระบบกราวด์ของตน ซึ่งเป็นการแยกหรือใช้งานระบบกราวด์คนละระบบ แต่ถ้านำมาต่อเชื่อมกันจะทำให้เกิดความต่างศักย์รอมระหว่างกราวด์ขึ้น ผลของความต่างศักย์ของระบบกราวด์นี้เองทำให้เกิดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าขึ้น เราเรียกการรบกวนในโหมคนี้ว่า การคับปลิงที่เกิดจากการใช้กราวด์ร่วมกัน (Common ground impedance coupling) แสดงดังรูปที่ 2.1 (ก)

2. การรบกวนซึ่งมีสาเหตุมาจากกระแสสูงๆ เมื่อกระแสไหลผ่านเส้นลวดตัวนำ จะเกิดสนามแม่เหล็กขึ้น โดยรอบตัวนำตามแนวรัศมี ผลของสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจะไปเหนี่ยวนำให้เกิดการไหลของกระแสบนตัวนำหรือวงจรที่อยู่ใกล้เคียงดังแสดงในรูปที่ 2.1 (ข) เราเรียกการรบกวนในแบบนี้ว่า อินดักทีฟ คับปลิง (Inductive coupling)

3. การรบกวนซึ่งมีสาเหตุมาจากแรงดันที่อยู่ข้างเคียง เมื่อนำแหล่งกำเนิดที่มีแรงดันสูงๆ มาวางใกล้กับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ดังรูปที่ 2.1 (ค) อากาศซึ่งมีค่าความซึมซาบแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Permeability) ซึ่งอยู่ระหว่างแหล่งกำเนิดและวงจรอิเล็กทรอนิกส์ จะมีพฤติกรรมเสมือนเป็นตัวเก็บประจุขนาดเล็ก และสามารถส่งถ่ายพลังงานจากแหล่งกำเนิดมายังวงจรอิเล็กทรอนิกส์ได้ เราเรียกการรบกวนในแบบนี้ว่า คาปาซิทีฟ คับปลิง (Capacitive coupling)

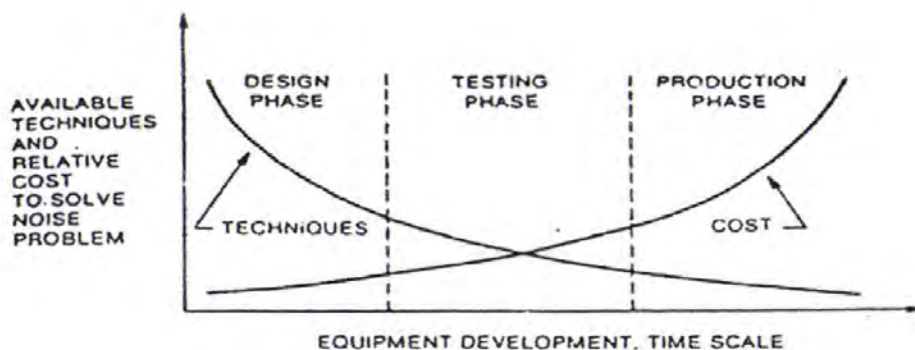
4. การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีสาเหตุมาจากคลื่นระนาบ ซึ่งประกอบด้วยสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเคลื่อนที่ไปรบกวนการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่อยู่ข้างเคียง ดังแสดงในรูปที่ 2.1 (ง) เราเรียกการรบกวนในแบบนี้ว่า การคับปลิงที่เกิดจากการแผ่ (Radiate field coupling)



รูปที่ 2.1 กลไกการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าบนอุปกรณ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์

กลไกการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าบนอุปกรณ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ ที่กล่าวมาทั้งหมดนี้เป็นบทพิสูจน์ว่า ปัญหาการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้ามีความสำคัญกับชีวิตประจำวัน ทั้งเรื่องที่เป็นอันตรายต่อชีวิตและอันตรายต่อทรัพย์สิน จากปัญหาดังกล่าวในหลายประเทศ เช่น สหรัฐอเมริกา สหภาพยุโรป จีน ญี่ปุ่น ซาอุดีอาระเบีย ได้ออกกฎหมายเพื่อคุ้มครองผู้บริโภค และบังคับใช้ภายในประเทศและภูมิภาค เช่น สหรัฐอเมริกาตั้งองค์กรขึ้นกำกับดูแลและออกกฎหมายเรียกว่า FCC ส่วนสหภาพยุโรปก็กำหนดข้อบังคับการนำเข้าผลิตภัณฑ์จากต่างประเทศอื่นๆ ว่าจะต้องได้รับการรับรอง คือได้เครื่องหมาย CE เสียก่อนจึงจะนำผลิตภัณฑ์ไปวางตลาดได้ หากไม่ทำตามข้อกำหนดจะต้องถูกลงโทษตามกฎหมาย ดังนั้นผู้ผลิตจึงควรให้ความสนใจเกี่ยวกับปัญหาทางด้าน EMC และปัญหานี้ควรจะถูกนำมาพิจารณาตั้งแต่เริ่มแรก เพื่อเป็นการลดปัญหาต่างๆ ที่จะตามมาในภายหลัง รวมทั้งยังเป็นการช่วยลดต้นทุนในการผลิตอีกด้วย ซึ่งสังเกตได้จากรูปที่ 2.1 ซึ่งเป็นกราฟแสดงเทคนิคในการแก้ปัญหาและค่าใช้จ่ายในการแก้ปัญหานั้นๆ เปรียบเทียบระหว่างขั้นตอนในช่วงต่างๆ ตั้งแต่เริ่มออกแบบ ทดสอบ จนถึงการผลิตซึ่งจะเห็นได้ว่า ถ้าอุปกรณ์ถูกออกแบบพร้อมกับการใช้เทคนิคในการลดสัญญาณตั้งแต่เริ่มต้นแล้ว วิธีที่ใช้จะเป็นแบบง่ายๆ อีกทั้งยังเสียค่าใช้จ่ายน้อยอีกด้วย ในทางตรงกันข้าม อุปกรณ์ที่ไม่มีการป้องกันเรื่องสัญญาณรบกวนตั้งแต่แรก จะต้องประสบปัญหาค่อนข้างแน่นอน นอกจากจะต้องออกแบบวงจรใหม่เพื่อลดสัญญาณรบกวนแล้ว วงจรส่วนที่สร้างเพิ่มขึ้นเพื่อใช้ลดสัญญาณรบกวนจะเป็นผลให้ขนาด ราคา และการสูญเสียพลังงานในขณะที่ใช้งานมีค่าเพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 เทคนิคในการแก้ปัญหาและค่าใช้จ่ายในการแก้ปัญหา

2.1.1 ทางเดินของสัญญาณรบกวน

รูปที่ 2.3 เป็นบล็อกไดอะแกรมแสดงถึงทางเดินของสัญญาณรบกวนที่ประกอบด้วย 3 ส่วน คือ แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน (Noise Source) เส้นทางเชื่อมโยงสัญญาณจากแหล่งกำเนิดไปยังตัวรับ (Coupling Part) และตัวรับสัญญาณรบกวน (Receiver) สัญญาณรบกวนที่เกิดจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน จะส่งผ่านไประบบตัวรับสัญญาณรบกวน โดยทางผ่านของสัญญาณรบกวนจะสามารถแบ่งตามลักษณะของทางเดินได้ 2 รูปแบบ คือ



รูปที่ 2.3 ทางเดินของสัญญาณรบกวน

1. สัญญาณรบกวนผ่านทางสายตัวนำ (Conducted EMI) คือ มีเส้นทางของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนไปยังตัวรับสัญญาณรบกวน โดยผ่านทางสายตัวนำหรือกราวด์
2. สัญญาณรบกวนที่แพร่กระจายทางอากาศ (Radiated EMI) คือ มีเส้นทางของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนไปยังตัวรับสัญญาณรบกวน โดยแพร่ผ่านทางอากาศ

ในการวิเคราะห์เกี่ยวกับปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวนนั้น เราจำเป็นต้องตรวจสอบว่าแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนและตัวรับสัญญาณรบกวนอยู่ที่ใด และสัญญาณรบกวนถูกคัปปลิงผ่านทางใด ดังนั้นจึงสามารถป้องกันสัญญาณรบกวนได้ 3 วิธี คือ

1. กันไม่ให้แหล่งกำเนิดส่งสัญญาณรบกวนออกไป

2. ทำให้ตัวรับสัญญาณรบกวนไม่ตอบสนองต่อสัญญาณรบกวน
3. ลดการส่งสัญญาณรบกวนผ่านการคับปลิงลงให้น้อยที่สุด

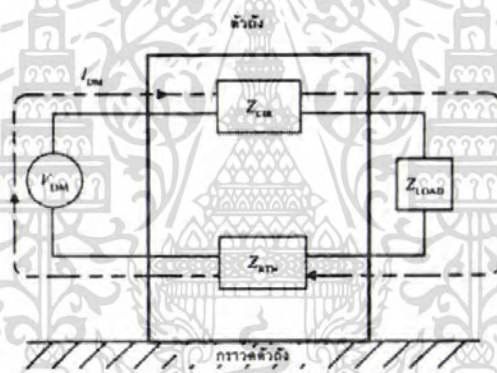
2.2 นิยามของสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด (Common Mode) และดิฟเฟอเรนเชียลโหมด (Differential Mode)

การรบกวนทางสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้า สามารถแบ่งได้เป็นสองรูปแบบ คือ

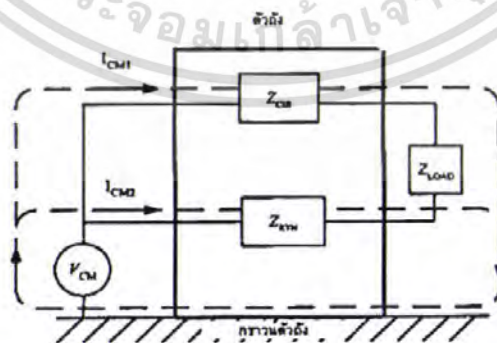
1. สัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด (Common Mode interference : CM)
2. สัญญาณรบกวนแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด (Differential Mode : DM)

สำหรับนิยามของสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด คือ ความแตกต่างระหว่างสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในสายตัวนำเทียบกับกราวด์

ส่วนนิยามของสัญญาณรบกวนแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด คือ ความแตกต่างของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างสายตัวนำ



รูปที่ 2.4 ทางเดินของสัญญาณรบกวนแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด



รูปที่ 2.5 ทางเดินของสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด

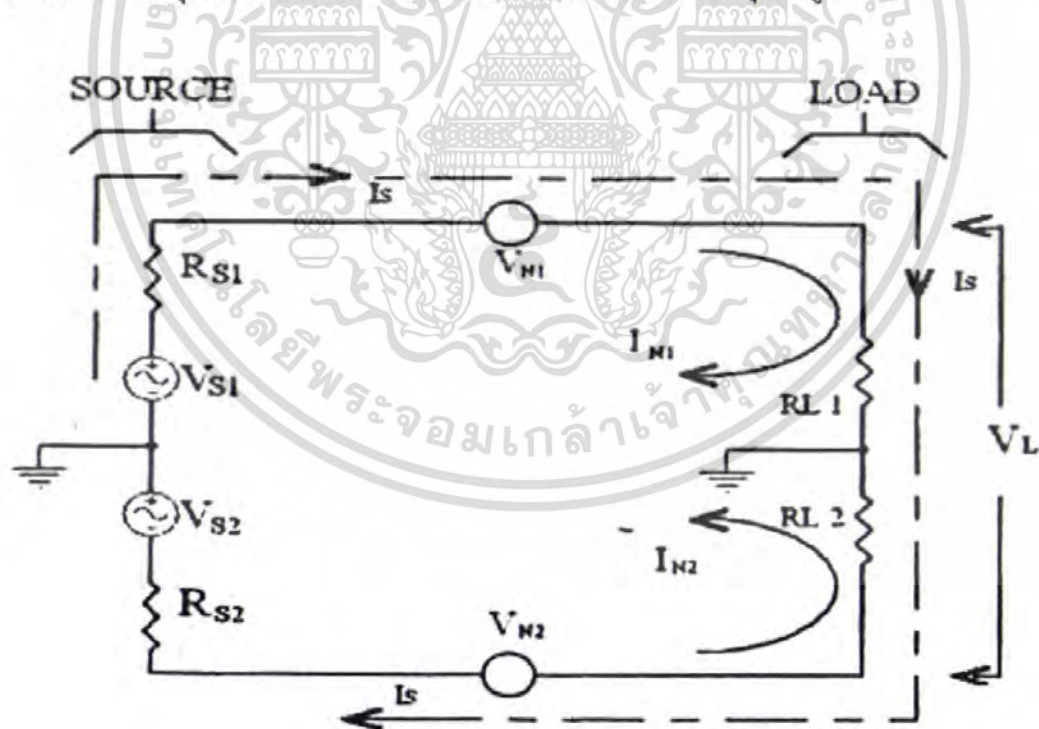
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งการเดินทางของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบคอมมอน โหมด และแบบดิฟเฟอเรนเชียล โหมดที่อยู่รูปของกระแส จะมีทิศทางการไหลดังที่แสดงในรูป 2.4 และ 2.5 ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่าการเดินทางของกระแสไฟฟ้าในแบบคอมมอน โหมดจะเดินทางผ่านตัวเก็บประจุแฝงของวงจร ในขณะที่กระแสไฟฟ้าในแบบดิฟเฟอเรนเชียล โหมดจะไม่เดินทางผ่านตัวเก็บประจุแฝงดังกล่าว

2.3 การลดสัญญาณรบกวนด้วยวิธีการบาลานซ์

วงจรที่สมดุล (Balance Circuit) คือ วงจรที่ประกอบด้วยตัวนำ 2 เส้นที่อิมพีแดนซ์เทียบกับกราวด์ (หรือเทียบกับตัวนำตัวอื่นๆ) เท่ากัน จุดประสงค์ในการบาลานซ์เพื่อที่จะทำให้สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นบนตัวนำทั้งสองมีขนาดเท่ากัน ซึ่งสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นนี้จะอยู่ในรูปของคอมมอน โหมดและจะหักล้างกันพอดีที่เอาต์พุต

การใช้วงจรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลหรือดิฟเฟอแอมป์ เป็นวิธีหนึ่งในการนำหลักของการบาลานซ์ไปใช้งาน โหลดของดิฟเฟอแอมป์นั้นจะมีลักษณะสมดุลอยู่แล้ว ในขณะที่ภาคกำเนิดสัญญาณเป็นส่วนที่ไม่สมดุลซึ่งเกิดขึ้นจากความต้านทานภายในของแหล่งกำเนิด R_s ดังนั้นหากเราทำให้แหล่งกำเนิดสมดุลเทียบกับกราวด์ได้ วงจรทั้งระบบก็จะเป็วงจรที่สมดุล ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 วงจรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลที่สมดุล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

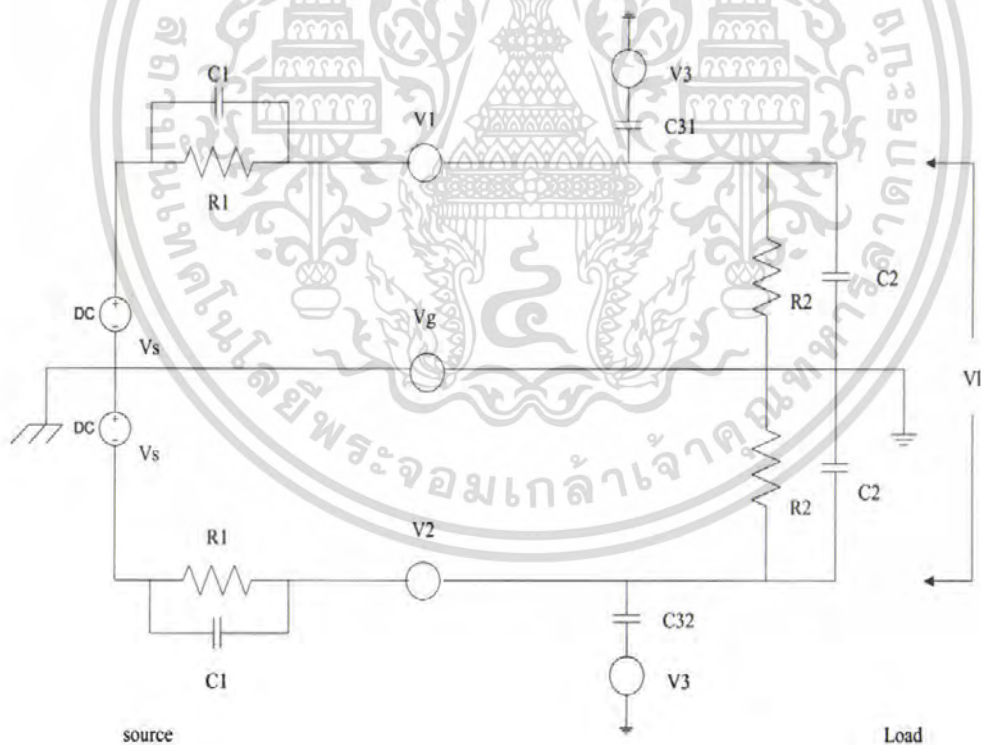
V_{N1} และ V_{N2} คือ แรงดันรบกวนที่เกิดขึ้นในตัวนำ ส่วนแรงดันรวมของ V_{s1} และ V_{s2} จะก่อให้เกิดกระแสสัญญาณ I_s ขึ้น ดังนั้น V_L ที่ปรากฏที่โหลด คือ

$$V_L = (I_{N1} \times RL1) - (I_{N2} \times RL2) + I_s (RL1 + RL2) \quad (2.1)$$

สองเทอมแรกในสมการ 2.1 คือ แรงดันจากสัญญาณรบกวน และเทอมสุดท้าย คือ แรงดันจากสัญญาณที่เราต้องการ ดังนั้นหาก $I_{N1} = I_{N2}$ และ $RL1 = RL2$ แล้วจะได้

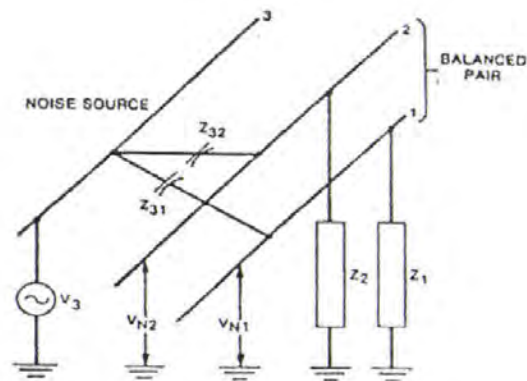
$$V_L = I_s (RL1 + RL2) \quad (2.2)$$

สำหรับวงจรสมมูล รูปที่ 2.7 นั้น $V1$ และ $V2$ คือ แรงดันรบกวนซึ่งเกิดจากการคับปลิงผ่านสนามแม่เหล็ก $V3$ คือ แรงดันรบกวนจากการคับปลิงของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านตัวเก็บประจุ $C31$ และ $C32$ V_G คือ ความต่างศักย์ระหว่างกราวด์ แรงดันของสัญญาณรบกวนที่ขั้ว 1 และขั้ว 2 ซึ่งเกิดจาก $V3$ หาได้จากรูปที่ 2.8 โดยที่อิมพีแดนซ์ $Z1$ และ $Z2$ คือ อิมพีแดนซ์รวมระหว่างตัวนำในวงจรที่ 1 และ 2 เทียบกราวด์ ตามลำดับ



รูปที่ 2.7 แรงดันรบกวนส่วนต่างๆ ของวงจรสมมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 แรงดันรบกวน V_{N1} และ V_{N2} ของวงจรสมมูล

ดังนั้น จะสามารถคำนวณหาแรงดันรบกวนซึ่งเกิดจาก V_3 ได้ดังนี้

$$V_{N1} = V_3 \left[\frac{Z_1}{(Z_1 + Z_{31})} \right] \quad (2.3)$$

$$V_{N2} = V_3 \left[\frac{Z_2}{(Z_2 + Z_{32})} \right] \quad (2.4)$$

ถ้าหากวงจรเป็นชนิดสมดุลอิมพีแดนซ์ Z_1 จะเท่ากับ Z_2 และถ้าตัวนำ 1 และ 2 เป็นชนิดคู่ตัวนำที่พันกันอิมพีแดนซ์ Z_{31} จะมีค่าใกล้เคียงกับ Z_{32} ซึ่งในกรณีเช่นนี้ V_{N1} ประมาณเท่ากับ V_{N2} และสัญญาณรบกวนจะหักล้างกันที่โหลด และเนื่องจากคู่ตัวนำชนิดพันกันสามารถลดสัญญาณรบกวนซึ่งเกิดจากการคัปปลิงแบบอินดักทีฟได้ค่อนข้างดี ในทางปฏิบัติจึงนิยมนำคู่ตัวนำพันกันมาใช้ในวงจรสมดุล

2.3.1 ดีกรีของการบาลานซ์

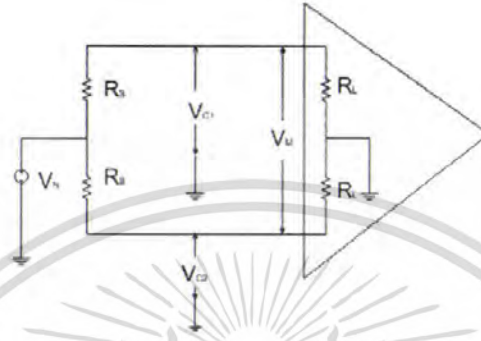
อัตราการจัดสัญญาณชนิดคอมมอนโหมด (Common Mode Rejection, CMRR) คืออัตราส่วนระหว่างแรงดันรบกวนชนิดคอมมอนโหมดต่อแรงดันดิฟเฟอเรนเชียลโหมด ซึ่งเขียนอยู่ในรูปเดซิเบล

$$CMRR = 20 \log \left(\frac{V_N}{V_M} \right) \text{dB} \quad (2.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

