

เทคนิคการบาลานซ์วงจรเพื่อลดสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ
แบบคอมมอนโหมดในวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์

DC MOTOR DRIVE WITH CIRCUIT BALANCING TECHNIQUE TO
REDUCE COMMON MODE CONDUCTED NOISE

จินตนาญ จินตนามณีรัตน์

JINTANA JINTANAMANEERAT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2547

ISBN 974-15-1325-9

เทคนิคการบาลานซ์วงจรเพื่อลดสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ
แบบคอมมอนโหมดในวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์

DC MOTOR DRIVE WITH CIRCUIT BALANCING TECHNIQUE TO
REDUCE COMMON MODE CONDUCTED NOISE

จินตัย จินตนามณีรัตน์
JINTANAI JINTANAMANEERAT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2547
ISBN 974-15-1325-9

**DC MOTOR DRIVE WITH CIRCUIT BALANCING TECHNIQUE TO
REDUCE COMMON MODE CONDUCTED NOISE**

JINTANAI JINTANAMANEERAT

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

2004

ISBN 974-15-1325-9

COPYRIGHT 2004

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	เทคนิคการบาลานซ์วงจรเพื่อลดสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดในวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์
นักศึกษา	นายจินตณัย จินตนามณีรัตน์
รหัสนักศึกษา	45060304
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2547
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. ดร. โยธิน เปรมปราณีรัชต์

บทคัดย่อ

ในการประยุกต์ใช้วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์นั้น ในบางครั้งมีความต้องการวงจรที่มีคุณภาพสูงด้วยการก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในระดับต่ำ แต่อย่างไรก็ตามในวงจรสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์แบบเดิมมักจะไม่ได้ใช้เทคนิคการบาลานซ์วงจรซึ่งจะก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กในระดับที่สูงผ่านทางกราวด์เฟรม

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอวงจรสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ใช้เทคนิคการบาลานซ์วงจรซึ่งเป็นวิธีที่ได้ผลดีในการลดสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดที่เกิดขึ้น โดยการทำให้กระแสของสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดในสายส่งกำลังขาไป และสายส่งกำลังขากลับมีขนาดเท่ากันแต่มีทิศทางตรงกันข้ามและเกิดการหักล้างกันในกราวด์เฟรม แนวความคิดในเรื่องการบาลานซ์นี้เป็นเทคนิคการลดสัญญาณรบกวนที่มีต้นทุนต่ำและสามารถลดขนาดของตัวกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI Filter) ที่ใช้วงจรลงได้ นอกจากนี้ยังสามารถใช้เป็นพื้นฐานในการออกแบบเพื่อลดระดับของสัญญาณรบกวนในวงจรสวิตชิ่งคอนเวอร์เตอร์ชนิดอื่นๆอีกด้วย

Thesis Title	DC Motor Drive with Circuit Balancing Technique to Reduce Common Mode Conducted Noise
Student	Mr. Jintanai Jintanamaneerat
Student ID.	45060304
Degree	Master of Engineering
Programme	Control Engineering
Year	2004
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Yothin Prempraneerach

ABSTRACT

In some requirements of dc motor drive circuit applications are high quality output with generation of low internal EMI. However the conventional dc motor drive circuits have been usually using unbalanced circuit which generates the high EMI to the frame ground.

This thesis presents a balanced dc motor drive circuit which is effective way to reduce the common- mode conducted noise. The circuit balancing is to make the noise pick up or occurring in both conductor lines, sending power line and returning power line are equal in amplitude and opposite phase so that it will cancel out in the frame ground. The concept of this balance is the cost effective for noise reduction technique and it can reduce the big feature of EMI filter. This concept can be applied to other type of switching converter.

กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำวิทยานิพนธ์ในครั้งนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี เพราะว่าผู้วิจัยได้รับความเมตตากรุณาจาก รองศาสตราจารย์ ดร. โยชิน เปรมปราณีรัชต์ ที่ได้ให้ความกรุณาแนะนำแก่ผู้วิจัยตลอดมา รวมถึงการให้ความสนใจสอบถามถึงความคืบหน้าอย่างสม่ำเสมอ ทำให้ผู้วิจัยมีแรงบันดาลใจในการทำงานอย่างมีระบบและบริหารการใช้เวลาอย่างมีประสิทธิภาพ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งและขอกราบขอบพระคุณอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม และ ศูนย์ทดสอบผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าและ อิเล็กทรอนิกส์ (PTEC) ที่เอื้อเฟื้ออุปกรณ์และเครื่องมือ ตลอดจนจนถึงสถานที่ รวมทั้งการอำนวยความสะดวกในเรื่องต่างๆ จนสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสร็จสิ้น

ขอขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่าน ที่เคยสอนผู้วิจัย จนสามารถเรียนรู้และสร้างสมประสบการณ์ มาทำเป็นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้

ขอบคุณเพื่อน พี่ น้อง ซึ่งเป็นกำลังใจที่ดี ตลอดการทำวิทยานิพนธ์เสมอมา

และสุดท้ายขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ คุณตา คุณยายที่เคารพรักอย่างยิ่ง ที่ให้โอกาส แก่ผู้วิจัยได้เล่าเรียนจนถึงวันนี้ ตลอดจนสนับสนุนและให้กำลังใจเสมอมา

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

จินตณัย จินตนามณีรัตน์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	2
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	2
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
บทที่ 2 วังจรสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 ทฤษฎีและหลักการดำเนินงานพื้นฐานของวังจรสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์.....	4
บทที่ 3 ทฤษฎีและการนำเพาเวอร์มอสเฟตมาใช้งาน.....	14
3.1 บทนำ.....	14
3.2 โครงสร้างพื้นฐานของมอสเฟต.....	15
3.3 เพาเวอร์มอสเฟตในงานสวิตชิง.....	17
บทที่ 4 สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจรอิเล็กทรอนิกส์.....	39
4.1 บทนำ.....	39

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.2 สาเหตุของการเกิดและประเภทสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	39
4.3 สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านสายตัวนำ.....	44
4.4 แนวทางในการลดระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ.....	53
บทที่ 5 วิธีการบาลานซ์วงจรขั้วตีซีมอเตอร์เพื่อหักล้างสัญญาณรบกวนแบบคอมมอน โหมด.....	56
5.1 บทนำ.....	56
5.2 ปัญหาของวงจรขั้วตีซีมอเตอร์ที่ไม่บาลานซ์.....	56
5.3 ทฤษฎีการบาลานซ์วงจร.....	58
5.4 วงจรขั้วตีซีมอเตอร์แบบบาลานซ์.....	61
บทที่ 6 ผลการทดลองและการวิเคราะห์ผลการทดลอง.....	69
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	91
เอกสารอ้างอิง.....	93
ภาคผนวก.....	96
ประวัติผู้เขียน.....	103

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
6.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ.....	70

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงวงจรสมมูลของดีซีมอเตอร์แบบ separately excited dc motor.....	6
2.2 แสดงสมบัติต่างๆของดีซีมอเตอร์ขณะทำงาน.....	7
2.3 แสดงคุณสมบัติแรงบิดและความเร็วของดีซีมอเตอร์.....	7
2.4 แสดงวงจรขอปเปอร์ซึ่งเป็นวงจรขับเคลื่อนแบบควอทแรนต์เดียว.....	8
2.5 แสดงรูปคลื่นต่างๆของวงจรขอปเปอร์ควอทแรนต์เดียว.....	10
2.6 แสดงวงจรฮาร์ฟบริจด์คอนเวอร์เตอร์.....	11
2.7 แสดงรูปคลื่นต่างๆของสวิตช์ S2 ของวงจรฮาร์ฟบริจด์คอนเวอร์เตอร์.....	12
2.8 แสดงวงจรฟูลบริจด์คอนเวอร์เตอร์.....	13
3.1 สัญลักษณ์ของมอสเฟต.....	15
3.2 การขนานกันของเซลล์มอสเฟต.....	15
3.3 โครงสร้างพื้นฐานของเซลล์มอสเฟตชนิด n-channel.....	16
3.4 กราฟคุณสมบัติระหว่าง I-V ของมอสเฟต.....	17
3.5 โครงสร้างของมอสเฟตที่สร้างมาจากชั้นสารกึ่งตัวนำ n ⁺ - n ⁻ -p- n ⁺ สี่ชั้น.....	18
3.6 แสดงข้อดีไดโอด ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แฝงและวงจรสมมูลของมอสเฟตกำลัง.....	19
3.7 วงจรเสมือนของมอสเฟตที่ความถี่ต่ำ.....	21
3.8 แสดงประจุที่แฝงบริเวณต่างๆ ภายในมอสเฟตกำลัง.....	22
3.9 แสดงพื้นที่ของ Safe Operating Area.....	26
3.10 ผลของอุณหภูมิที่มีต่อ R _{DSon} และ g _m	27
3.11 วงจรสำหรับใช้วิเคราะห์สวิตช์ทรานเซียน.....	27
3.12 โหมดแสดงผลของประจุภายในของมอสเฟตกำลังขณะ turn-on.....	29
3.13 โหมดแสดงผลของประจุภายในของมอสเฟตกำลังขณะ turn off.....	32
3.14 แสดงรูปคลื่นกระแส I _{DS} และแรงดัน V _{DS} ของสวิตช์มอสเฟตกำลัง.....	36
3.15 แสดงการขับเคลื่อนมอสเฟตกำลังด้วยวงจรพุ่ม-พูล.....	37
3.16 แสดงอุปกรณ์ที่ใช้แยกกราวด์.....	37

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.1 แสดงแหล่งกำเนิดของสัญญาณรบกวนที่มีอยู่ทั่วไปและเส้นทางการคับปลิงสู่เครื่องรับ.....	41
4.2 การคับปลิงสัญญาณรบกวนที่เกิดในระบบใหญ่.....	42
4.3 การคับปลิงสัญญาณรบกวนที่เกิดในระบบเล็ก.....	43
4.4 แสดงแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนในระบบเฟสเดี่ยว.....	45
4.5 แสดงการเกิดกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมด.....	46
4.6 แสดงการไหลของกระแสดิฟเฟอเรนเชียล โหมดในวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์.....	47
4.7 แสดงลักษณะพื้นฐานของ LISN ตามมาตรฐาน FCC.....	48
4.8 แสดงรูปแบบพื้นฐานการทำงานของ LISN.....	49
4.9 ผลของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดและดิฟเฟอเรนเชียล โหมด ที่ปรากฏเมื่อใช้ LISN.....	51
4.10 แสดงการใช้เทคนิคการวัดในการแบ่งแยกสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมด และแบบดิฟเฟอเรนเชียล โหมด.....	52
4.11 แสดงการใช้งานเพาเวอร์ไลน์ฟิลเตอร์.....	53
4.12 แสดงระดับของสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำที่ความถี่ต่างๆ.....	55
5.1 แสดงวงจรขับคิซีมอเตอร์แบบดั้งเดิม.....	56
5.2 แสดงแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุแฝง.....	57
5.3 แสดงโครงสร้างตัวเก็บประจุเพื่ออธิบายประกอบการคำนวณ.....	58
5.4 แสดงตัวอย่างวงจรที่บาลานซ์.....	59
5.5 แสดงตัวอย่างวงจรที่บาลานซ์.....	60
5.6 แสดงให้เห็นการคับปลิงจากภายนอกมายังสายตัวนำของวงจรบาลานซ์.....	60
5.7 แสดงวงจรบาลานซ์เมื่อไม่พิจารณาผลของตัวเก็บประจุแฝง.....	62
5.8 แสดงวงจรส่วปลายหลังการทำ Sub-Termination Balance.....	63
5.9 แสดงวงจรขับคิซีมอเตอร์ที่ได้รับการปรับปรุงด้วยเทคนิคการบาลานซ์.....	64
5.10 วงจรแสดงการไหลของกระแสสัญญาณรบกวนแบบคอมมอน โหมดในวงจรที่ได้รับการ ปรับปรุงด้วยเทคนิคการบาลานซ์.....	65

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.1 แสดงวงจรขั้วดีซีมอเตอร์แบบดั้งเดิม.....	70
6.2 แสดงวงจรขั้วดีซีมอเตอร์แบบบาลานซ์.....	71
6.3 แสดงรูปคลื่นแรงดัน V_{GS} และ V_{DS} ของสวิตช์ในวงจรขั้วดีซีมอเตอร์แบบดั้งเดิม.....	71
6.4 แสดงรูปคลื่นแรงดันคร่อม โหลดดีซีมอเตอร์ของวงจรขั้วดีซีมอเตอร์แบบดั้งเดิม.....	72
6.5 แสดงรูปคลื่นแรงดัน V_{GS} และ V_{DS} ของวงจรขั้วดีซีมอเตอร์แบบบาลานซ์.....	72
6.6 แสดงรูปคลื่นแรงดันคร่อม โหลดดีซีมอเตอร์ของวงจรขั้วดีซีมอเตอร์แบบบาลานซ์.....	73
6.7 แสดงรูปคลื่นแรงดันคร่อม C_{S1} และ C_{S2} เมื่อเทียบที่จุดกราวด์เฟรมของวงจรบาลานซ์.....	73
6.8 แสดงรูปคลื่นแรงดันคร่อม C_{S1} และ C_{S2} เมื่อเทียบที่จุดกราวด์เฟรมของวงจรบาลานซ์.....	74
6.9 แสดงรูปคลื่นแรงดันคร่อม C_{B1} และ C_{B2} เมื่อเทียบที่จุดกราวด์เฟรมของวงจรบาลานซ์.....	74
6.10 แสดงรูปคลื่นแรงดันคร่อม C_{B1} และ C_{B2} เมื่อเทียบที่จุดกราวด์เฟรมของวงจรบาลานซ์.....	75
6.11 แสดงการเชื่อมต่อเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ.....	76
6.12 แสดงการเชื่อมต่อเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนแบบคอมมอน โหมด.....	76
6.13 แสดงวงจรที่ใช้เปรียบเทียบเพื่อให้เห็นผลของตัวเก็บประจุแฝงแต่ละตัว.....	78
6.14 แสดงสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดของวงจรขั้วดีซีมอเตอร์แบบดั้งเดิม เมื่อลดยกราวด์ที่ตำแหน่งที่เกิดประจุแฝงทั้งสองตำแหน่ง.....	79
6.15 แสดงสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดของวงจรขั้วดีซีมอเตอร์แบบดั้งเดิม เมื่อลดยกราวด์ที่ตำแหน่งที่เกิดประจุแฝงที่เกิดจากมอเตอร์.....	79
6.16 แสดงสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดของวงจรขั้วดีซีมอเตอร์แบบดั้งเดิม เมื่อทำการต่อตำแหน่งที่เกิดตัวเก็บประจุแฝงลงกราวด์ตามปกติ.....	80
6.17 แสดงรูปคลื่นของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดของวงจรขั้ว ดีซีมอเตอร์แบบดั้งเดิม.....	81
6.18 แสดงรูปคลื่นของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดของวงจรขั้ว ดีซีมอเตอร์แบบดั้งเดิม เมื่อพิจารณาเฉพาะตัวเก็บประจุแฝงที่แผ่ระบายความร้อน.....	81
6.19 แสดงรูปคลื่นของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดของวงจรขั้ว ดีซีมอเตอร์แบบดั้งเดิม เมื่อพิจารณาเฉพาะตัวเก็บประจุแฝงที่มอเตอร์.....	82

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.20 แสดงรูปคลื่นของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดของวงจรขับ ดิซีมูเตอร์แบบบาลานซ์.....	82
6.21 แสดงรูปคลื่นของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดที่ไหลในสายตัว นำไลน์ (I_{OB1}) ของวงจรขับดิซีมูเตอร์แบบบาลานซ์.....	83
6.22 แสดงรูปคลื่นของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดที่ไหลในสายตัว นำไลน์ (I_{OB2}) ของวงจรขับดิซีมูเตอร์แบบบาลานซ์.....	83
6.23 แสดงวงจรที่นำมาเปรียบเทียบระดับสัญญาณรบกวน.....	84
6.24 แสดงระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดของวงจรแบบดั้งเดิม.....	86
6.25 แสดงระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดของวงจรขับดิซีมูเตอร์ที่ได้ รับการบาลานซ์เมื่อไม่พิจารณาผลของตัวเก็บประจุแฝง.....	86
6.26 แสดงระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดของวงจรขับดิซีมูเตอร์ที่ได้ รับการบาลานซ์เมื่อพิจารณาผลของตัวเก็บประจุแฝงด้วย.....	87
6.27 แสดงระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำของวงจรขับดิซีมูเตอร์แบบดั้งเดิม.....	87
6.28 แสดงระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำของวงจรขับดิซีมูเตอร์แบบบาลานซ์เมื่อไม่ พิจารณาผลของตัวเก็บประจุแฝงใดๆ.....	88
6.29 แสดงระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำของวงจรขับดิซีมูเตอร์แบบบาลานซ์	88
6.30 แสดงการเปรียบเทียบระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดของวงจรขับ ดิซีมูเตอร์แบบดั้งเดิมและวงจรขับดิซีมูเตอร์แบบบาลานซ์.....	89
6.31 แสดงการเปรียบเทียบระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำของวงจรขับดิซีมูเตอร์แบบ ดั้งเดิมและวงจรขับดิซีมูเตอร์แบบบาลานซ์.....	89

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันนี้มีการให้ความสนใจเรื่องของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference: EMI) ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆมากขึ้น และเป็นปัญหาที่เกือบทุกประเทศทั่วโลกต่างให้ความสำคัญเป็นอย่างสูง เนื่องจากสัญญาณรบกวนนี้จะส่งผลกระทบต่อการทำงานของอุปกรณ์และเครื่องใช้ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์อื่นให้มีการทำงานที่ผิดพลาด ไม่ว่าจะเป็นเครื่องใช้ไฟฟ้าต่างๆภายในบ้าน เช่น เครื่องรับโทรทัศน์ เครื่องรับวิทยุ เครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องมือทางการแพทย์ อุตสาหกรรมต่างๆ ไปจนถึงเครื่องมือทางการแพทย์ เช่น ตู้เอทีเอ็ม เครื่องวัดอัตราการเต้นของหัวใจ เป็นต้น โดยเครื่องมือเหล่านี้ นอกจากจะถูกรบกวนโดยสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากแหล่งกำเนิดอื่นภายนอกแล้วยังอาจเกิดการรบกวนจากวงจรภายในตัวของมันเองอีกด้วย รวมถึงอาจทำตัวเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าไปรบกวนเครื่องมือที่อยู่ใกล้เคียง โดยการไหลผ่านสายตัวนำ (conducted EMI) หรือการแผ่กระจายทางอากาศ (radiated EMI) ดังจะสังเกตเห็นได้จากมีการกำหนดเกณฑ์มาตรฐานในการควบคุมระดับสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากเครื่องใช้ไฟฟ้าหรืออิเล็กทรอนิกส์แต่ละชนิดให้อยู่ในระดับที่จะไม่ทำให้เกิดปัญหาดังกล่าว

สำหรับวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มีภาคสวิตช์ซึ่งรวมอยู่ด้วยมักจะเป็นสาเหตุที่ก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าเช่นเดียวกัน ซึ่งวงจรที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ก็เป็นอีกวงจรหนึ่งที่เกิดสัญญาณรบกวนชนิดนี้ในระดับที่ค่อนข้างสูง ผู้วิจัยจึงมีแนวคิดที่จะทำการปรับปรุงวงจรชนิดนี้โดยใช้หลักการบาลานซ์วงจร เพื่อให้เกิดการหักล้างกันของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมด ทำให้ระดับของสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมด (Common mode conducted EMI) ที่เกิดขึ้นลดลง นอกจากนี้ยังสามารถนำแนวความคิดนี้เป็นพื้นฐานในการนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรที่มีความสลับซับซ้อนมากขึ้นได้ในอนาคตอีกด้วย

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

จุดมุ่งหมายของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คือ การปรับปรุงวงจรสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ให้มีระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำลดลง โดยได้ทำการศึกษาถึงสาเหตุของสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดในวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์แบบดั้งเดิมแล้วทำการปรับปรุงวงจรเพื่อแก้ไขปัญหาโดยใช้เทคนิคการบาลานซ์ เพื่อให้เกิดการหักล้างกันของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมด ทำให้ระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดลดลง และส่งผลให้ระดับสัญญาณรบกวนสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำลดลงนั่นเอง ทั้งนี้ในการปรับปรุงวงจรถัดกล่าว ต้องไม่ทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรลดลงมากเกินไปด้วย

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

เป็นที่ทราบกันดีว่าสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดเกิดจากกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝงในวงจรลงสู่กราวด์เฟรม ซึ่งในวงจรสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ก็เช่นเดียวกันจะเกิดตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขาเดรนของมอสเฟตกับกราวด์เฟรมผ่านทางแผ่นระบายความร้อน นอกจากนี้ยังมีตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดจากคิซิมอเตอร์อีกด้วยซึ่งตัวเก็บประจุแฝงดังกล่าว จะเป็นทางผ่านของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดลงสู่กราวด์เฟรม ส่งผลให้ระดับของสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดมีระดับที่สูง และทำให้สัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำที่เกิดขึ้นสูงตามไปด้วย ดังนั้นผู้วิจัยจึงมีแนวความคิดที่จะทำให้เกิดการหักล้างกันของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดนี้ โดยการใช้เทคนิคการบาลานซ์วงจร ทำให้กระแสที่เกิดขึ้นในสายไลน์และสายนิวตรอนมีขนาดที่เท่ากันแต่มีทิศทางการตรงกันข้าม และเกิดการหักล้างกันที่บริเวณเฟรมกราวด์ นั่นเอง ซึ่งเมื่อกระแสสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดที่ไหลผ่านกราวด์มีค่าลดลงผลที่ได้ก็คือระดับของสัญญาณรบกวนทางผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดมีค่าลดลง และส่งผลให้ระดับสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านสายตัวนำลดลงตามไปด้วยนั่นเอง

1.4 ขอบเขตการวิจัย

ขอบเขตของการวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือ ทำการศึกษาถึงการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านสายตัวนำ ในวงจรสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ พิจารณาถึงสาเหตุของปัญหา และวิธีการสำหรับแก้ไขปัญหา นั่นคือศึกษาการทำงานของวงจรสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ คุณสมบัติของมอสเฟตกำลังเมื่อนำมาใช้งานเป็นสวิตช์ที่ความถี่สูง มีการออกแบบวงจรใหม่ที่สามารถทำงานได้เหมือนวงจรดั้งเดิมแต่สามารถลดระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดลงได้ในระดับที่ดี

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

1. ศึกษาถึงการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านสายตัวนำในวงจรสวิตซ์
2. ศึกษา โครงสร้างภายในของเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อนำมาใช้เป็นสวิตซ์ที่ความถี่สูง
3. ศึกษาการทำงานของวงจรสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ และทำการสร้างวงจรจริงขึ้น เพื่อทำการทดสอบระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมด
4. พิจารณาผลของการกราวด์และการลอยกราวด์ของตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดระหว่างขาแคทรนของมอสเฟตกับกราวด์เฟรม และระหว่างมอเตอร์กับกราวด์เฟรม
5. ศึกษาวิธีบาลานซ์วงจร และทำการออกแบบวงจรเพื่อปรับปรุงวงจรสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ โดยการบาลานซ์ที่ละส่วนจนกระทั่งเป็นวงจรบาลานซ์อย่างสมบูรณ์ และทำการสร้างวงจรจริงเพื่อทำการทดสอบระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำที่เกิดขึ้น
6. เปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ และสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดระหว่างวงจรสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์แบบดั้งเดิม และวงจรที่ได้รับการปรับปรุงแล้ว
7. สรุปผลการวิจัย

บทที่ 2

วงจรสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์

2.1 บทนำ

เป็นที่ทราบกันดีอยู่แล้วว่ามอเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าให้กลายเป็นพลังงานกล ซึ่งในปัจจุบันมีการใช้มอเตอร์กันอย่างแพร่หลายในอุตสาหกรรมต่างๆ ในบทนี้จะกล่าวถึงดีซีมอเตอร์ ซึ่งจัดเป็นมอเตอร์ที่ได้รับความนิยมอย่างมากเช่นกัน เนื่องจากมีคุณสมบัติเด่นอยู่หลายประการ ดีซีมอเตอร์สามารถควบคุมได้ง่าย โดยเฉพาะในระบบที่ต้องการควบคุมความเร็วของดีซีมอเตอร์นั้น สามารถใช้วงจรชอปเปอร์แบบดีซีเป็นดีซี (dc – dc chopper circuit) [7, 8, 9, 10, 11] ได้ ซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรสำหรับควบคุมที่มีความสำคัญอย่างหนึ่งก็คือ สวิตช์ ซึ่งมีอยู่หลายทางเลือกด้วยกัน อาทิเช่น ทรานซิสเตอร์กำลัง (bipolar power transistor) มอสเฟตกำลัง (power mosfet) SCR เป็นต้น ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงในกรณีที่ใช้มอสเฟตกำลังทำหน้าที่เป็นสวิตช์ในวงจรชอปเปอร์สำหรับควบคุมดีซีมอเตอร์ ซึ่งเป็นวงจรพื้นฐานง่ายต่อการพิจารณาและนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรที่มีความซับซ้อนมากขึ้นได้

2.2 ทฤษฎีและหลักการทำงานพื้นฐาน

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงพื้นฐานการทำงานของดีซีมอเตอร์ และการควบคุมดีซีมอเตอร์ โดยทั่วไปแล้วสามารถกล่าวได้ว่าดีซีมอเตอร์ คือ เครื่องกลหนึ่งที่ใช้สำหรับเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าออกมาเป็นพลังงานกล

ส่วนประกอบที่สำคัญของมอเตอร์

1. ขั้วแม่เหล็ก N และ S ซึ่งทำหน้าที่สร้างสนามแม่เหล็ก ในมอเตอร์ ขั้วแม่เหล็ก อาจเป็นแม่เหล็กถาวร หรืออาจทำจากแม่เหล็กไฟฟ้าก็ได้ ในมอเตอร์ เรียกขั้วแม่เหล็ก N และ S นี้ว่า สเตเตอร์ (Stator)

2. ขดลวดอาร์มาเจอร์ (Armature) ซึ่งหมุนได้รอบตัว เมื่อมีกระแสไฟฟ้าผ่านเข้าไป ใน ขดลวดอาร์มาเจอร์ ที่วางอยู่ในสนามแม่เหล็ก จะทำให้เกิดแรงกระทำต่อขดลวด แล้วเกิดโมเมนต์คู่ควบ หมุน ขดลวดอาร์มาเจอร์

3. วงแหวนผ่าซีก หรือ คอมมิวเตเตอร์ (Commutator) เป็นส่วนประกอบสำคัญ ที่จะทำให้ กระแสที่ไหล ผ่านขดลวดอาร์มาเจอร์ ไหลในทิศที่ทำให้เกิดโมเมนต์คู่ควบ หมุนขดลวดอาร์มาเจอร์ใน ทิศเดียวกันตลอดเวลา

4. แปรงคาร์บอน ทำหน้าที่สัมผัสเบาๆ กับคอมมิวเตเตอร์ (โดยที่แปรงทั้งสองอยู่กับที่ และ ใช้ สำหรับต่อกับวงจรไฟฟ้า)

ดีซีมอเตอร์ถูกออกแบบให้มีลักษณะพิเศษคือแรงบิดของเพลลาของดีซีมอเตอร์จะเป็นสัดส่วน โดยตรงกับกระแสอาร์มาเจอร์ โดยแรงบิดของเพลลาของดีซีมอเตอร์จะ ได้จากผลระหว่างสนามแม่เหล็ก และขดลวดตัวนำ โดยกระแสที่ไหลในขดลวดตัวนำจะสร้างสนามที่ประกอบด้วยเส้นแรงแม่เหล็ก ϕ ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดของเพลลากับกระแสสามารถเขียนได้ตามสมการที่ (2.1)

$$T = K\phi I_a \quad (2.1)$$

เมื่อ T คือแรงบิดของเพลลา มีหน่วยเป็นนิวตัน-เมตร

ϕ คือเส้นแรงแม่เหล็กมีหน่วยเป็นเวเบอร์

I_a คือกระแสมีหน่วยเป็นแอมแปร์

K คือค่าคงที่

เมื่อขดลวดตัวนำเคลื่อนที่ในสนามแม่เหล็กก็จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมตัวมันเอง ซึ่งแรงดัน นี้จะเป็นสัดส่วนกับความเร็วเพลลาของมอเตอร์ และด้านการไหลของกระแส โดยความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดันต้านกลับ (Back emf) และความเร็วของมอเตอร์สามารถเขียนได้ตามสมการที่ (2.2)

$$E_a = K\phi\omega \quad (2.2)$$

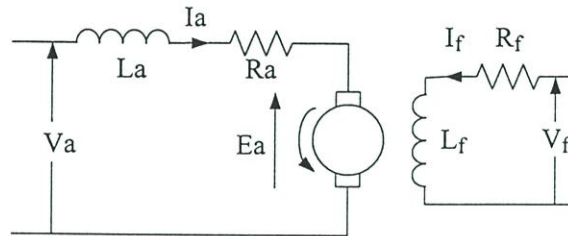
เมื่อ E_a คือแรงดันต้านกลับมีหน่วยเป็นโวลต์