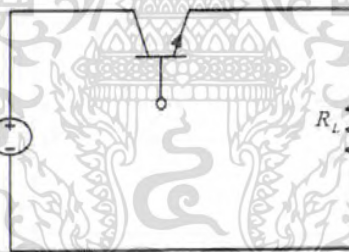
ถ้าหากความต้านทานของแหล่งกำเนิด R_s มีค่าต่ำมากเทียบกับ R_L V_c จะมีค่า V_N ดังนั้นเราสามารถเขียนสมการ CMRR ได้ใหม่ ดังนี้

$$\text{CMRR} = 20 \log \left(\frac{V_c}{V_M} \right) \text{dB} \quad (2.6)$$

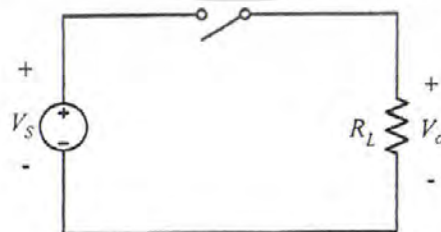


รูปที่ 2.9 แรงดันคอมมอน โหมดและแรงดันดิฟเฟอเรนเชียลโหมด

2.4 หลักการทำงานของวงจรสวิตชิง

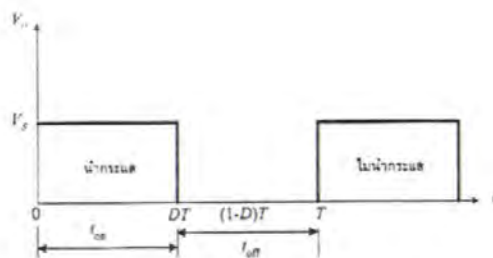


รูปที่ 2.10 วงจรแปลงต้นกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงพื้นฐาน



รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลของสวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 แรงดันไฟฟ้าด้านออก

อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง เช่น มอสเฟต หรือ ไอจีบีที จะทำหน้าที่เป็นสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์ มีโหมดการทำงาน คือ โหมดนำกระแส และหยุดนำกระแส โดยสมมุติให้ มอสเฟต หรือ ไอจีบีที ที่ใช้ เป็นสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์ในอุดมคติ ดังในรูปที่ 2.10, รูปที่ 2.11 และรูปที่ 2.12 หลักการทำงานคือ เมื่อสวิตซ์นำกระแส แรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ($V_o = V_s$) และ เมื่อสวิตซ์ไม่นำกระแส แรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีค่าเท่ากับศูนย์ หรือ ($V_o = 0$) ช่วงเวลาในการนำกระแสและหยุดนำกระแส จะได้สัญญาณแรงดันไฟฟ้าออกเป็นพัลส์ดังในรูปที่ 2.11 ซึ่งสามารถหาค่าเฉลี่ยหรือค่าของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านออกได้จากสมการที่ 2.7

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T V_o(t) dt$$

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T V_s dt$$

$$V_o = V_s D$$

(2.7)

เมื่อ V_s = แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

D = Duty cycle

จากสมการที่ 2.7 จะพบว่าค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านออกจะถูกควบคุมได้จากการปรับค่าควิตีไซเคิล (Duty cycle หรือ Duty ratio: D) ซึ่ง D หมายถึง อัตราส่วนของช่วงเวลาที่สวิตซ์นำกระแสต่อช่วงเวลานึ่งคาบการสวิตซ์ ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังสมการที่ 2.8, 2.9 และ 2.10

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T} \quad (2.8)$$

$$t_{on} = DT \quad (2.9)$$

$$t_{off} = (1 - D)T \quad (2.10)$$

เมื่อ t_{on} = ช่วงเวลานำกระแส

t_{off} = ช่วงเวลาไม่นำกระแส

T = เวลาหนึ่งคาบ

2.5 วงจรทอนระดับหรือวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck converter)

วงจรทอนระดับหรือวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck converter) คือ วงจรที่ทำให้ระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า

2.5.1 เงื่อนไขการทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ ในช่วงที่เป็นสภาวะอยู่ตัว (Steady State) จะมีการกำหนดเงื่อนไขการทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ ดังนี้

1. กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากัน

$$i_L(t + T) = i_L(t) \quad (2.11)$$

หมายถึง กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากัน ณ ตำแหน่งเดียวกันในทุกคาบเวลา

2. แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตลอดตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากับศูนย์

$$V_L = \frac{1}{T} \int_0^{+T} v_L(\lambda) d\lambda \quad (2.12)$$

หมายถึง ผลรวมของผลคูณระหว่างแรงดันไฟฟ้าตลอดตัวเหนี่ยวนำกับเวลา (volt-second) ในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากับศูนย์

3. กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของตัวเก็บประจุในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากับศูนย์

$$I_c = \frac{1}{T} \int_{-T}^{+T} i_c(t) dt = 0 \quad (2.13)$$

หมายถึง ประจุที่ถูกเก็บ (charged) และที่คาย (discharged) ของตัวเก็บประจุในแต่ละคาบเวลา จะต้องเท่ากัน

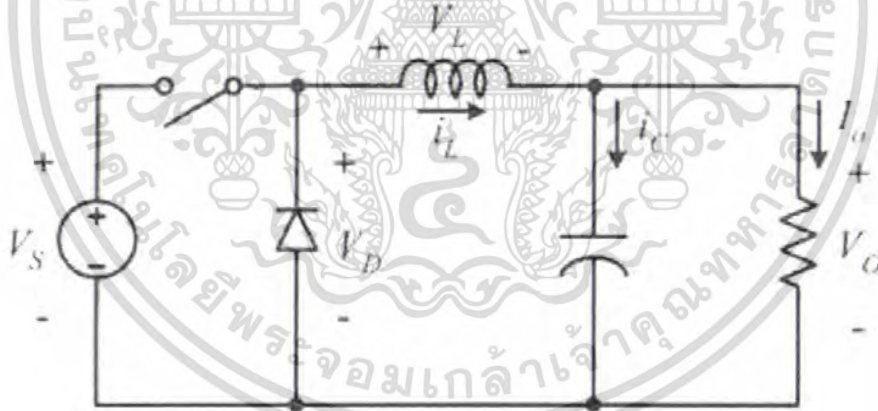
4. กำลังไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับกำลังไฟฟ้าด้านออก

$$P_s = P_o \quad (2.14)$$

กรณีนี้กำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ ทำให้ไม่มีการสูญเสียเนื่องจากการทำงานของวงจร ประสิทธิภาพของวงจรจึงเท่ากับร้อยเปอร์เซ็นต์

2.5.2 หลักการทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

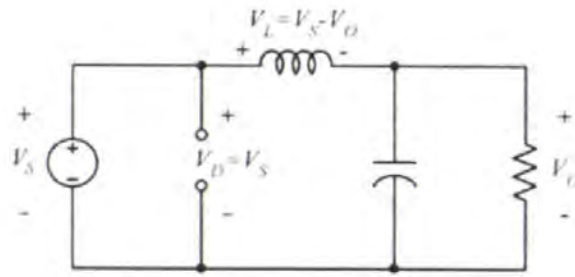
หลักการทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ เพื่อจะออกแบบให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกตามที่ต้องการ คือ ต้องเริ่มจากเงื่อนไขที่ว่าแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลามีค่าเท่ากับศูนย์ จากนั้นก็จะสามารถหากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้ดังสมการที่ 2.18 การวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ ในแต่ละโหมด จะต้องวิเคราะห์ในสภาวะคงตัว ดังนี้



รูปที่ 2.13 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

2.5.2.1 ขณะสวิตช์นำกระแส

จากรูปที่ 2.14 กระแสไฟฟ้าที่ไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจะไหลผ่านสวิตช์ ผ่านตัวเหนี่ยวนำไปยังโหลด โดยที่กระแสไฟฟ้าส่วนหนึ่งจะไปเก็บที่ตัวเก็บประจุ จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ สามารถเขียนเป็นสมการแรงดันไฟฟ้าได้ดังนี้



รูปที่ 2.14 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส

$$-V_s + v_L + V_o = 0$$

$$v_L = V_s - V_o \tag{2.15}$$

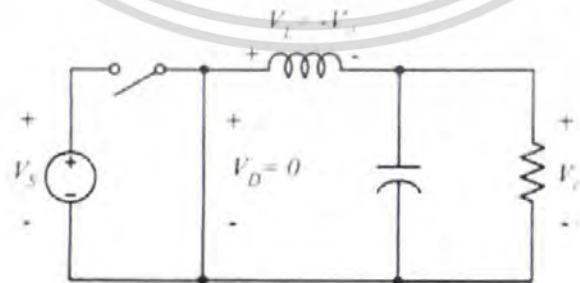
$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \tag{2.16}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \tag{2.17}$$

dt ในกรณีอยู่ในช่วงเวลานำกระแส คือ $dt = DT$

$$\Delta i_L = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT \tag{2.18}$$

2.5.2.2 ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส



รูปที่ 2.15 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส ไดโอดจะถูกไบอัสไปหน้า (Forward bias) ให้นำกระแส ทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเกิดการไหลอย่างต่อเนื่อง และจากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้สมการของแรงดันไฟฟ้า ดังนี้

$$v_L = -v_o \quad (2.19)$$

$$v_L = -v_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.20)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_{L, \text{off}}}{\Delta t} = \frac{-v_o}{L} \quad (2.21)$$

ความหมายของสมการที่ 2.21 คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะค่อยๆ มีค่าลดลง เพราะการเปลี่ยนแปลงกระแสตัวเหนี่ยวนำต่อเวลามีค่าเป็นลบ

dt ในกรณีอยู่ในช่วงเวลาหยุดนำกระแส คือ $dt = (1-D)T$ ดังนั้นจากสมการที่ 2.21 สามารถจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$\frac{\Delta i_{L, \text{off}}}{\Delta t} = -\left(\frac{v_o}{L}\right)(1-D)T \quad (2.22)$$

2.5.3 การหาค่าอัตราการขยายแรงดันของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

จากเงื่อนไขที่กำหนดไว้ในสมการที่ 2.11 กล่าวคือ ในช่วงสภาวะอยู่ตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในขณะที่สวิตช์นำกระแส จะมีการเปลี่ยนแปลงที่เพิ่มขึ้นเท่ากับการเปลี่ยนแปลงที่ลดลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในขณะที่สวิตช์ไม่นำกระแส หรืออาจจะกล่าวได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสุทธิมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นจากสมการที่ 2.19 กับสมการที่ 2.23 จะได้ว่า

$$\Delta i_{L, \text{on}} + \Delta i_{L, \text{off}} = 0 \quad (2.23)$$

$$\left(\frac{v_s - v_o}{L}\right)DT + \left(-\left(\frac{v_o}{L}\right)(1-D)T\right) = 0 \quad (2.24)$$

$$(v_s - v_o)D - v_o(1-D) = 0$$

$$v_s D - v_o D - v_o + v_o D = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{v_o}{v_s} = D \tag{2.25}$$

ในสมการที่ 2.26 อัตราการขยายแรงดันจะมีค่าสูงสุดไม่เกิน 100% ตามค่า D วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกน้อยกว่าหรือเท่ากับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับค่า D โดยการปรับค่า D สามารถปรับค่าได้ตั้งแต่ศูนย์ถึงหนึ่ง เช่น แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับ 100 โวลต์ถึง 100 โวลต์ แต่ในทางปฏิบัติจะไม่สามารถปรับได้ถึง 100 โวลต์ เพราะเกิดแรงดันตกคร่อมสวิตช์และตัวเหนี่ยวนำ ทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ได้จริงมีค่าน้อยกว่า 100 โวลต์เล็กน้อย

2.5.4 การหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

การหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดที่จะทำให้วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง โดยเริ่มต้นจากการหากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำซึ่งจะเท่ากับกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านโหลด เนื่องจากขณะที่อยู่ในสภาวะการทำงานอยู่ตัว กระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นจะได้

$$I_L = I_o = \frac{v_o}{R} \tag{2.26}$$

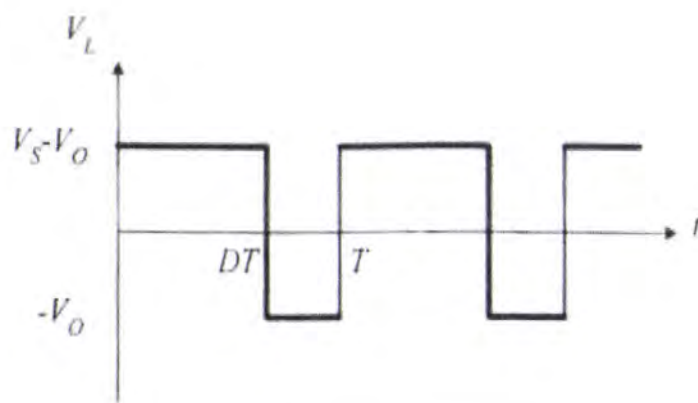
จากรูปที่ 2.17 จะสามารถหากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าสูงสุดและต่ำสุด ได้จากสมการในช่วงที่สวิตช์ไม่นำกระแส ดังนี้

$$I_{L,max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} \tag{2.27}$$

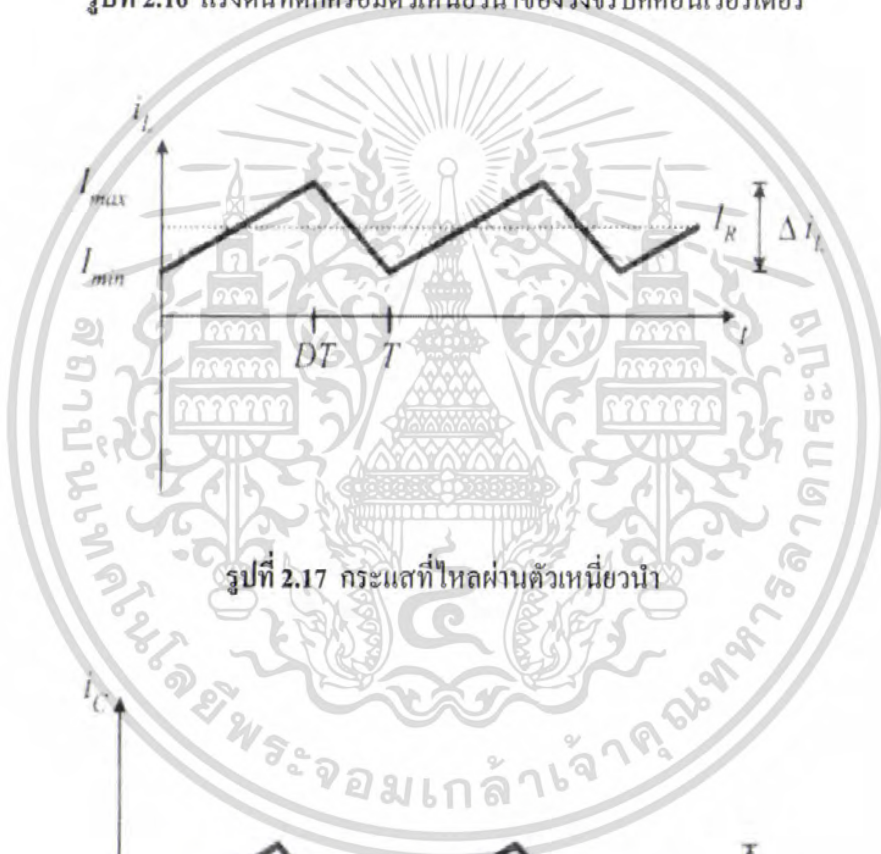
$$I_{L,max} = \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{L} (1-D)T \right]$$

หรือเขียนให้ง่ายขึ้นได้ดังนี้

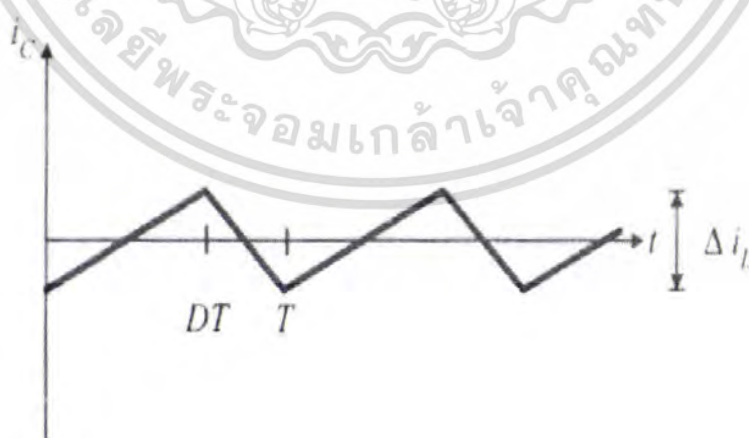
$$I_{L,max} = V_o \left[\frac{(1-D)}{2Lf} \right] \tag{2.28}$$



รูปที่ 2.16 แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.17 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.18 กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นกระแสตัวเหนี่ยวนำต่ำสุด คือ

$$I_{L,\min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.29)$$

$$I_{L,\min} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{L} (1-D)T \right]$$

$$I_{L,\min} = V_o \left[\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right] \quad (2.30)$$

เงื่อนไขที่สำคัญสำหรับการทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเนื่อง คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะต้องเป็นกระแสบวกเสมอ สมการ 2.30 สามารถนำมาใช้ในการหาค่าความเหนี่ยวนำและความถี่ในการสวิตชิง และหาก $I_{L,\min}$ เท่ากับศูนย์พอดี คือ เป็นช่วงต่อระหว่างกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง

$$I_{L,\min} = V_o \left[\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right] = 0 \quad (2.31)$$

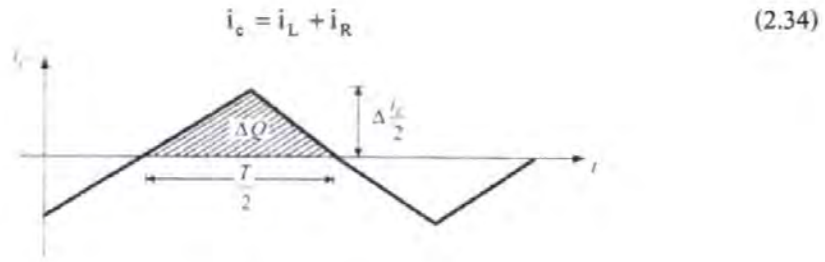
$$L_{\min} = \left[\frac{(1-D)R}{2f} \right] \quad (2.32)$$

$$f = \left[\frac{(1-D)R}{2L_{\min}} \right] \quad (2.33)$$

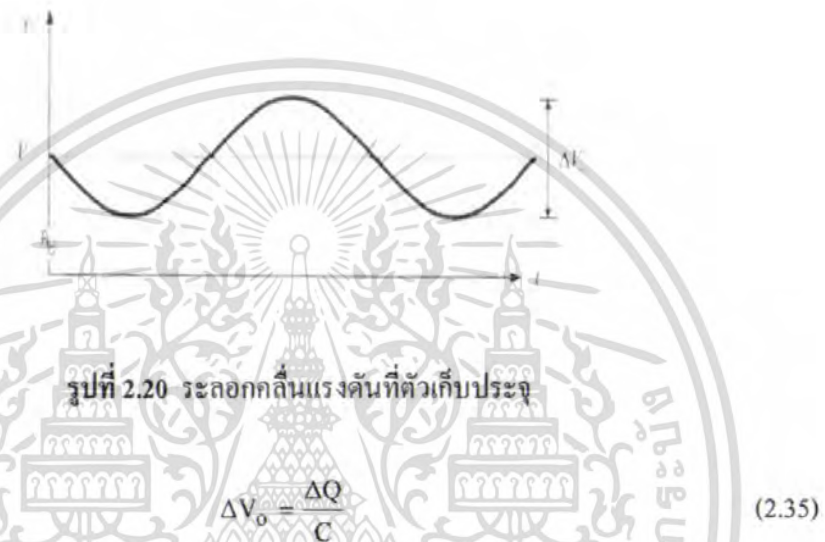
สมการที่ 2.31 ใช้ในการหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดที่ทำให้วงจรยังสามารถทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง ซึ่งจะได้ค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดดังสมการที่ 2.32 ดังนั้นหากต้องการจะออกแบบให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดโดยที่วงจรยังทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง

2.5.5 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก

สำหรับการคำนวณหาค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก สามารถหาได้จากความสัมพันธ์ของแรงดันกับกระแสของตัวเก็บประจุดังแสดงในรูปที่ 2.19 ซึ่งกระแสในตัวเก็บประจุหาได้จาก



รูปที่ 2.19 กระแสตัวเก็บประจุ



รูปที่ 2.20 ระลอกคลื่นแรงดันที่ตัวเก็บประจุ

เมื่อ ΔV_o คือ ค่าระลอกของแรงดันไฟฟ้าด้านออกที่เปลี่ยนแปลงน้อยๆ ระหว่างขอดถึงขอด ΔQ คือ พื้นที่สามเหลี่ยมที่เกิดจากกระแสตัวเก็บประจุคูณกับเวลาจะได้

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} \right) \left(\frac{\Delta i_L}{2} \right) = \frac{T \Delta i_L}{8} \quad (2.36)$$

จะได้

$$\frac{\Delta v_o}{v_o} = \frac{1-D}{8LCf^2} \quad (2.37)$$

สมการที่ 2.37 เรียกว่า ค่าอัตราระลอกคลื่น (ripple ratio) มักใช้แสดงเป็นอัตราส่วนของระลอกคลื่นแรงดันไฟฟ้าด้านออกระหว่างขอดถึงขอดกับค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประเด็นที่น่าสนใจอย่างหนึ่งของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ คือ กำลังไฟฟ้าที่จ่ายจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากำลังจะเท่ากับกำลังไฟฟ้าที่โหลดได้รับ เงื่อนไขนี้คือสมมติการสูญเสียเป็นศูนย์

$$P_s = P_o$$

เมื่อ P_s คือ กำลังไฟฟ้าที่จ่ายจากแหล่งจ่ายไฟฟ้า

P_o คือ กำลังไฟฟ้าที่โหลด

$$V_s I_s = V_o I_o \quad (2.38)$$

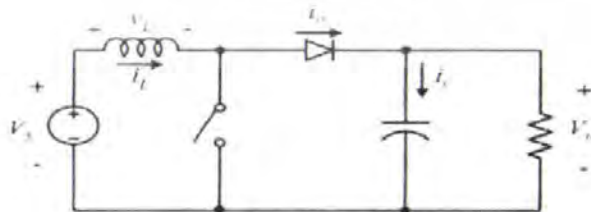
2.6 วงจรทระดับแรงดันไฟฟ้าหรือวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์

วงจรทระดับหรือวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ คือวงจรที่ทำการเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกให้สูงกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ที่เรียบบังวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ (boost converter) ก็เพราะแรงดันไฟฟ้าด้านออกสูงกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้านั่นเอง

2.6.1 เงื่อนไขการทำงานของวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์

การวิเคราะห์ห้วงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ในช่วงสภาวะอยู่ตัว จะมีการกำหนดเงื่อนไขในการทำงานของวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์เช่นเดียวกับวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ดังนี้

1. กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ณ ตำแหน่งเดียวกันในแต่ละคาบ จะมีค่าเท่ากันและมีค่าเป็นบวกเสมอ
2. แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์ หมายถึง ผลรวมของผลคูณระหว่างแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำกับเวลา ในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์
3. ตัวเก็บประจุมีขนาดใหญ่ทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าคงที่
4. กำลังไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับกำลังไฟฟ้าด้านออก กรณีนี้ไม่คำนึงถึงการสูญเสียเนื่องจากการทำงานของวงจร โดยกำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ ทำให้สามารถสรุปได้ว่าประสิทธิภาพของวงจรเป็นหนึ่งร้อยเปอร์เซ็นต์



รูปที่ 2.21 วงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์

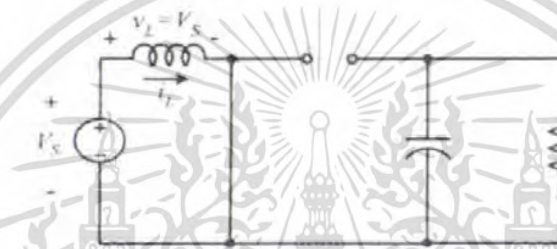
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2 หลักการทำงานของวงจรมุสท์ก่อนเวอร์เตอร์

หลักการการทำงานของวงจรมุสท์ก่อนเวอร์เตอร์เพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกตามต้องการ จะเริ่มต้นจากข้อกำหนดที่ว่า แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลาจะเท่ากับศูนย์ และสามารถหากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้โดยวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมด ทั้งนี้การทำงานต้องอยู่ในช่วงสภาวะอยู่ตัว

2.6.2.1 ขณะสวิตช์นำกระแส

จากรูปที่ 2.21 กระแสไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ โดยผ่านสวิตช์ ขณะเดียวกันไดโอดจะถูกไบอัสย้อนกลับทำให้ไม่สามารถนำกระแสได้ดังรูปที่ 2.22 จากกฎของเคอร์ชอฟที่จะได้สมการของแรงดันไฟฟ้าดังนี้



รูปที่ 2.22 วงจรมุสท์เมื่อสวิตช์นำกระแส

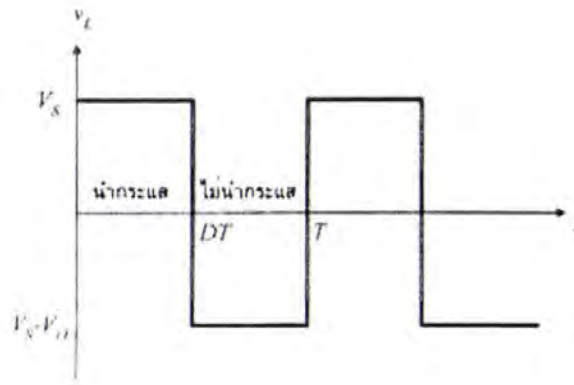
$$V_L = V_s = L \frac{di_L}{dt} \quad \text{or} \quad \frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L} \quad (2.39)$$

ขณะสวิตช์นำกระแส $dt = DT$ เมื่ออัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ อาจจะถือว่าการเพิ่มของกระแสไฟฟ้าเป็นเชิงเส้น ทำให้สามารถคำนวณได้จาก

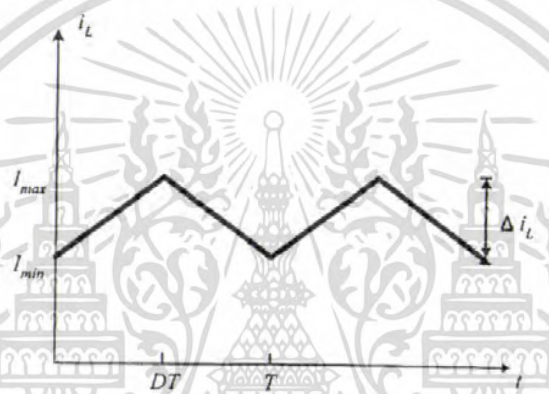
$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_s}{L} \quad (2.40)$$

$$\Delta i_{L,on} = \frac{V_{SDT}}{L} \quad (2.41)$$

$\Delta i_{L,on}$ หมายถึง อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์นำกระแส



รูปที่ 2.23 แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.24 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

2.6.2.2 ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส

เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงทันทีที่ทันใดไม่ได้ ใดโอดจะถูกไบอัสไปหน้าให้นำกระแส ทำให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำอย่างต่อเนื่อง สมมุติแรงดันไฟฟ้าที่ด้านออกมีค่าคงที่ จากกฎของเคอร์ชอฟจะได้สมการของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำดังนี้

$$v_L = V_s - V_o = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\Delta i_{L,off} = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) (1 - D)T \quad (2.42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = \frac{V_s}{1-D} \quad (2.43)$$

2.6.3 การหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์

สมมติการสูญเสียภายในวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับศูนย์ กำลังไฟฟ้าที่ออกจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงจะเท่ากับกำลังไฟฟ้าที่โหลดได้รับ จะทำให้สามารถหาค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุดได้

$$I_L = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} \quad (2.44)$$

$$I_{L,max} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} + \frac{1}{2} \left(\frac{V_s D T}{L} \right) \quad (2.45)$$

$$I_{L,min} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_s D T}{L} \right) \quad (2.46)$$

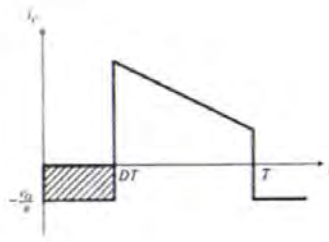
สมมติให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นแบบต่อเนื่องและมีค่าเป็นบวก ดังนั้นจะหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดที่ทำให้วงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ทำงานได้ในขอบเขตระหว่างโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง ได้จากการกำหนดให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นศูนย์ จะได้

$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad (2.47)$$

2.6.4 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก

การมีตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่จะสามารถรักษาแรงดันไฟฟ้าด้านออกคงที่ แต่ในทางปฏิบัติไม่สามารถเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่มาๆ ได้เนื่องจากมีราคาแพงและใช้พื้นที่มาก จึงเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดเหมาะสม และค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกอยู่ในระดับที่ยอมรับได้

การคำนวณหาค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจากขอดถึงขอด สามารถหาได้จากกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.25 กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad (2.41)$$

เมื่อต้องการจะลดอัตราเสถียรของแรงดันไฟฟ้าด้านออก จะทำได้โดยการลดค่า D ให้เข้าใกล้ศูนย์ หรือการเพิ่มค่าโหลด หรือเพิ่มค่าความถี่ในการสวิตซ์ให้สูงขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การวิเคราะห์ฮ็อกแบบและการสร้าง

3.1 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์แบบไม่สมดุล

การนำวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง (DC to DC converter) แบบบัคคอนเวอร์เตอร์มาใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ เลื่อนั้นพบว่า มี สัญญาณรบกวนทั้งแบบคอมมอนโหมด (common mode) และแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด (differential mode) ไปรบกวนส่วนต่างๆ ของวงจร ซึ่งสามารถยืนยันได้ผลการวัด ในบทความต่อไป ซึ่งสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นนี้ มีสาเหตุสำคัญคือ การเปลี่ยนแปลงแรงดันอย่างรวดเร็วไปตามความถี่ของการสับสวิตช์ของมอสเฟตที่สูง ทำให้เกิดการไหลของกระแสคอมมอนโหมด ผ่านตัวเก็บประจุแฝงในส่วนต่างๆ ของวงจร นอกจากนี้แล้วยังเกิดจากความไม่สมดุลของอิมพีแดนซ์ ในสายส่งซึ่งมาจากความยาวของสายส่งด้านไปและสายส่งด้านกลับที่ไม่เท่ากัน และความต้านทานระหว่างขาแคโรนกับขาซอร์ส ซึ่งแม้ขณะมอสเฟตทำงานก็ตามที่ ก็ยังมีความต้านทานระหว่างขาแคโรนกับขาซอร์สอยู่ นี่คือนสาเหตุสำคัญที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวน



รูปที่ 3.1 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

สำหรับการวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนที่เกิดในระบบวงจรไฟฟ้าต่างๆ เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ เราจะแบ่งออกเป็น 3 ระบบ ด้วยกันคือ

1. ระบบแหล่งกำเนิดสัญญาณ (Source system)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ระบบสายส่งสัญญาณ (Transmission line system)

3. ระบบตัวรับสัญญาณ (Termination system)

เมื่อเราพิจารณา วงจรขั้วดีซีมอเตอร์ แบบบัคคอนเวอร์เตอร์ เราสามารถวิเคราะห์ สาเหตุการเกิดสัญญาณรบกวนได้ว่า

- ที่ระบบสายส่งสัญญาณ สาเหตุการทำให้เกิดสัญญาณรบกวนคือ

1. เปลี่ยนแปลงแรงดันอย่างรวดเร็วด้วยความถี่สูงที่ขาเดรน ทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุแผ่นที่เกิดขึ้นระหว่างขาเดรนของมอสเฟตกับแผ่นระบายความร้อนไหลลงสู่เฟรมกราวด์

2. ความไม่สมดุลของอิมพีแดนซ์ในสายส่ง ซึ่งมาจากความยาวของสายส่งด้านไปและสายส่งด้านกลับที่ไม่เท่ากัน และความต้านทานระหว่างขาเดรนกับขาซอร์ส ซึ่งแม้ขณะมอสเฟตทำงานก็ตามที่ ก็ยังมีความต้านทานระหว่างขาเดรนกับขาซอร์สอยู่ ซึ่งเห็นได้ชัดว่า ในสายส่งไหลกลับไม่มีตัวมอสเฟต ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์จากขาเดรนกับขาซอร์สระหว่างสายส่งไปกับสายส่งกลับในวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ไม่สมดุลแน่นอน

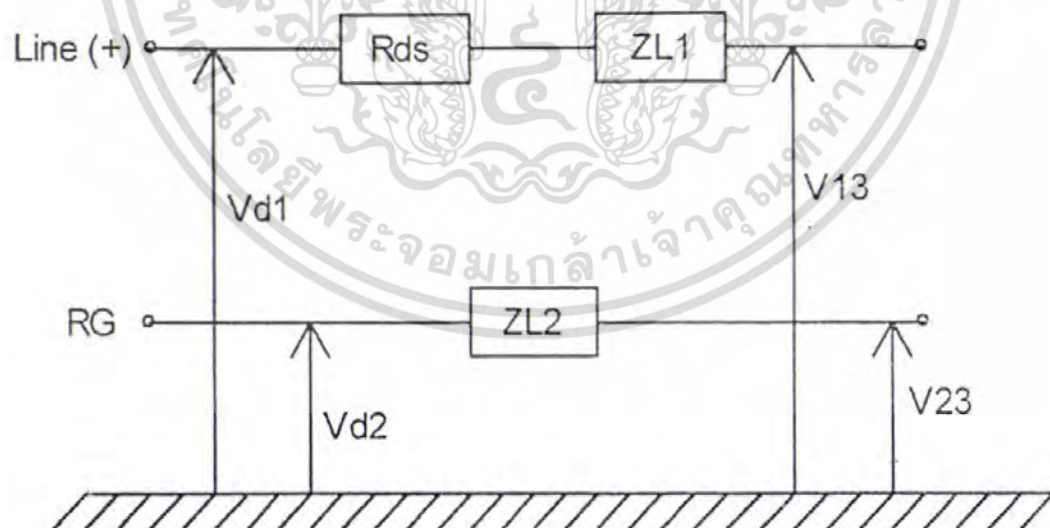
- ที่ระบบแหล่งกำเนิด (Source system) สาเหตุการเกิดสัญญาณรบกวนที่สำคัญคือ

1. เกิดแรงดันรบกวนตรง Return Ground

- ที่ระบบตัวรับเอาต์พุต (Termination system) สาเหตุที่ก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนที่สำคัญคือ

1. เกิดประจุแผ่นที่ขั้วไหลกลับเฟรมกราวด์ ซึ่งยิ่งความถี่สูงมากยิ่งมีผลรบกวนมากขึ้น

3.1.1 วิเคราะห์การไม่สมดุลในสายส่งด้านไหลไปและด้านไหลกลับ



รูปที่ 3.2 อิมพีแดนซ์ของสายส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V_{dif} คือ ผลต่างระหว่างแรงดันสายส่งด้านไหลไปเทียบกับกราวด์กับสายส่งด้านไหลกลับเทียบกราวด์ จากรูป 3.2 จะเห็นว่า

$$V_{dif} = V_{d1} - V_{d2}$$

V_{CM} คือ ผลรวมระหว่างแรงดันสายส่งด้านไหลไปเทียบกับกราวด์กับสายส่งด้านไหลกลับเทียบกราวด์ จากรูป 3.2 จะเห็นว่า

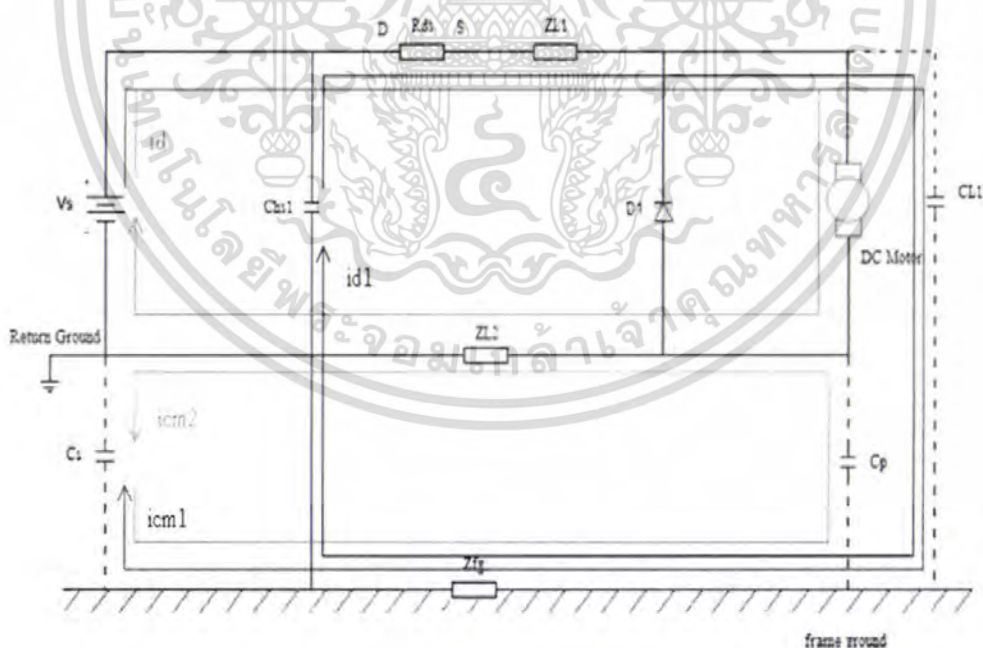
$$V_{dif} = V_{d1} + V_{d2}$$

R_{ds} คือ ความต้านทานระหว่างขาเกรน กับขาซอร์ส ของมอสเฟต (จะเปลี่ยนแปลงไปตามแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขาเกต กับ ขาซอร์ส)

Z_{L1} , Z_{L2} คือ อิมพีแดนซ์ของสายตัวนำ

จากรูปที่ 3.2 แสดงให้เห็นว่า อิมพีแดนซ์ในสายส่งไหลไป ไม่เท่ากับสายส่งไหลกลับ แสดงว่าสายส่งเกิดการไม่สมดุล ดังนั้น V_{d1} จะไม่เท่ากับ V_{d2} และ V_{13} จะไม่เท่ากับ V_{23} ดังนั้นสัญญาณรบกวนเนื่องจากสนามแม่เหล็ก (Magnetic Inductive Coupling) ที่เกิดขึ้นไม่สามารถหักล้างกันได้หมด

3.1.2 ทิศทางการไหลของกระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมด และคอมมอนโหมด



รูปที่ 3.3 แสดงทิศทางการไหลของกระแสคอมมอนโหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Chr1 คือ ตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นระหว่างขาเดรนของมอสเฟต กับแผ่นระบายความร้อน

C_{L1} , C_{L2} คือ ตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นระหว่างขั้วโหลด กับเฟรมกราวด์

I_d คือ กระแสดีเฟอเรนเชียลโหมด

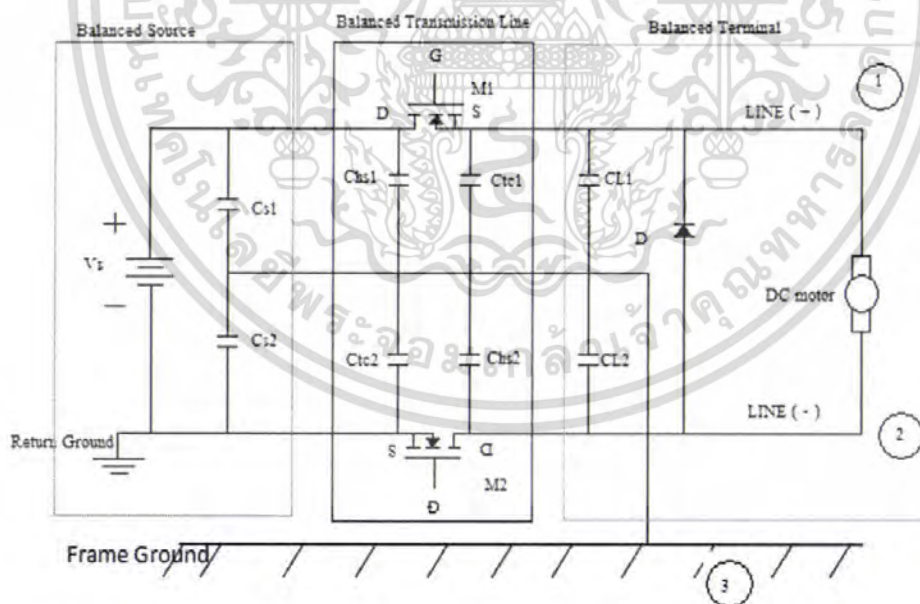
I_{cm1} , I_{cm2} คือ กระแสคอมมอนโหมด 1 และ 2

V_{cm} คือ แรงดันรบกวนคอมมอนโหมด

จากรูปที่ 3.3 เมื่อพิจารณาถึงกระแสที่ไหลตามส่วนต่างๆของวงจร จะเห็นว่ากระแส I_d คือ กระแสที่ไหลในลูป LINE กับ Return Ground ซึ่งเป็นกระแสที่ต้องการ ส่วนกระแสรบกวน (I_{d1} , i_{cm1} , i_{cm2}) มันเป็นกระแสที่มีความถี่สูงซึ่งสามารถไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝงได้ เมื่อพิจารณาถึงขนาดอิมพีแดนซ์ที่สายส่งไหลไป กับสายส่งไหลกลับจะเห็นว่าขนาดและทิศทางของกระแสรบกวนไม่สามารถหักล้างกันได้

3.2 การสร้างวงจรขั้วตีซีมอเตอร์แบบสมดุล

เมื่อวิเคราะห์ความไม่บาลานซ์ของวงจรขั้วตีคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งก่อให้เกิดสัญญาณรบกวน ดังนั้น ในเนื้อหาส่วนนี้คือการสร้างหรือปรับปรุงวงจรขั้วตีคอนเวอร์เตอร์ ให้มีความเป็นบาลานซ์ขึ้นมา เพื่อให้สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นตามส่วนต่างๆของวงจรได้หักล้างจนหมดไป



รูปที่ 3.4 วงจรขั้วตีคอนเวอร์เตอร์ ที่ทำการบาลานซ์อิมพีแดนซ์แล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1 การปรับปรุงวงจรให้มีการบาลานซ์

หลักสำคัญคือเราต้องสร้างบาลานซ์ ใน 3 ระบบ คือ

1. สร้างบาลานซ์ในระบบแหล่งจ่าย
2. สร้างบาลานซ์ในระบบสายส่ง
3. สร้างบาลานซ์ในระบบโหลด

โดยในการสร้างบาลานซ์นั้น ควรเริ่มสร้างบาลานซ์ ในระบบสายส่งก่อน เพราะเป็นมีความไม่สมดุลมากที่สุด และระบบที่เป็นจุดกำเนิดของการเกิดสัญญาณรบกวน

3.2.1.1 การสร้างบาลานซ์ในระบบสายส่ง

- การเพิ่มมอสเฟตอีกตัว ในสายส่งด้านสายส่งกลับ เพื่อให้อิมพีแดนซ์ที่สายส่งไปเท่ากับสายส่งกลับ (จำเป็นคือใช้การปรับค่าไฟเลี้ยงแบบละเอียด เพื่อให้ V_{GS} ของมอสเฟตทั้งสองตัวมีค่าเท่ากัน เพื่อให้ความต้านทานระหว่างขาเดรนกับขาซอร์สของทั้งสองตัวมีค่าเท่ากัน เนื่องจากความต้านทานระหว่างขาเดรนกับซอร์สแปรเปลี่ยนไปตาม V_{GS}

- การเพื่อตัวเก็บประจุชดเชย ($C_{c1}=C_{c2}$) เนื่องจากเมื่อมีการสวิตซ์ซึ่งที่ความถี่สูงๆ ทำให้เกิดตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดจากแผ่นระบายความร้อนของมอสเฟต ซึ่งเป็นสาเหตุสำคัญที่ทำให้เกิดกระแสรบกวนในแบบผลรวม ดังนั้นก็มีความจำเป็นที่ต้องเพิ่มตัวเก็บประจุ C_{c1} , C_{c2} เพื่อสร้างกลไกการหักล้างกันของกระแสรบกวน