ϕ คือเส้นแรงแม่เหล็กมีหน่วยเป็นเวเบอร์

ω คือความเร็วของมอเตอร์มีหน่วยเป็นเรเดียนต่อวินาที

สำหรับดีซีมอเตอร์ชนิดขดลวดฟิลด์นั้น สามารถต่อขดลวดได้ทั้งแบบอนุกรม ขนาน หรือต่อ แยกส่วนกับขดลวดอาร์มาเจอร์ โดยในรูปที่ 2.1 แสดงดีซีมอเตอร์ชนิดที่ขดลวดฟิลด์ต่อแยกส่วนกับ

ขดลวดอาร์มาเจอร์ (Separately excited dc motor) มอเตอร์สามารถทำงานได้ในสองลักษณะคือ กรณีที่ความเร็วของมอเตอร์ต่ำกว่าความเร็วพิกัด (Rate speed) หรือขณะเร่งความเร็วให้ถึงค่าความเร็วพิกัด แรงบิดที่เกิดขึ้นจะมีค่าคงที่ ส่วนอีกกรณีหนึ่งนั่นคือ เมื่อความเร็วของมอเตอร์สูงกว่าความเร็วพิกัดไปแล้ว จะเข้าสู่ช่วงที่กำลังของมอเตอร์คงที่นั่นเอง ดังแสดงคุณลักษณะต่างๆในรูปที่ 2.2

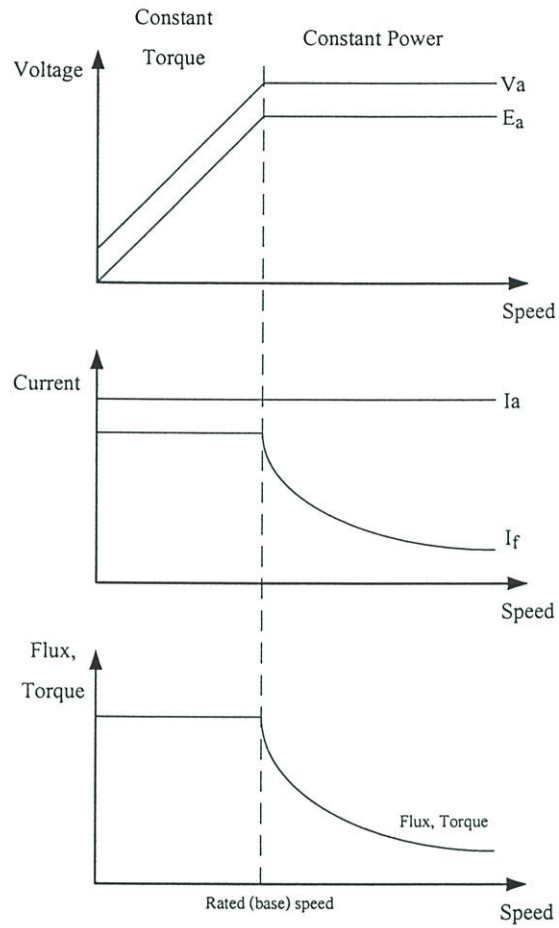


รูปที่ 2.1 แสดงวงจรสมมูลของดีซีมอเตอร์แบบ separately excited dc motor

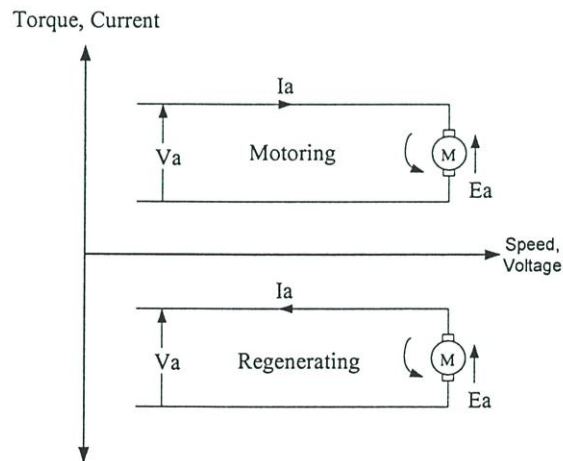
การทำงานของดีซีมอเตอร์ในช่วงสภาวะคงที่ (Steady state) ดังแสดงในสมการที่ (2-3)

$$V_a = E_a + I_a R_a \quad (2-3)$$

สำหรับดีซีมอเตอร์ต่างๆไปแล้ว กระแสอาร์มาเจอร์และแรงดันอาร์มาเจอร์จะมีค่าเป็นบวก และมอเตอร์จะทำงานในควอทแรนต์ที่หนึ่ง ดีซีมอเตอร์จะสามารถทำงานในควอทแรนต์ที่สองได้โดยการลดแรงดันอาร์มาเจอร์ให้มีค่าน้อยกว่าแรงดันต้านกลับ นั่นคือกระแสอาร์มาเจอร์จะมีการเปลี่ยนทิศหรือมีค่าเป็นลบนั่นเอง ซึ่งการทำงานของดีซีมอเตอร์ในสองควอทแรนต์ดังแสดงในรูปที่ 2.3 (ก) นอกจากนี้เมื่อมีการกลับขั้วของแรงดันที่ป้อนให้กับวงจรจะทำให้ช่วงการหมุนของดีซีมอเตอร์สามารถเกิดได้ในทิศตรงกันข้าม นั่นคือการควบคุมแรงดันอาร์มาเจอร์และทิศการไหลของกระแส ทำให้ดีซีมอเตอร์สามารถทำงานได้ในสี่ควอทแรนต์ดังแสดงในรูปที่ 2.3(ข)

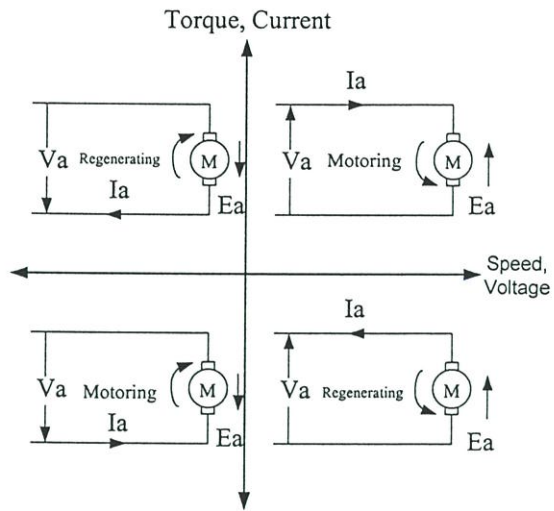


รูปที่ 2.2 แสดงสมบัติต่างๆของดีซีมอเตอร์ขณะทำงาน



(ก) การทำงานของดีซีมอเตอร์เมื่อควบคุมแบบสองควอตเรนจ์

รูปที่ 2.3 แสดงคุณสมบัติแรงบิดและความเร็วของดีซีมอเตอร์

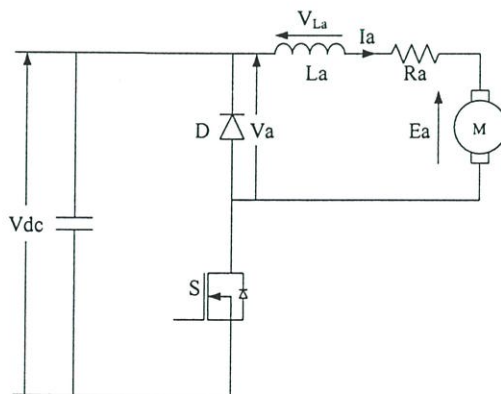


(ข) การทำงานของดีซีมอเตอร์เมื่อควบคุมแบบสี่ควอดแรนท์

รูปที่ 2.3 (ต่อ)

คอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆ ที่นิยมใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ แบ่งออกเป็นสามแบบด้วยกัน ดังนี้

1. คอนเวอร์เตอร์แบบควอดแรนท์เดียว (single quadrant converter)
2. คอนเวอร์เตอร์แบบสองควอดแรนท์ (two quadrant converter) ได้แก่ ฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter)
3. คอนเวอร์เตอร์แบบสี่ควอดแรนท์สี่ (Four quadrant converter) ได้แก่ ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge Converter)



รูปที่ 2.4 แสดงวงจรฮอปเปอร์ซึ่งเป็นวงจรขับเคลื่อนแบบควอดแรนท์เดียว

สำหรับคอนเวอร์เตอร์แบบควอดแรนต์เดียว (single quadrant converter) ดังแสดงในรูปที่ 2.4 จะเห็นว่าแรงดันเฉลี่ยที่มอเตอร์สามารถควบคุมได้โดยการปรับ ดิวตี้ไซเคิล (duty cycle) ของสวิตช์ ส่วนในรูปที่ 2.5 แสดงการเปรียบเทียบ รูปคลื่นของแรงดันและกระแสในส่วนต่างๆของวงจรสำหรับ ขั้วดีซีมอเตอร์แบบควอดแรนต์เดียว จะเห็นว่าในช่วงเวลาที่สวิตช์ทำงานหรือช่วง t_{on} นั้น แรงดันที่ตกคร่อมมอเตอร์จะมีค่าเท่ากับแรงดันจากแหล่งจ่าย V_S และกระแสที่ไหลในขดลวดอาร์มาเจอร์จะเพิ่มขึ้น หากไม่พิจารณาถึงค่าความต้านทานของสวิตช์ที่เกิดขึ้นในช่วงที่สวิตช์ทำงาน และค่าความต้านทานของ ขดลวดอาร์มาเจอร์แล้ว จะได้ว่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำของขดลวดอาร์มาเจอร์จะมีค่าเป็น $V_S - E_a$ ดังนั้นจะได้สมการการไหลของกระแสที่ไหลผ่านมอเตอร์ในช่วงที่สวิตช์ทำงาน ตามสมการที่ (2-4)

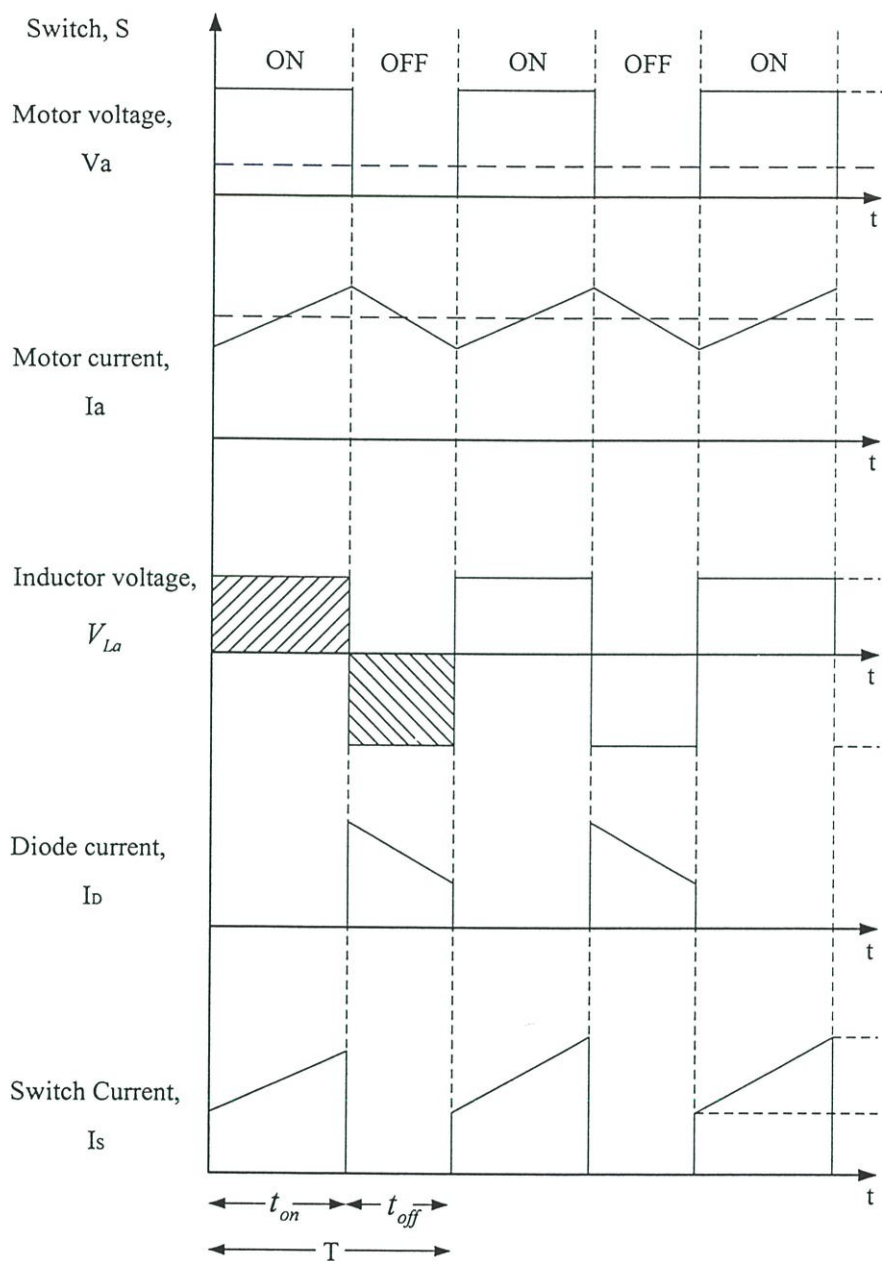
$$\frac{dI_a}{dt} = \frac{V_{dc} - E_a}{L_a} \quad (2-4)$$

เมื่อพิจารณาในช่วงเวลาที่เหลือหรือช่วงที่สวิตช์หยุดทำงาน t_{off} พลังงานในขดลวดอาร์มาเจอร์ จะคายออกมาทำให้แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำของขดลวดอาร์มาเจอร์เปลี่ยนขั้วจากเดิม และไดโอด D จะเข้าสู่สภาวะนำกระแส (Forward bias) กระแสที่ไหลในช่วงเวลานี้ก็จะเริ่มไหลอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งหากเราไม่พิจารณาแรงดันตกคร่อมไดโอดแล้ว จะได้ว่าแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำของขดลวดอาร์มาเจอร์ จะมีค่าเท่ากับ $-E$ และได้สมการการไหลของกระแสที่ไหลผ่านมอเตอร์ในช่วงที่สวิตช์ทำงาน ตามสมการที่ (2-5)

$$\frac{dI_a}{dt} = -\frac{E_a}{L_a} \quad (2-5)$$

เมื่อทำการสวิตช์ที่ความถี่คงที่ค่าหนึ่ง เราจะสามารถควบคุมแรงดันที่ตกคร่อมดีซีมอเตอร์ได้ โดยการปรับช่วงเวลา t_{on} และ t_{off} ซึ่งก็คือการปรับดิวิตีไซเคิล (t_{on}/T) ของสวิตช์ ซึ่งการควบคุมในลักษณะนี้ก็คือ การควบคุมแบบ PWM (Pulse width modulation) โดยจะได้ว่าแรงดันเฉลี่ยคร่อมตัวเหนี่ยวนำของขดลวดอาร์มาเจอร์ต้องมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ (2-6)

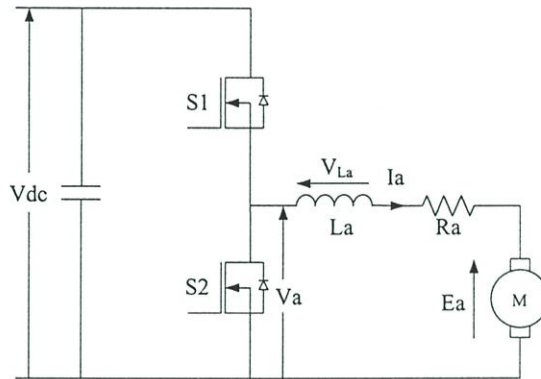
$$\int_0^T V_L dt = \int_0^{t_{on}} V_L dt + \int_{t_{on}}^T V_L dt \quad (2-6)$$



รูปที่ 2.5 แสดงรูปคลื่นต่างๆของวงจรชอปเปอร์ควอทเรนซ์เดี่ยว

ผลการอินทิกรัลของแรงดันที่ตัวเหนี่ยวนำในช่วง t_{on} และ t_{off} สามารถพิจารณาได้จากพื้นที่ใต้กราฟที่แรงในรูปที่ 2.5 ซึ่งพื้นที่ใต้กราฟทั้งสองช่วงเวลามีขนาดที่เท่ากัน เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (2-2) (2-3) (2-4) และรูปที่ 2.5 สามารถเขียนได้เป็นสมการที่ (2-7)

$$V_a = \frac{t_{on}}{T} V_{dc} \quad (2-7)$$

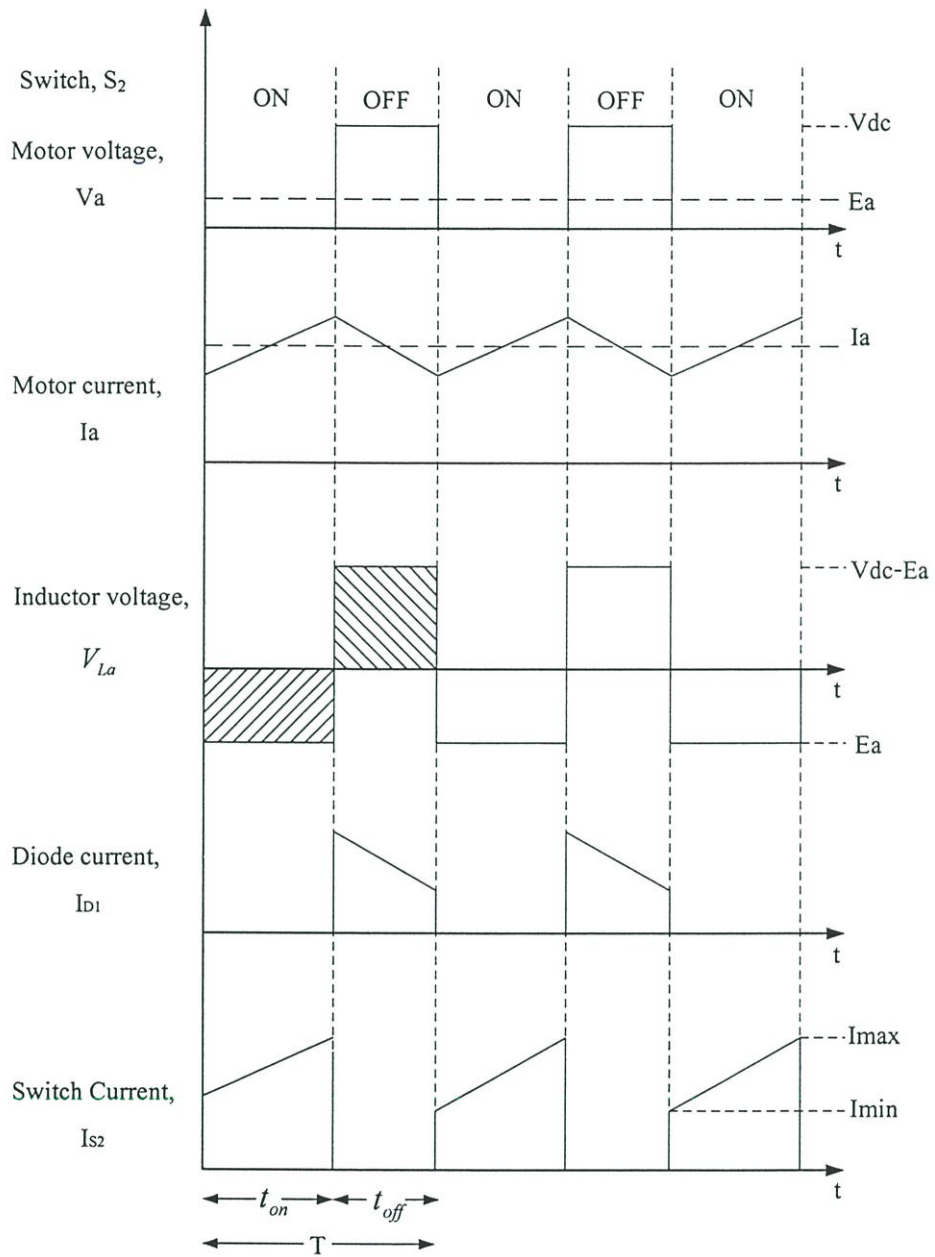


รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฮาร์บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

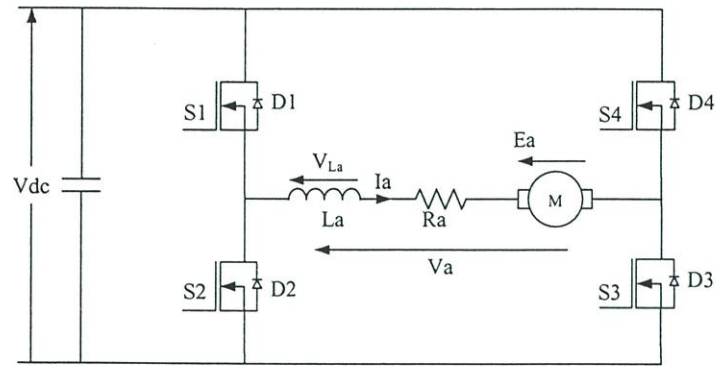
สำหรับคอนเวอร์เตอร์ชนิดที่ทำงานในสองควอทแรนต์ ได้แก่ คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ฟบริดจ์ (Half-bridge converter) ดังแสดงในรูปที่ 2.6 โดยในช่วงแรกที่มีมอเตอร์ทำงานหรือ motoring สวิตช์ S1 และไดโอด D2 จะอยู่ในสภาวะทำงานเหมือนในกรณีที่ควบคุมแบบควอทแรนต์เดียว โดย free wheeling diode D2 ในที่นี้ใช้เป็นไดโอดที่มีอยู่ภายในมอเตอร์กำลัง

ส่วนในช่วง regenerating ดีไซน์มอเตอร์จะทำตัวเป็นแหล่งกำเนิดกำลัง ซึ่งจะไหลในทิศทางขวาจากไปซ้าย ดังแสดงในรูปที่ 2.6 ส่วนกระแสสามารถควบคุมได้โดยการปรับดิวตีไซเคิล (Duty Cycle) ของสวิตช์ S2 เมื่อสวิตช์ S2 ทำงานกระแสอาร์มาเจอร์จะไหลผ่านสวิตช์และตัวเหนี่ยวนำอาร์มาเจอร์ แต่เมื่อสวิตช์ S2 หยุดทำงานไดโอด D1 จะเริ่มนำกระแสแทนนั่นเอง โดยรูปคลื่นของกระแสและแรงดันในช่วง regenerating นี้จะแสดงดังรูปที่ 2.7 ซึ่งจะเห็นว่าพื้นที่ใต้กราฟของกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันตัวเหนี่ยวนำอาร์มาเจอร์กับเวลา ในช่วง turn on และ turn off ของสวิตช์ S2 จะเท่ากัน และได้สมการในช่วง regenerating ตามสมการที่ (2-8)

$$V_a = \left(1 - \frac{t_{on}}{T}\right) V_{dc} \quad (2-8)$$



รูปที่ 2.7 แสดงรูปคลื่นต่างๆของสวิตช์ S_2 ของวงจรฮาร์ฟบริจคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.8 แสดงวงจรฟูลบริจค์คอนเวอร์เตอร์

เมื่อต้องการให้มีการไหลในสองทิศทาง และมอเตอร์หมุนทั้งสองทิศสามารถใช้การควบคุมด้วยคอนเวอร์เตอร์แบบสี่ควอดแรนท์ ดังแสดงในรูปที่ 2.8 ซึ่งเป็นวงจรฟูลบริจค์คอนเวอร์เตอร์นั่นเอง

บทที่ 3

ทฤษฎีและการนำพาเวอ์มอสเฟทมาใช้งาน

3.1 บทนำ

ทรานซิสเตอร์กำลัง (bipolar power transistor) มีใช้กันอย่างแพร่หลายเป็นเวลานานแล้วในงานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (power electronics) อุปกรณ์ชนิดนี้ถูกนำมาใช้กันอย่างกว้างขวาง แม้ว่าอุปกรณ์ชนิดนี้มีข้อดีในเรื่องใช้งานกำลังสูง (high power rating) แต่ก็มีข้อเสียที่เกิดจากโครงสร้างภายในหลายประการดังนี้ ความยุ่งยากของวงจรขับกระแสเบส (current driver circuits) ปัญหาเรื่องเซคคันด์ารีเบรคดาวน์ (secondary breakdown) ที่เกิดในขณะที่ปฏิบัติงานที่ใช้กระแสและแรงดันสูง ปัญหาทางด้านการทนต่ออุณหภูมิสูงในขณะที่ทำงานของรอยต่อสารกึ่งตัวนำและข้อจำกัดในการนำไปใช้งานที่ความถี่สูง

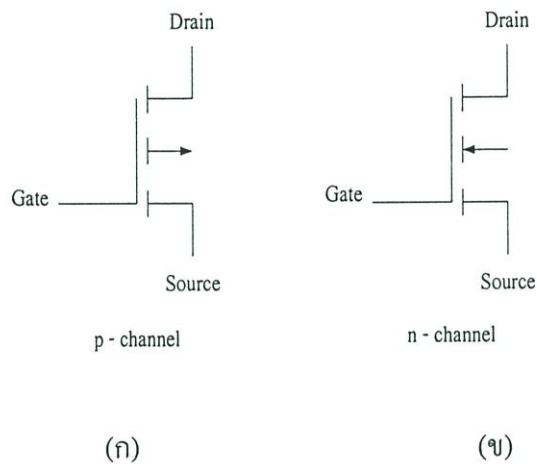
จากปัญหาต่างๆ ดังกล่าวข้างต้น ต่อมาจึงได้มีการคิดค้นอุปกรณ์ชนิดใหม่ขึ้นมาเพื่อสามารถนำมาใช้ในงานพาเวอ์อิเล็กทรอนิกส์แทนทรานซิสเตอร์กำลัง โดยสามารถลดปัญหาข้างต้นลงได้ อุปกรณ์ชนิดนี้ก็คือ มอสเฟทกำลัง หรือ Power MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) [10, 12, 13, 14, 15]

มอสเฟทกำลังสามารถนำมาใช้งานที่ความถี่สูง ตั้งแต่ 50 กิโลเฮิรท์ ไปจนถึง 400 กิโลเฮิรท์ เนื่องจากใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มที่จะทำให้มอสเฟทกำลังทำงานได้ที่ความถี่สูงมากขึ้นไปอีกซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์นั่นเอง ในส่วนของวงจรขับของมอสเฟทกำลังให้น่ากระแสนั้นแตกต่างจากการขับกระแสไบอัสทรานซิสเตอร์กำลัง เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบอัสที่แตกต่างกัน สำหรับทรานซิสเตอร์กำลังกระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อมีกระแสไบอัสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่มอสเฟทกำลังจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage) ของมันแต่ใช้กระแสต่ำ ดังนั้นการขับมอสเฟทกำลังให้น่ากระแสนั้นทำได้ง่าย และยุ่งยากน้อยกว่าทรานซิสเตอร์กำลังมากเมื่อโดยที่มีการสูญเสียในการสวิตช์ (switching loss) น้อยกว่าทรานซิสเตอร์กำลังมาก นอกจากนี้ยังไม่มีปัญหาเกี่ยวกับเรื่องเซคคันด์ารีเบรคดาวน์ในขณะที่ทำงานเพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส $R_{DS(on)}$ ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นทำให้กระแสที่ไหลผ่านลดลง ต่างจากทรานซิสเตอร์กำลังขณะเกิดเซคคันด์ารีเบรคดาวน์อุณหภูมิเพิ่มขึ้นกระแสที่ไหลมากขึ้นด้วย ซึ่งทำให้เกิดความเสียหายได้อย่างรวดเร็ว