3.2.1.2 การสร้างบาลานซ์ในระบบแหล่งจ่าย

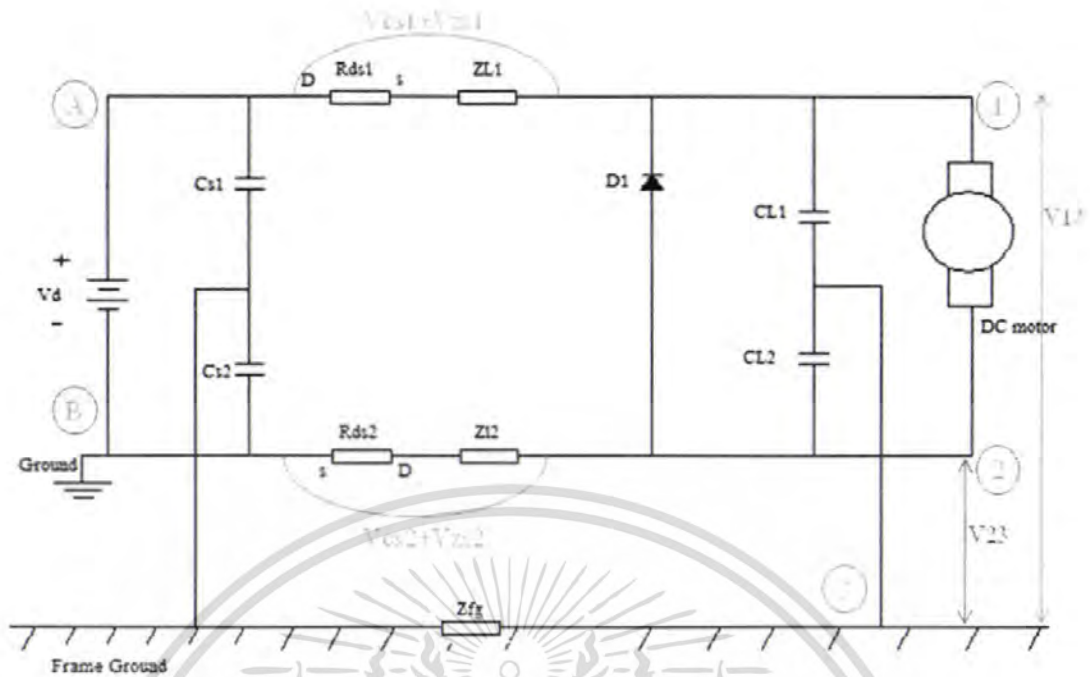
- การต่อตัวเก็บประจุ C_{c1} จากขั้วบวกของแหล่งกำเนิดไปยังเฟรมกราวด์ และการต่อตัวเก็บประจุ C_{c2} ขั้วลบของแหล่งจ่าย ไปยังเฟรมกราวด์ โดยที่ ($C_{c1} = C_{c2}$)

3.2.1.3 การสร้างบาลานซ์ในระบบโหลด

- การใส่ตัวเก็บประจุ C_{c1} ต่อจากขั้วไฟบวกของโหลด กับเฟรมกราวด์ และต่อ C_{c2} จากขั้วลบของโหลดกับเฟรมกราวด์

3.2.2 การหักล้างกันของแรงดันรบกวน

การพิจารณาสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นตามส่วนต่างๆของวงจรในรูปของแรงดันรบกวนนั้น เราสามารถกำจัดแรงดันรบกวนเหล่านี้ได้ด้วย หลักการวงจรสมดุล (Balance circuit) ก็คือการทำให้แรงดันที่เกิดขึ้นสามารถหักล้างกันได้หมด



รูปที่ 3.5 วงจรสมมูลแสดงแรงดันส่วนต่างๆ ของวงจร

จากรูปที่ 3.5 เมื่อ V_{13} คือ แหล่งกำเนิดแรงดันรบกวนแบบคอมมอนโหมด ดังนั้นเมื่ออิมพีแดนซ์ในสายส่งด้านโหลด กับสายส่งด้านกลับมีค่าเท่ากันแล้ว ทำให้ V_{13} มีขนาดเท่ากับ V_{12} แต่มีขั้วตรงข้ามกัน ทำให้แรงดันรบกวนที่เป็นคอมมอนโหมด ในโหลดซึ่งมีค่าเท่ากับ $V_{com} = V_{13} + V_{12}$ ซึ่งเท่ากับ 0 ถ้า V_{12} เท่ากับ V_{13} แต่มีขั้วตรงกันข้ามกัน ดังนั้นเมื่อวงจรอยู่ในเงื่อนไขสถานะสมดุล จะทำให้แรงดันรบกวนหักล้างกันได้หมด

3.2.3 การหักล้างกันของกระแสรบกวน

จากรูปที่ 3.6 จะเห็นได้ว่าแนวคิดที่จะหักล้างกระแสรบกวน คือ การทำให้กระแสรบกวนมีค่าเท่ากันแต่มีทิศทางไหลตรงข้ามกัน ซึ่งจะเห็นได้ว่ากระแสรบกวนที่เกิดจากตัวเก็บประจุแผ่น (Chsr1, Chsr2) จะเห็นได้ว่ากระแสรบกวน ich_1 กับ ich_2 จะมีขนาดเท่ากัน และไหลสวนทิศทางกันทำให้มันหักล้างกันได้ ในส่วนการจัดสมดุลทางด้านสายส่ง ก็คือ การทำอิมพีแดนซ์ด้านสายส่งไหลไปเท่ากับด้านสายส่งไหลกลับ ทำให้กระแสรบกวนในสายส่งไหลไปเท่ากับสายส่งไหลกลับ และสนามแม่เหล็กที่เกิดการการไหลของกระแสในสายส่งหักล้างกันด้วย

สำหรับในส่วนของการจัดสมดุลในส่วนของแหล่งจ่ายกับขั้วโหลด ก็เพื่อสร้างทางไหลของกระแสรบกวน icm_1 และ icm_2 ให้หักล้างกันได้

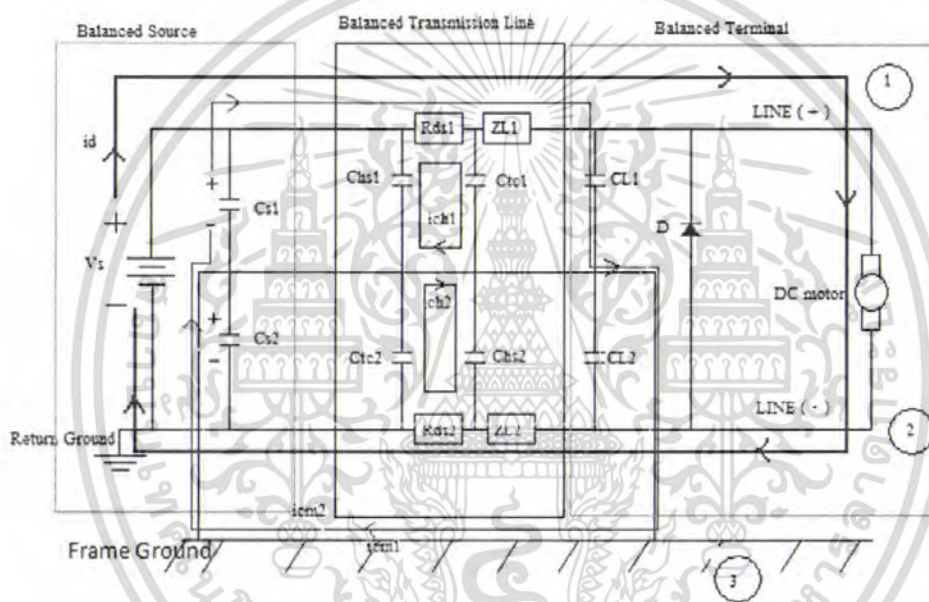
สำหรับในส่วนของการจัดสมมูลในส่วนของแหล่งจ่ายกับขั้วโหลด ก็เพื่อสร้างทางไหลของกระแสบวก i_{cm1} และ i_{cm2} ให้หักล้างกันได้

$$\text{ดังนั้นเมื่อ} \quad R_{ds1} + Z_{L1} = R_{ds2} + Z_{L2} \quad (3.1)$$

$$I_{ch1} = I_{ch2} \quad \text{และ} \quad I_{cm1} = I_{cm2} \quad (3.2)$$

$$\text{จะได้} \quad I_{ch1} + I_{ch2} = 0 \quad (3.3)$$

$$I_{cm1} + I_{cm2} = 0 \quad (3.4)$$



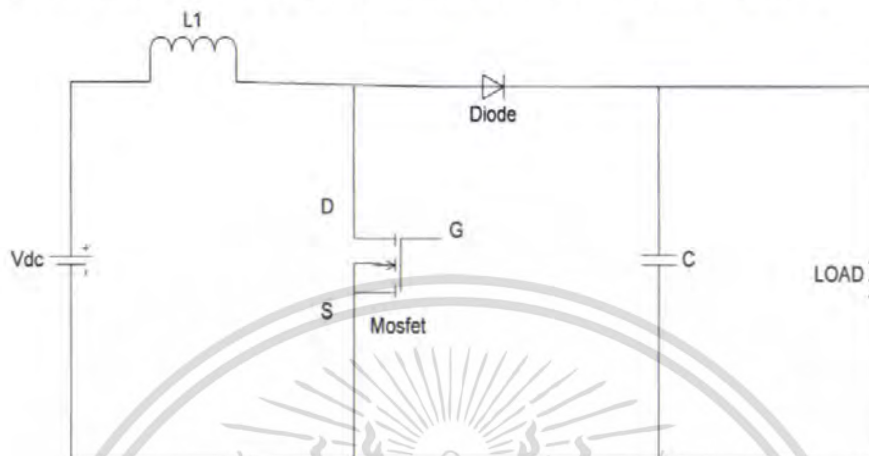
รูปที่ 3.6 การหักล้างกันของกระแสบวก

3.3 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดที่เกิดขึ้นในวงจรบุสท์คอนเวอร์เตอร์แบบไม่สมดุล

จากวงจรบุสท์คอนเวอร์เตอร์ตามรูปที่ 3.7 ซึ่งเป็นวงจรที่ยังไม่ได้ทำการบาลานซ์ สาเหตุสำคัญที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวน คือ การเปลี่ยนแปลงแรงดันระหว่างขาเดรนกับขาซอร์ซ ทำให้เกิดกระแสคอมมอนโหมด (I_{CS}) ไหลจากขาเดรนของมอสเฟตลงเฟรมกราวนด์ ผ่าน C_S ซึ่งเป็นตัวเก็บ

ประจุแฝงที่เกิดจากแผ่นครีบบของแผ่นระบายความร้อนที่ต่ออยู่กับตัวมอสเฟต ซึ่งต้องต่อกับเฟรมกราวด์เพื่อระบายความร้อน ทำให้เกิด C_s ขึ้นระหว่างมอสเฟตกับเฟรมกราวด์

ดังนั้น การที่จะทำการบาลานซ์วงจรนี้ ต้องเริ่มวิเคราะห์ถึงสาเหตุของการไม่บาลานซ์ที่เกิดขึ้น โดยแบ่งออกเป็นการวิเคราะห์ 3 ส่วน คือ การวิเคราะห์ที่แหล่งจ่าย, สายส่งและ โหลด



รูปที่ 3.7 วงจรสวิตช์คอนเวอร์เตอร์ที่ยังไม่บาลานซ์

3.3.1 การวิเคราะห์การไม่บาลานซ์ที่แหล่งจ่าย

จากรูปที่ 3.8 พบว่าแหล่งจ่ายเกิดการไม่บาลานซ์ เนื่องจากอิมพีแดนซ์สายส่งไหลไป คือ C_1 และสายส่งไหลกลับ คือ C_2 ดังนั้นที่แหล่งจ่ายจะ ไม่บาลานซ์ ถ้า $C_1 \neq C_2$

โดย C_1, C_2 คือ ตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นที่ขั้วของแหล่งจ่ายกับเฟรมกราวด์ซึ่งจะมีค่าน้อยมาก แต่ถ้าใช้การสับสวิตช์ด้วยความถี่สูง ก็จะมีผลทำให้เกิดแรงดันคอมมอน โหมดขึ้นที่แหล่งจ่าย

3.3.2 การวิเคราะห์การไม่บาลานซ์ที่สายส่ง

จากรูปที่ 3.8 พบว่า ที่สายส่งไม่บาลานซ์ เนื่องจากอิมพีแดนซ์ในสายส่งด้านไหลไปและสายส่งด้านไหลกลับไม่เท่ากัน

$$Z_1 = Z_{L1} + C_s + Z_{line}$$

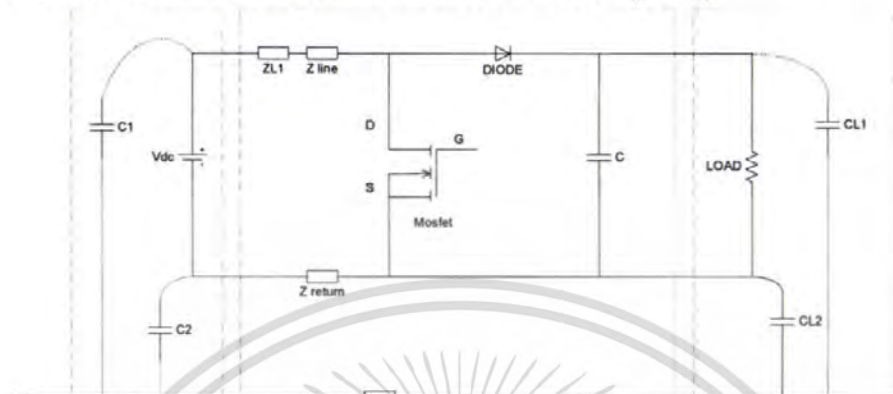
$$Z_2 = Z_{return}$$

เมื่อ Z_1 คือ อิมพีแดนซ์ในสายส่งด้านไหลไป

Z_2 คือ อิมพีแดนซ์ในสายส่งด้านไหลกลับ

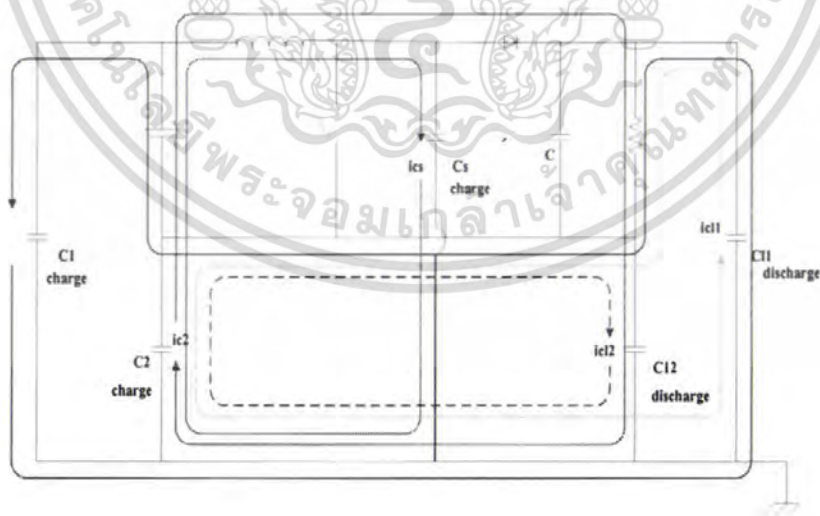
3.3.3 การวิเคราะห์การไม่บาลานซ์ที่โหลด

จากรูปที่ 3.8 พบว่าที่โหลดจะเกิดตัวเก็บประจุแฝง C_{L1} และ C_{L2} ที่ขั้วโหลดทั้งสองด้าน แต่มีขนาดน้อยมาก แต่ถ้าใช้การสับสวิตช์ด้วยความถี่สูง จะทำให้ตัวเก็บประจุทั้งสองตัวที่เกิดขึ้นมีผลกับวงจร ดังนั้นถ้าต้องการให้โหลดเกิดการบาลานซ์จะต้องทำให้ $C_{L1} = C_{L2}$



รูปที่ 3.8 วงจรสมมูลบุสต์ก่อนเวอร์เตอร์ที่ยังไม่บาลานซ์

3.3.4 ทิศทางการไหลของกระแสฟิสิกส์เพื่อเรนเขียนโหมดและกระแสคอมมอนโหมดของวงจรบุสต์ก่อนเวอร์เตอร์ที่ยังไม่ได้ทำการบาลานซ์



รูปที่ 3.9 ทิศทางการไหลของกระแสคอมมอนโหมดขณะที่มีสเฟทไม่ทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.4 ทิศทางการไหลของกระแสคอมมอนโหมดของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ทำการบาลานซ์

จากรูปที่ 3.12 จะเห็นว่า ถ้าวงจรที่ทำการสมดุลวงจรแล้ว จะได้ว่า

$$C_1 = C_2$$

$$C_{s1} = C_{s2}$$

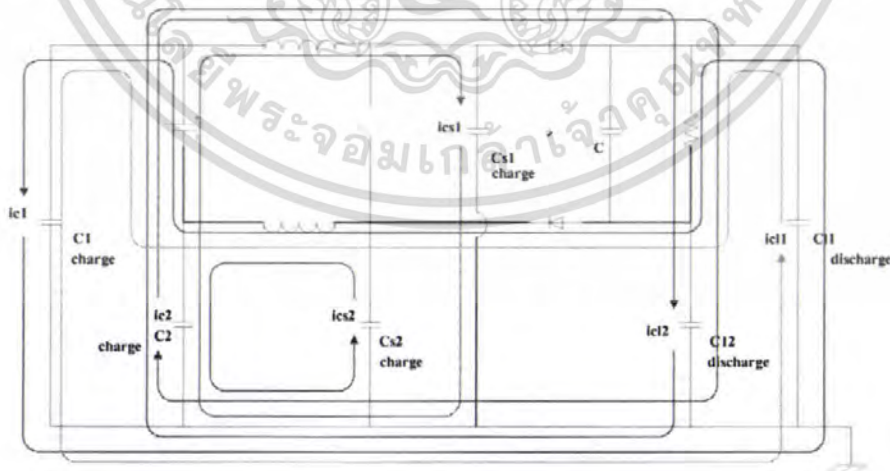
$$C_{L1} = C_{L2}$$

$$Z_{L1} = Z_{L2}$$

กระแสทิศทางหักล้างกันหมด ที่เฟรมกราวด์ คือ i_{cs1} หักล้างกับ i_{cs2} และ i_{c1} หักล้างกับ i_{c2} และ i_{cL1} หักล้างกับ i_{cL2}



รูปที่ 3.12 ทิศทางการไหลของกระแสคอมมอนโหมดขณะที่มีสเฟททำงาน



รูปที่ 3.13 ทิศทางการไหลของกระแสคอมมอนโหมดขณะที่มีสเฟทไม่ทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 พารามิเตอร์ต่างที่ใช้ในการทดลองบัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck converter)

- แรงดันอินพุต $V_s = 34$ โวลต์ จากหม้อแปลง 240/24 และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

- ความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์เท่ากับ 50 kHz ทุกวงจรที่ใช้ในการทดสอบ
- ค่าดีวีไอเซลเท่ากับ 60% ทุกวงจรที่ใช้ในการทดสอบ
- ไดโอดฟรียูวอลถึง UF202
- MOSFET IRFP150N
- โหลด คีซีมอเตอร์
- วงจรขับเกทใช้ $R_g = 100 \Omega$, $C_g = 1 \mu\text{F}$, TLP250, $V_{dc} = 12.9 \text{ v}$
- High frequency current probe ที่มี conversion factor เท่ากับ 1A/V (วัดกระแสคอมมอนโหมด)

4.2 การวัดสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด และดิฟเฟอเรนเชียลโหมด

วัดที่ source

- ทำการต่อวงจรรูปที่ 4.1 และ รูปที่ 4.2
- นำสายโพรบเส้นที่หนึ่งด้านไฟบวกวัดที่ขาบวกของ source ส่วนสายกราวด์วัดที่ Frame ground
- นำสายโพรบเส้นที่สองด้านไฟบวกวัดที่ขาลบของ source ส่วนสายกราวด์วัดที่ Frame ground
- สัญญาณคอมมอนโหมดวัดโดยการนำสัญญาณทั้งสองมาบวกกัน
- สัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลโหมดวัด โดยการนำสัญญาณทั้งสองมาบวกกัน

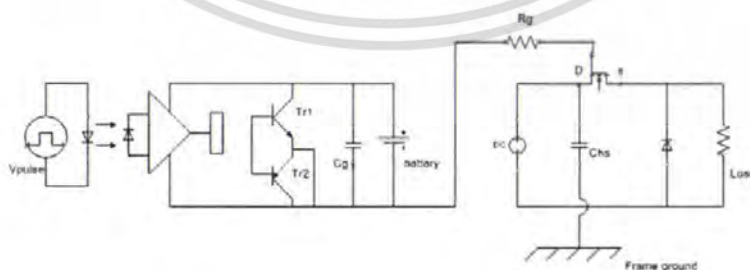
➤ วัตถุประสงค์ Transmission line

- นำสายโพรบเส้นที่หนึ่งด้านไฟบวกวัดที่ขา G ของ MOSFET ตัวที่หนึ่ง ส่วนสายกราวด์วัดที่ ขา S ของ MOSFET ตัวที่หนึ่ง
- นำสายโพรบเส้นที่หนึ่งด้านไฟบวกวัดที่ขา G ของ MOSFET ตัวที่สอง ส่วนสายกราวด์วัดที่ ขา S ของ MOSFET ตัวที่สอง(กรณีของจจรไม่สมดุลไม่มี)
- ดูสัญญาณทั้งสองว่าสามารถที่จะจ่ายไฟเท่ากันหรือไม่

➤ วัตถุประสงค์ load

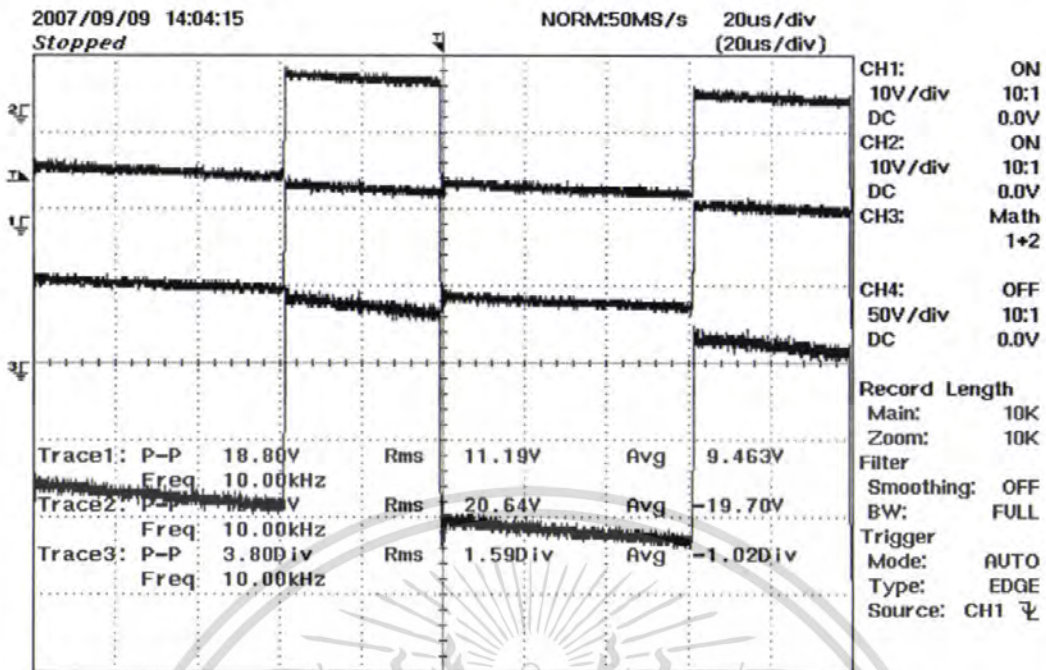
- ทำการต่อวงจรรูปที่ 4.1 และ รูปที่ 4.2
- นำสายโพรบเส้นที่หนึ่งด้านไฟบวกวัดที่ขาบวกของ load ส่วนสายกราวด์วัดที่ Frame ground
- นำสายโพรบเส้นที่สองด้านไฟบวกวัดที่ขาลบของ load ส่วนสายกราวด์วัดที่ Frame ground
- สัญญาณคอมมอนโหมควัด โดยการนำสัญญาณทั้งสองมาบวกกัน
- สัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลโหมควัด โดยการนำสัญญาณทั้งสองมาบวกกัน

4.3 ผลการทดลองวงจรขับดีซีมอเตอร์แบบไม่สมดุล

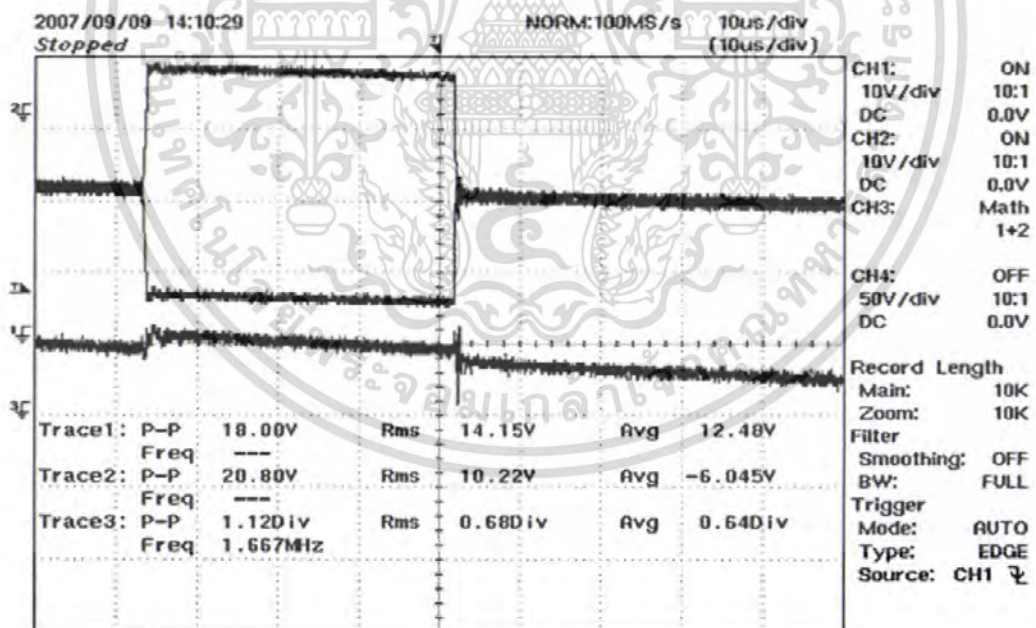


รูปที่ 4.1 แสดงวงจร dc-dc converter (single switch)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

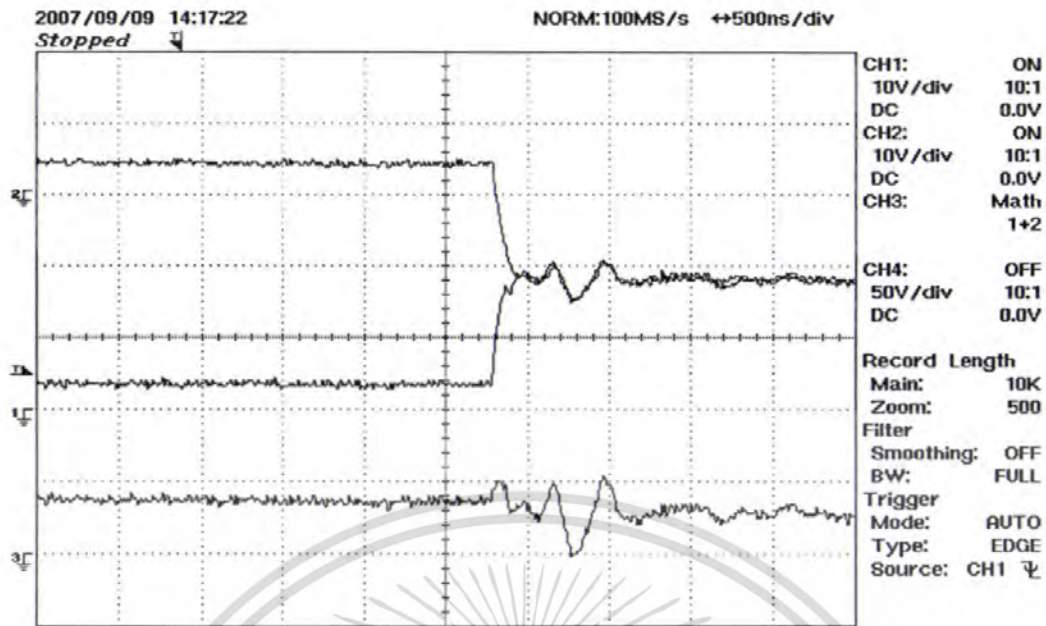


รูปที่ 4.2 เปรียบเทียบแรงดันที่ขั้วบวกของแหล่งจ่ายเทียบเฟรมกราวด์ (V_{a3}) และที่ขั้วบวกของแหล่งจ่ายเทียบเฟรมกราวด์ (V_{b3})

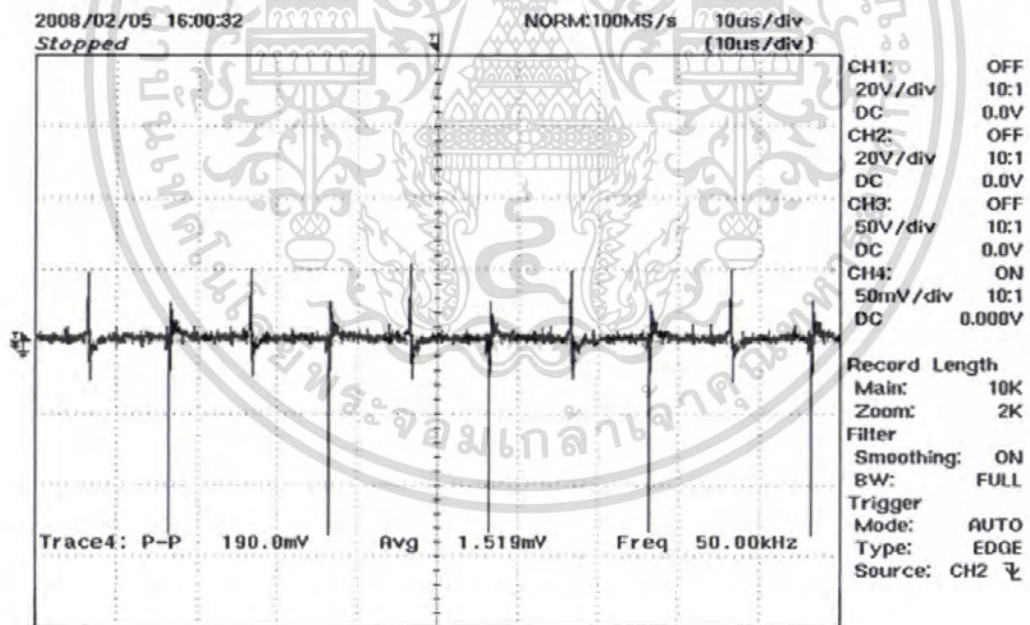


รูปที่ 4.3 เปรียบเทียบแรงดันที่ขั้วบวกของโหลดเทียบเฟรมกราวด์ (V_{13}) และที่ขั้วลบของโหลดเทียบเฟรมกราวด์ (V_{23})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

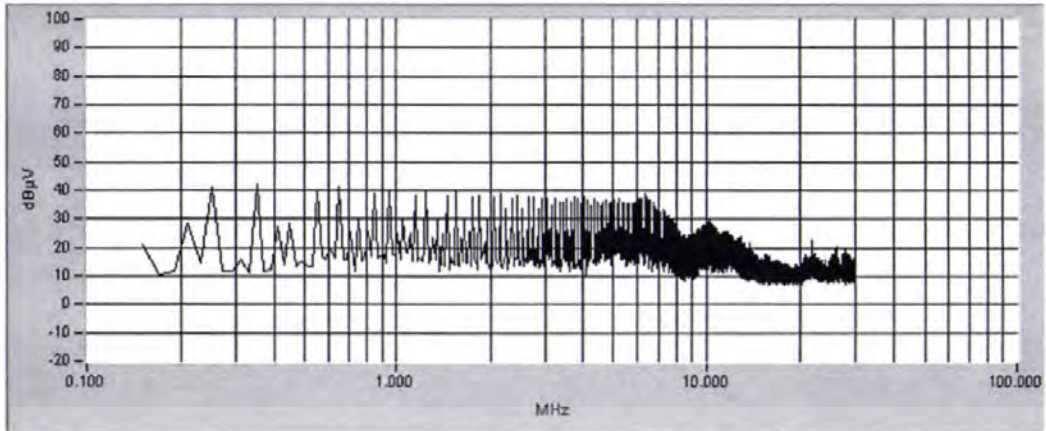


รูปที่ 4.4 ชุมเปรียบเทียบแรงดันที่ขั้วบวกของแหล่งจ่ายเทียบเทียบเฟรมกราวด์ (V_{13}) และที่ขั้วบวกของแหล่งจ่ายเทียบเทียบเฟรมกราวด์ (V_{23})



รูปที่ 4.5 แสดงค่ากระแสคอมมอนโหมดของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

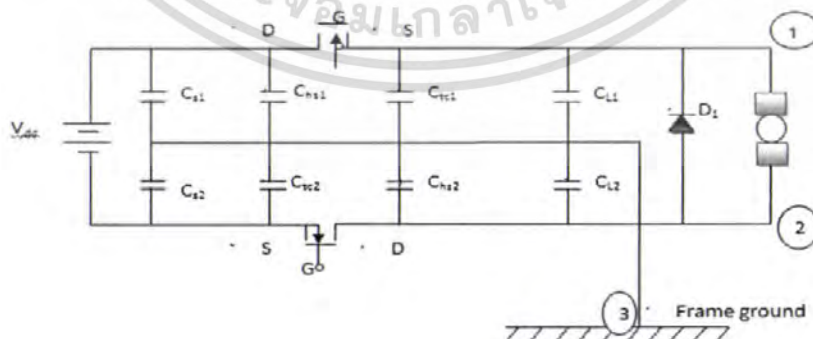


รูปที่ 4.6 แสดงค่า frequency spectrum ของกระแสคอมมอนโหมดในวงจรบัค คอนเวอร์เตอร์ (Buck converter) แบบไม่สมดุล

4.4 ผลการทดลองวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์แบบสมดุล

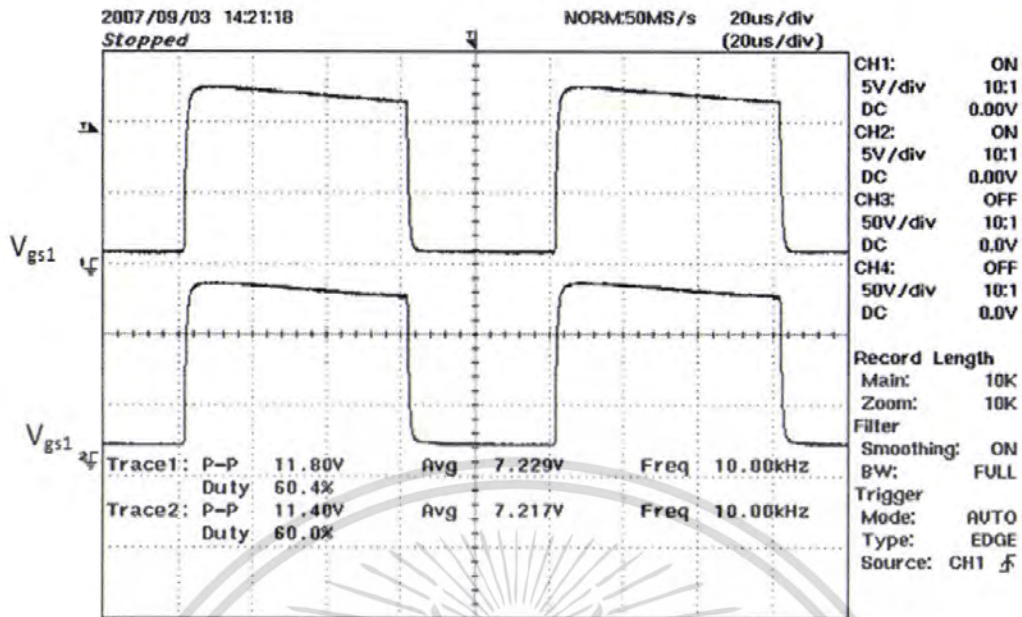
พารามิเตอร์ที่ใช้ทดสอบเพิ่มเติม

- ตัวเก็บประจุที่ขั้วแหล่งจ่าย $C_{s1} = C_{s2} = 33000$ pF (Balanced Source)
- ตัวเก็บประจุที่ขั้วโหลด $C_{L1} = C_{L2} = 33000$ pF (Balanced Load)
- ตัวเก็บประจุคัปปลิง $C_{tc1} = C_{tc2} = 10$ pF และเพิ่มมอสเฟต IRFP150N ที่สายส่งด้านไหลกลับ(return line) เพื่อทำกร Balanced Transmission Line
- High frequency current probe ที่มี conversion factor เท่ากับ 1A/V (วัดกระแสคอมมอนโหมด)

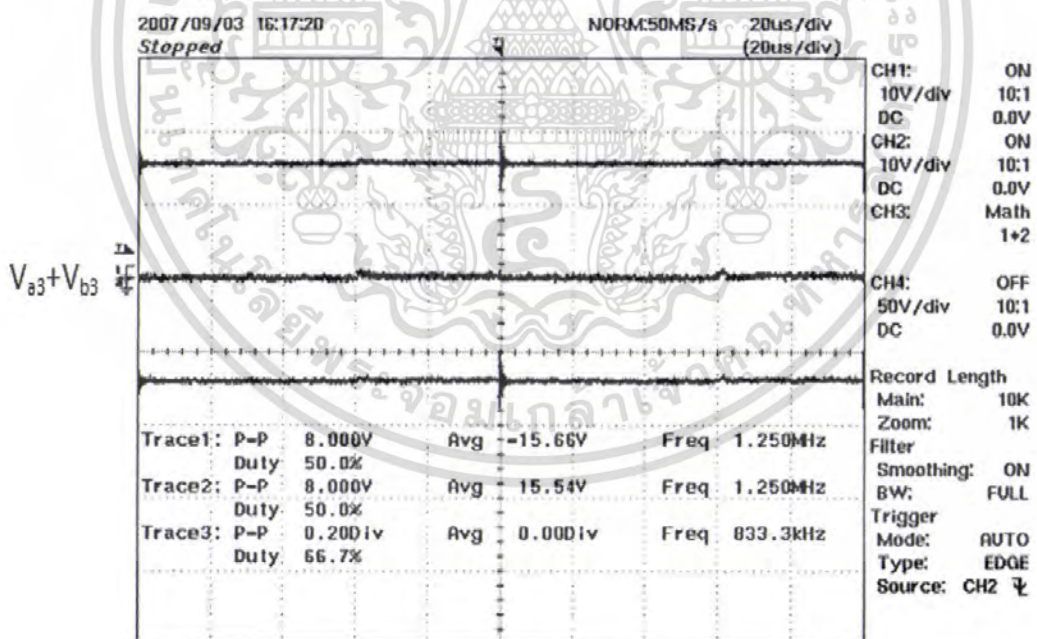


รูปที่ 4.7 วงจร DC-DC Converter (Two switch)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

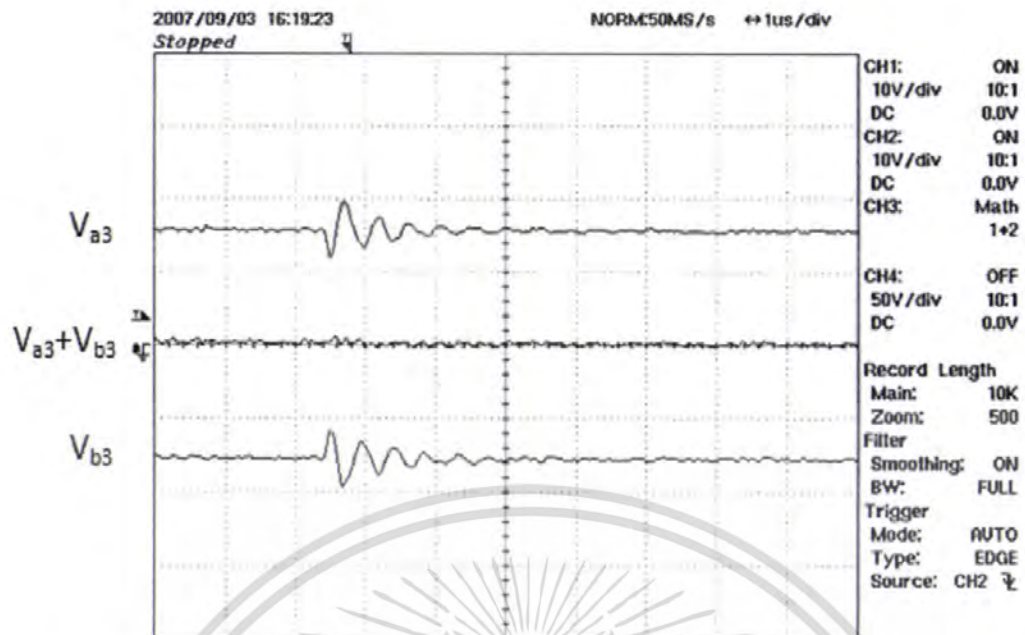


รูปที่ 4.8 เปรียบเทียบแรงดันที่ตกคร่อมขาเกทและซอร์สของ MOSFET ด้านสายส่ง (V_{gs1}) และแรงดันที่ตกคร่อมขาเกทและซอร์สของ MOSFET ด้านสายส่งกลับ (V_{gs2})

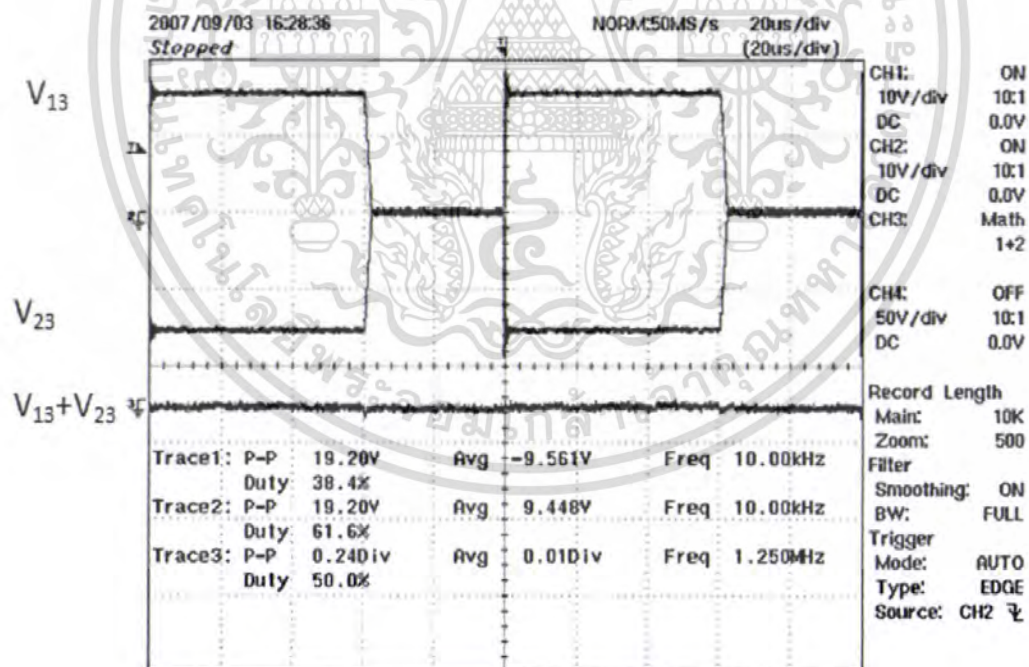


รูปที่ 4.9 เปรียบเทียบแรงดันที่ขั้ววอกของแหล่งจ่ายเทียบเฟรมกราวด์ (V_{a3}) และที่ขั้วลบของแหล่งจ่ายเทียบเฟรมกราวด์ (V_{b3})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