3.2 โครงสร้างพื้นฐานของมอสเฟต

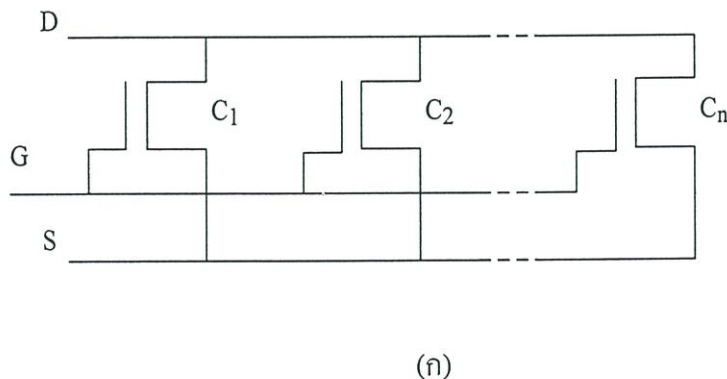
มอสเฟต (MOSFET) เป็นอุปกรณ์ที่นำกระแสโดยพาหะข้างมาก (majority carriers) สัญลักษณ์ของมอสเฟตแบ่งออกเป็นสองแบบตามชนิดของมอสเฟต นั่นคือ แบบ p-channel และ n-channel ดังแสดงในรูปที่ 3.1 (ก) และ (ข) ตามลำดับ

มอสเฟตกำลังมีการทำงานที่เร็วกว่าทรานซิสเตอร์กำลัง แต่อย่างไรก็ตาม ในช่วงเวลาการนำกระแส (on state) ของมอสเฟตกำลังมีค่าความต้านทานทำให้มีกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้ (conduction loss) สูงมากกว่าทรานซิสเตอร์กำลังที่มีแรงดันตกคร่อมตัวมันน้อยกว่า นอกจากนี้ มอสเฟตกำลังยังทนต่อแรงดันขณะนำกระแส (forward blocking voltage) ได้ต่ำกว่าทรานซิสเตอร์กำลัง

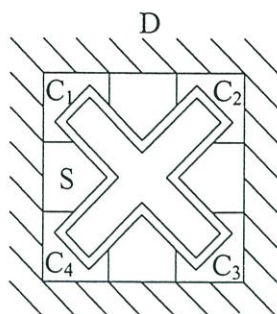


รูปที่ 3.1 สัญลักษณ์ของมอสเฟต

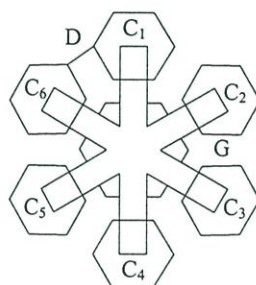
มอสเฟตกำลังสร้างจากเซลล์ (cell) ที่เหมือนกันต่อขนานกัน แสดงดังรูปที่ 3.2 ซึ่งการนำเซลล์มาขนานกันนั้นก็เพื่อเพิ่มอัตราการทนกระแสให้สูงขึ้นนั่นเอง



รูปที่ 3.2 การขนานกันของเซลล์มอสเฟต



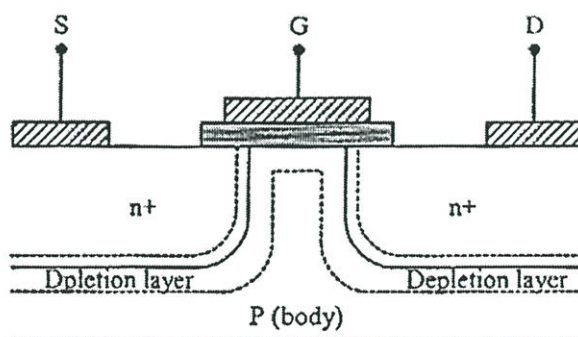
(บ)



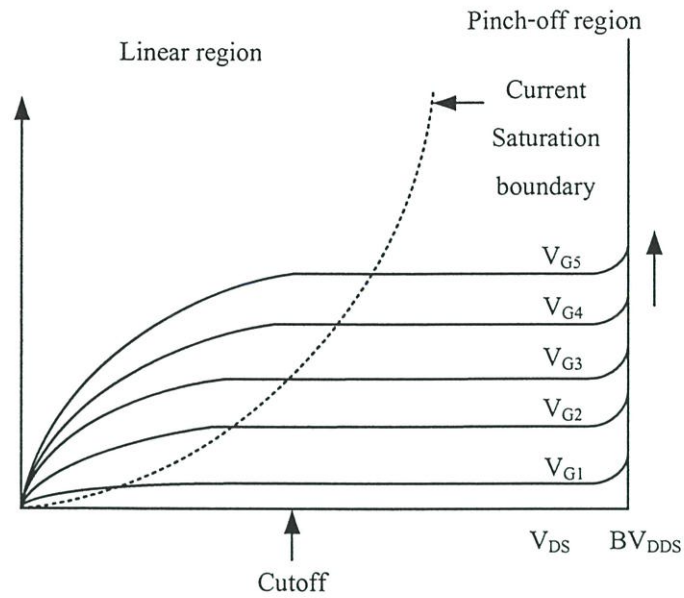
(ค)

รูปที่ 3.2(ต่อ)

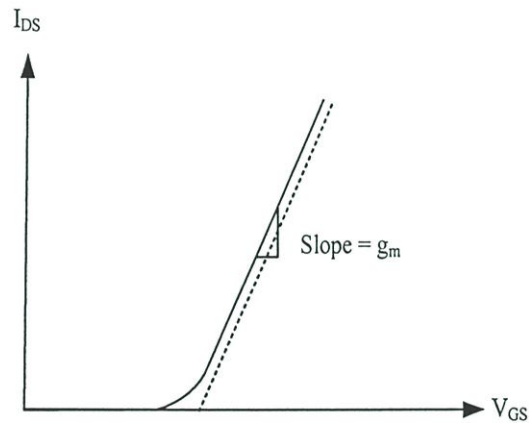
พื้นฐานโดยทั่วไปเซลล์แบ่งได้เป็น 2 ชนิดคือ n-channel และ p-channel รูปที่ 3.3 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของเซลล์ชนิด n-channel ส่วนคุณสมบัติระหว่างกระแส I และแรงดัน V ของเซลล์มอสเฟตแสดงโดยรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.3 โครงสร้างพื้นฐานของเซลล์มอสเฟตชนิด n-channel



(ก) กราฟคุณสมบัติระหว่าง I-V ในควอเทรนท์ที่ 1

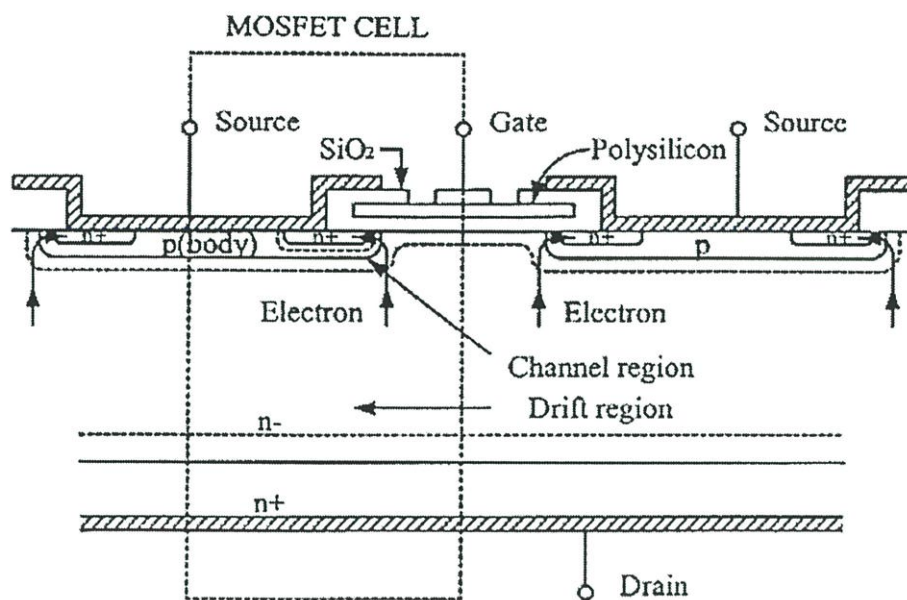


(ข) กระแส I_{DS} เทียบกับแรงดัน V_{GS}

รูปที่ 3.4 แสดงกราฟคุณสมบัติระหว่าง I-V ของมอสเฟท

3.3 เพาเวอร์มอสเฟทในงานสวิตชิง

มอสเฟทกำลังสร้างมาจากเซลล์หลายเซลล์ต่อขนานกันในโครงสร้างที่หลากหลายแล้วแต่การออกแบบ มอสเฟท 1 เซลล์ประกอบขึ้นมาจากสารกึ่งตัวนำ 4 ชั้น (four semiconductor layer) ประกอบด้วยชั้น $n^+ - n^- - p - n^+$ โครงสร้างแสดงโดยรูปที่ 5 แต่ละเซลล์ผลิตมาจากกระบวนการ epitaxial diffusion process จากแผ่นฐาน n^+



รูปที่ 3.5 โครงสร้างของมอสเฟตที่สร้างมาจากชั้นสารกึ่งตัวนำ $n^+ - n^- - p - n^+$ สี่ชั้น

ความหนาแน่นของการโด๊ปในแต่ละชั้นเป็นดังนี้

n^+ layer $10^{19}/\text{cm}^3$

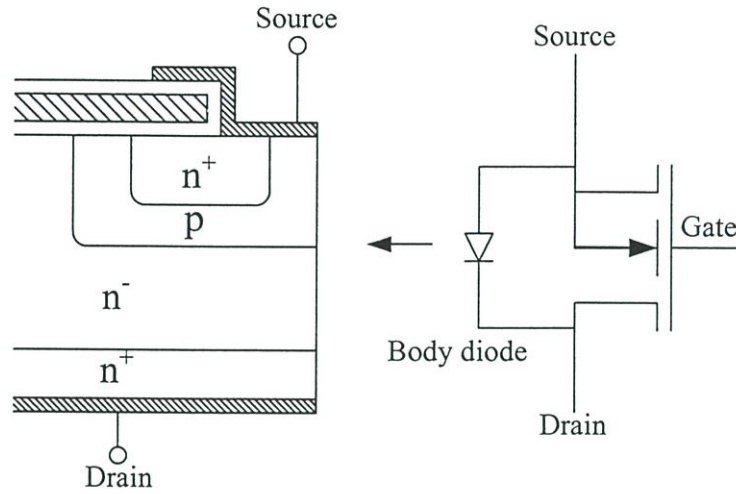
p layer $10^{16}/\text{cm}^3$

n^- layer $10^{14} - 10^{15}/\text{cm}^3$

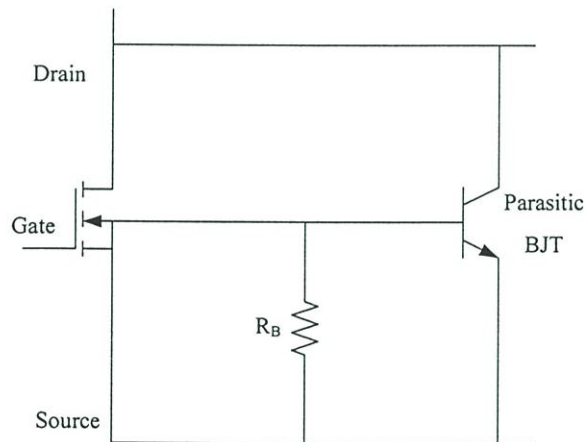
ค่าแรงดันเบรกดาวน์ (Breakdown voltage: V_{BR}) ของมอสเฟตกำลังขึ้นอยู่กับระดับของการโด๊ปและความกว้างของชั้น n^- มอสเฟตกำลังที่มีค่าแรงดันเบรกดาวน์สูงเนื่องจากความหนาแน่นของการโด๊ปสาร n^+ ต่ำและชั้น n^- มีความกว้างมาก

3.3.1 โครงสร้างบอดี้ไดโอดในมอสเฟทกำลัง (Body diode in power MOSFET)

เซลล์มอสเฟทประกอบจากการรวมกันของ $p\ n^+\ n^-$ ไดโอดจากบริเวณ p -base ถึงรอยต่อเดรน ดังแสดงในรูปที่ 3.6 (ก) และ 3.6 (ข)



(ก) แสดงบอดี้ไดโอดแฝงของมอสเฟท



(ข) วงจรสมมูลของมอสเฟทกำลังและทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์แฝงที่เกิดขึ้น

รูปที่ 3.6 แสดงบอดี้ไดโอด ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แฝงและวงจรสมมูลของมอสเฟทกำลัง

รูปที่ 3.6 (ก) แสดงบอดีไดโอด ระหว่างรอยต่อเดรนและซอร์ส ซึ่งยอมให้กระแสไหลย้อนกลับ (reverse current) ขณะที่มอสเฟทกำลังอยู่ในช่วงหยุดนำกระแส โดยไดโอดที่เกิดขึ้นจะเกิดคร่อมระหว่างบริเวณ p และบริเวณชั้น n- โดยกระแสไหลจากทางขั้วบวกที่ซอร์สไปยังย่าน p ผ่านไปยัง ย่าน n- แล้วไปยังขั้วเดรน

บอดีไดโอดนี้ต้องการนำกระแสที่พอเหมาะกัอัตราการกระแสของมอสเฟทกำลังด้วย โดยบอดีไดโอดนี้มีคุณสมบัติที่คืนตัวย้อนกลับช้า (Slow reverse recovery) กระแสคืนตัวสูงสุด I_p (peak reverse recovery current) ที่ไหลภายในไดโอดปกติจะมีค่าสูงและเพิ่มขึ้นตามค่าความชันของกระแส (di/dt) ที่เพิ่มขึ้น ยกตัวอย่างเช่นเมื่อเพิ่มความเร็วในการสวิตช์ (switching speed) ให้สูงขึ้น เป็นต้น โดยกระแส I_p ที่เกิดขึ้นนี้จะเป็นสาเหตุของการแพร่กระจายและความเค้น (stresses)

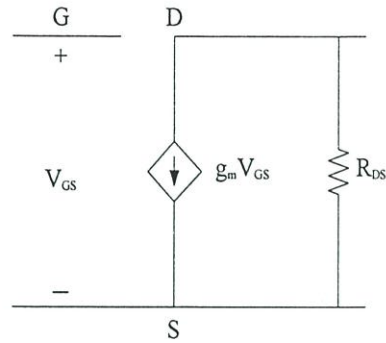
3.3.2 ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แฝง (Parasitic bipolar transistor)

บริเวณข้างของบอดีไดโอดเกิดไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แฝง (Parasitic BJT) ($n^+ p n^+$) ในโครงสร้างของมอสเฟท ย่าน p เป็นเบสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แฝง เมื่อแรงดันที่เดรนเพิ่มขึ้นเข้าใกล้ค่าแรงดันพังทลาย (avalanche breakdown voltage) กระแสจะไหลตรงไปที่ย่าน p กระแสที่ผ่านความต้านทาน R_B ของย่าน p และเกิดแรงดันตกคร่อมขึ้น ทำให้เกิดไบอัสตรง (forward biasing) ของแรงดันผ่านเบสและอิมิตเตอร์ที่ n^+ ของทรานซิสเตอร์แฝงเมื่อแรงดันเพิ่มขึ้นถึง 0.7 V ทรานซิสเตอร์แฝงไม่สามารถรองรับแรงดันเบรกดาวน์ที่ชั้น p และ n- ที่มีค่า BV_{CBO} ได้เนื่องจากแรงดันเบรกดาวน์ของตัวมันสามารถทนได้เพียง BV_{CEO} เท่านั้น ซึ่งโดยปกติ BV_{CEO} มีค่าประมาณ 60 เปอร์เซ็นต์ของ BV_{CBO} เท่านั้น ลักษณะเช่นนี้เราเรียกว่าการเกิด secondary breakdown ในมอสเฟทกำลัง

ค่าประจุแฝง (Parasitic capacitance) C_{gd} เกิดขึ้นระหว่างเบสของทรานซิสเตอร์แฝงและเดรนค่าอัตราความชันของแรงดันเดรน dV_{DS}/dt ระหว่างเบสอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์แฝงทำให้ทรานซิสเตอร์แฝงนำกระแสและเกิดการ latch-up ขึ้น กล่าวได้ว่าทรานซิสเตอร์แฝงเป็นตัวกำหนดค่าอัตรา dV_{DS}/dt สูงสุดของมอสเฟทกำลัง

3.3.3 วงจรสมมูลของเพาเวอร์มอสเฟท (Equivalent circuit of power MOSFET)

Equivalent circuit ของมอสเฟทกำลังสามารถพิจารณาจากกราฟคุณสมบัติของ I-V การทำงานที่ย่านความถี่ต่ำ โหมดลวดจรรยาของมอสเฟทกำลังในช่วงนำกระแส (on-start) และแอคทีฟ (active region) แสดงได้ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 วงจรเสมือนของมอสเฟตที่ความถี่ต่ำ

วงจรเสมือนที่ย่านความถี่ปานกลางถึงความถี่สูง ค่าประจุแฝงในมอสเฟตกำลังแสดงดังรูปที่ 3.8 (ก) ประกอบด้วย

C_{gd} : gate to drain

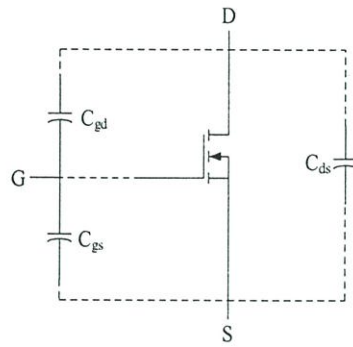
C_{gs} : gate to source

C_{ds} : drain to source

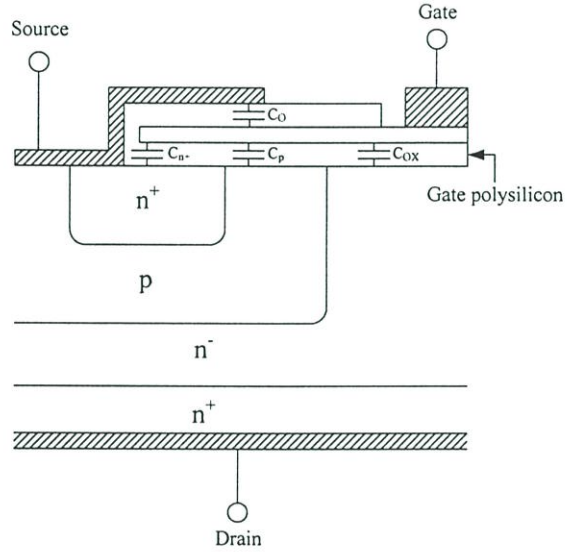
แกนเนตของเกตเป็นพื้นฐานโครงสร้างของตัวเก็บประจุ ค่าความจุระหว่างเกตกับซอร์ส ประกอบด้วยค่าความจุของตัวเก็บประจุ 3 ส่วน ได้แก่ C_{n+} , C_p และ C_o ตามลำดับ

$$C_{gs} = C_{n+} + C_p + C_o \quad (3-1)$$

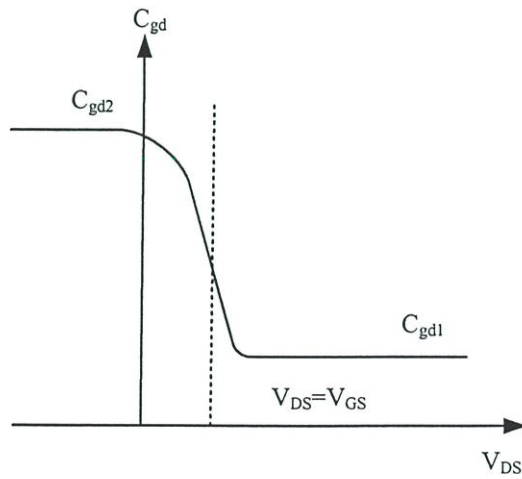
ซึ่งเป็นความจุที่เกิดจากเกตอิเล็กโทรด (Gate electrode) กับย่าน n^+ source ย่านฐานพีและโลหะซอร์ส (source-metal) พิจารณาตามรูปที่ 3.8 (ข)



(ก) แสดงประจุแฝงในมอสเฟต



(ข) ตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นภายในเซลล์



(ค) กราฟคุณสมบัติของประจุ C_{gd}

รูปที่ 3.8 แสดงประจุที่แฝงบริเวณต่างๆ ภายในมอสเฟตกำลัง

ประจุระหว่างเกตและเดรน C_{gd} ประกอบด้วย 2 ส่วนต่ออนุกรมกัน คือ ประจุที่เกิดในชั้น SiO_2 , C_{ox} และที่ย่านดีพลิตชั้น (depletion) C_s แสดงโดยรูปที่ 3.8 (ข)

$$C_{gd} = \frac{C_{ox} C_s}{C_{ox} + C_s} \quad (3-2)$$

โดยที่ค่าประจุออกไซด์ (Oxide capacitance) เท่ากับ

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \quad (3-3)$$

ϵ_{ox} : electric constance

t_{ox} : thickness of the oxide layer

ความหนาของชั้นดีพลิตชั้นและการแบ่งแยกมีการเปลี่ยนแปลงขึ้นอยู่กับแรงดันระหว่างเกตกับซอร์ส ส่วนค่าตัวเก็บประจุระหว่างเกตกับเดรน C_{gd} มีการเปลี่ยนแปลงขึ้นกับแรงดันระหว่างเกตกับเดรน ซึ่งเราเมื่อสมมุติค่า $C_{gd} = C_{gd1}$ ในช่วงที่ $V_{DS} \geq V_{GS}$ (ย่านไวงาน) และ $C_{gd} = C_{gd2}$ ในช่วงที่ $V_{DS} \leq V_{GS}$ (ย่านความต้านทาน) ดังแสดงในรูปที่ 3.8 (ค) C_{ox} มีค่าสูงในช่วงนำกระแสและลดลงเมื่อแรงดันระหว่างเดรนและซอร์สเพิ่มขึ้น

จุดต่ำสุดของกราฟสอดคล้องกับค่าสูงสุดดีพลิตชั้นทางด้านกว้างของชั้นอินเวอร์สชั้น (Inversion layer) ใต้ส่วนของออกไซด์ (oxide)

ในช่วงนำกระแส (on-start) ค่าประจุเดรน-ซอร์ส C_{ds} ถูกัดวงจรโดยความต้านทาน R_{DSon} ที่ต่ำ แต่จะปรากฏค่าขึ้นมาในช่วงหยุดนำกระแส (off-start) ค่า C_{gd} และ C_{gs} จะรวมอยู่ในช่วงนำกระแส แอคทีฟและหยุดนำกระแสของวงจรสมมูล

ค่าประจุอินพุตที่เกตของมอสเฟทกำลังในวงจรแอมพลิไฟฟ์จะมีค่าประจุ Miller's capacitance รวมอยู่ด้วย

$$C_{input} = C_{gs} + C_m \quad (3-4)$$

โดยที่

$$C_m = (1 + g_m R_L) C_{gd}$$

เมื่อ g_m คือ transconductance

R_L คือ ความต้านทานโหลดที่รอยต่อเดรน

ค่าความถี่สูงสุดในการทำงานของมอสเฟทกำลังสามารถระบุได้ว่าเป็นความถี่ที่กระแสเกตอินพุตเท่ากับกระแสเดรนเอาต์พุต

$$i_{input} = 2\pi f C_{input} v_{GS} \text{ และ } i_{output} = g_m v_{GS} \quad (3.5)$$

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi} \frac{g_m}{C_{input}} \quad (3-6)$$

3.3.4 คุณสมบัติในขณะนำกระแส (On-state characteristics)

ที่แรงดันเทรชโฮลด์ (Threshold voltage) จะทำให้มอสเฟทกำลังที่ทำงานเป็นสวิตช์อยู่ในสภานำกระแสและในช่วงนี้กำลังงานการสูญเสียจะถูกสนใจเป็นพิเศษในการพิจารณาการออกแบบ ซึ่งกำลังงานการสูญเสียในช่วงนำกระแสของมอสเฟทกำลังคำนวณได้ตามสมการที่

$$P_{on} = I_D^2 R_{DS(on)} \quad (3-7)$$

กำลังงานการสูญเสียในช่วงนำกระแสของมอสเฟทกำลังสูงกว่าทรานซิสเตอร์กำลังด้วยเหตุนี้เพาเวอร์มอสเฟทจึงถูกนำไปใช้ในงานที่แรงดันไม่สูงนัก

Threshold voltage

แรงดันขีดเริ่ม; V_T คือแรงดันระหว่างเกตกับซอร์สที่น้อยที่สุดที่ทำให้มอสเฟทกำลังเริ่มทำงาน ค่า V_T มีค่าสูงพอสมควร แรงดันที่ป้อนให้เกตเพื่อให้มอสเฟทเริ่มนำกระแสต้องอย่างน้อยเท่ากับ V_T ซึ่งการที่ค่า V_T มีค่าสูงเพื่อป้องกันไม่ให้มอสเฟทกำลังสามารถนำกระแสได้โดยสัญญาณรบกวนที่มีค่าต่ำๆ ซึ่งโดยทั่วไปแล้ว V_T มีค่าประมาณ 2–3 V

On-state Resistance

ในช่วงนำกระแส MOSFET กำลังทำงานอยู่ในย่านโอมมิก (ohmic mode) ค่าความต้านทาน คือค่าความต้านทานสมมติระหว่างรอยต่อเดรนกับซอร์ส ซึ่งประกอบไปด้วยความต้านทานซอร์ส อินเวอร์ชัน (inversion) แอควิวมูเลชัน (accumulation) ในย่านของ n region และบัลค์ (bulk) ของย่าน n⁻ region กับย่าน n⁺ region ค่าความต้านทานเหล่านี้ถูกทำให้มีค่าต่ำ โดยการโด้ปอย่างหนักในทุกรอยต่อยกเว้น n⁻ region ค่าความต้านทานของย่าน drift region จะมีค่ามากที่สุดในช่วงนำกระแสปกติ $R_{DS(on)}$ ของ MOSFET กำลังในปัจจุบันนี้จะอยู่ในช่วง 9-100 mΩ

$$R_{DS(on)} \approx R_n - \alpha V_{BR}^{2.5} \quad (3-8)$$

3.3.5 คุณสมบัติในขณะหยุดนำกระแส (Off-State Characteristics)

คุณสมบัติในขณะหยุดนำกระแสที่สำคัญก็คือ เรื่องแรงดันเบรคดาวน์ ประกอบไปด้วย gate to source breakdown voltage และ drain to source breakdown voltage

Gate-Source Breakdown voltage: V_{GSmax}

เป็นค่าแรงดันสูงสุดที่ชั้น SiO₂ layer สามารถทนได้ก่อนถึงจุดพังทลาย ปกติค่าพังทลายสนามไฟฟ้าสำหรับ SiO₂ คือ 5-10 MegaV/cm (แปลงมาอยู่ในรูปแรงดัน V_{GSmax} ได้ประมาณ 20-30 volts) ปัญหาเกิดมาจากการที่แรงดันสามารถเข้ามาโดย static charges ในสถานะที่ไม่ได้สนใจ ซึ่งตัวอุปกรณ์ควรบรรจุใน nonstatic package และต่อกราวด์เพียงที่เดียวที่จุดต่อ ในวงจรเราใช้ back to back zener diode ป้องกันที่เกทได้เช่นกัน

Drain-Source Breakdown voltage: BV_{DSS}

เป็นค่าแรงดันสูงสุดของรอยต่อเดรนกับซอร์ส ในขณะที่เกทถูกลัดวงจรติดกับซอร์ส ถ้าแรงดันตกคร่อมสูงกว่านี้จะเป็นสาเหตุของการพังทลาย (Avalanche breakdown) ของรอยต่อ p-body กับ ค่า n-drain แรงดันเบรคดาวน์ (breakdown voltage) ที่สูงๆ ของ MOSFET กำลังสามารถทำได้โดยใช้การโด้ปที่บริเวณย่าน n-region ที่ระดับต่ำและให้ช่วงของพาหะประจุ (charge carrier) จนถึงบริเวณ n-region มีความยาวมาก

3.3.6 ย่านการทำงานที่ปลอดภัย (Safe Operating Area)

Safe Operating Area คือ เขตจำกัดการปฏิบัติงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกี่ยวกับเรื่องคุณสมบัติของกระแส I_{DS} และแรงดัน V_{DS}

จากรูปที่ 3.9 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เหล่านี้ใช้กำหนด Safe Operating Area