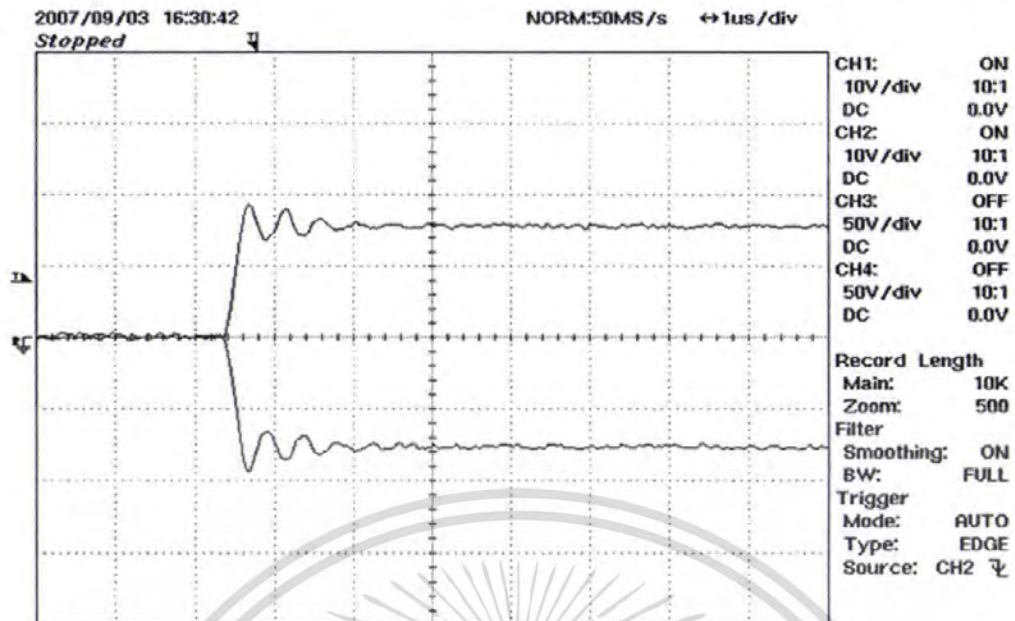


รูปที่ 4.10 ชุมเปรียบเทียบแรงดันที่ขั้วบวกของแหล่งจ่ายเทียบเฟรมกราวด์ (V_{a3}) และที่ขั้วลบของแหล่งจ่ายเทียบเฟรมกราวด์ (V_{b3})

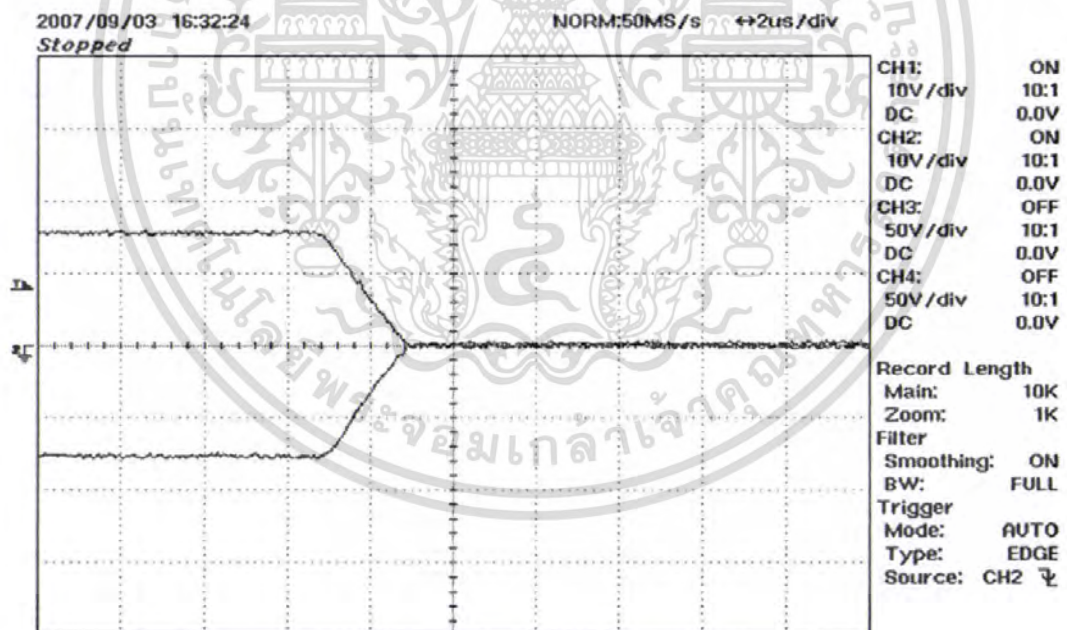


รูปที่ 4.11 เปรียบเทียบแรงดันที่ขั้วบวกของโหนดเทียบเฟรมกราวด์ (V_{13}) และที่ขั้วลบของโหนดเทียบเฟรมกราวด์ (V_{23})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

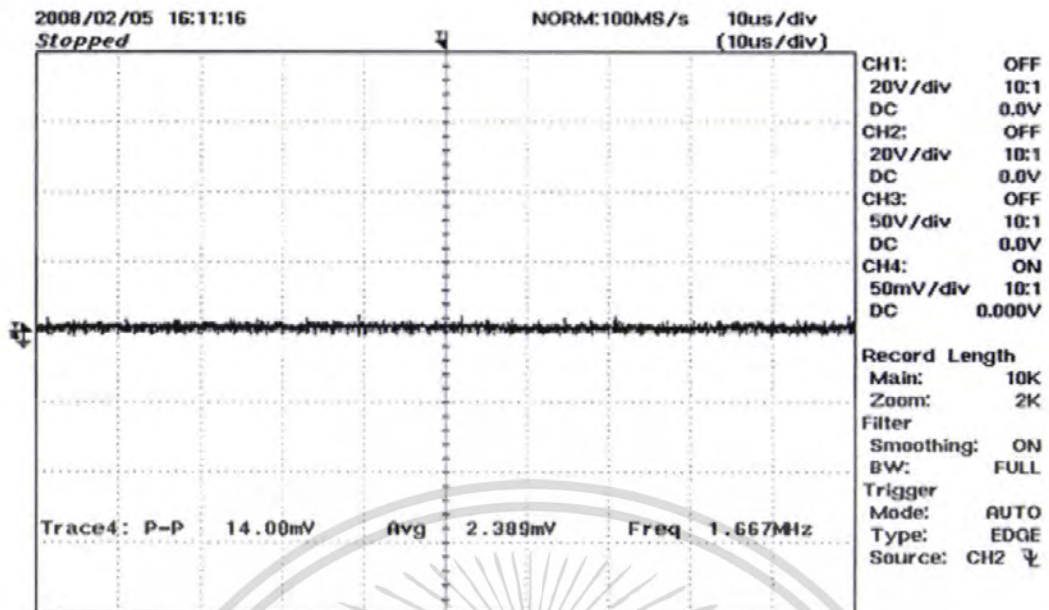


รูปที่ 4.12 ชุมเปรียบเทียบแรงดันที่ขั้วบวกของโพลีเอทิลีนเฟอโรกราวด์ (V_{13}) และที่ขั้วลบของโพลีเอทิลีนเฟอโรกราวด์ (V_{23}) ขณะสวิตช์ทำงาน

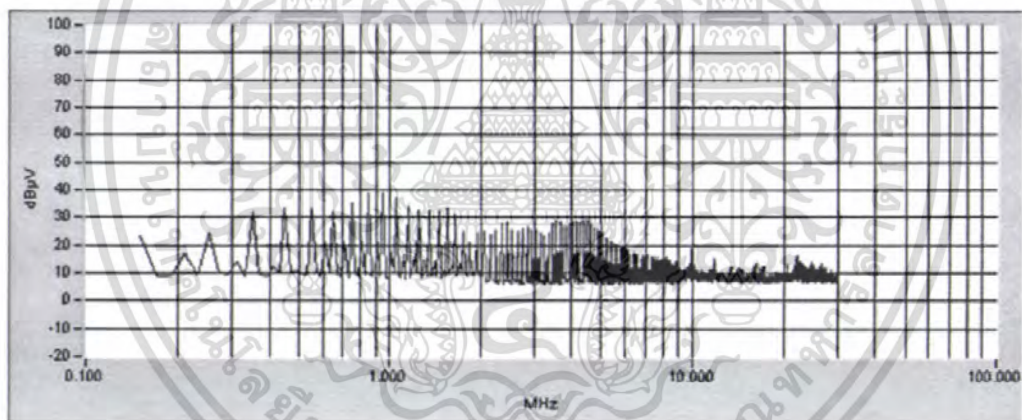


รูปที่ 4.13 ชุมเปรียบเทียบแรงดันที่ขั้วบวกของโพลีเอทิลีนเฟอโรกราวด์ (V_{13}) และที่ขั้วลบของโพลีเอทิลีนเฟอโรกราวด์ (V_{23}) ขณะสวิตช์หยุดทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 แสดงค่ากระแสแฉกคอมมอน โหมดของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์แบบสมดุ



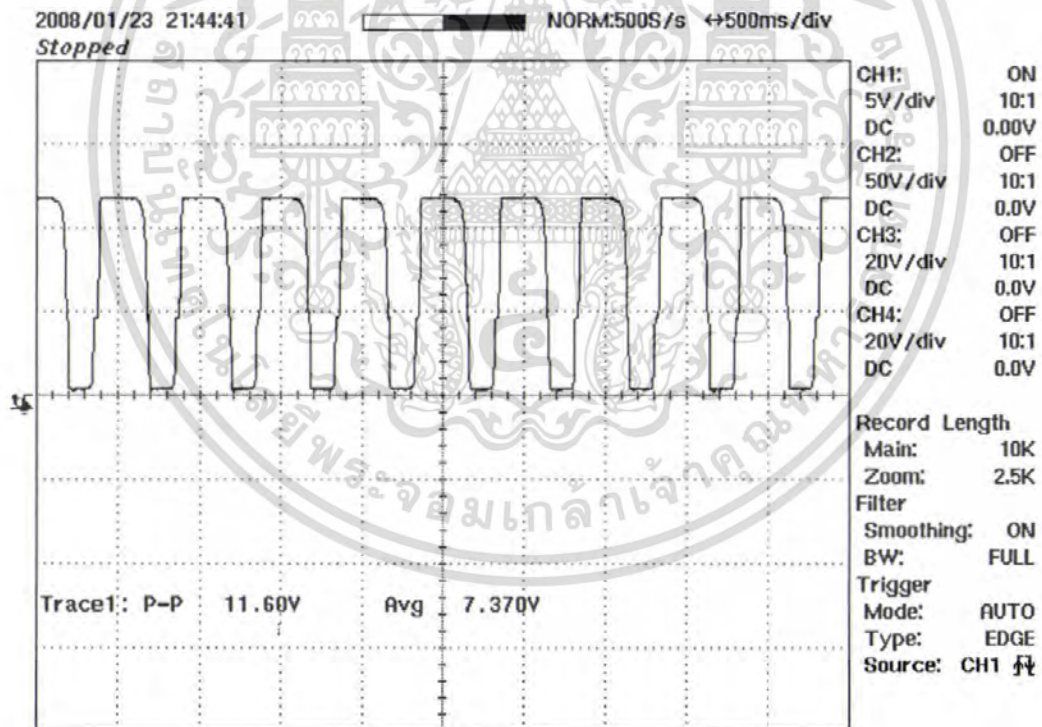
รูปที่ 4.15 ค่า frequency spectrum ของกระแสแฉกคอมมอนโหมดในวงจรบัค คอนเวอร์เตอร์
(Buck converter) แบบสมดุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 พารามิเตอร์ต่างที่ใช้ในการทดลองวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ (Boost converter)

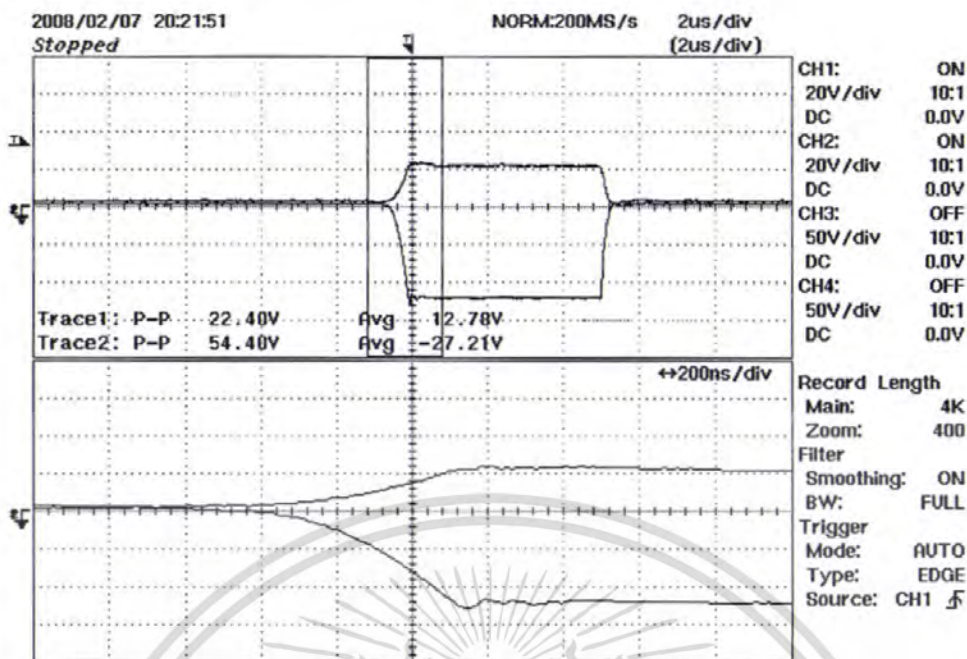
- แรงดันอินพุต $V_s = 20$ โวลต์ จากหม้อแปลง 240/24 และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น
- ความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์เท่ากับ 50 kHz ทุกวงจรที่ใช้ในการทดสอบ
- ค่าดีวี่ไซเคิลเท่ากับ 60% ทุกวงจรที่ใช้ในการทดสอบ
- ไดโอดฟรึวีลิ่ง UF202
- MOSFET IRFP150N
- โหลดตัวต้านทาน 800 โอห์ม
- วงจรขับเคลื่อนใช้ $R_g = 100 \Omega$, $C_g = 1 \mu\text{F}$, TLP250, $V_{dc} = 12.0\text{V}$
- ตัวเหนี่ยวนำ $L_1 = 400 \mu\text{H}$
- High frequency current probe ที่มี conversion factor เท่ากับ 1A/V (วัดกระแสคอมมอน โหมด)

4.6 ผลการทดลองวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ (Boost converter) แบบไม่สมดุล

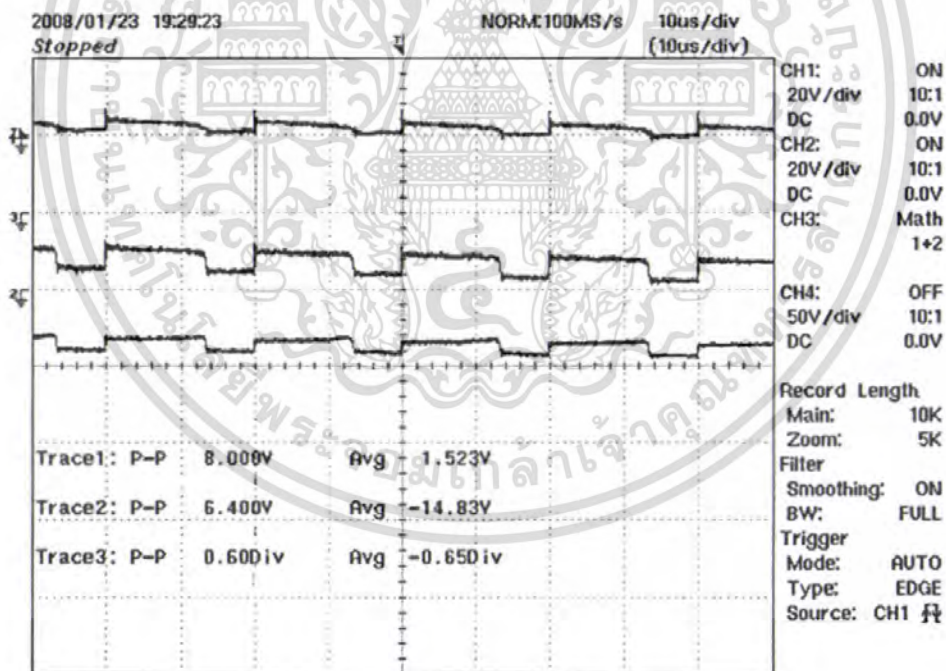


รูปที่ 4.16 ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขาเกตและซอร์สของ MOSFET (V_{gs})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

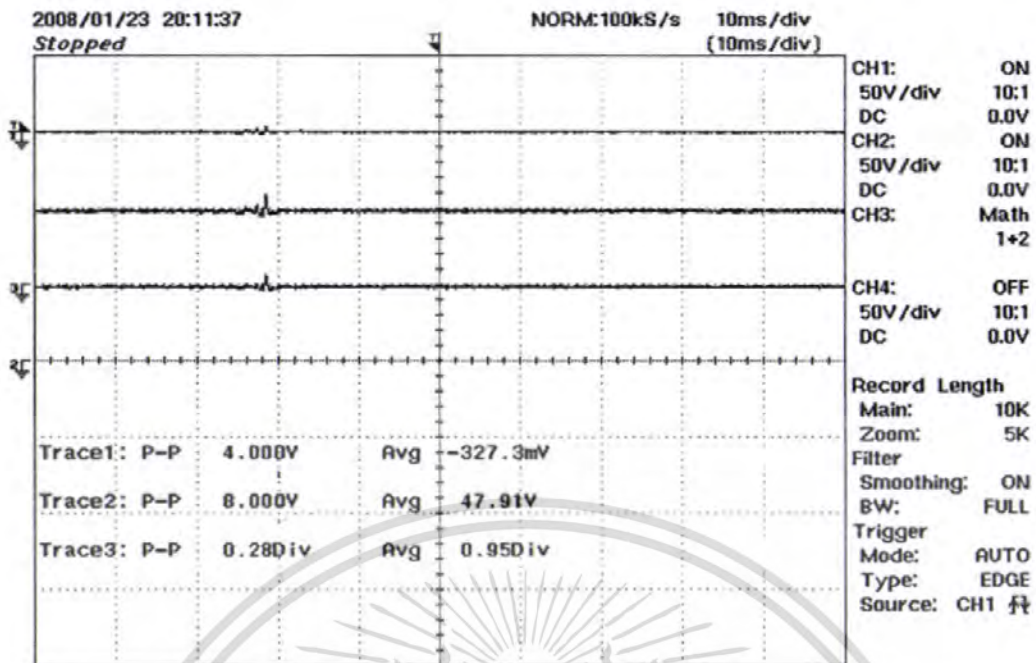


รูปที่ 4.17 เปรียบเทียบแรงดันที่ตกคร่อม C และขาซอร์สของ MOSFET เทียบเฟรมกราวด์

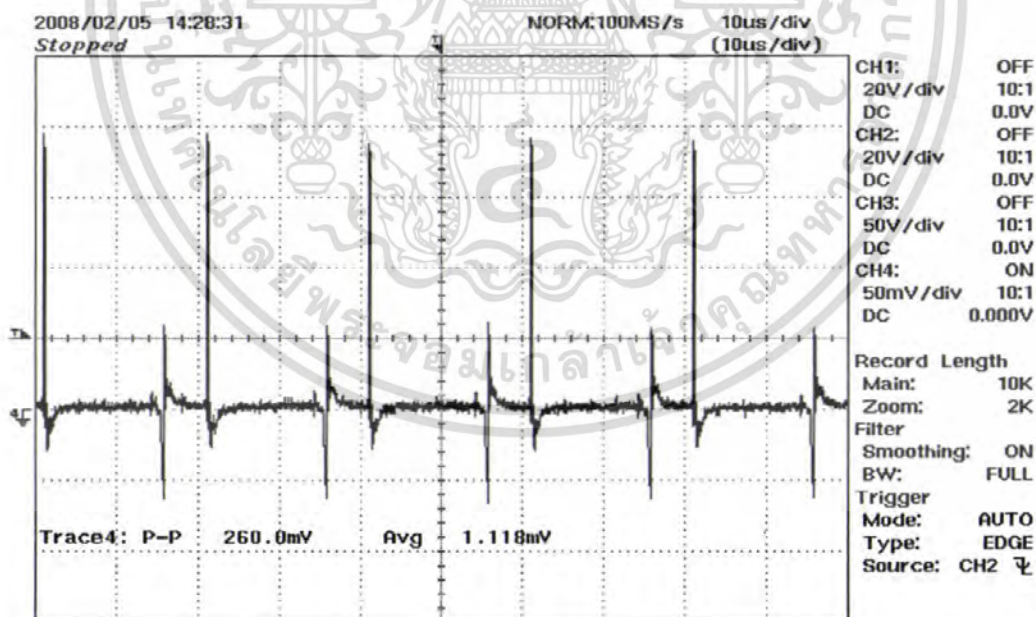


รูปที่ 4.18 เปรียบเทียบแรงดันที่ขั้วบวกของแหล่งจ่ายเทียบเฟรมกราวด์ (V_{u3}) และที่ขั้วลบของแหล่งจ่ายเทียบเฟรมกราวด์ (V_{b3})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

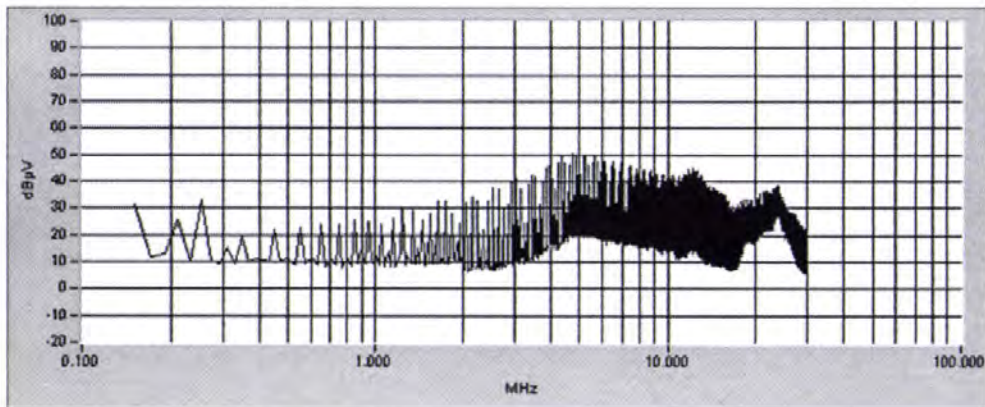


รูปที่ 4.19 เปรียบเทียบแรงดันที่ขั้วบวกของโพลีเอทิลีนเฟอโรกราวิต (V_{13}) และที่ขั้วลบของโพลีเอทิลีนเฟอโรกราวิต (V_{23})



รูปที่ 4.20 ค่ากระแสคอมมอนโหมดของวงจรมอเตอร์แบบไม่สมดุล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

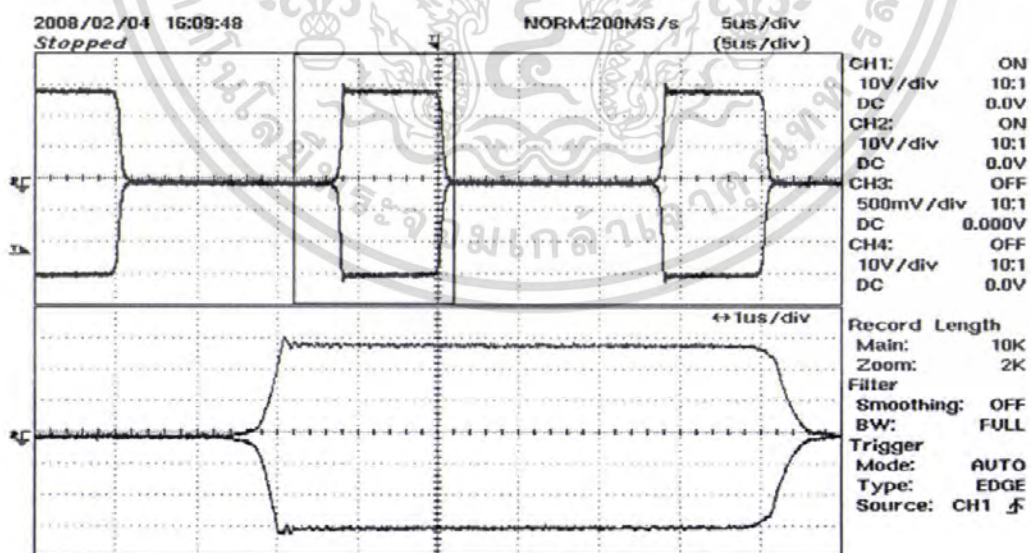


รูปที่ 4.21 ค่า frequency spectrum ของกระแสคอมมอนโหมดในวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ (Boost converter) แบบ ไม่สมดุล

4.7 ผลการทดลองวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบสมดุล

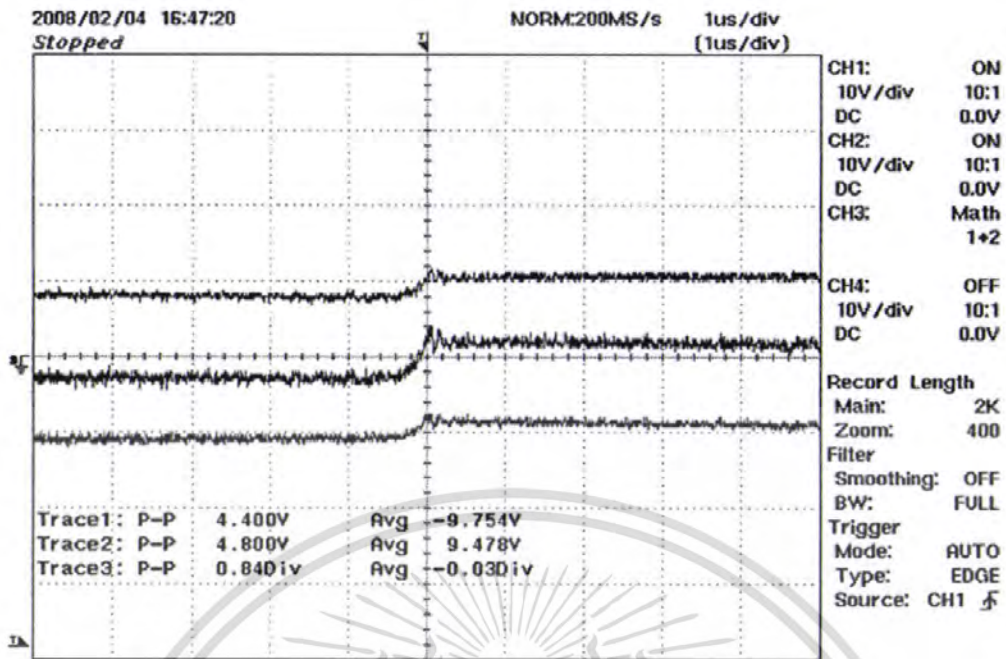
พารามิเตอร์ที่ใช้ทดสอบเพิ่มเติม

- ตัวเก็บประจุที่ขาซอร์คของ MOSFET $C_2=1000$ pF
- ตัวเก็บประจุที่ขาเดรนของ MOSFET $C_3=1000$ pF
- ตัวเหนี่ยวนำ $L1=L2=100$ μ H

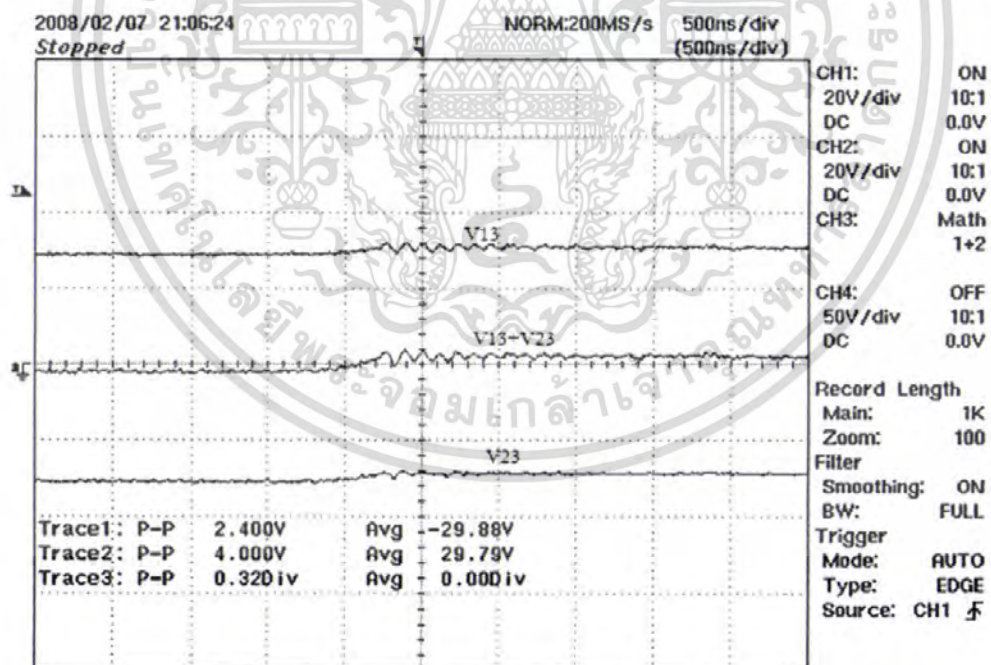


รูปที่ 4.22 เปรียบเทียบแรงดันที่ตกคร่อม C1 และ C2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

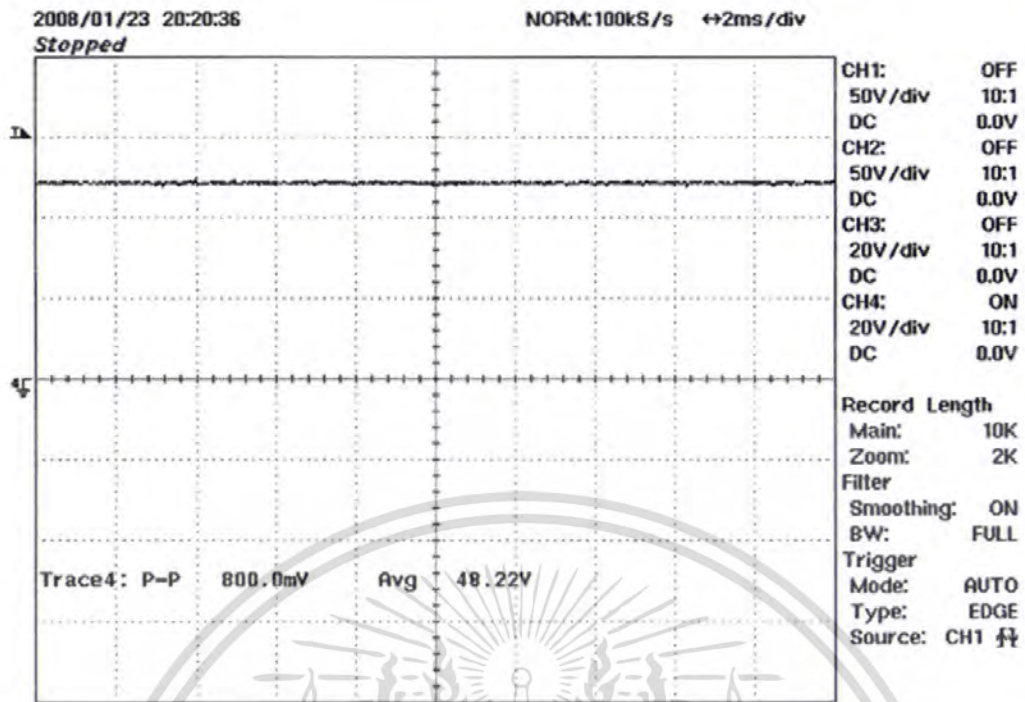


รูปที่ 4.23 เปรียบเทียบแรงดันที่ขั้วบวกของแหล่งจ่ายเทียบเฟรมกราวด์ (V_{a3}) และที่ขั้วลบของแหล่งเทียบเฟรมกราวด์ (V_{b3})

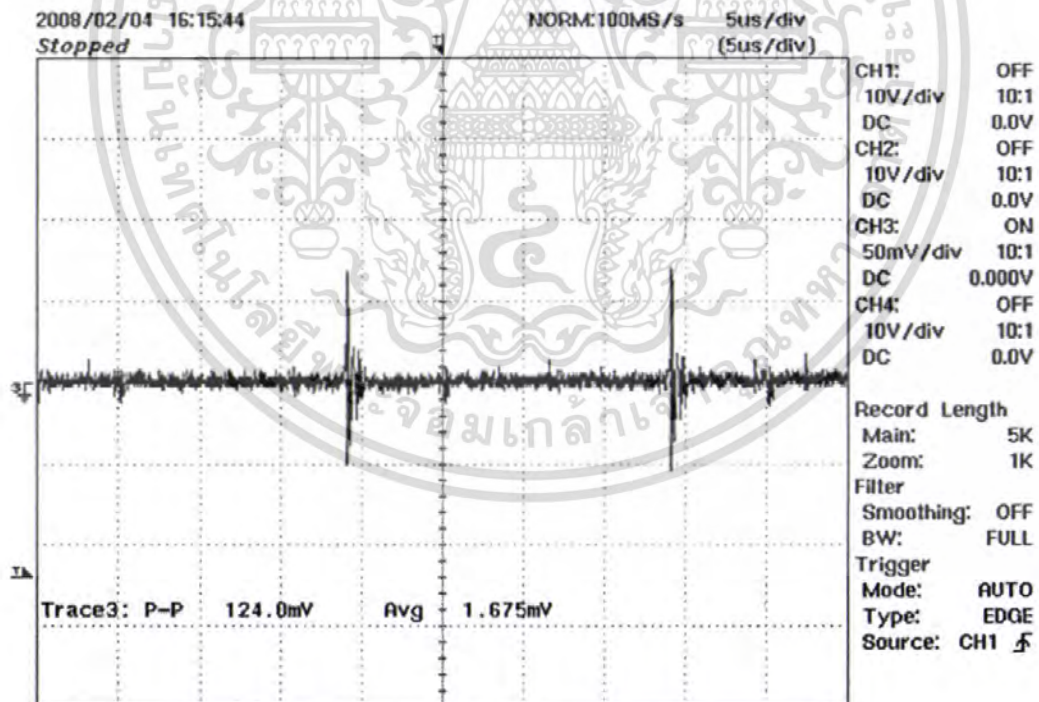


รูปที่ 4.24 เปรียบเทียบแรงดันที่ขั้วบวกของโหนดเทียบเฟรมกราวด์ (V_{13}) และที่ขั้วลบของโหนดเทียบเฟรมกราวด์ (V_{23})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

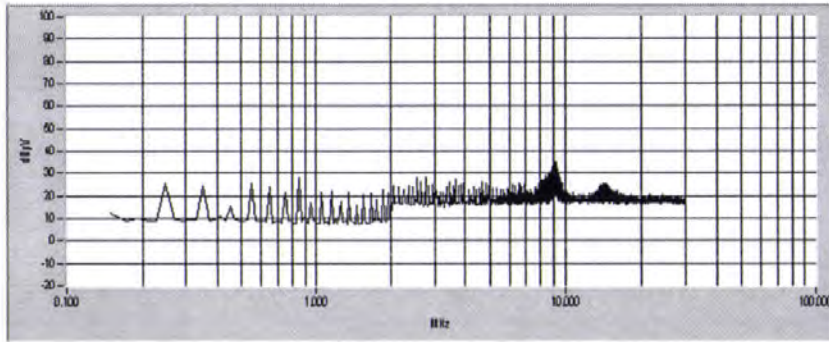


รูปที่ 4.25 แรงดันที่ตกคร่อมโหลด



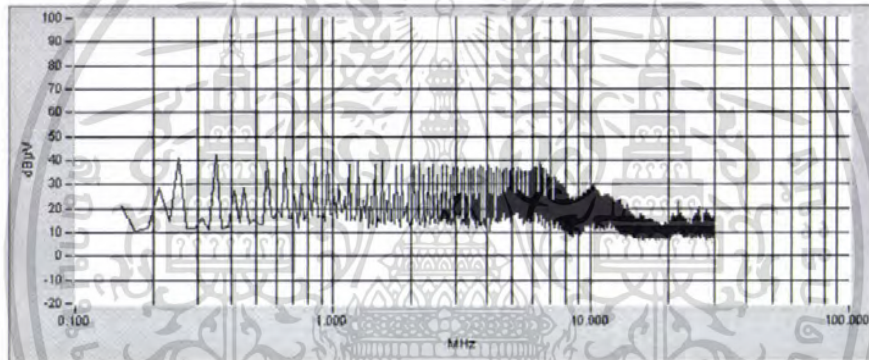
รูปที่ 4.26 ค่ากระแสคอมมอนโหมดของวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์แบบสมดุลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

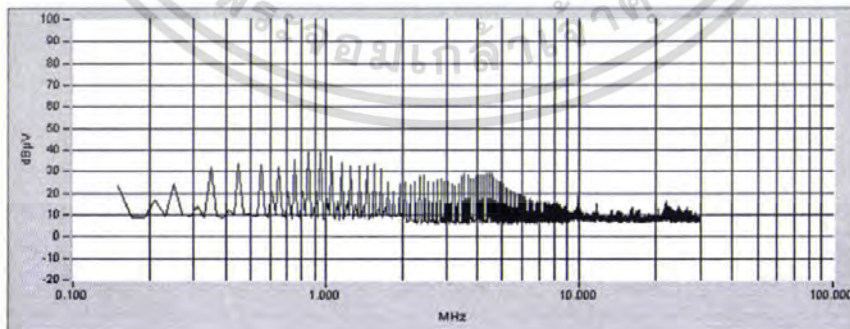


รูปที่ 4.27 ค่า frequency spectrum ของกระแสคอมมอนโหมดในวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ (Boost converter) แบบสมดุค

4.8 การเปรียบเทียบผลการทดลองการลดสัญญาณรบกวนของวงจรทั้งสองแบบ

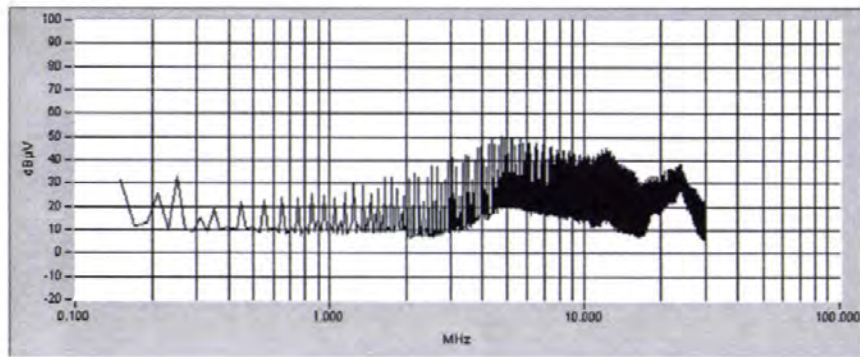


รูปที่ 4.28 ค่า frequency spectrum ของกระแสคอมมอนโหมดในวงจรบัค คอนเวอร์เตอร์ (Buck converter) แบบไม่สมดุค

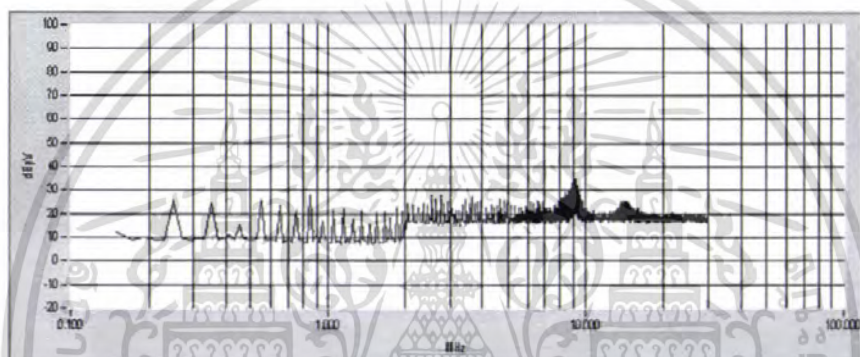


รูปที่ 4.29 ค่า frequency spectrum ของกระแสคอมมอนโหมดในวงจรบัค คอนเวอร์เตอร์ (Buck converter) แบบสมดุค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.30 ค่า frequency spectrum ของกระแสคอมมอนโหมดในวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ (Boost converter) แบบไม่สมดุล



รูปที่ 4.31 ค่า frequency spectrum ของกระแสคอมมอนโหมดในวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ (Boost converter) แบบสมดุล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และการสรุป

5.1 สรุปผลการทดลองวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์แบบไม่สมดุล

จากรูปที่ 4.2 แรงดันที่ขั้วบวกของแหล่งจ่ายเทียบเฟรมกราวด์ (V_{A3}) และที่ขั้วลบของแหล่งจ่ายเทียบเฟรมกราวด์ (V_{B3}) ไม่สามารถหักล้างกันได้หมด ทำให้เกิดแรงดันรบกวนความถี่สูงในระบบแหล่งจ่าย

จากรูปที่ 4.3 การที่แรงดัน V_{13} ไม่สามารถหักล้างกับ V_{23} ได้หมด ทำให้เกิดแรงดันรบกวนความถี่สูงไปยังโหลด

5.2 สรุปผลการทดลองวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์แบบสมดุล

จากรูปที่ 4.8, 4.9 และ 4.10 การที่ V_{ds1} กับ V_{ds2} มีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันต่อเวลา และขนาดที่ใกล้เคียงกัน ก็จะทำให้อิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นที่สายส่งด้านไหลไปกับสายส่งด้านไหลกลับมีค่าที่ใกล้เคียงกันซึ่งแสดงถึงความสมดุลในส่วนของด้านสายส่ง

จากรูปที่ 4.11, 4.12, 4.13, 4.14 และ 4.15 แรงดัน V_{13} สามารถหักล้างกับ V_{23} ได้จนเกือบหมด ดังนั้นแรงดันรบกวนที่ไปปรากฏที่โหลดจะถูกหักล้างจนเกือบหมด

5.3 สรุปผลการทดลองวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ แบบไม่สมดุล

จากรูปที่ 4.17 ซึ่งแสดงถึงผลการวัดแรงดันคอมมอน โหมด ซึ่งแสดงถึงการไม่บาลานซ์ที่สายส่ง โดยเกิดจากการเกิดตัวเก็บประจุแผ่นที่ขาเดรนของมอสเฟต กับเฟรมกราวด์ ทำให้แรงดัน V_{13} ไม่สามารถหักล้างกับ V_{23} ได้หมด ทำให้เกิดแรงดันรบกวนความถี่สูงไปยังโหลดดังแสดงในรูป 4.19

5.4 สรุปผลการทดลองวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ แบบสมดุล

จากรูป 4.22 แสดงให้เห็นว่าสายส่งได้ทำการบาลานซ์แล้ว เนื่องจากแรงดันคอมมอน โหมดได้หักล้างกันหมดในส่วนของสายส่ง แล้วส่งผลให้ แรงดันรบกวนแบบคอมมอน โหมดที่ไหลลงที่แหล่งจ่ายถูกหักล้างกันเกือบหมด ดังแสดงในรูปที่ 4.23, 4.24 และ 4.25

เอกสารอ้างอิง

[1] มงคล อัสวโกวิทกรณ์, วัตสัน ฉิรภัทรพงศ์. การลดสัญญาณรบกวน.

กรุงเทพมหานคร : ฟิสิกส์เซ็นเตอร์ การพิมพ์.

[2] Muhammad H. Rashid. **Power Electronics Circuit Devices and Application.**

Third Edition. New Jersey : Prentice-Hall, Inc. 2004

[3] Daniel W. hart. **Introduction to Power Electronics.** New Jersey : Prentice-Hall, Inc. 1997.