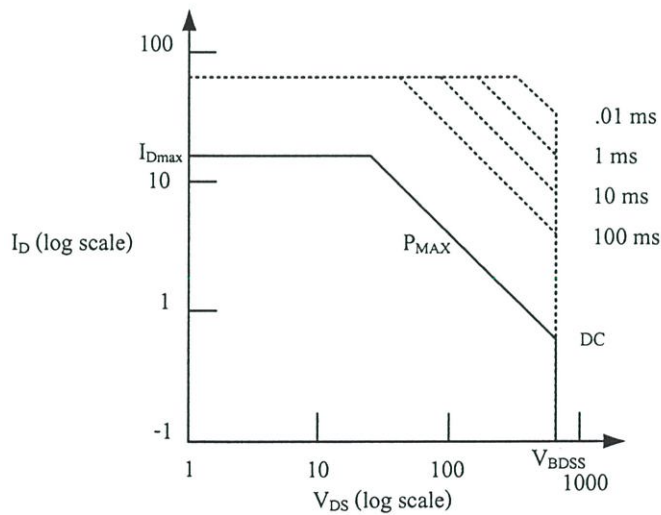
I_{Dmax} : The maximum drain current

P_{max} : The maximum power dissipating

$V_{B_{DSS}}$: The forward blocking voltage

โดยพื้นที่ SOA นี้ถูกจำกัดโดยค่ากระแสเดรนสูงสุด I_{Dmax} ที่ช่วงค่าแรงดันเดรนต่ำ ถูกจำกัด โดยค่าแรงดัน forward blocking voltage $V_{B_{DSS}}$ ที่ค่ากระแสเดรนต่ำกำหนดได้จากการเกิดปรากฏการณ์พังทลาย (avalanche breakdown phenomena) และถูกจำกัดโดยกำลังสูญเสีย P_{max} ซึ่งค่ากำลังงานการสูญเสียสูงสุดถูกกำหนดจากอุณหภูมิสูงวัต T_j ที่รอยต่อของสารกึ่งตัวนำที่มอสเฟทกำลังทนได้ ค่า T_j ขึ้นอยู่กับความร้อนทั้งหมดที่ไหลผ่านรอยต่อมากกว่ากำลังงานที่สูญเสียเท่ากันแต่เกิดในช่วงเวลาสั้นๆ

เส้นจำกัดกำลังงานสูงสุดกำหนดภายใต้การทำงานที่ต้องใช้แรงดันเดรนและกระแสเดรนที่สูงในเวลาเดียวกัน เส้นนี้สามารถเลื่อนสูงออกไปในงานที่มีช่วงเวลาการทำงานที่สั้น



รูปที่ 3.9 แสดงพื้นที่ของ Safe Operating Area

3.3.7 ผลกระทบจากอุณหภูมิ (Effect of Temperature)

มอสเฟทกำลังสามารถทำงานได้อย่างปกติที่อุณหภูมิสูง โดยทั่วไปมีค่า T_{Jmax} อยู่ที่ 200 องศาเซลเซียส อุณหภูมินี้มีผลต่อความต้านทานในขณะนำกระแส R_{DSon} โดยที่ค่าความต้านทานจะเพิ่มขึ้นตามอุณหภูมิ ตามสมการที่ (3-9)

$$R_{DS(on)}(T) = R_{DS(on)}(25^{\circ}C) \left(\frac{T}{300} \right)^{2.3} \quad (3-9)$$

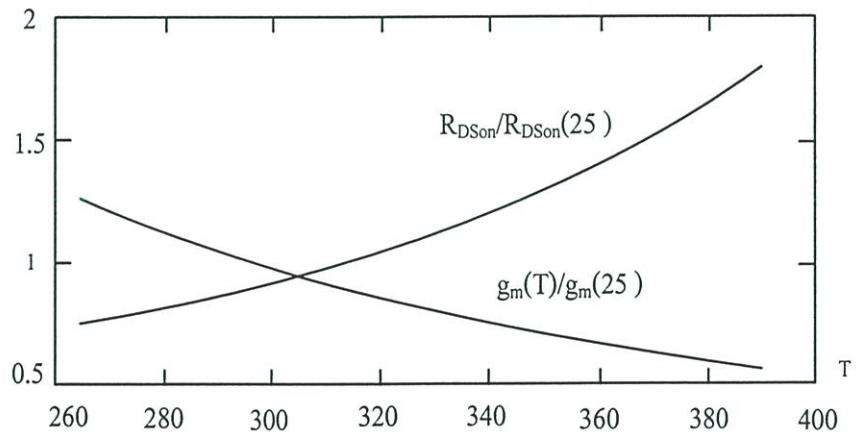
เมื่อ T คือ อุณหภูมิในหน่วยเคลวิน (Kelvin: K)

ความเร็วของอิเล็กตรอนและโฮลจะลดลงเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ส่วนค่า transconductance (g_m) ของมอสเฟทกำลังขึ้นอยู่กับสัมประสิทธิ์ทางด้านลบของอุณหภูมิ ตามสมการที่ (3-10)

$$g_m(T) = g_m(25^{\circ}C) \left(\frac{T}{300} \right)^{-2.3} \quad (3-10)$$

และค่าแรงดันขีดเริ่ม : V_T จะมีค่าสัมประสิทธิ์ทางด้านลบของอุณหภูมิเช่นกัน โดยจะลดลง $-6mV$ ทุกๆ องศาเซลเซียส

สมการ (3-9) และ (3-10) สามารถนำมาพล็อตเทียบกับอุณหภูมิ ได้ดังรูปที่ 3.10

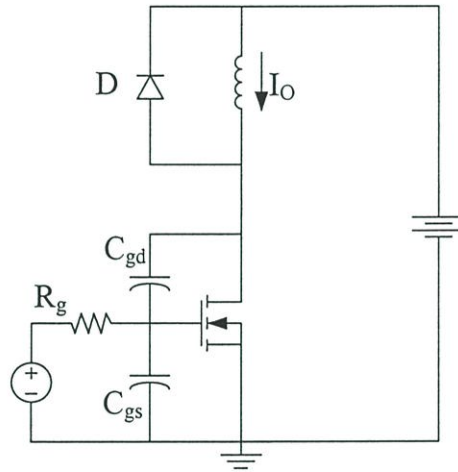


รูปที่ 3.10 ผลของอุณหภูมิที่มีต่อ R_{DSon} และ g_m

3.3.8 คุณสมบัติในขณะที่ทำงานเป็นสวิตช์ (Switching Characteristic)

อัตราความเร็วในการสวิตช์สูงมีผลทำให้อัตราการเปลี่ยน dV_{DS}/dt สูงตามไปด้วย ซึ่งจะทำให้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แผ่งในมอสเฟทกำลังนำกระแส ทำให้เกิดปัญหาเรื่อง Secondary breakdown และลดพื้นที่ของ safe operating area

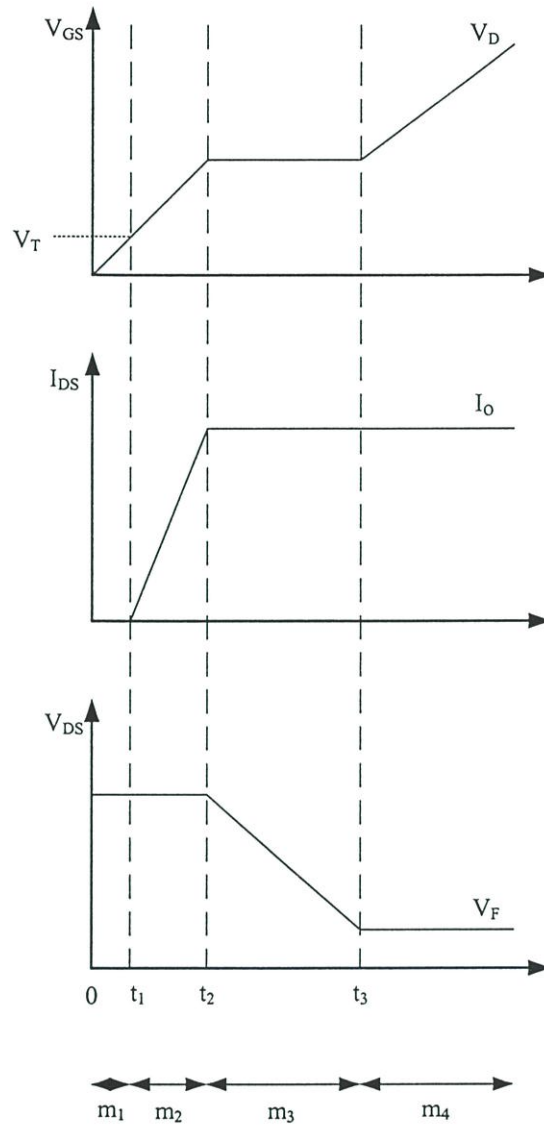
ในการพิจารณาสมบัติการสวิตช์ของมอสเฟทกำลัง [12, 14] จะต้องวิเคราะห์ถึงพารามิเตอร์ต่างๆ ในขณะทรานเซียน ทั้งช่วงนำกระแสและหยุดนำกระแส ในการวิเคราะห์ใช้วงจรรูป 3.11 พิจารณา ให้ clamping diode เป็นอุดมคติคือ ไม่มีช่วงคืนตัวย้อนกลับ (reverse recovery time) และโหลด L มีค่ามากจนกระทั่งสามารถคงค่า I_O ให้คงที่ทั้งในขณะ turn-on และ turn-off



รูปที่ 3.11 วงจรสำหรับใช้วิเคราะห์สวิตช์ทรานเซียน

Turn-On Transient

ทรานเซียนในขณะ turn-on ของมอสเฟทกำลังสามารถอธิบายโดยแสดงการทำงานของวงจรตามรูปที่ 3.11 ส่วนรูปที่ 3.12 แสดงลักษณะรูปคลื่นของกระแสและแรงดัน โดยในการพิจารณาสมมติให้มอสเฟททำงานในช่วงเวลานำกระแสที่นานเพียงพอและกระแสโหลดไหลหมุนวนผ่าน clamp diode เงื่อนไขเริ่มต้นมีดังนี้ $V_{GS}=0, I_{DS}=0, V_{DS}=V_{DD}$



รูปที่ 3.12 โหมดแสดงผลของประจุภายในของมอสเฟตกำลังขณะ turn on

โหมด m_1 เริ่มเมื่อป้อนแรงดันที่เกต $V_g = V_d$ ผ่านความต้านทาน R_g โดยที่ค่า V_d มากกว่า Threshold voltage V_T ค่าประจุ C_{gs} และ C_{gd} เริ่มชาร์จประจุผ่านความต้านทาน R_g แรงดันระหว่างเกตและซอร์สยังคงต่ำกว่าแรงดัน V_T ในช่วง t_1 การเพิ่มขึ้นของแรงดัน V_{GS} มีลักษณะเป็นเอ็กโปเนนเชียลในช่วงเวลานี้ ตามสมการที่ (3-11)

$$V_{GS}(t) = V_d[1 - e^{-t/\tau_1}] \quad (3-11)$$

$$\text{โดยที่ } \tau_1 = R_g (C_{gs} + C_{gd})$$

ตลอดเวลาในช่วงที่แรงดัน $V_{GS} < V_T$ มอสเฟทกำลังยังไม่นำกระแส เวลาผ่านไปจนถึงจุดที่แรงดัน $V_{GS} = V_T$ เรียกช่วงเวลานี้ว่าช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแส (turn-on delay time: t_1)

$$t_1 = R_g (C_{gs} + C_{gd}) \ln \left[\frac{1}{1 - V_T/V_d} \right] \quad (3-12)$$

โหมด m_2 เริ่มเมื่อเวลาผ่าน t_1 ไป กระแสเดรนเริ่มเพิ่มขึ้น กระแสไหลวนผ่าน Clamping diode เปลี่ยนไปผ่านเดรน จนกระทั่งกระแสเดรนเท่ากับกระแสไหล I_0 ในขณะนี้ไดโอดยังนำกระแสค้างอยู่ ช่วงนี้มอสเฟทกำลังทำงานอยู่ในช่วงแอคทีฟ (active region) ส่วนไหลดยังถูกกักตัวจระอยู่ด้วย ไดโอดทำให้ไม่เกิด Miller gain และ Miller capacitance

แรงดันเกตยังคงเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องตามสมการที่ (3-11) ส่วนกระแสเดรนสามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$I_{DS}(t) = g_m (V_{GS} - V_T) \quad (3-13)$$

ช่วงเวลา $t_2 - t_1$ หาได้โดย

$$t_2 - t_1 = R_g (C_{gs} + C_{gd}) \ln \left[\frac{g_m V_d}{g_m (V_d - V_T) - I_0} \right] \quad (3-14)$$

ที่เวลา t_2 จะมีกระแสไหล I_0 ไหลเต็มทีผ่านมอสเฟทกำลัง ส่วน Clamping diode อยู่ในสภาวะไบอัสย้อนกลับ (reverse bias) และมอสเฟทกำลังเกิด Miller gain

โหมด m_3 เริ่มเมื่อเวลาผ่าน t_2 ไปแล้ว แรงดันเดรนเริ่มลดลง กระแสเดรนคงที่แรงดันระหว่างเกตและซอร์สคงที่ ตามสมการ (3-15)

$$V_{GS} = V_T + \frac{I_0}{g_m} \quad (3-15)$$

ในช่วงที่แรงดันระหว่างเกตและซอร์สคงที่นี้ กระแสอินพุทจะไหลผ่านความต้านทาน R_g ไปชาร์จตัวเก็บประจุ C_{gd} ตามสมการที่ (3-16)

$$I_G = \frac{1}{R_g} [V_d - (V_T - \frac{I_O}{g_m})] \quad (3-16)$$

กระแสชาร์จประจุอย่างเชิงเส้นค่าแรงดันเดรนสามารถหาได้ตามสมการ (3-17)

$$V_{DS}(t) = V_{DD} - \frac{I_G}{C_{gd}}(t - t_2) \quad (3-17)$$

ที่เวลา t_3 ค่าแรงดัน V_{DS} ลดลงถึงแรงดันในช่วงอ่อน V_F และมอสเฟทกำลังเข้าสู่สภาวะนำกระแส ช่วงเวลาการลดลงของแรงดัน V_{DS} คำนวณได้จากสมการที่ (3-18)

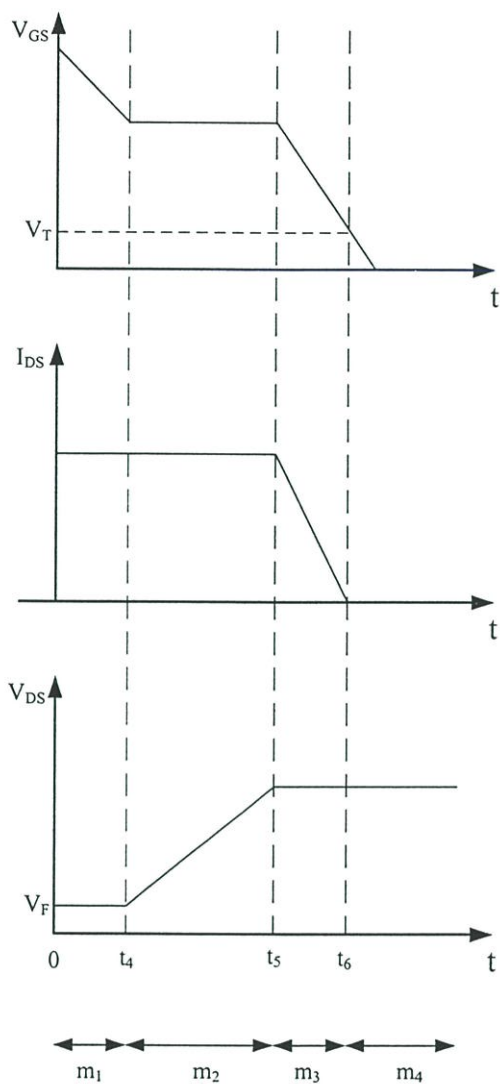
$$t_3 - t_2 = \frac{(V_{DD} - V_F)C_{gd}}{I_G} \quad (3-18)$$

โหมด m_4 หลังจาก t_3 มอสเฟทกำลังเข้าสู่ช่วงโอมิกส์ (ohmic) หรือลิเนียร์ (linear region) ค่า transconductance g_m ไม่คงที่และแรงดันเกตเริ่มเพิ่มขึ้น การชาร์จประจุของ C_{gs} และ C_{gd} มีลักษณะเป็นเอ็กโปเนนเชียลต่อ V_d ในการประมาณการเพิ่มขึ้นของกระแสเดรนอย่างเอ็กโปเนนเชียล โดยการเพิ่มขึ้นอย่างเชิงเส้นสามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3-19)

$$i_{DS} \approx \frac{I_O}{t_2 - t_1}(t - t_1) \quad (3-19)$$

Turn-Off Transient

ทรานเซียนในเวลา turn-off สามารถอธิบายได้โดยใช้วงจรที่แสดงการทำงานตาม รูปที่ 3.11 ส่วนรูปที่ 3.13 จะแสดงถึงลักษณะรูปคลื่นของกระแสและแรงดัน โดยเริ่มแรกสมมุติให้มอสเฟทอยู่ในสถานะหยุดนำกระแสในช่วงเวลาที่เพียงพอ เงื่อนไขเริ่มต้นมีดังนี้ $V_{GS} = V_d$, $I_{DS} = I_O$, $V_{DS} = V_F$



รูปที่ 3.13 โหมดแสดงผลของประจุภายในของมอสเฟตกำลังขณะ turn off

โหมด m_1 เริ่มเมื่อแรงดัน V_g ลดลงเป็นศูนย์ทันทีทันใด ส่วนแรงดัน V_{GS} เริ่มลดลงแบบเอ็กโปเนนเชียล อันเป็นผลมาจากการคายประจุของตัวเก็บประจุที่เกต โดยเป็นไปตามสมการที่ (3-20)

$$V_{GS}(t) = V_d e^{-t/\tau_1} \quad (3-20)$$

เมื่อ $\tau_1 = R_g (C_{gs} + C_{gd})$

ในระหว่างนี้จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงของกระแสและแรงดันเดรนเกิดขึ้นจนกระทั่งสิ้นสุดช่วงเวลา t_4 เรียกว่าช่วงเวลานี้ว่าช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มหยุดนำกระแส (turn-off delay time: t_4)

$$t_1 = R_g (C_{gs} + C_{gd}) \ln \left[\frac{V_d}{V_T - I_O / g_m} \right] \quad (3-21)$$

$$\text{โดยที่ } V_{GS} = V_T + I_O / g_m \quad (3-22)$$

โหมด m_2 เริ่มเมื่อเวลาผ่าน t_4 ไปแล้ว กระแสเดรนคงที่ I_O และแรงดันที่ขาเกตมีค่าคงที่ ส่วนแรงดันที่ขาเดรนเริ่มเพิ่มขึ้นสู่ค่า V_{DD} และกระแสที่ไหลผ่านความต้านทาน R_g สามารถหาได้ตามสมการที่ (3-23)

$$I_G = \frac{V_{GS}}{R_g} = \frac{V_T + I_O / g_m}{R_g} \quad (3-23)$$

กระแสที่ตัวเก็บประจุคายตัวในลักษณะเชิงเส้น สามารถคำนวณหาแรงดันที่เดรนได้ตามสมการที่ (3-24)

$$V_{DS}(t) = V_F + \frac{I_G}{C_{gd}}(t - t_5) \quad (3-24)$$

ที่เวลา t_5 จะพบว่า V_{DS} จะมีค่าเพิ่มขึ้นจนเข้าใกล้แรงดันของแหล่งจ่ายไฟ ซึ่งสามารถคำนวณหาช่วงเวลาการเพิ่มของ V_{DS} ได้ตามสมการที่ (3-25)

$$t_2 - t_1 = \frac{(V_{DD} - V_F)C_{gd}}{I_G} \quad (3-25)$$

ถ้าความเหนี่ยวนำแฝงที่ต่ออนุกรมอยู่กับขาเดรนของมอสเฟตกำลังจะมีผลเล็กน้อยทำให้แรงดันที่ขาเดรนมากกว่า V_{DD}

โหมด m_3 หลังจากเวลา t_5 ในช่วงเวลานี้ free wheeling diode จะเริ่มนำกระแสและ แรงดันที่ เกทจะลดลงอย่างเอ็กซ์โปเนนเชียล ตามสมการที่ (3-26)

$$V_{GS}(t) = \left(V_T + \frac{I_O}{g_m} \right) e^{-t/\tau_1} \quad (3-26)$$

เมื่อ $\tau_1 = R_g (C_{gs} + C_{gd})$

และกระแสเดรนจะเริ่มลดลงตามสมการที่ (3-27)

$$I_{DS}(t) = g_m (V_{GS} - V_T) \quad (3-27)$$

โดยกระแสเดรนนี้จะลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ที่เวลา t_6 และสามารถคำนวณหาช่วงเวลา $t_5 - t_6$ ได้ตาม สมการที่ (3-28)

$$t_6 - t_5 = R_g (C_{gs} + C_{gd}) \ln \left[\frac{I_O}{g_m V_T} + 1 \right] \quad (3-28)$$

โหมด m_4 หลังจากเวลา t_6 แรงดันที่เกทจะลดลงอย่างต่อเนื่องจนมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งการประมาณ การลดลงอย่างเอ็กซ์โปเนนเชียลของกระแสเดรน โดยการคำนวณการลดลงแบบเชิงเส้นสามารถทำได้ ดังนี้

$$i_{DS} \approx \frac{I_O}{t_2 - t_1} (t - t_5) \quad (3-29)$$

3.3.9 กำลังงานที่สูญเสียในสวิตช์ขั้วมอสเฟตกำลัง

กำลังงานที่สูญเสียไปของมอสเฟตกำลังในขณะทำงานนั้น สามารถแบ่งได้เป็นสองลักษณะคือ การสูญเสียในการสวิตช์ (Switching loss) และการสูญเสียในขณะที่มีมอสเฟตนำกระแส (conduction loss) โดยที่การสูญเสียในการสวิตช์มีการเกิดอยู่สองช่วง เมื่อพิจารณาที่มอสเฟตมีการ ออน-ออฟ 1 ครั้ง ดังแสดงรูปคลื่นในรูปที่ 3.14 สามารถนำมาคำนวณหาได้ดังนี้

การสูญเสียในการสวิตช์ช่วงแรกเกิดขึ้นที่ช่วงเวลา $t_1 - t_3$ เรียกว่า P_{SW-ON} สามารถคำนวณหาได้ตามสมการที่ (3-30)

$$P_{SW-ON} = \frac{1}{T} \left[V_{DD} \frac{I_O}{2} (t_2 - t_1) + \left(\frac{V_{DD} - V_F}{2} \right) I_O (t_3 - t_2) \right] \quad (3-30)$$

การสูญเสียในการสวิตช์อีกช่วงหนึ่งเกิดขึ้นที่ช่วงเวลา $t_5 - t_7$ เรียกว่า P_{SW-OFF} สามารถคำนวณหาได้ตามสมการที่ (3-31)

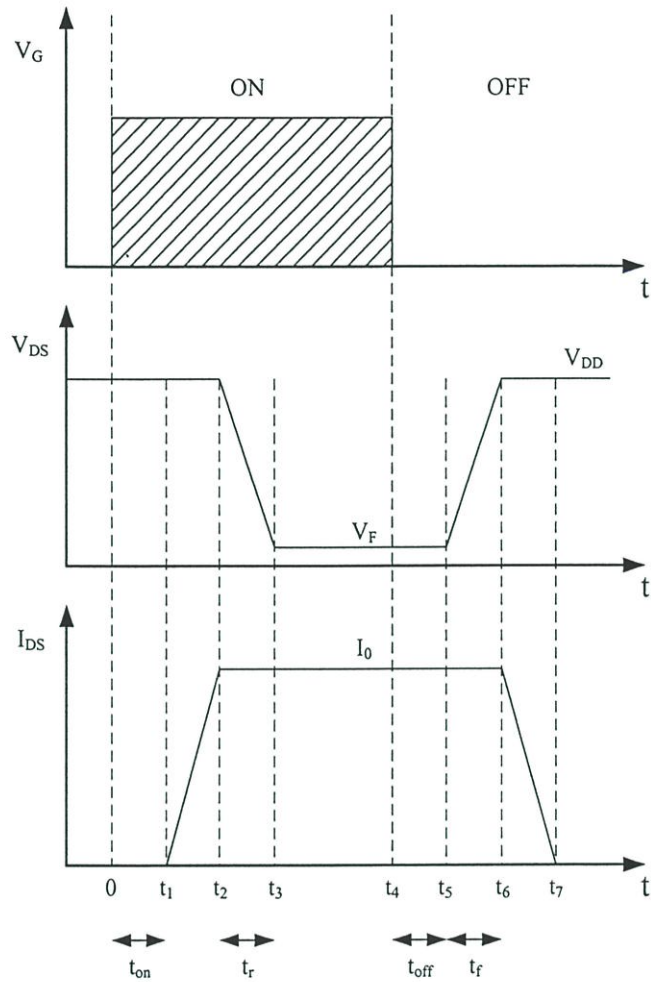
$$P_{SW-OFF} = \frac{1}{T} \left[\left(\frac{V_{DD} - V_F}{2} \right) I_O (t_6 - t_5) + V_{DD} \frac{I_O}{2} (t_7 - t_6) \right] \quad (3-31)$$

การสูญเสียในขณะนำกระแส จะเกิดในช่วง $t_3 - t_4$ สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3-32)

$$P_{on} = \frac{1}{T} (t_4 - t_3) V_F I_O \quad (3-32)$$

และสามารถคำนวณหา กำลังงานที่สูญเสียทั้งหมดได้ตามสมการที่ (3-32)

$$P_{loss} = P_{SW-ON} + P_{SW-OFF} + P_{on} \quad (3-33)$$



รูปที่ 3.14 แสดงรูปคลื่นกระแส I_{DS} และแรงดัน V_{DS} ของสวิตช์มอสเฟตกำลัง

3.3.10 วงจรขับเกต (Gate drive circuit)

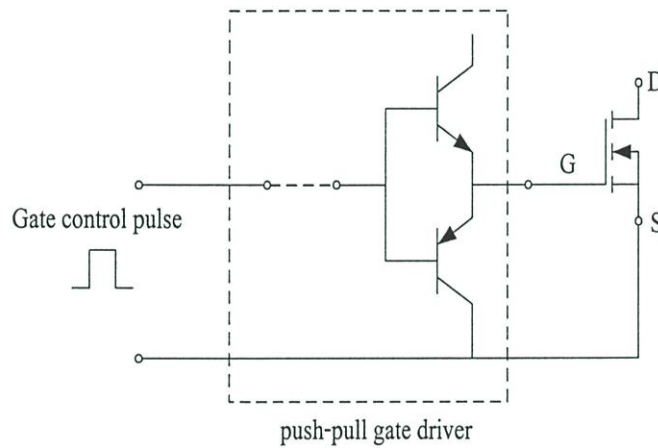
มอสเฟตกำลังนั้นไม่ต้องการกำลังงานในการขับเกต แต่ต้องการการประจุและถ่ายประจุของเกตในขณะ turn-on และ turn-off

ในช่วง ที่มอสเฟตนำกระแสแรงดันเกตต้องการระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลง จากจุดที่น้อยกว่า V_T ไปจนถึงจุดที่มากกว่า V_T นั่นคือต้องป้อนพัลส์สี่เหลี่ยม (square wave pulse) เข้าไปที่ขาเกต ระหว่างนำกระแสค่าความต้านทานที่ขาเกตของวงจรขับควรมีค่าน้อยมากในช่วงสองตำแหน่งนี้ เพื่อให้มอสเฟตกำลังมีช่วง t_r ที่สั้นนั่นเอง

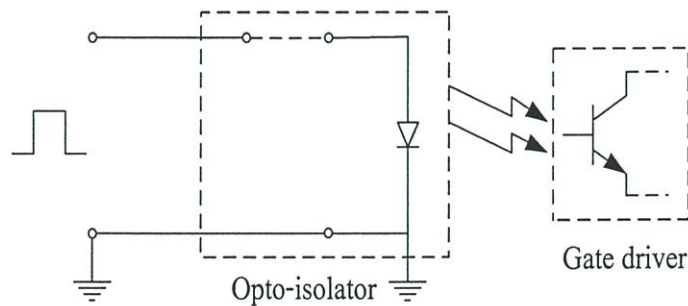
ในช่วงที่มอสเฟตหยุดนำกระแสต้องการช่วงเวลา t_f ที่สั้น ดังนั้นค่าความต้านทานที่เกตจึงควรมีค่าน้อยและสามารถคายประจุได้อย่างรวดเร็ว

ในรูปที่ 3.15 แสดงวงจรขับเกทแบบพุช-พูล (push pull driver) ที่สามารถประจุและถ่ายประจุของเกทได้รวดเร็วในขณะ turn-on และ turn-off

ชุดขับเกทจะต่ออยู่กับขาเกทของมอสเฟต และใช้ขาซอร์สเป็นกราวด์อ้างอิง อินพุทของวงจรขับเกทมาจากวงจรดิจิทัล หรือคอมพิวเตอรืโดยอ้างอิงกราวด์เช่นกัน ในบางวงจรจะมีปัญหา เรื่องการกราวด์ ที่อินพุทเกทของมอสเฟตกำลัง เพราะที่ซอร์สของมอสเฟตกำลังบางตัวอยู่เหนือกราวด์อ้างอิง ดังนั้นที่เอาต์พุทของวงจรขับเกทดังกล่าวต้องทำการแยกกราวด์ (Isolate) ทางไฟฟ้ากับวงจรควบคุมเกทพัลส์ (gate control pulse) โดยปกต็อุปกรณ์ที่นิยมใช้แยกกราวด์ คือ optical coupling หรือ transformer coupling ดังแสดงในรูปที่ 3.16

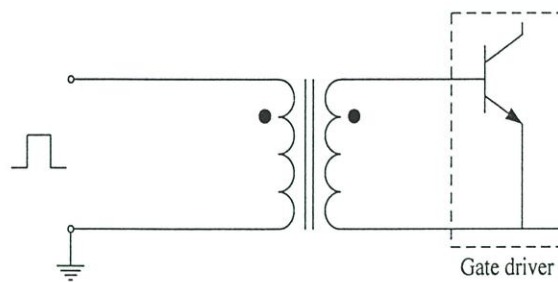


รูปที่ 3.15 แสดงการขับมอสเฟตกำลังด้วยวงจรพุช-พูล



(ก) ตัวเชื่อมโยงผ่านแสง

รูปที่ 3.16 แสดงอุปกรณ์ที่ใช้แยกกราวด์



(ข) หม้อแปลงแยกสัญญาณ

รูปที่ 3.16 (ต่อ)

บทที่ 4

สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในวงจร

4.1 บทนำ

สัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference: EMI) [5, 6, 17, 18, 19, 20, 21, 22] เกิดขึ้นเมื่อมีการรบกวนทางไฟฟ้า (Electrical Disturbance) อาจเกิดจากเหตุการณ์ธรรมชาติเช่น การคายประจุของไฟฟ้าสถิตย์ (Electrostatic discharge: ESD) ฟ้าแลบ (Lightning) และอื่นๆ นอกจากนี้ อุปกรณ์ไฟฟ้า หรืออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ก็เป็นสาเหตุหนึ่ง ของการเกิดผลตอบสนองที่ไม่ต้องการของอุปกรณ์อื่นที่อยู่ในบริเวณใกล้เคียงเช่นเดียวกัน

สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าเกิดขึ้นในหลายระดับตั้งแต่ระดับที่พิจารณาเห็นได้ง่ายและแก้ไขได้ไม่ยากจนถึงระดับที่ยู่ยากซับซ้อนเกินที่จะแก้ไข สามารถแบ่งได้เป็นสามระดับใหญ่ๆ ระดับแรก คือระดับที่ก่อให้เกิดความรำคาญ (Nuisance) ระดับที่สองคือ ระดับปานกลาง (Intermediate) และระดับสามคือระดับรุนแรง (Catastrophic) โดยส่วนมากปัญหาสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจะอยู่ระหว่างสองระดับข้างต้นตัวอย่างระดับที่ก่อให้เกิดความรำคาญคือเครื่องโกนหนวดไฟฟ้าหรือเครื่องผสมอาหารเป็นสาเหตุของการรบกวนสู่เครื่องรับวิทยุหรือเครื่องรับโทรทัศน์ การรบกวนในระดับนี้มักจะไม่ได้รับการแก้ไขเนื่องจากเกิดขึ้นในช่วงเวลาอันสั้นและไม่อันตราย ส่วนระดับปานกลาง อาทิเช่น การแพร่กระจายสัญญาณของเครื่องส่งสัญญาณวิทยุแบบพกพาเกิดการรบกวนแทรกแซงต่อเครื่องคอมพิวเตอร์ สัญญาณรบกวน ESD ทำให้เครื่องนับเงินหรือ blanking terminals ทำงานผิดพลาด หรือสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการทดสอบเครื่องย่นต์รวมไปถึงกระบวนการควบคุมต่างๆในโรงงาน เป็นต้น

4.2 สาเหตุของการเกิดและประเภทของสัญญาณรบกวน

สัญญาณรบกวน (Noise) คือสัญญาณไฟฟ้าในวงจรที่เกิดขึ้น นอกเหนือไปจากสัญญาณ ที่ได้ออกแบบเอาไว้ แต่ สัญญาณเอาต์พุตที่มีความสัมพันธ์แบบไม่เป็นเชิงเส้น (non-linear) กับอินพุตนั้น ไม่ใช่สัญญาณรบกวน แต่เป็นปัญหาที่เกิดจากการออกแบบวงจร เว้นแต่ว่าสัญญาณดังกล่าวนี้ไปรบกวนวงจรอื่น จึงจะเรียกสัญญาณนี้ว่าเป็นสัญญาณรบกวน

การรบกวน (Interference) คือผลของสัญญาณรบกวนที่ทำให้วงจรทำงานได้ไม่ดีเท่าที่ควร โดยมากแล้ว เราไม่สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนออกไปให้หมดสิ้น แต่สามารถลดสัญญาณจนกระทั่งไม่ก่อให้เกิดการรบกวนได้

ความไวต่อสัญญาณรบกวน (Susceptibility) แสดงให้เห็นความสามารถของอุปกรณ์หรือวงจร ในการตอบสนองสัญญาณรบกวน โดยที่วงจรนี้ยังสามารถทำงานต่อไปได้อย่างเป็นที่น่าสนใจ

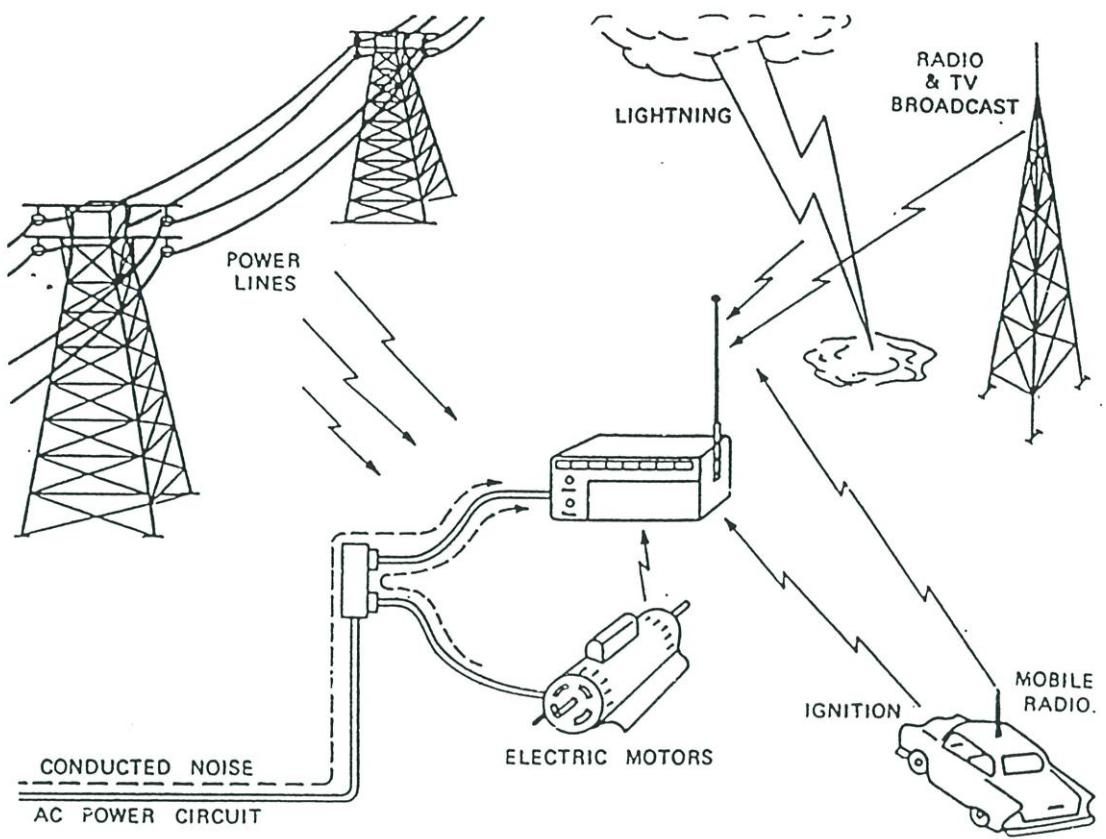
เราสามารถแบ่งแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนออกเป็น 3 ชนิดตามลักษณะของแหล่งกำเนิด ดังนี้คือ

1. แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนภายในเนื้อสาร (Intrinsic noise source) ซึ่งเป็นผลจากการ ปลดปล่อยอิเล็กตรอนหรือ โฮล (Hole) ไม่แน่นอน โดยสัญญาณรบกวนชนิดนี้เกิดขึ้นได้ทั้งหลอด สูญญากาศและอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำต่างๆ อีกทั้งที่เกิดจากผลของอุณหภูมิ ทำให้อิเล็กตรอนแปรปรวน ซึ่งเป็นอิเล็กตรอนในความต้านทาน เช่น เทอร์มอลนอยส์ (thermal noise) และ ช็อตนอยส์ (shot noise) เป็นต้น

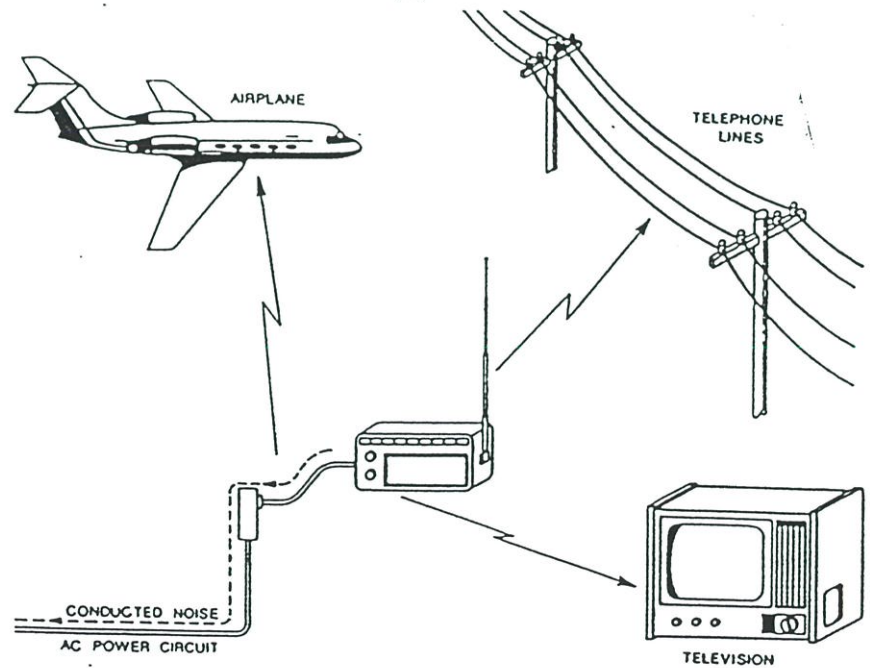
2. แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนที่สร้างโดยมนุษย์ (Man-made noise source) เช่น มอเตอร์ หรือ สวิตช์ เป็นต้น

3. แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนจากธรรมชาติ (Natural noise source) เช่น ฟ้าผ่า ฟ้าร้อง เป็นต้น ซึ่งเกิดจากการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนจำนวนมากจากจุดหนึ่ง ไปยังอีกจุดหนึ่งที่มีศักย์ไฟฟ้าสูงกว่า เพื่อให้เกิดความสมดุลทางไฟฟ้า โดยการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนเหล่านี้จะทำให้เกิดแสง เสียง และ สนามแม่เหล็กที่มีความเข้มสูงแพร่กระจายไปรอบทิศทาง

องค์ประกอบเรื่องสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้ามีสามส่วน คือ แหล่งกำเนิด (Source) เหยื่อ (victim) และทางผ่าน (coupling part) รูปที่ 4.1-4.3 แสดงถึงองค์ประกอบของการเกิด EMI ทั้งหมด จากรูปแสดงถึงชนิดของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งมีสองประเภทเมื่อ พิจารณาตาม ลักษณะทางผ่านของสัญญาณรบกวนนั้นคือ สัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ (Conducted EMI) และ สัญญาณรบกวนที่แพร่กระจายทางอากาศ (Radiated EMI) ในประเภทแรกสัญญาณรบกวนจาก แหล่งกำเนิดเดินทางไปยังเหยื่อโดยผ่านทางตัวนำหรือกราวด์ ส่วนประเภทที่สองสัญญาณรบกวนจะ แพร่กระจายผ่านทางอากาศ

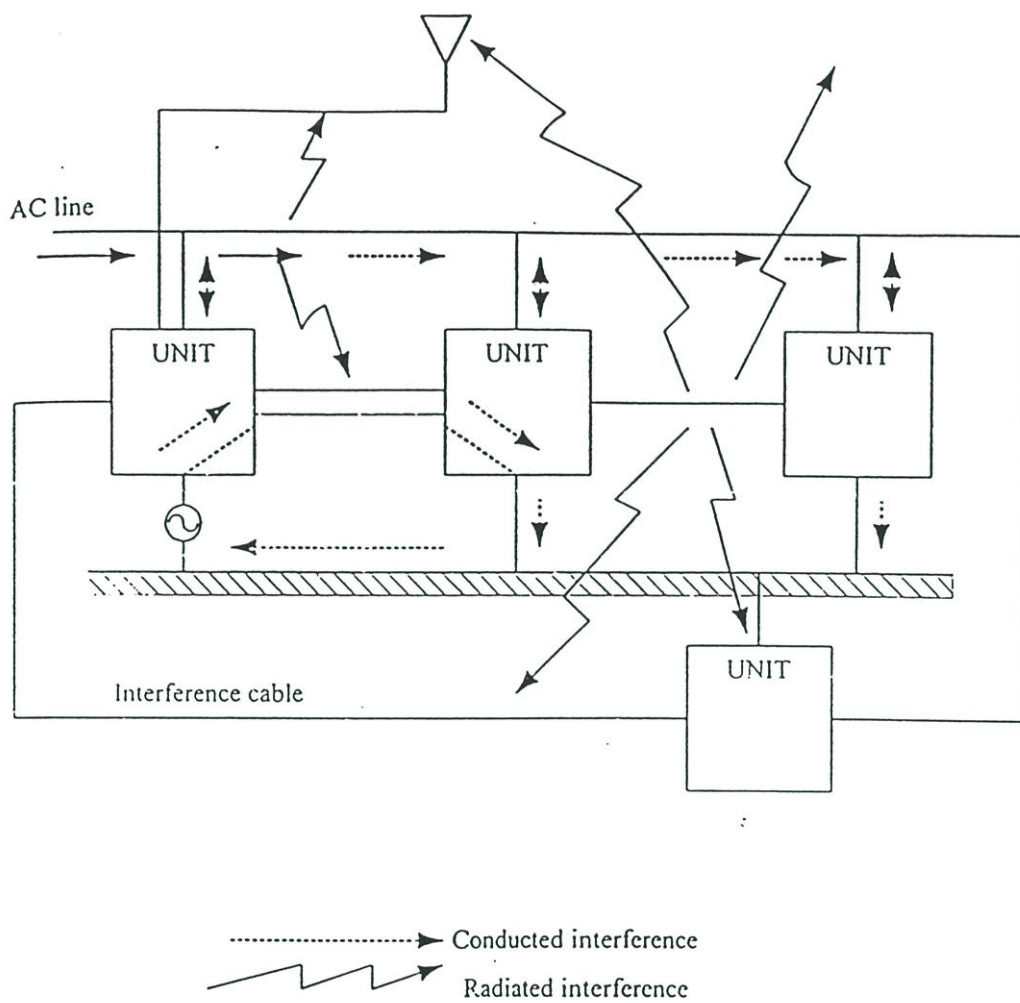


(ก)

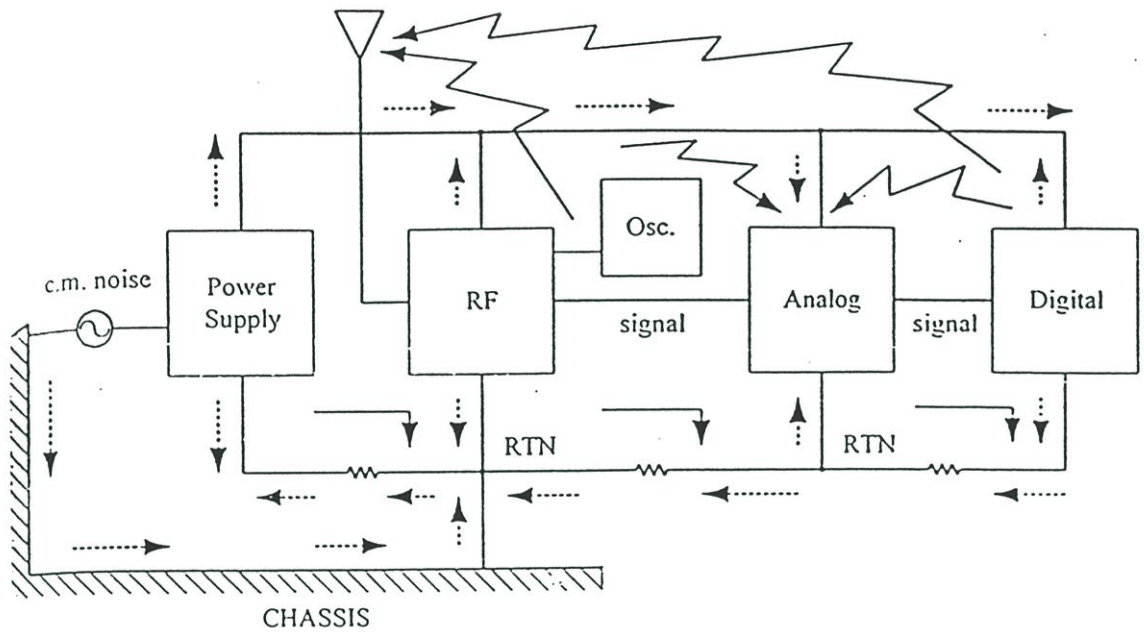


(ข)

รูปที่ 4.1 แสดงแหล่งกำเนิดของสัญญาณรบกวนที่มีอยู่ทั่วไปและเส้นทางการคัปปลิงสู่เครื่องรับ