[4] H.W. Whittington, B.W. Flynn, D.E. Macpherson. **Switched Mode Power Supplies:**

Design and Construction. Somerset : Research Studies Press Ltd. 1992

[5] Robert W. Erickson. **Fundamentals of Power Electronics.** Fourth printing

Massachusetts : Kluwer academic publishers. 1999

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 1 Partial discharge measurement procedure according to VDE0884
Destructive test for qualification and sampling tests.

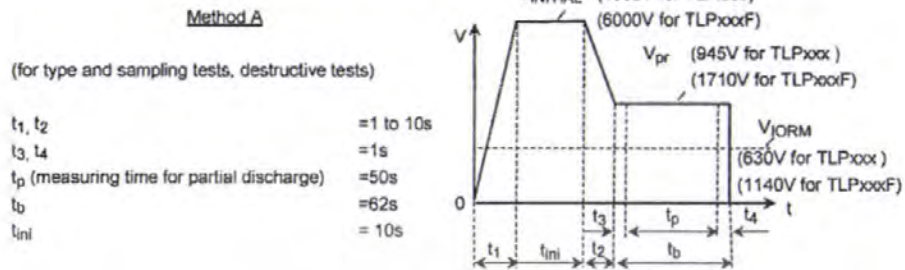


Figure 2 Partial discharge measurement procedure according to VDE0884
Non-destructive test for 100% inspection.

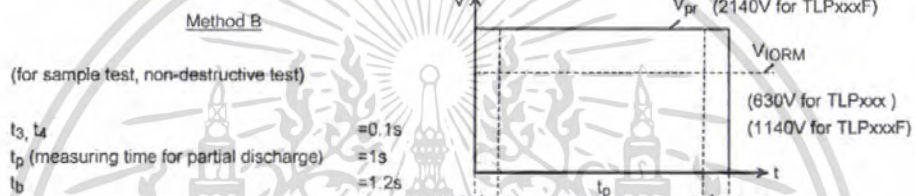
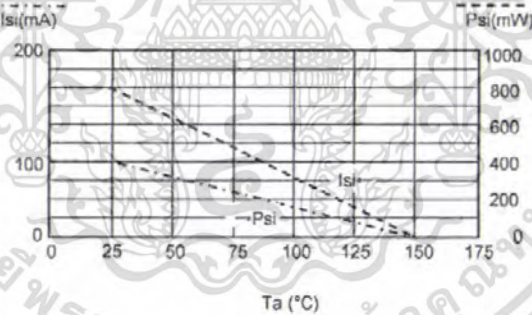


Figure 3 Dependency of maximum safety ratings on ambient temperature



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RESTRICTIONS ON PRODUCT USE

000707EBC

- TOSHIBA is continually working to improve the quality and reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer, when utilizing TOSHIBA products, to comply with the standards of safety in making a safe design for the entire system, and to avoid situations in which a malfunction or failure of such TOSHIBA products could cause loss of human life, bodily injury or damage to property. In developing your designs, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent TOSHIBA products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the "Handling Guide for Semiconductor Devices," or "TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook" etc..
- The TOSHIBA products listed in this document are intended for usage in general electronics applications (computer, personal equipment, office equipment, measuring equipment, industrial robotics, domestic appliances, etc.). These TOSHIBA products are neither intended nor warranted for usage in equipment that requires extraordinarily high quality and/or reliability or a malfunction or failure of which may cause loss of human life or bodily injury ("Unintended Usage"). Unintended Usage include atomic energy control instruments, airplane or spaceship instruments, transportation instruments, traffic signal instruments, combustion control instruments, medical instruments, all types of safety devices, etc.. Unintended Usage of TOSHIBA products listed in this document shall be made at the customer's own risk.
- Gallium arsenide (GaAs) is a substance used in the products described in this document. GaAs dust and fumes are toxic. Do not break, cut or pulverize the product, or use chemicals to dissolve them. When disposing of the products, follow the appropriate regulations. Do not dispose of the products with other industrial waste or with domestic garbage.
- The products described in this document are subject to the foreign exchange and foreign trade laws.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA CORPORATION for any infringements of intellectual property or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any intellectual property or other rights of TOSHIBA CORPORATION or others.
- The information contained herein is subject to change without notice.

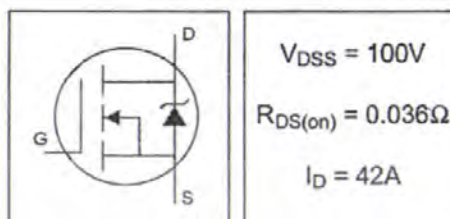
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

International
IR Rectifier

PD - 91503D
IRFP150N

HEXFET® Power MOSFET

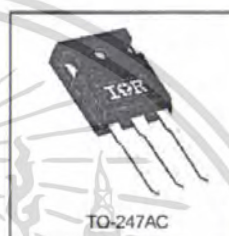
- Advanced Process Technology
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated



Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	42	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	30	
I_{DM}	Pulsed Drain Current (D)	140	W
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	160	
	Linear Derating Factor	1.1	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (D)	420	mJ
I_{AR}	Avalanche Current (D)	22	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy (D)	16	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt (D)	5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lb/in (1.1N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.95	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	40	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP150N

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.11	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1\text{mA}$ Ⓞ
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.036	Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 23A$ Ⓞ
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	14	—	—	S	$V_{DS} = 25V, I_D = 22A$ Ⓞ
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS} = 100V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 80V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	110	nC	$I_D = 22A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	15		$V_{DS} = 80V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	58		$V_{GS} = 10V$, See Fig. 6 and 13 ⓄⓄ
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	11	—	ns	$V_{DD} = 50V$
t_r	Rise Time	—	56	—		$I_D = 22A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	45	—		$R_G = 3.6\Omega$
t_f	Fall Time	—	40	—		$R_D = 2.9\Omega$ See Fig. 10 ⓄⓄ
L_D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	13	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	1900	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	450	—		$V_{DS} = 25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	230	—		$f = 1.0\text{MHz}$, See Fig. 5Ⓞ

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	42	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ⓄⓄ	—	—	140		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 23A, V_{GS} = 0V$ Ⓞ
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	180	270	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 22A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	1.2	1.8	μC	$di/dt = 100A/\mu s$ ⓄⓄ
t_{on}	Forward Turn-On Time	—	—	—		Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S + L_D$)

Notes:

- Ⓞ Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)
- Ⓞ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.
- Ⓞ Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 1.7\text{mH}$
- $R_G = 25\Omega$, $I_{AS} = 22A$. (See Figure 12)
- Ⓞ Uses IRE1310N data and test conditions.
- Ⓞ $I_{SD} \leq 22A$, $di/dt \leq 180A/\mu s$, $V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}$, $T_J \leq 175^\circ\text{C}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

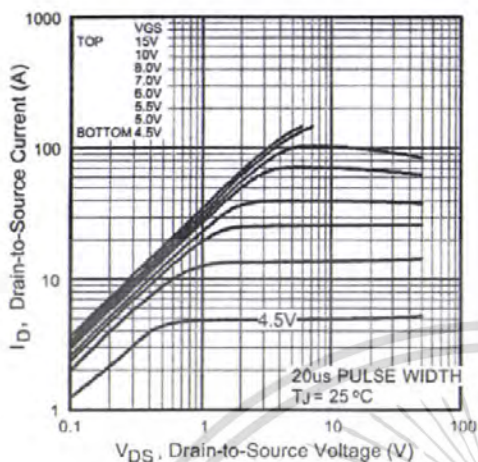


Fig 1. Typical Output Characteristics

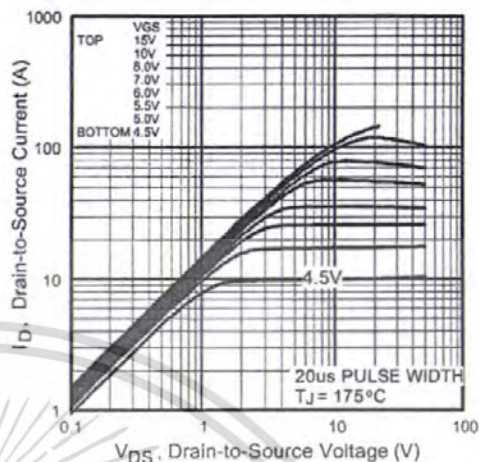


Fig 2. Typical Output Characteristics

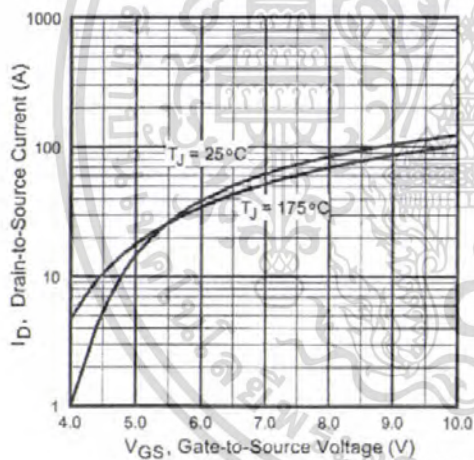


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

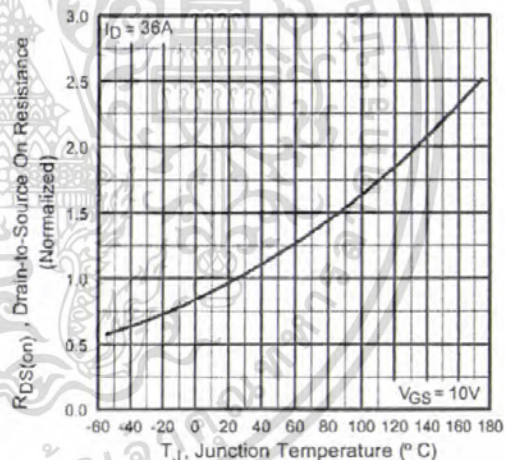


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP150N

International
IOR Rectifier

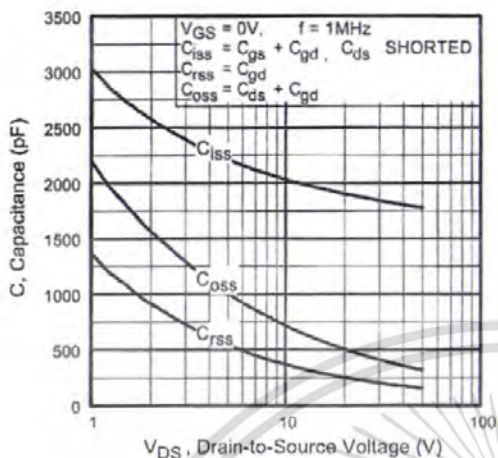


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

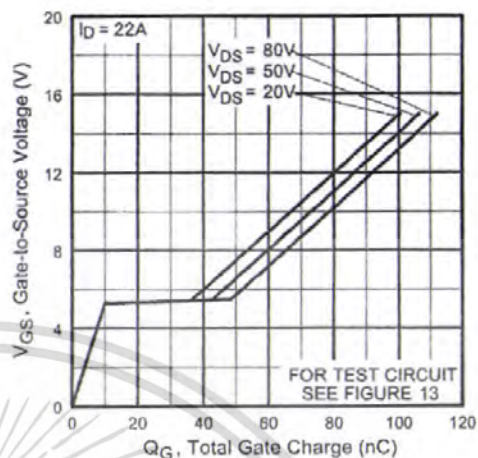


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

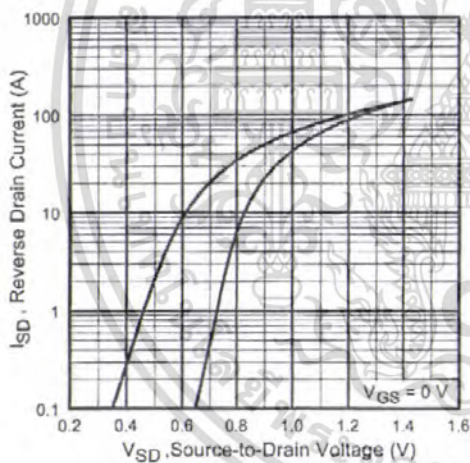


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

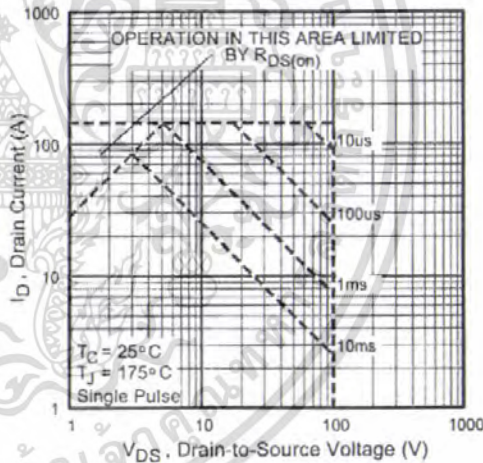


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

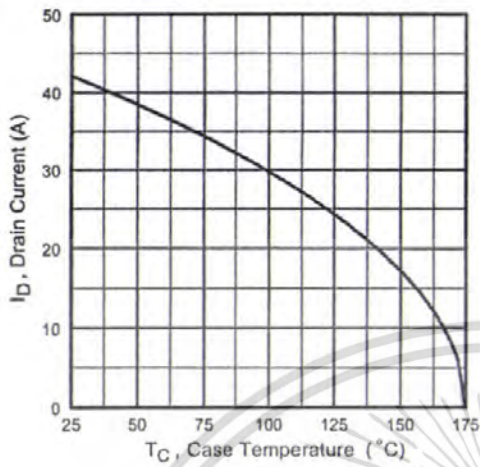


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

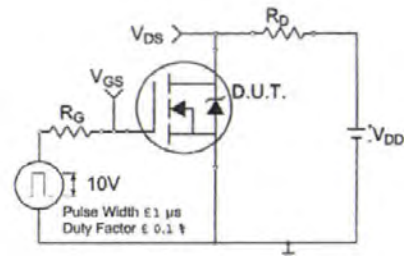


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

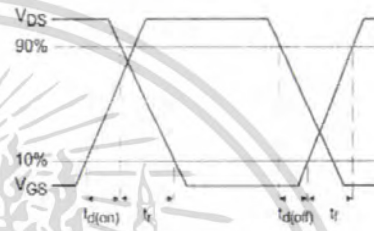


Fig 10b. Switching Time Waveforms

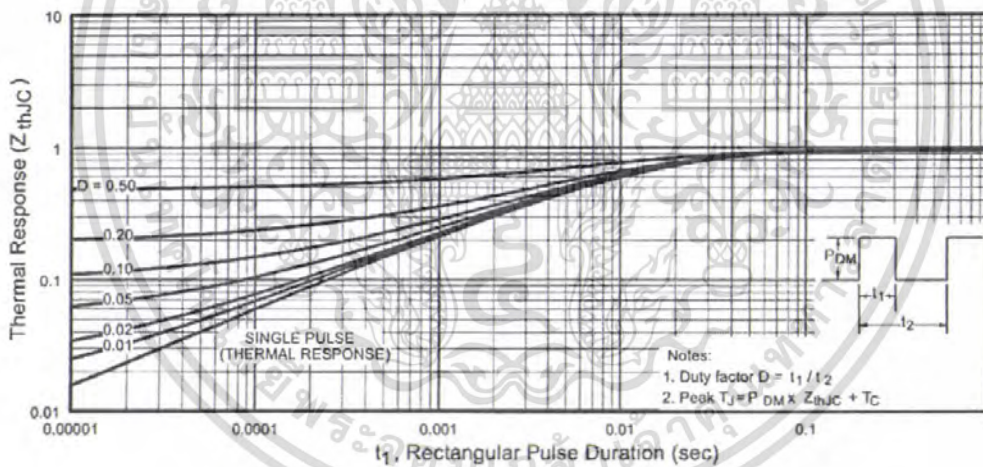


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP150N

International
IGR Rectifier

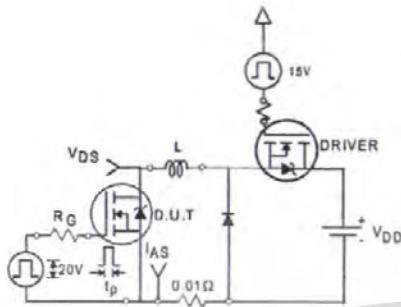


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

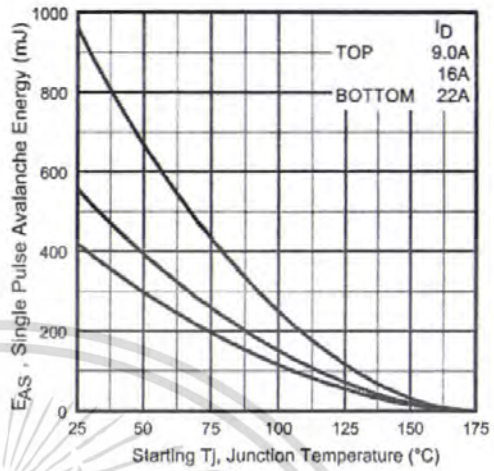


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

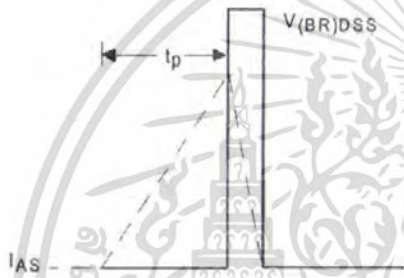


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms



Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

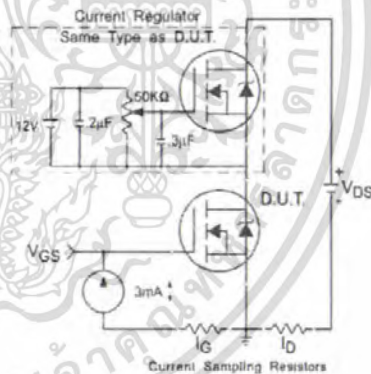


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit

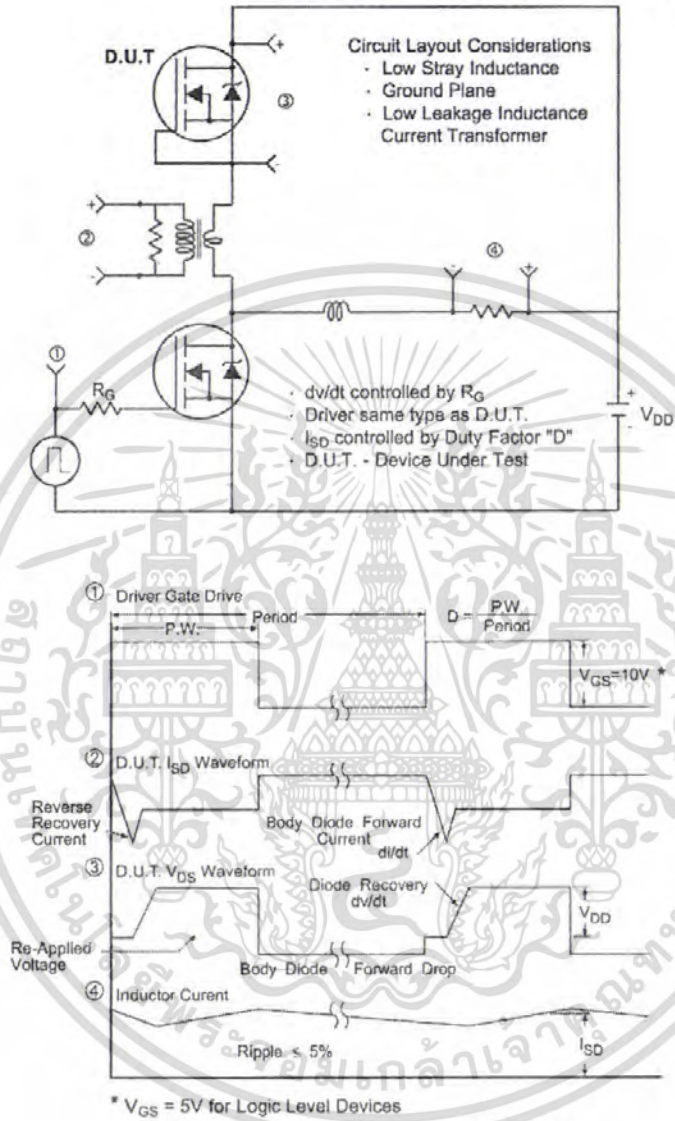


Fig 14. For N-Channel HEXFETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

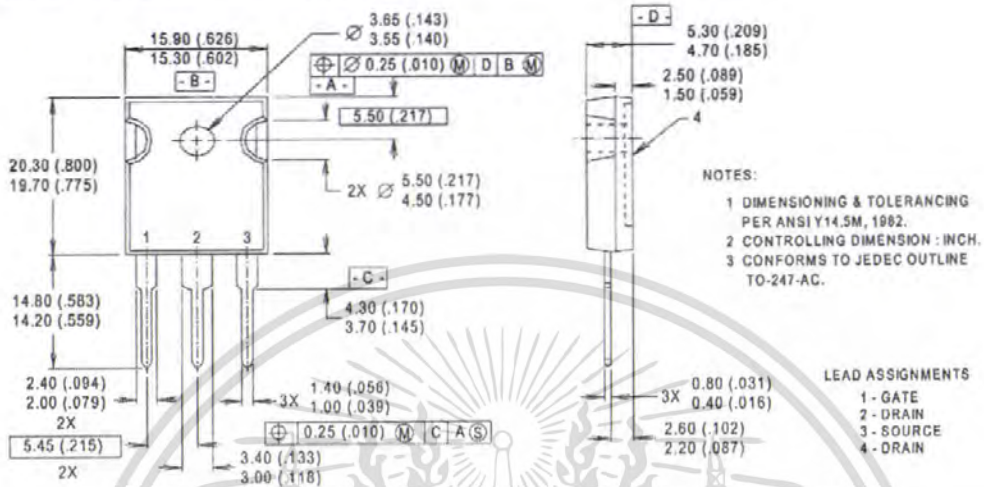
IRFP150N



Package Outline

TO-247AC Outline

Dimensions are shown in millimeters (inches)



Part Marking Information

TO-247AC

EXAMPLE: THIS IS AN IRFP30 WITH ASSEMBLY LOT CODE 3A1Q



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้