รูปที่ 4.2 การคับปลิ่งสัญญาณรบกวนที่เกิดในระบบใหญ่



-> Conducted interference
- ~~~~~> Radiated interference
- > Common Impedance

รูปที่ 4.3 การคับปลิ่งสัญญาณรบกวนที่เกิดในระบบเล็ก

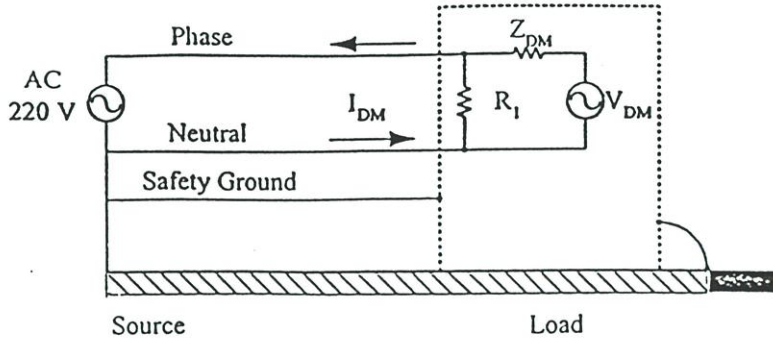
4.3 สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไหลผ่านสายตัวนำ (Conducted EMI)

สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไหลผ่านสายตัวนำ [19, 22, 28, 32] หรือ Conducted EMI เป็นสัญญาณรบกวนจากแหล่ง ผ่านตัวนำไปรบกวนเหยื่อที่อาจจะเป็นวงจรใกล้เคียง ตัวนำที่วุ่นนี้ได้แก่ สายตัวนำสัญญาณหรือสายตัวกราวด์ในเครื่องมือ สายเพาเวอร์ไลน์รวมไปถึงสายกราวด์ของระบบ ไฟฟ้าสลับ สัญญาณรบกวนพิจารณาได้ทั้งกระแสและแรงดันซึ่งขึ้นอยู่กับอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

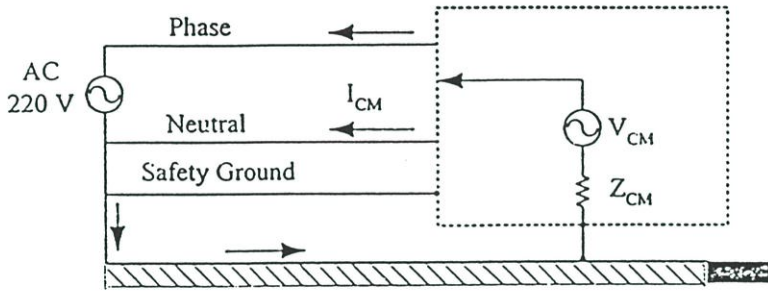
ถ้าพิจารณาระบบ 1 เฟส โดยทั่วไปจะมีสายตัวนำที่สำคัญอยู่สามเส้น นั่นคือสายสัญญาณสองเส้น ได้แก่เฟส (phase) และนิวตรอน (neutral) และสายเซฟตี้กราวด์ (safety ground) กรีนไวร์ (green wire) โดยพื้นฐานจะมีสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำสองชนิดเกิดขึ้นในสายสัญญาณและกราวด์นั่นคือ Differential Mode (DM) conducted EMI และ Common Mode (CM) conducted EMI

สัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบดิเฟอเรนเชียลโหมด [5, 6, 23, 30, 31, 33] เป็นตัวอย่างหนึ่งของสัญญาณรบกวนที่ปรากฏอยู่บริเวณ สายตัวนำไลน์และนิวตรอนของระบบเฟสเดี่ยว (Single phase) ซึ่งทิศทางการไหลในสายตัวนำทั้งสองจะมีเฟสต่างกัน 180 องศา ดังแสดงในรูปที่ 4.4 (ก)

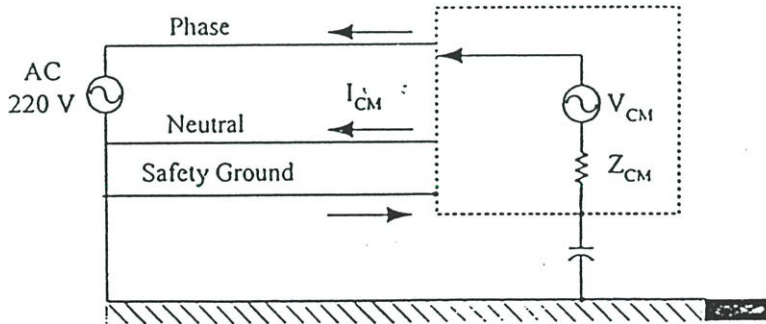
ส่วนสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมด [1, 2, 5, 24, 25] ถูกกำหนดโดยการไหลของกระแสสัญญาณรบกวนในสายไลน์และนิวตรอนที่มีเฟสเดียวกัน สัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด แบ่งออกเป็นสองชนิดคือ ชนิด I และ II โดยทิศทางการไหลของกระแสสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดแต่ละชนิดดังแสดงในรูปที่ 4.4 (ข) และ 4.4 (ค) ตามลำดับ โดยจากรูปที่ 4.4 (ข) จะเห็นว่าสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดชนิด I จะมีแหล่งกำเนิดของสัญญาณรบกวนอ้างอิงกับชาสซิส (chassis) ซึ่งต่ออ้างอิงกับกราวด์อีกที เนื่องจากอิมพีแดนซ์ของกราวด์เพลนมีค่าน้อยกว่าค่าความเหนี่ยวนำของสายเซฟตี้กราวด์ ทำให้กระแสไหลย้อนกลับผ่านกราวด์เพลน ลักษณะสำคัญของกรณีนี้ก็คือ สัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดบนสายตัวนำเป็นสาเหตุของปัญหาเรื่องการแพร่กระจาย ซึ่งจะก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนที่แพร่กระจายทางอากาศนั่นเอง ส่วนในรูปที่ 4.4 (ค) จะเห็นว่าสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดชนิด II ซึ่งเกิดขึ้นจากการที่ชาสซิสถูกแยกจากกราวด์อ้างอิง โดยเมื่อชาสซิสถูกแยกจากกราวด์อ้างอิงก็จะทำให้เกิดตัวเก็บประจุแฝง (parasitic capacitance) ต่ออนุกรมอยู่กับกราวด์อ้างอิง ค่าอิมพีแดนซ์ที่สูงของตัวเก็บประจุแฝงดังกล่าว ส่งผลให้เซฟตี้กราวด์ซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำกว่ามีกระแสไหลย้อนกลับในทางนี้ ส่วนการแพร่กระจายเนื่องจากพื้นที่ลูปปิดโดยกระแสสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดชนิด II นี้จะเกิดขึ้นน้อยกว่าชนิด I กล่าวคือสัญญาณรบกวนที่แพร่กระจายผ่านอากาศจะมีค่าน้อยกว่านั่นเอง



(ก) แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน DM ในระบบซิงเกิลเฟส



(ข) แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน CM ในระบบซิงเกิลเฟสชนิด I

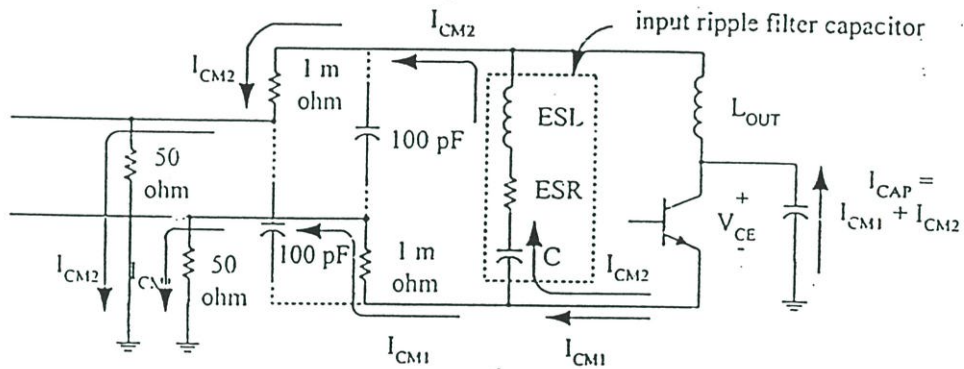


(ค) แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน CM ในระบบซิงเกิลเฟสชนิด II

รูปที่ 4.4 แสดงแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนในระบบเฟสเดียว

4.3.1 ลักษณะทางกายภาพของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมด การพิจารณาในหัวข้อนี้จะอธิบายโดยใช้วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward converter) เนื่องจากเป็นวงจรพื้นฐาน และมีสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำเกิดขึ้นในระดับที่สูง

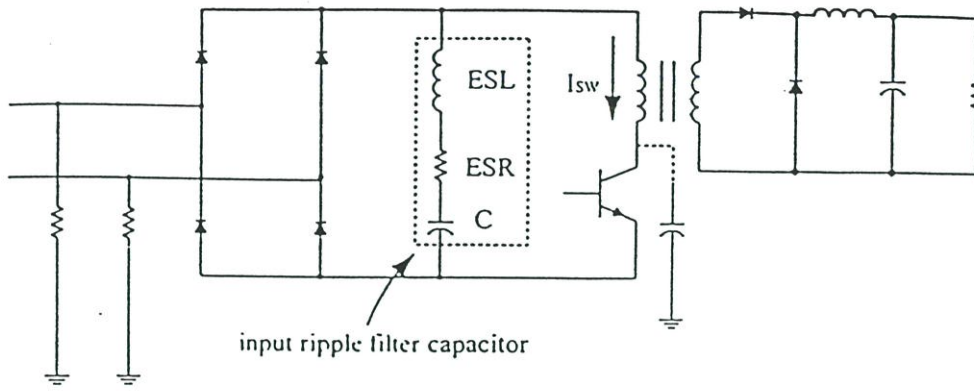
รูปที่ 4.5 แสดงถึงการไหลของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดของ วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ และค่าประจุของตัวเก็บประจุแผ่นที่ฉนวนของทรานซิสเตอร์เป็นตัวการที่ทำให้กระแสคอมมอนโหมดสามารถคืบคลานไปได้เนื่องจากทรานซิสเตอร์ BJT ทำหน้าที่เป็น สวิตช์ในวงจร แรงดัน V_{CE} เปลี่ยนแปลงจาก V_{SAT} ประมาณ 0 โวลต์ จนถึงสองเท่าของแรงดันที่ตัวเก็บ ประจุ 2VS ที่คิวดีไซเคิล 50 % การสวิงของแรงดันในหนึ่งรอบเกิดการประจุและถ่ายประจุของตัวเก็บ ประจุแผ่นระหว่างทรานซิสเตอร์กับแผ่นระบายความร้อน ดังนั้นตัวเก็บประจุแผ่นดังกล่าวจึง เปรียบเสมือนแหล่งกำเนิดของสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมด



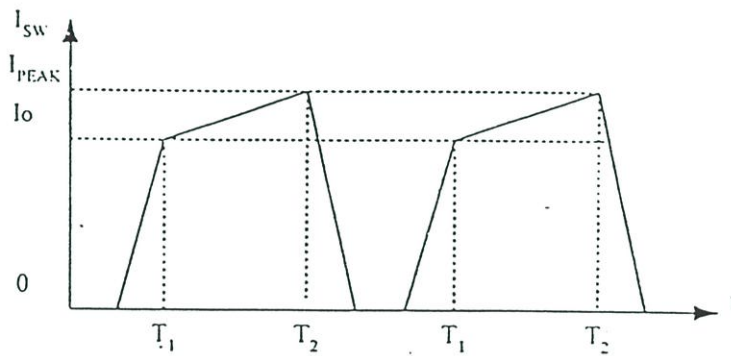
รูปที่ 4.5 แสดงตัวอย่างการเกิดกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมด

4.3.2 ลักษณะทางกายภาพของแหล่งกำเนิดสัญญาณชนิดดิฟเฟอเรนเชียลโหมด

ตัวการหลักที่เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบดิฟเฟอเรนเชียล โหมดก็คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่กรองแรงดันกระเพื่อม (Ripple filter capacitor) โดยสามารถ พิจารณาจากวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 4.6 (ก) ค่าแฝง (parasitic) ของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ คือ ESL (Equivalent Series Inductance) และ ESR (Equivalent Series Resistance) เป็นตัวแปรสำคัญที่ จะนำมาวิเคราะห์สัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบดิฟเฟอเรนเชียล โหมด ส่วนรูปที่ 4.6 (ข) แสดงถึง รูปคลื่นของกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ ทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะเห็นว่ามีความถี่สัญญาณไฟสลับเป็นองค์ประกอบ โดยถูกแบ่งออกเป็นสองส่วนระหว่างอินพุตฟิลเตอร์และ LISN



(ก) วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอเตอร์พื้นฐาน



(ข) รูปคลื่นกระแสที่เกิดจากการสวิตช์

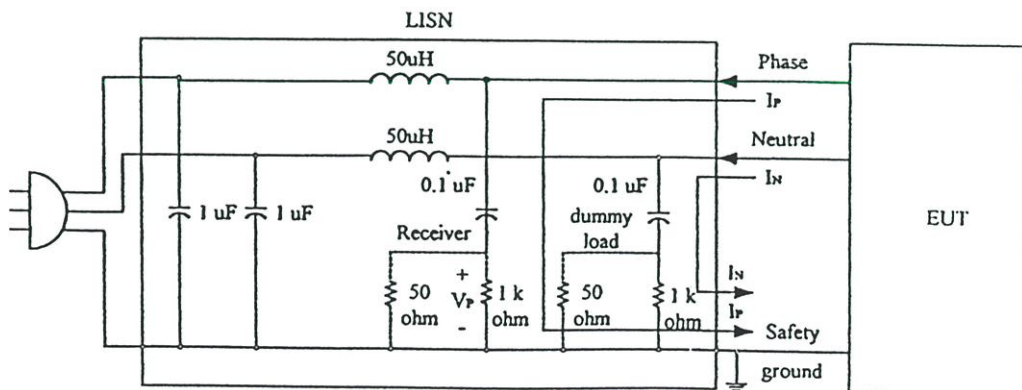
รูปที่ 4.6 แสดงการไหลของกระแสดิฟเฟอเรนเชียล โหมดในวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอเตอร์

4.3.3 การแบ่งแยกสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดและดิฟเฟอเรนเชียล โหมดโดยใช้เทคนิคการวัด

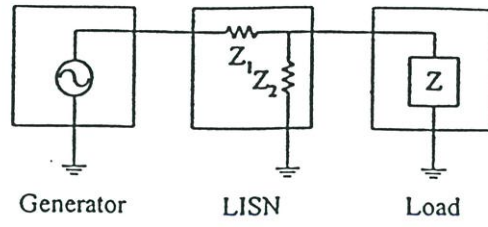
โดยทั่วไปเครื่องมือที่ใช้ในการแยกสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำออกจากสัญญาณที่ใช้งานคือ Line Impedance Stabilizer Network หรือที่เรียกย่อๆว่า LISN นั่นเอง

จุดประสงค์ของการใช้ LISN คือ การทำให้เกิดเสถียรภาพในการวัด โดยป้องกันไม่ให้สัญญาณรบกวนจากไฟสลับที่จ่ายให้กำลังงานให้กับอุปกรณ์ที่ทำการทดสอบเข้ามารบกวนการทดสอบ นอกจากนี้อีกจุดประสงค์หนึ่งก็คือ การคงค่าเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ไว้ที่ 50Ω สำหรับใช้กับอินพุทอิมพีแดนซ์ของเครื่องแสดงผลต่างๆเช่น spectrum analyzer หรือออสซิลอโคป เป็นต้น โดยรูปแบบพื้นฐานของการใช้ LISN ในการทดสอบจะแสดงดังรูปที่ 4.8(ก) เมื่อเราพิจารณาที่ความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับ 50 Hz LISN จะแสดงค่าอิมพีแดนซ์ต่ำระหว่างแหล่งจ่ายไฟฟ้าสลับไปยังอิมพีแดนซ์ของโหลด แต่จะแสดงค่าอิมพีแดนซ์สูง (เทียบเท่ากับเปิดวงจร) ระหว่างโหลดกับกราวด์ ดังแสดงในรูปที่ 4.8 (ข) และที่ความถี่ของสัญญาณรบกวนซึ่งสูงกว่า 50 Hz มากๆนั้น LISN จะแสดงค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ (50Ω) ระหว่างโหลดกับกราวด์ ดังแสดงในรูปที่ 4.8 (ค)

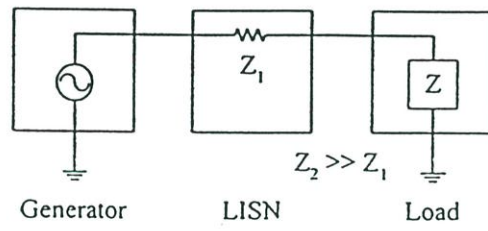
ลักษณะพื้นฐานของวงจร LISN ตามมาตรฐานของ FCC ดังแสดงโดยรูปที่ 4.7 ตัวเก็บประจุขนาด $1 \mu\text{F}$ ทำหน้าที่ลดสัญญาณรบกวนที่มาจากด้านไฟฟ้ากระแสสลับ 50 Hz ส่วนค่าความเหนี่ยวนำขนาด $50 \mu\text{H}$ จะทำหน้าที่ลดทอนสัญญาณรบกวนที่เข้ามาจากด้านไฟสลับเช่นเดียวกัน อุปกรณ์ทั้งสองนี้ทำหน้าที่ตรงกับวัตถุประสงค์ของ LISN ข้างต้น กล่าวคือสัญญาณรบกวนทางด้านไฟสลับก็จะไม่เข้าไปรบกวนการวัดนั่นเอง



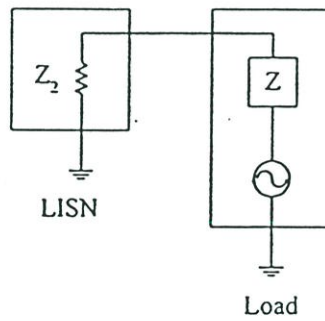
รูปที่ 4.7 แสดงลักษณะพื้นฐานของ LISN ตามมาตรฐาน FCC



(ก) รูปแบบปกติ



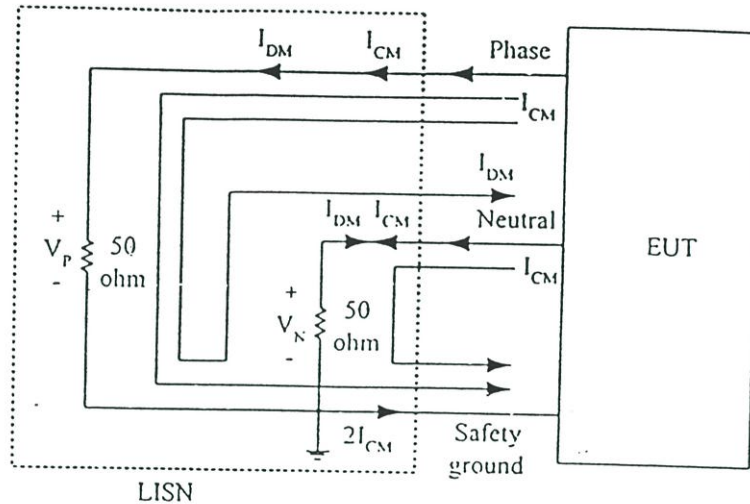
(ข) พิจารณาที่ความถี่สัญญาณไฟสลับ 50 Hz



(ค) พิจารณาที่ความถี่สัญญาณรบกวน

รูปที่ 4.8 แสดงรูปแบบพื้นฐานการทำงานของ LISN

ส่วนตัวเก็บประจุขนาด 0.1 μF ทำหน้าที่ป้องกันสัญญาณดิจิตอลจากอุปกรณ์ที่ทำการทดสอบ ส่วนความต้านทาน 1 $\text{k}\Omega$ ทำหน้าที่ถ่ายประจุในตัวเก็บประจุในกรณีที่ไม่มีค่าความต้านทาน 50 Ω ต่ออยู่ที่ความถี่ของสัญญาณรบกวน (450 kHz – 30 MHz) โดยตัวเก็บประจุขนาด 1 μF และ 0.1 μF จะแสดงค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ ส่วนค่าความเหนี่ยวนำ 50 μH จะแสดงค่าอิมพีแดนซ์สูง ส่วนที่ความถี่สูง LISN ก็จะแสดงค่าความต้านทาน 50 Ω ที่สายไลน์และ นิวตรอนกับเชฟตีกราวด์ โดยวงจรสมมูลแสดงดังรูป 4.9



รูปที่ 4.9 ผลของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดและดิฟเฟอเรนเชียลโหมด ที่ปรากฏเมื่อใช้ LISN

ในการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนนั้น จะพิจารณาที่สองจุดคือ สายไลน์กับกราวด์ และสายนิวตรอนกับกราวด์ ซึ่งการทดสอบจะสามารถทำการวัดได้ที่สายเท่านั้น โดยเมื่อทำการวัดที่สายไลน์กับกราวด์จะต้องทำการต่อคัมมีโหลด 50 Ω ที่ความต้านทาน 1k Ω ระหว่างสายนิวตรอนกับกราวด์ และเมื่อทำการวัดสัญญาณที่สายนิวตรอนกับกราวด์ก็ต้องต่อคัมมีโหลดที่ความต้านทาน 1k Ω ระหว่างสายไลน์กับกราวด์

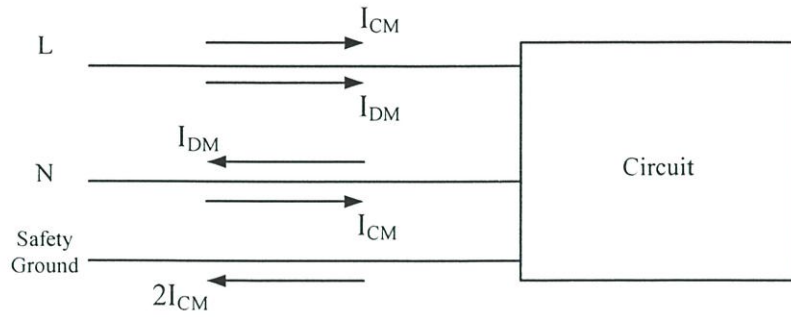
แรงดันในสายไลน์และนิวตรอนที่ได้ออกมาจะประกอบไปด้วยผลรวมและผลต่างของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดกับดิฟเฟอเรนเชียลโหมดคูณด้วยความต้านทาน 50 Ω ดังแสดงในสมการที่ (4-1) และ (4-2) ตามลำดับ

$$V_P = 50(I_{CM} + I_{DM}) \quad (4-1)$$

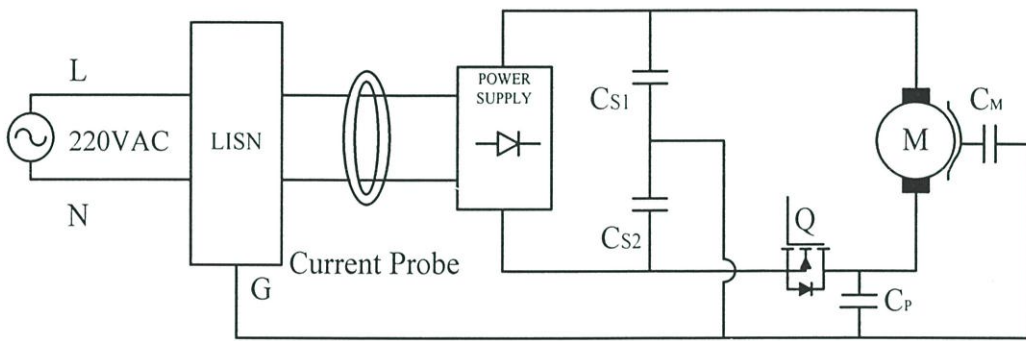
$$V_N = 50(I_{CM} - I_{DM}) \quad (4-2)$$

แรงดันดังกล่าวนี้ จะมีความสัมพันธ์โดยตรงกับกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ ซึ่งเป็นเหตุผลว่าทำไมข้อกำหนดมาตรฐานจึงกำหนดให้ระบุในหน่วยของแรงดันแทนที่จะเป็นหน่วยของกระแส ทั้งที่จุดมุ่งหมายของการพิจารณาจะคู่สัญญาณรบกวนในรูปของกระแสมากกว่านั่นเอง

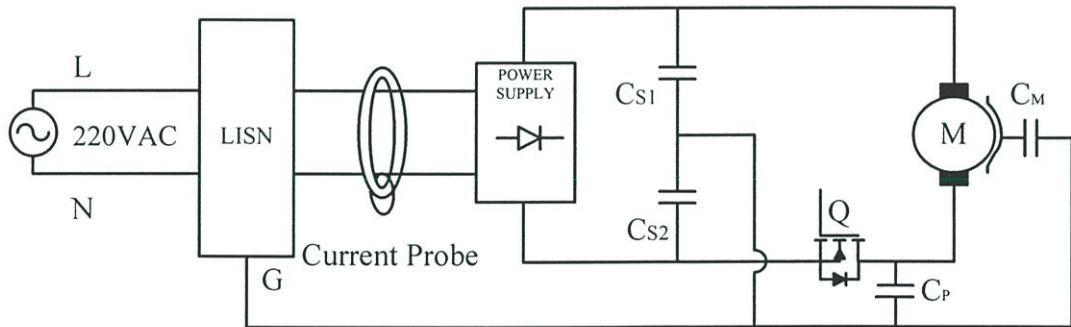
จากความรู้ในหัวข้อที่ผ่านมาเรื่องการเกิดกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำทั้งแบบคอมมอนโหมดและดิฟเฟอเรนเชียลโหมด โดยกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดที่ไหลผ่านสายตัวนำไลน์และนิวตรอนมีทิศทางไปในทางเดียวกัน ในขณะที่กระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมดที่ไหลในสายตัวนำทั้งสองนั้นจะไหลในทิศทางที่ตรงกันข้าม ดังแสดงในรูปที่ 4.10(ก) จากความแตกต่างในข้อนี้ทำให้สามารถใช้เทคนิคในการวัดเพื่อแยกสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำทั้งสองแบบ โดยใช้โพรบวัดกระแสความถี่สูง (High frequency current probe) วัดสัญญาณรบกวนชนิดหนึ่งในขณะเดียวกันก็กำจัดสัญญาณรบกวนอีกชนิดหนึ่งออกไป ซึ่งวิธีที่ใช้ในการกำจัดก็คือ ใช้หลักการหักล้างกันทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า [19,23] นั่นเอง ในรูปที่ 4.10(ข) และ 4.10 (ค) จะแสดงให้เห็นถึงความแตกต่างกันของการวัดสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดและดิฟเฟอเรนเชียลโหมด โดยในรูปที่ 4.10 (ข) แสดงการวัดสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมด ซึ่งในตำแหน่งที่ทำการวัดสายสัญญาณทั้งสองนั้นขนานกันอยู่ กระแสสัญญาณรบกวนแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมดมีทิศทางไหลสวนทางกันอยู่แล้ว ดังนั้นจึงเกิดการหักล้างและเหลือเพียงสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดเท่านั้น ส่วนในรูป 4.10 (ค) แสดงการวัดสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมดนั้นจะต้องทำการขดสายตัวนำเส้นใดเส้นหนึ่งซึ่งอาจเป็นไลน์หรือนิวตรอนแล้วใช้โพรบวัดกระแสความถี่สูงคล้องบริเวณสายที่ขดนั้นคู่กับสายตัวนำที่เหลือ ในกรณีนี้กระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดจะมีทิศทางไหลสวนทางกันในจุดที่ทำการวัดและเกิดการหักล้างกันส่งผลให้เหลือเพียงสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมดเพียงอย่างเดียวนั่นเอง



(ก) ทิศการไหลของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ



(ข) แสดงเทคนิคการวัดสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมด



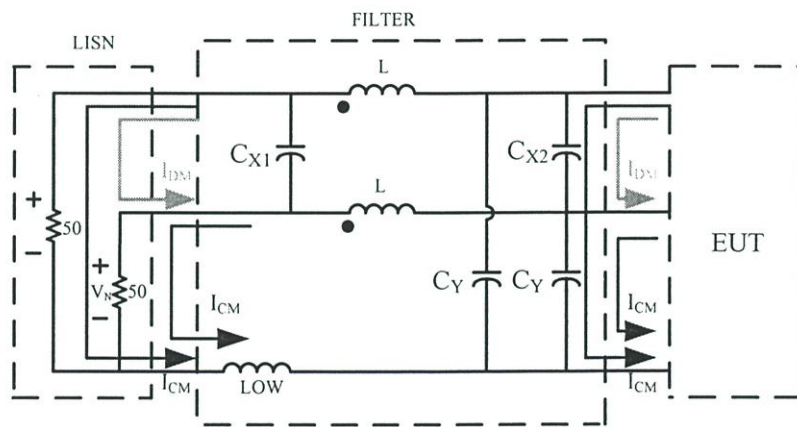
(ค) แสดงเทคนิคการวัดสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบดิฟเฟอเรนเชียล โหมด

รูปที่ 4.10 แสดงการใช้เทคนิคการวัดในการแบ่งแยกสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดและแบบดิฟเฟอเรนเชียล โหมด

4.4 แนวทางในการลดระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ

โดยทั่วไปการพิจารณาในการลดระดับสัญญาณรบกวนสามารถทำได้สองทาง คือ วิธีแรกปรับปรุงวงจรที่เป็นต้นเหตุหรือแหล่งกำเนิดของสัญญาณรบกวน ซึ่งวิธีนี้จัดว่าเป็นวิธีที่มีความเหมาะสมที่สุด ส่วนวิธีที่สองคือการนำเพาเวอร์ไลน์ฟิลเตอร์ (Power line filter) [19, 23, 31] มาใช้ในการแก้ปัญหา ซึ่งถึงแม้ว่าจะสามารถลดปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำได้แต่เป็นเพียงการแก้ไขที่ปลายเหตุเท่านั้น เหมาะกับงานผลิตทางด้านอุตสาหกรรม ซึ่งจะสนใจเพียงให้สามารถลดระดับสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าให้ผ่านมาตรฐาน และได้รับการรับรองเพียงอย่างเดียว

ในหัวข้อนี้จะขอกกล่าวถึงการใช้เพาเวอร์ไลน์ฟิลเตอร์เพื่อลดระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำเท่านั้น ส่วนวิธีการลดสัญญาณรบกวนโดยการปรับปรุงที่แหล่งกำเนิดจะกล่าวถึงในบทที่ 5



รูปที่ 4.11 แสดงการใช้งานเพาเวอร์ไลน์ฟิลเตอร์

จากรูปที่ 4.11 แสดงถึงเพาเวอร์ไลน์ฟิลเตอร์ที่ใช้งานร่วมกับอุปกรณ์สวิตชิง ซึ่งจะพิจารณาได้ดังต่อไปนี้

- ตัวเก็บประจุ C_{X1} กับ C_{X2} ระหว่างสายไลน์และนิวตรอน จะทำหน้าที่ลดสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด
- ตัวเก็บประจุ C_Y ระหว่างสายไลน์กับกราวด์และนิวตรอนกับกราวด์ จะทำหน้าที่ลดสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมด
- คอมมอนโหมดโช้คในวงจรประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำสองตัวพันในทิศทางเดียวกัน ทำหน้าที่ป้องกันสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมด

จะเห็นว่าแต่ละส่วนของวงจรนั้นได้รับผลของกระแสสัญญาณรบกวนรวมทั้งคอมมอนโหมด และดิฟเฟอเรนเชียลโหมด โดยคอมมอนโหมดใช้กันประกอบไปด้วยขดลวดสองขดพันอยู่บนแกนเดียวกัน ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กเนื่องจากกระแสสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดที่ไหลในขดลวด แต่สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจากกระแสไฟสลัปที่ต้องการจะถูกหักล้างในขดลวด [17] ได้ ดังนั้นคอมมอนโหมดใช้ถูกเลือกมาเพื่อใช้ทำหน้าที่เป็นตัวเหนี่ยวนำสำหรับกระแสสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด แต่จะไม่มีผลกับกระแสไฟสลัปนั่นเอง

จากสมการที่ (4-1) และ (4-2) แรงดัน V_p และ V_N เป็นผลรวมและผลต่างของกระแสสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด และดิฟเฟอเรนเชียลโหมดคูณกับค่าความต้านทาน ซึ่งโดยส่วนมากมักจะมีอินดักแตนซ์ที่เด่นกว่า เช่น หากกระแสสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดมีค่ามากกว่าแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด จะได้ว่าผลรวมของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำก็จะอยู่ในรูปของกระแสสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดดังแสดงในสมการที่ (4-3)

$$V_p = 50I_{CM} \quad (4-3)$$

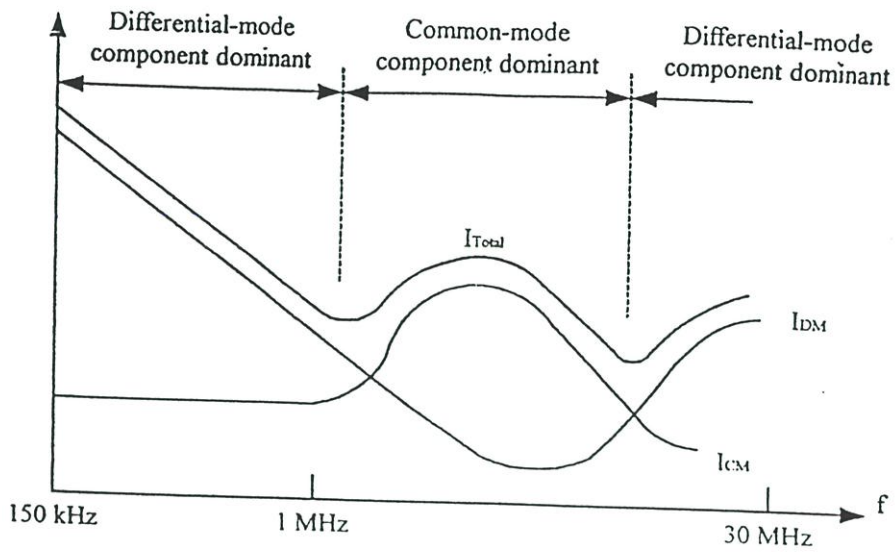
$$V_N = 50I_{CM}$$

และในกรณีที่กระแสสัญญาณรบกวนแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมดมีค่ามากกว่าแบบคอมมอนโหมดจะได้ว่าผลรวมของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำก็จะอยู่ในรูปของกระแสสัญญาณรบกวนแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมดดังแสดงในสมการที่ (4-4)

$$V_p = 50I_{DM} \quad (4-4)$$

$$V_N = 50I_{DM}$$

จากสมการที่ (4-3) และ (4-4) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.12 โดยจะเห็นว่าในช่วงที่ความต้านทานสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมดจะมีระดับสูงกว่าสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมด จากนั้นในช่วงต่อมาก็จะกลายเป็นสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดที่มีระดับสูงกว่าบ้าง และในช่วงความถี่สูงๆสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมดก็จะกลับมาสูงกว่าแบบคอมมอนโหมดอีกครั้ง



รูปที่ 4.12 แสดงระดับของสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำทั้งแบบคอมมอน โหมดและดิฟเฟอเรนเชียล โหมดที่ความถี่ต่างๆ

จากที่กล่าวมาข้างต้นจะเห็นว่าอุปกรณ์แต่ละตัวในเพาเวอร์ไลน์ฟิลเตอร์ผลต่อสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำทั้งแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมดและแบบคอมมอนโหมดดังนั้นในการพิจารณาผลรวมของสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำหากมีการเปลี่ยนค่าอุปกรณ์ตัวใดตัวหนึ่งในเพาเวอร์ไลน์ฟิลเตอร์ก็จะเห็นผลอันเนื่องมาจากอุปกรณ์นั้นนั่นเอง

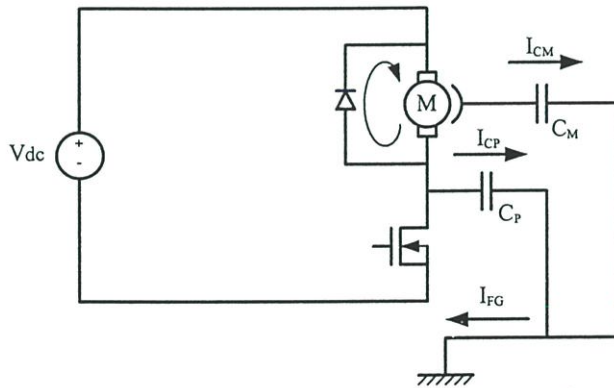
บทที่ 5

วิธีการบาลานซ์วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์เพื่อหักล้างสัญญาณรบกวน แบบคอมมอนโหมด

5.1 บทนำ

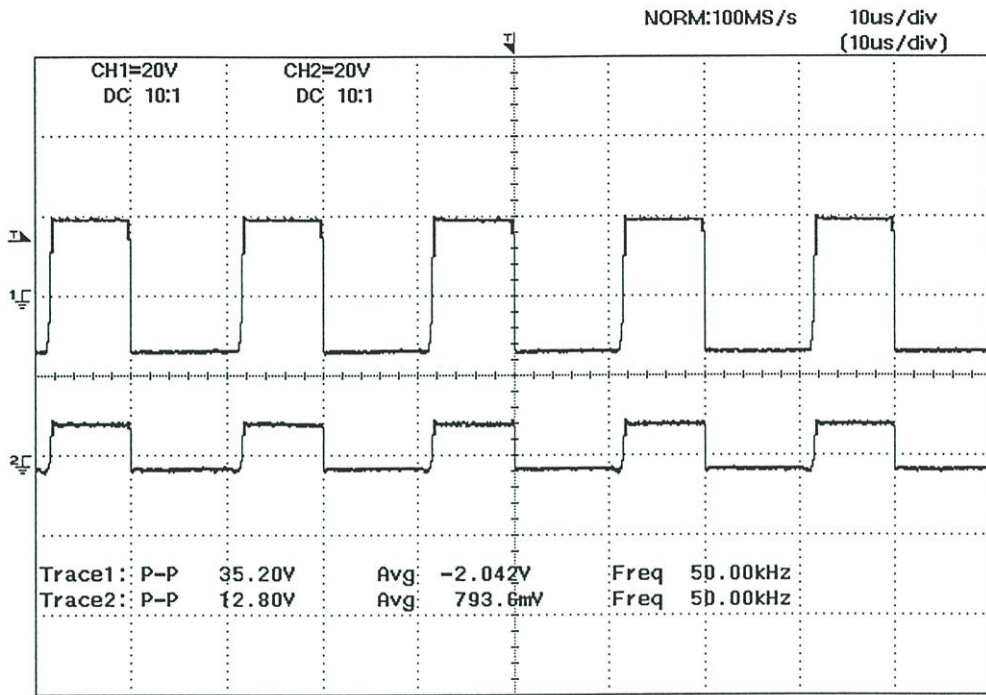
วงจรสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์นั้น โดยทั่วไปจะเป็นวงจรที่ไม่บาลานซ์เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงแรงดันอย่างรวดเร็ว ก็จะก่อให้เกิดกระแสของสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นในวงจร ลงสู่กราวด์เฟรม ซึ่งเป็นสาเหตุสำคัญให้เกิดสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดในระดับที่สูง ดังนั้นผู้วิจัยจึงมีแนวความคิดที่จะนำหลักการบาลานซ์ [3, 4, 5, 6] มาทำการปรับปรุงวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ เพื่อให้เกิดการหักล้างกันของกระแสคอมมอนโหมดดังกล่าวก่อนไหลสู่กราวด์เฟรม ส่งผลให้ระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดที่เกิดขึ้นลดลงนั่นเอง

5.2 ปัญหาของวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ไม่บาลานซ์



รูปที่ 5.1 แสดงวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์แบบดั้งเดิม

เมื่อก้าวถึงสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมด สามารถกล่าวได้ว่าคือกระแสสัญญาณรบกวนที่ไหลในสายตัวนำไลน์และนิวตรอนแล้วกลับปลิงผ่านตัวเก็บประจุแฝงภายในวงจรลงสู่กราวด์นั่นเอง สำหรับวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ก็เช่นเดียวกัน จะเกิดตัวเก็บประจุแฝงที่สำคัญได้แก่ ตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดระหว่างขาเดรนของสวิตช์มอสเฟต กับแผ่นระบายความร้อน (C_p) และตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดระหว่างมอเตอร์เฮาส์ซึ่งกับเฟรมกราวด์ (C_M)



รูปที่ 5.2 แสดงแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุแผ่น C_p (บน) และ C_M (ล่าง)

จากรูปที่ 5.1 เมื่อสวิตช์มอเตอร์อยู่ในสถานะหยุดนำกระแส (off-state) แรงดันด้านกลับภายในมอเตอร์ (back EMF) ทำให้ไดโอดทำงาน และเกิดกระแสคอมมอน โหมดไหลผ่านตัวเก็บประจุแผ่น C_p และในขณะเดียวกันก็ทำให้เกิดกระแสคอมมอน โหมดไหลผ่านตัวเก็บประจุแผ่น C_M ด้วยเช่นเดียวกัน ซึ่งเมื่อเราพิจารณาจากแรงดันที่คร่อมตัวเก็บประจุแผ่นทั้งสองตัวดังแสดงในรูปที่ 5.2 จะเห็นว่าเฟสที่ตรงกัน ดังนั้นจึงไม่มีทางเป็นไปได้ที่จะเกิดการหักล้างกันของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุทั้งสอง ทำให้กระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดยังคงมีค่านั่นเอง

เมื่อพิจารณากระแสสัญญาณรบกวนแบบคอมมอน โหมดที่ไหลลงสู่กราวด์ หรือ I_{FG} สามารถเขียนได้ตามสมการที่ (5.1) และ (5.2)

$$I_{FG} = I_{CP} + I_{CM} \quad (5.1)$$

$$I_{FG} = C_P \frac{d_{VCP}}{dt} + C_M \frac{d_{VCM}}{dt} \quad (5.2)$$

5.2.1 การคำนวณเพื่อประมาณค่าตัวเก็บประจุแผ่น C_p

ในการคำนวณเพื่อประมาณค่าตัวเก็บประจุแผ่น C_p สามารถพิจารณาได้จากสมการที่ (5.3)

$$C = \frac{A \epsilon_r \epsilon_0}{d} \quad (5.3)$$

เมื่อ

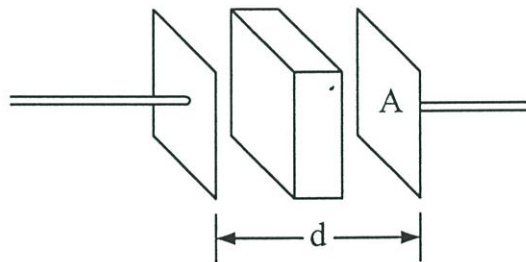
C =ขนาดของตัวเก็บประจุ (Farad)

A =พื้นที่หน้าตัดของแผ่นตัวนำ (m^2)

d =ระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำ

ϵ_r =Dielectric Constant

ϵ_0 = Absolute permittivity of vacuum = 8.85×10^{-12} (F/m)



รูปที่ 5.3 แสดงโครงสร้างตัวเก็บประจุเพื่ออธิบายประกอบการคำนวณ

ในที่นี้ใช้มอสเฟต IRFP 150N ซึ่งเป็นแพ็คเกจแบบ TO247

A =พื้นที่หน้าตัดของเดรน= (ประมาณ) $1.69 \times 10^{-4} m^2$

d =ความหนาของแผ่นไมก้า= (ประมาณ) $0.3 \times 10^{-6} m$

ϵ_r = Dielectric Constant of Mica= 5.0

แทนค่าในสมการ

$$C = \frac{A \epsilon_r (8.85 \times 10^{-12})}{d} \quad F$$

$$C = \frac{(1.69 \times 10^{-4})(5.0)(8.85 \times 10^{-12})}{0.3 \times 10^{-3}} \quad F$$

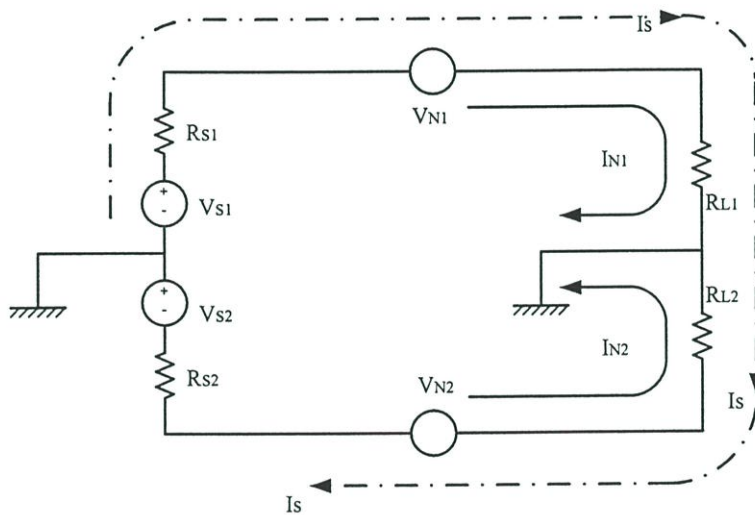
$$C = 24.928 \quad pF$$

ดังนั้นจะได้ว่า C_p มีค่าประมาณ 25 pF

5.3 ทฤษฎีการบาลานซ์วงจรเพื่อการหักล้างกันของสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด

วงจรบาลานซ์ คือวงจรที่ประกอบด้วยตัวนำสองเส้นที่มีอิมพีแดนซ์เท่ากันเมื่อเทียบกับกราวด์ หรือตัวนำอื่นๆ โดยจุดประสงค์ในการบาลานซ์ก็คือ การทำให้สัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดที่เกิดขึ้นในตัวนำทั้งสองมีขนาดเท่ากัน แต่มีทิศทางตรงกันข้ามและเกิดการหักล้างกันนั่นเอง

ในหัวข้อนี้จะใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียลแอมป์ ในการอธิบายถึงหลักการบาลานซ์ โหลดของดิฟเฟอเรนเชียลแอมป์นั้นจะมีลักษณะสมดุลอยู่แล้ว ในขณะที่ภาคแหล่งกำเนิดสัญญาณเป็นส่วนที่ไม่สมดุลซึ่งเกิดจากความต้านทานภายในของแหล่งกำเนิด (R_S) ดังนั้นหากเราสามารถทำให้ภาคแหล่งกำเนิดสมดุลเทียบกับกราวด์ได้ วงจรทั้งระบบก็จะเป็นวงจรที่สมดุลดังรูป 5.4



รูปที่ 5.4 แสดงตัวอย่างวงจรที่บาลานซ์ (โดยมีเงื่อนไขการบาลานซ์ คือ $R_{S1} = R_{S2}$, $R_{L1} = R_{L2}$,

$$V_{N1} = V_{N2} \text{ และ } I_{N1} = I_{N2})$$

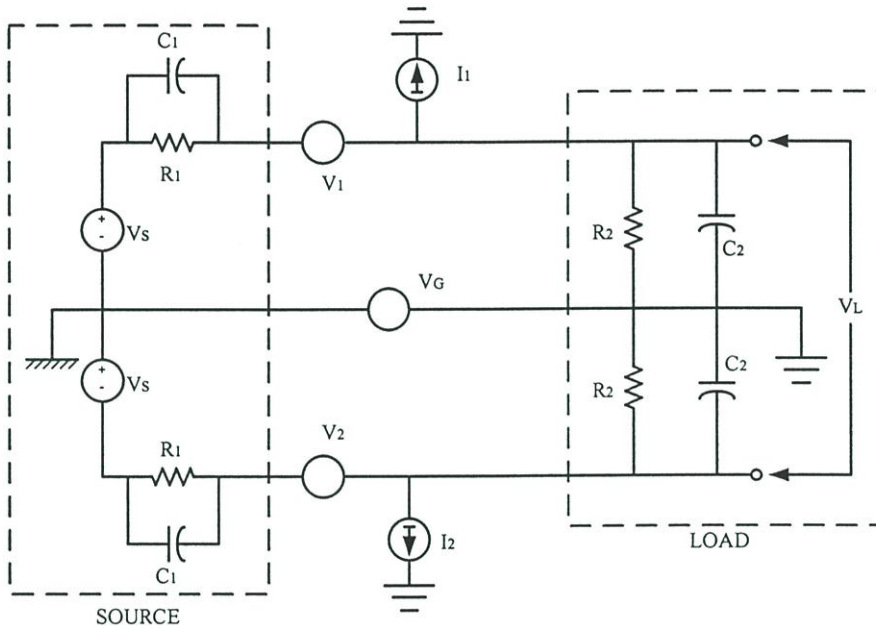
V_{N1} และ V_{N2} คือแรงดันรบกวนที่เกิดขึ้นในตัวนำ ส่วนแรงดันรวมของ V_{S1} และ V_{S2} จะก่อให้เกิดกระแสสัญญาณ I_S ขึ้น ดังนั้น V_L ที่ปรากฏที่โหลดคือ

$$V_L = I_{N1}R_{L1} - I_{N2}R_{L2} + I_S(R_{L1} + R_{L2}) \quad (5-4)$$

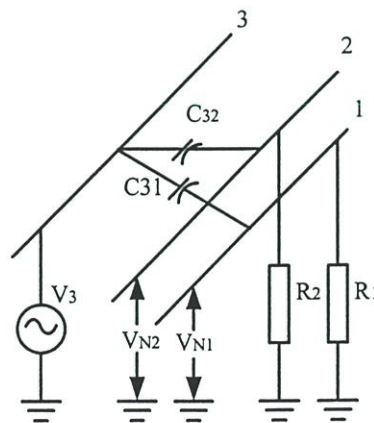
สองเทอมแรกในสมการ (5-2) คือแรงดันจากสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด และเทอมสุดท้ายคือแรงดันจากสัญญาณที่เราต้องการ ดังนั้นหาก $I_{N1} = I_{N2}$ และ $R_{L1} = R_{L2}$ แล้วจะได้

$$V_L = I_S(R_{L1} + R_{L2}) \quad (5-5)$$

ในวงจรบาลานซ์ตามรูปที่ 5.5 นั้น V_1 และ V_2 คือแรงดันรบกวนซึ่งเกิดจากการคับปลิงผ่านสนามแม่เหล็ก V_3 คือแรงดันรบกวนจากการคับปลิงของสนามไฟฟ้าผ่านตัวเก็บประจุ C_{31} และ C_{32} ส่วน V_G คือความต่างศักย์ระหว่างกราวด์ แรงดันของสัญญาณรบกวนที่ขั้ว 1 และ 2 ซึ่งเกิดจาก V_3 หาได้จากรูปที่ 5.5 โดยที่อิมพีแดนซ์ Z_1 และ Z_2 คืออิมพีแดนซ์รวมระหว่างตัวนำในวงจรที่ 1 และ 2 เทียบกราวด์ ตามลำดับ



รูปที่ 5.5 แสดงตัวอย่างวงจรบาลานซ์



รูปที่ 5.6 แสดงให้เห็นการคับปลิงจากภายนอกมายังสายตัวนำของวงจรบาลานซ์

เราสามารถคำนวณแรงดันรบกวนซึ่งเกิดจาก V_3 ได้โดยที่

$$V_{N1} = \left(\frac{Z_1}{Z_1 + Z_{31}} \right) V_3 \quad (5-4)$$

และ

$$V_{N2} = \left(\frac{Z_2}{Z_2 + Z_{32}} \right) V_3 \quad (5-5)$$

เมื่อพิจารณาในรูปที่ 5.6 ถ้าหากวงจรเป็นชนิดสมมูลิมพีแดนซ์ Z_1 จะเท่ากับ Z_2 และถ้าตัวนำที่พันกันอิมพีแดนซ์ Z_{31} จะมีค่าใกล้เคียงกับ Z_{32} ซึ่งในกรณีเช่นนี้ V_{N1} ประมาณเท่ากับ V_{N2} และสัญญาณจะหักล้างกันที่โหลด และเนื่องจากคู่ตัวนำชนิดที่ตีเกลียวกันสามารถลดสัญญาณรบกวนซึ่งเกิดจากการคับปลิงแบบเหนี่ยวนำได้ค่อนข้างดี ดังนั้นในทางปฏิบัติจึงนิยมคู่ตัวนำที่ตีเกลียวกันมาใช้นั่นเอง

5.4 วงจรขั้วตีซีมอเตอร์แบบบาลานซ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเสนอวงจรที่ปรับปรุงจากวงจรขั้วตีซีมอเตอร์แบบดั้งเดิมในรูปที่ 5.1 โดยใช้เทคนิคการบาลานซ์ เพื่อให้เกิดการหักล้างกันของกระแสสัญญาณรบกวนแบบคอมมอน โหมด โดยในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงขั้นตอนการบาลานซ์ เงื่อนไขการบาลานซ์ และวงจรสมมูลเพื่อแสดงทิศทางของกระแสสัญญาณรบกวนแบบคอมมอน โหมด ดังนี้

5.4.1 ขั้นตอนในการบาลานซ์วงจร

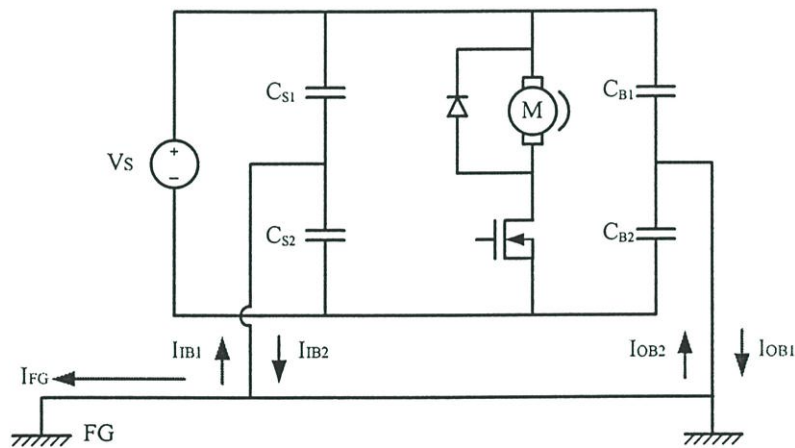
ในการปรับปรุงวงจรให้เกิดการบาลานซ์นั้น จำเป็นจะต้องปรับวงจรให้มีการบาลานซ์ในสามส่วนต่อไปนี้

1. การบาลานซ์แหล่งจ่าย (Source Balance)
2. การบาลานซ์สายส่ง (Transmission line Balance)
3. การบาลานซ์ส่วนปลาย (Termination Balance)

โดยสิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงถึงก็คือจำนวนและขนาดของคอมโพเนนท์จากตัวนำทั้งสองไปยังกราวด์จะต้องใกล้เคียงกัน เริ่มจากการพิจารณาในส่วนของการบาลานซ์แหล่งจ่ายซึ่งเดิมประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟ V_S เพียงตัวเดียว เราสามารถใส่ตัวเก็บประจุ C_{S1} ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุ C_{S2} จากนั้นทำการต่อจุดกึ่งกลางระหว่างตัวเก็บประจุทั้งสองไปยังกราวด์เฟรม

ในส่วนของการบาลานซ์สายส่ง เมื่อเราทำการจัดวงจรให้สวิตช์มอสเฟต และมอเตอร์ไปอยู่ในส่วนปลาย จะเห็นว่าในสายตัวนำทั้งสองคือไลน์และนิวตรอนจะมีจำนวนคอมโพเนนต์เท่ากันอยู่แล้ว เมื่อเราใช้สายที่มีความยาวและขนาดเท่ากันอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นก็จะมีขนาดเท่ากันด้วย และสามารถกล่าวได้ว่า วงจรอยู่ในสภาวะบาลานซ์สายส่งอยู่แล้วนั่นเอง แต่ทั้งนี้เราสามารถดีเกิลยวสายตัวนำทั้งสองเข้าด้วยกันเพื่อให้รูปการไหลมีขนาดเล็กลงซึ่งเป็นวิธีที่ช่วยในการหักล้างสัญญาณรบกวนได้อีกทางหนึ่ง

สำหรับการบาลานซ์ส่วนปลายสาย เริ่มต้นหากเรายังไม่พิจารณาถึงตัวเก็บประจุแฝงใดๆที่เกิดภายในวงจรดั้งเดิม เราสามารถทำการบาลานซ์โหลดได้โดยการใส่ตัวเก็บประจุ C_{B1} ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุ C_{B2} จากนั้นทำการต่อจุดกึ่งกลางระหว่างตัวเก็บประจุทั้งสองไปยังกราวด์เฟรม จะพบว่า วงจรจะอยู่ในสภาวะบาลานซ์กล่าวคือ เมื่อเราใช้ค่าตัวเก็บประจุ $C_{S1} = C_{S2}$ และ $C_{B1} = C_{B2}$ กระแสที่ไหลในกราวด์เฟรมควรจะเป็นศูนย์ หรือน้อยมาก ซึ่งทำให้ระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดอยู่ในระดับที่ต่ำนั่นเอง



รูปที่ 5.7 แสดงวงจรบาลานซ์ เมื่อไม่พิจารณาผลของตัวเก็บประจุแฝง C_p และ C_M

จากรูปที่ 5.7 เป็นวงจรบาลานซ์ เมื่อยังไม่พิจารณาผลของตัวเก็บประจุแฝง C_p และ C_M โดยจะเห็นว่ากระแสที่ไหลลงสู่กราวด์เฟรมจะมีค่าตามสมการที่ (5.6)

$$I_{FG} = I_{IB1} - I_{IB2} - I_{OB1} + I_{OB2} \quad (5.6)$$

เมื่อวงจรอยู่ในสภาวะบาลานซ์นั้นกระแส I_{FG} ควรมีค่าเป็นศูนย์ หรือน้อยมาก โดยเป็นไปตามเงื่อนไขของบริจบบาลานซ์ตามสมการที่ (5.7)

$$\frac{Z_{CS1}}{Z_{CS2}} = \frac{Z_{CB1}}{Z_{CB2}} \quad (5.7)$$

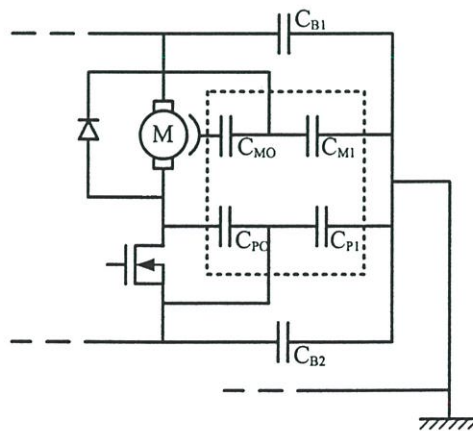
$$\frac{C_{S2}}{C_{S1}} = \frac{C_{B2}}{C_{B1}}$$

เมื่อเราทำการปรับวงจรให้เป็นไปตามเงื่อนไขในสมการที่ (5.7) โดยการปรับค่าตัวเก็บประจุ C_{B1} และ C_{B2} จะได้ว่ากระแสที่ไหลลงสู่กราวด์เฟรมมีค่าเป็นศูนย์หรือน้อยมากเนื่องจากสมการ (5.8)

$$I_{IB1} - I_{IB2} = 0 \quad (5.8)$$

$$I_{OB1} - I_{OB2} = 0$$

แต่ในความเป็นจริงแล้วเมื่อทำการทดสอบเพื่อวัดระดับสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า จำเป็นจะต้องพิจารณาถึงตัวเก็บประจุแฝงภายในวงจร คือ C_p และ C_M ดังนั้นต้องทำการปรับปรุงวงจรเพิ่มเรียกได้ว่าเป็นการบาลานซ์ย่อยที่ส่วนปลาย (Sub-Termination Balance) โดยสามารถพิจารณาได้จากรูปที่ 5.8

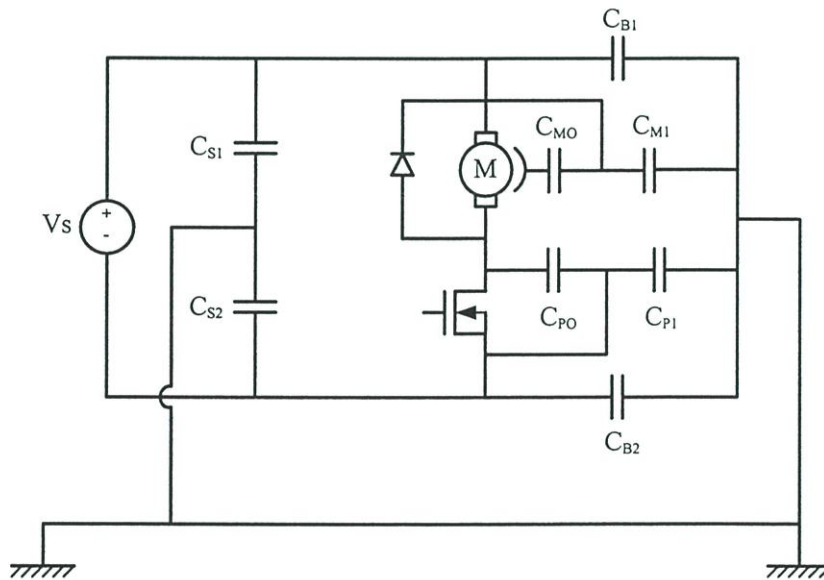


รูปที่ 5.8 แสดงวงจรส่วนปลายหลังการทำ Sub-Termination Balance

$C_M \Rightarrow$ แบ่งตัวเก็บประจุ C_M ออกเป็น C_{M0} และ C_{M1} เพื่อจัดทิศการไหลของกระแสคอมมอนโหมด ดังแสดงในรูปที่ 5.8

$C_P \Rightarrow$ แบ่งตัวเก็บประจุ C_P ออกเป็น C_{P0} และ C_{P1} เพื่อจัดทิศการไหลของกระแสคอมมอนโหมด ดังแสดงในรูปที่ 5.8

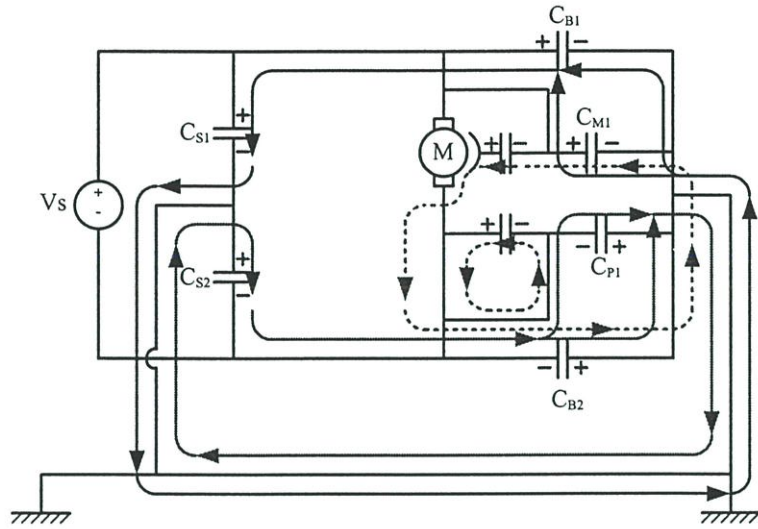
หลังจากทำการบาลานซ์ในแต่ละส่วนเรียบร้อยแล้ว จะได้วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์แบบบาลานซ์ดังแสดงในรูปที่ 5.9 ซึ่งได้รับการบาลานซ์เรียบร้อยแล้วทั้ง 3 ส่วน คือ บาลานซ์แหล่งจ่ายไฟ บาลานซ์สายส่ง และบาลานซ์ในส่วนปลาย รวมถึงการบาลานซ์ย่อยในส่วนปลายด้วยเช่นเดียวกัน



รูปที่ 5.9 แสดงวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ได้รับการปรับปรุงด้วยเทคนิคการบาลานซ์

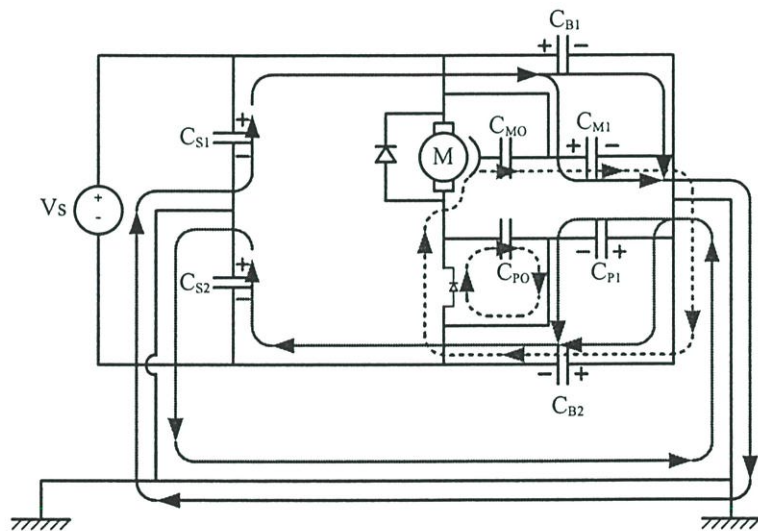
5.4.2 อธิบายการหักล้างกันของกระแสสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมด

เนื่องจากกระแสสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจรนั้นเกิดจากกระแสที่ไหลจากตัวนำไลน์และนิวตรอนคัปปลิ่งผ่านตัวเก็บประจุแฝงในวงจรและไหลลงสู่กราวด์เฟรม หลังจากทำการปรับปรุงวงจรแล้วด้วยเทคนิคการบาลานซ์ดังที่ได้กล่าวในข้างต้นจะทำให้กระแสที่เกิดขึ้นไหลในทิศทางที่เปลี่ยนแปลงไป โดยจะแยกการพิจารณาออกเป็น 2 ช่วงการทำงานของสวิตช์ คือช่วงที่สวิตช์นำกระแสและช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแส ดังต่อไปนี้



(ก) วงจรแสดงการไหลของกระแสสัญญาณรบกวนแบบคอมมอน โหมดในช่วงที่สวิตช์นำกระแส

(Turn on State)



(ข) วงจรแสดงการไหลของกระแสสัญญาณรบกวนแบบคอมมอน โหมดในช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแส

(Turn off State)

รูปที่ 5.10 วงจรแสดงการไหลของกระแสสัญญาณรบกวนแบบคอมมอน โหมดในวงจรที่ได้รับการปรับปรุงด้วยวิธีการบาลานซ์

5.4.2.1 ช่วงที่สวิตช์นำกระแส (Turn on State)

เมื่อวงจรอยู่ในสภาวะบาลานซ์เราสามารถวิเคราะห์ได้ว่ากระแสที่ไหลลงสู่กราวด์เฟรม (I_{FG}) ควรมีค่าน้อยมากหรือเข้าใกล้ศูนย์ โดยเมื่อพิจารณาทิศการไหลของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดจะได้ว่า เมื่อสภาวะเริ่มต้นตัวเก็บประจุฟุ้งที่ทำการบาลานซ์แหล่งจ่าย C_{S1} และ C_{S2} นั้นถูกชาร์จประจุจากแหล่งจ่ายไฟเมื่อสวิตช์นำกระแสตัวเก็บประจุดังกล่าวจะอยู่ในสภาวะคายประจุ ส่วนตัวเก็บประจุที่อยู่ในส่วนการบาลานซ์ปลายสายอื่นได้แก่ $C_{B1}, C_{B2}, C_{M1}, C_{P1}, C_{M0}$ และ C_{P0} จะอยู่ในสภาวะคายประจุเช่นเดียวกัน ส่วนกระแสคอมมอน โหมดที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{M0} และ C_{P0} นั้นจะเป็นช่วงที่เกิดการคายประจุอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงแรงดันคร่อมสวิตช์มอสเฟตอย่างทันทีทันใดในช่วงการสวิตช์ โดยทิศทางการไหลของกระแสสัญญาณรบกวนแบบคอมมอน โหมดในช่วงที่สวิตช์นำกระแส ดังแสดงในรูปที่ 5.10 (ก) เส้นประแสดงทิศทางการไหลของกระแสคอมมอน โหมดที่เกิดจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_{M0} และ C_{P0} ซึ่งจะเห็นว่ากระแสที่ไหลผ่าน C_{M0} จะไหลครบรูปโดยผ่านทั้งสายตัวนำไลน์และนิวตรอน ส่วนกระแสที่ไหลผ่าน C_{P0} จะไหลครบรูปวนรอบตัวของมันเองนั่นคือกระแสที่เกิดจากตัวเก็บประจุทั้งสองไม่ส่งผลต่อกระแสบาลานซ์แต่อย่างใด

5.4.2.2 ช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแส (Turn off State)

ในช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแสนั้นตัวเก็บประจุ C_{S1} และ C_{S2} นั้นจะเปลี่ยนเป็นชาร์จประจุจากแหล่งจ่ายไฟอีกครั้ง เช่นเดียวกับตัวเก็บประจุที่อยู่ในส่วนปลายสายอื่นได้แก่ $C_{B1}, C_{B2}, C_{M1}, C_{P1}, C_{M0}$ และ C_{P0} ก็จะเปลี่ยนเป็นชาร์จประจุด้วยเช่นเดียวกัน โดยทิศทางการไหลของกระแสสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดในช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแส ดังแสดงในรูปที่ 5.10 (ข) ในช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแสนี้แรงดันที่เกิดจากการสวิตช์จะมีค่าสูงส่งผลให้เกิดกระแสสัญญาณรบกวนแบบคอมมอน โหมดไหลผ่านตัวเก็บประจุฟุ้งที่เกิดขึ้นในวงจร โดยกระแสคอมมอน โหมดที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{M0} และ C_{P0} จะไหลครบรูปดังแสดงทิศทางตามเส้นประ จะเห็นว่ากระแสคอมมอน โหมดที่ไหลผ่าน C_{M0} จะไหลครบรูปโดยผ่านทั้งสายตัวนำไลน์และนิวตรอน ส่วนกระแสคอมมอน โหมดที่ไหลผ่าน C_{P0} จะไหลครบรูปวนรอบตัวของมันเอง ดังนั้นสามารถกล่าวได้ว่ากระแสที่เกิดจากตัวเก็บประจุทั้งสองไม่ส่งผลต่อกระแสบาลานซ์เช่นเดียวกับช่วงที่สวิตช์นำกระแสนั่นเอง

5.4.2.3 สมการการบาลานซ์ (Balance Equation)

จากที่กล่าวมาข้างต้นจะเห็นว่าทิศทางของกระแสคอมมอน โหมดที่ไหลในสายตัวนำไลน์และนิวตรอนลงสู่กราวด์เฟรมจะเห็นว่าทั้งสองช่วงการทำงานของสวิตช์กระแสที่เกิดขึ้นสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (5.9)

$$\begin{aligned} I_{OB1} &= I_{CB1} + I_{CM1} \\ I_{OB2} &= I_{CB2} + I_{CP1} \end{aligned} \quad (5.9)$$

จากเงื่อนไขการบาลานซ์

$$I_{OB1} - I_{OB2} = 0$$

จะได้ว่า

$$I_{CB1} + I_{CM1} - I_{CB2} - I_{CP1} = 0$$

แต่ $C_{B1} = C_{B2}$ ดังนั้นจะได้ว่า $I_{CB1} = I_{CB2}$

$$I_{CM1} = I_{CP1}$$

$$C_{M1} \frac{dV_{CM1}}{dt} = C_{P1} \frac{dV_{CM2}}{dt}$$

แต่เนื่องจากแรงดันคร่อม ที่เกิดการกระเพื่อมเนื่องจากการสวิตช์มีขนาดเท่ากันดังนั้นจะได้ว่า

$$\frac{dV_{CM1}}{dt} = \frac{dV_{CM2}}{dt}$$

$$C_{M1} = C_{P1} \quad (5.10)$$

จากสมการที่ (5.10) เป็นสมการสำคัญที่ทำให้การบาลานซ์มีความสมบูรณ์มากที่สุดกล่าวคือในการลดสัญญาณรบกวนด้วยวิธีการบาลานซ์นี้หากปรับค่าตัวเก็บประจุ ให้สอดคล้องกับทั้งสองสมการ จะทำให้วงจรที่ได้มีประสิทธิภาพสูงสุด เกิดการหักล้างได้ดีที่สุด ซึ่งจะส่งผลให้ระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดที่เกิดขึ้นมีระดับที่ต่ำนั่นเอง

บทที่ 6

การทดลอง และวิเคราะห์ผลการทดลอง

ในงานวิจัยนี้ได้แบ่งการทดลองและผลการทดลองที่ได้ออกเป็นหัวข้อ ดังต่อไปนี้

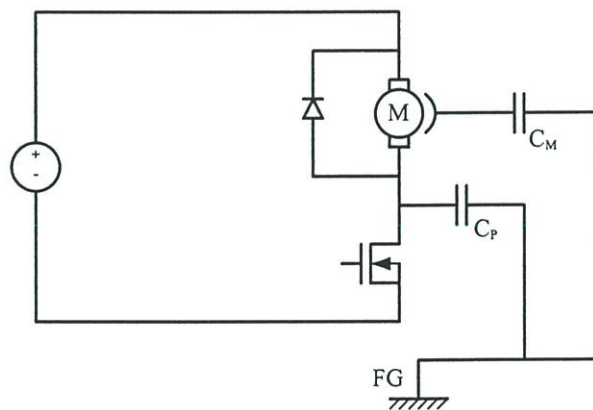
1. รูปคลื่น แรงดันของสวิตช์มอเตอร์กำลัง และ โหลดคิซิมอเตอร์ โดยจะเปรียบเทียบระหว่าง วงจรขับคิซิมอเตอร์แบบดั้งเดิมที่ยังไม่ได้ใช้เทคนิคการบาลานซ์ เปรียบเทียบกับวงจรที่ได้รับการปรับปรุงโดยใช้เทคนิคการบาลานซ์
2. การทำการเชื่อมต่อเพื่อทำการวัดสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ และสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมด
3. ระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดที่เกิดขึ้นทำการปรับปรุงวงจร โดยทำการลดยกราวด์ที่แผ่นระบายความร้อนเพียงอย่างเดียว ลอยกราวด์ที่มอเตอร์เพียงอย่างเดียว และลดยกราวด์ทั้งที่แผ่นระบายความร้อนและที่มอเตอร์ แล้วทำการเปรียบเทียบระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดที่เกิดขึ้นในแต่ละกรณี
4. เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดที่ไหลลงสู่กราวด์เฟรมของวงจรขับคิซิมอเตอร์แบบดั้งเดิมที่ยังไม่ได้ใช้เทคนิคการบาลานซ์ เปรียบเทียบกับวงจรที่ได้รับการปรับปรุงโดยใช้เทคนิคการบาลานซ์
5. เปรียบเทียบระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดที่เกิดขึ้นของวงจรขับคิซิมอเตอร์แบบดั้งเดิมที่ยังไม่ได้ใช้เทคนิคการบาลานซ์ เปรียบเทียบกับวงจรที่ได้รับการปรับปรุงโดยใช้เทคนิคการบาลานซ์

6.1 รูปคลื่นกระแส และแรงดันของสวิตช์มอสเฟทกำลัง และโหลดดีซีมอเตอร์

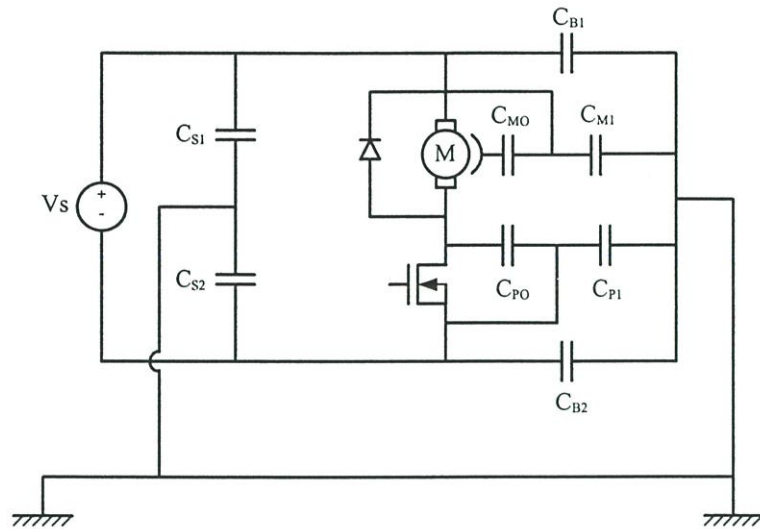
ในการทดสอบจะใช้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆเหมือนกันในทุกการทดสอบ ดังแสดงในตารางที่ 6.1

ตารางที่ 6.1 แสดงพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการทดสอบ

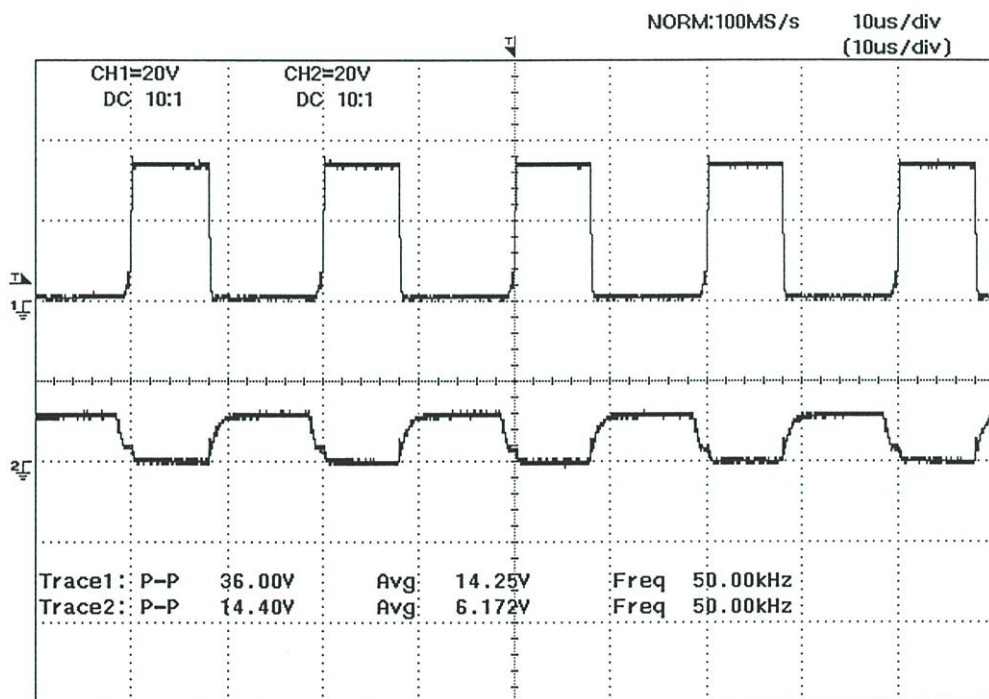
พารามิเตอร์	วงจรขับดีซีมอเตอร์แบบดั้งเดิม	วงจรขับดีซีมอเตอร์แบบบาลานซ์
EMI receiver	EMCO MODEL 3825/2	EMCO MODEL 3825/2
โพรบกระแสความถี่สูง	SCHAFFNER SMZ11	SCHAFFNER SMZ11
แรงดันแหล่งจ่าย VS (Volt)	34 V	34 V
สวิตช์มอสเฟทกำลัง	IRFP150N	IRFP150N
ค่าความต้านทานที่ขาเกต Rg	100 Ω	100 Ω
คิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle)	60%	60%
ความถี่ในการสวิตช์ (Hz)	50 kHz	50kHz
โหลด	ดีซีมอเตอร์	ดีซีมอเตอร์
Free Wheeling diode	UF202	UF202



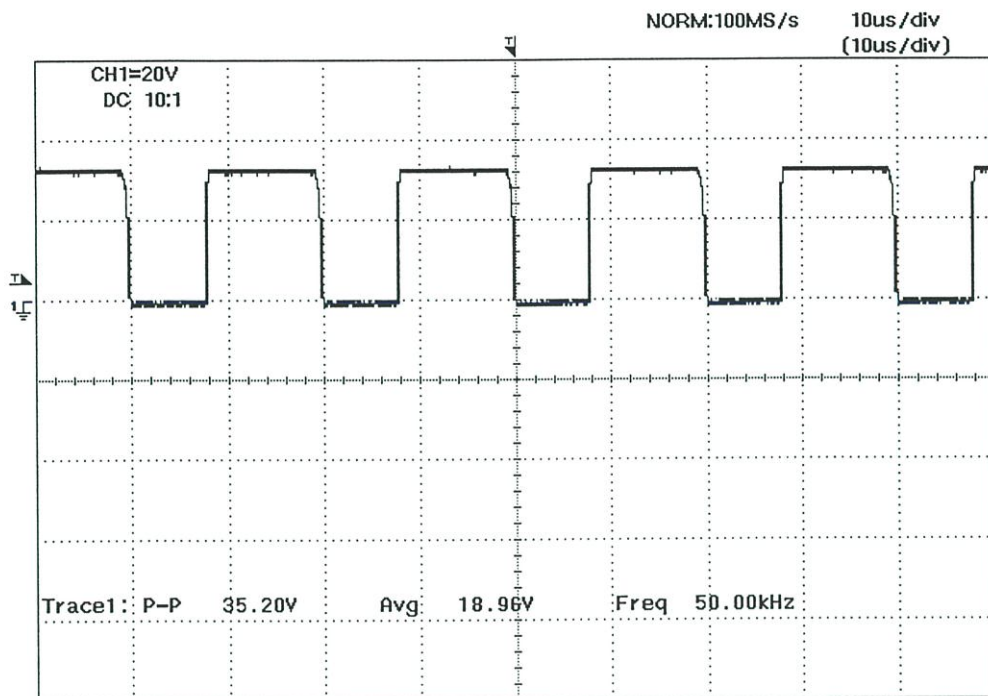
รูปที่ 6.1 แสดงวงจรขับดีซีมอเตอร์แบบดั้งเดิม



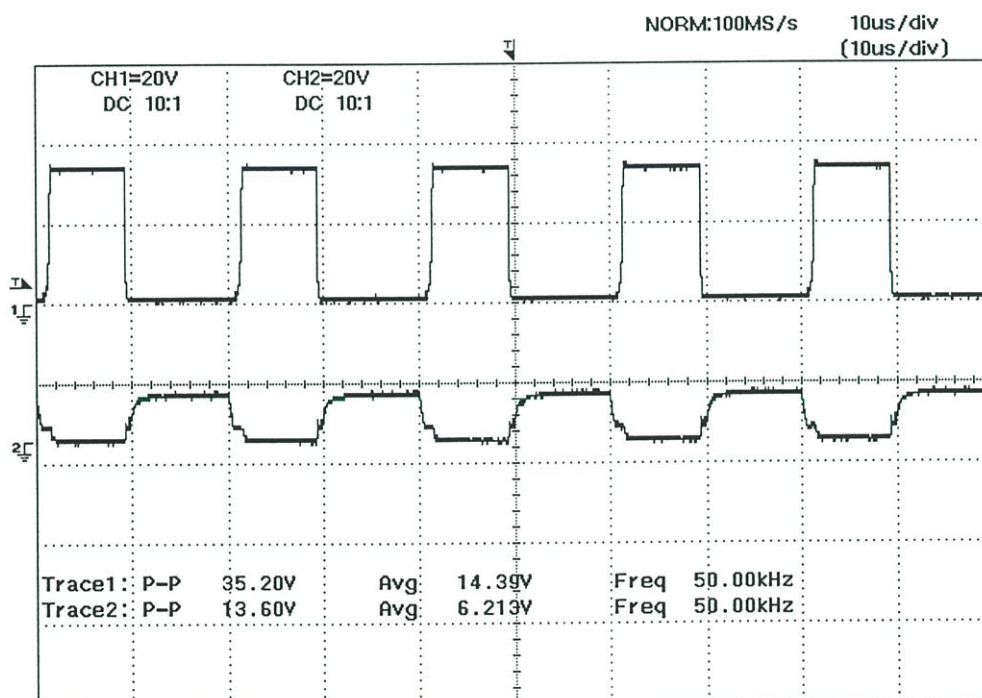
รูปที่ 6.2 แสดงวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์แบบบาลานซ์



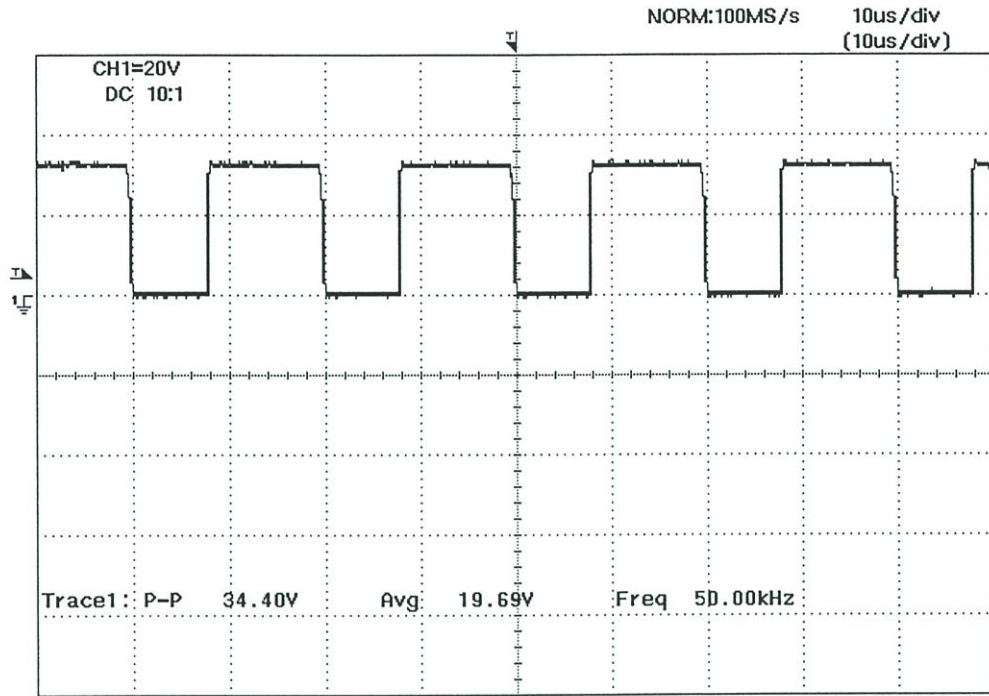
รูปที่ 6.3 แสดงรูปคลื่นแรงดัน V_{DS} (บน) และ V_{GS} (ล่าง) ของสวิตช์ในวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์แบบดั้งเดิม



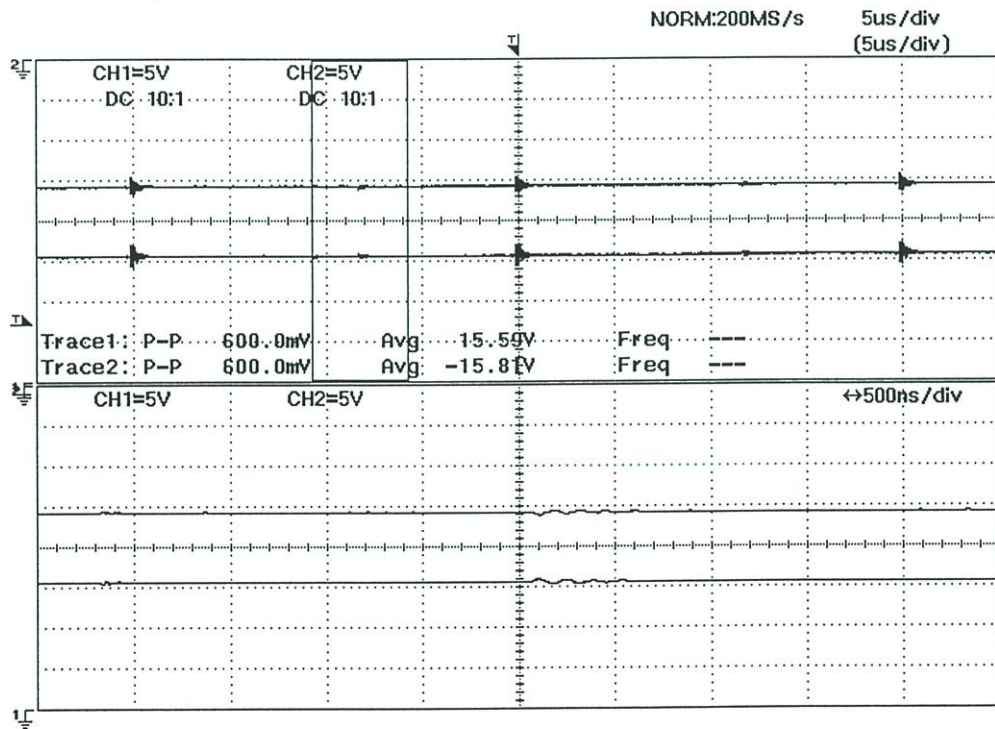
รูปที่ 6.4 แสดงรูปคลื่นแรงดันคร่อมโหลดดีซีมอเตอร์ของวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์แบบดั้งเดิม



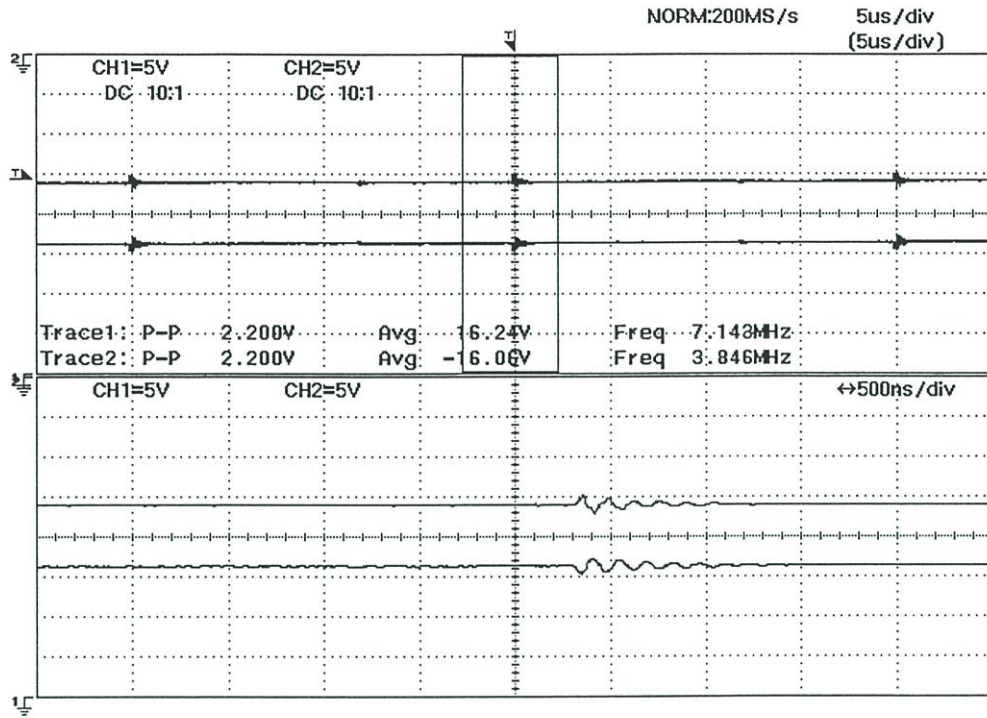
รูปที่ 6.5 แสดงรูปคลื่นแรงดัน V_{DS} (บน) และ V_{GS} (ล่าง) ของสวิตช์ในวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์แบบบาลานซ์



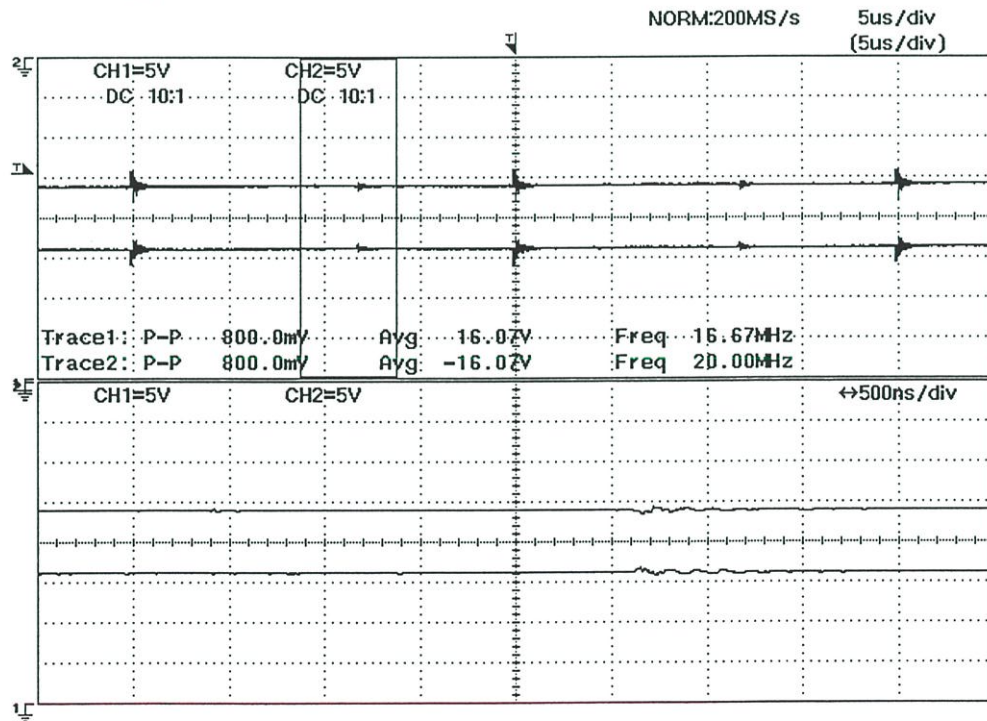
รูปที่ 6.6 แสดงรูปคลื่นแรงดันคร่อมโหลดคิตซีมอเตอร์ของวงจรขับคิตซีมอเตอร์แบบบาลานซ์



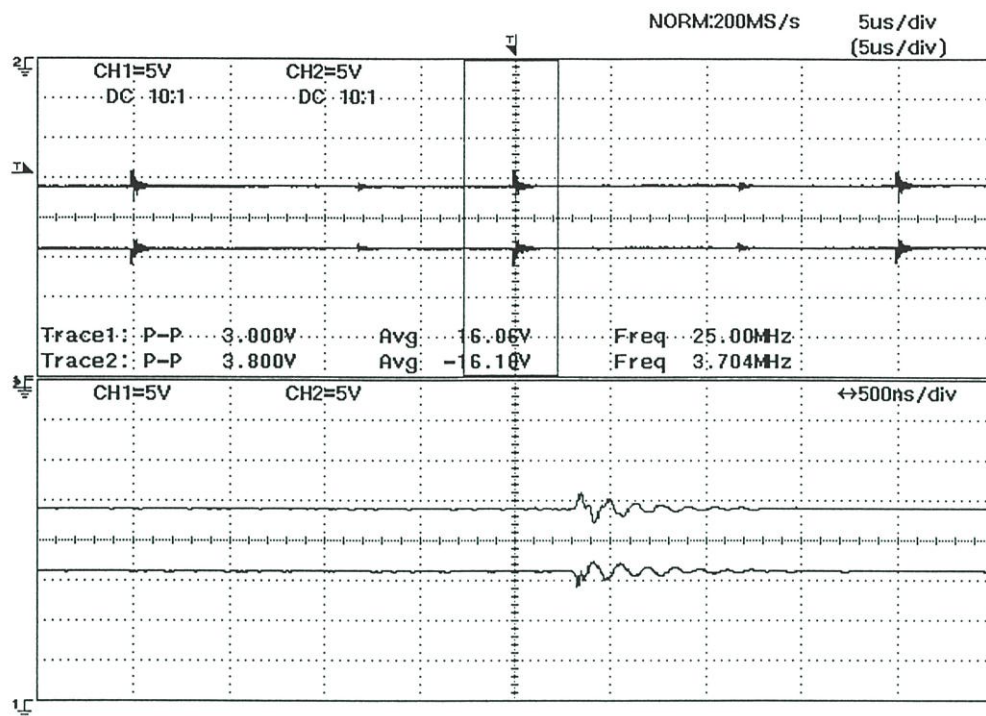
รูปที่ 6.7 แสดงรูปคลื่นแรงดันคร่อม C_{S1} (ล่าง) และ C_{S2} (บน) เมื่อเทียบที่จุดกราวด์ของวงจรบาลานซ์ (ขยายเพื่อดูรูปคลื่นในช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแส)



รูปที่ 6.8 แสดงรูปคลื่นแรงดันคร่อม C_{S1} (ล่าง) และ C_{S2} (บน) เมื่อเทียบที่จุดกราวด์ของวงจรบาลานซ์ (ขยายเพื่อดูรูปคลื่นในช่วงที่สวิทช์นำกระแส)



รูปที่ 6.9 แสดงรูปคลื่นแรงดันคร่อม C_{B1} (ล่าง) และ C_{B2} (บน) เมื่อเทียบที่จุดกราวด์ของวงจรบาลานซ์



รูปที่ 6.10 แสดงรูปคลื่นแรงดันคร่อม C_{B1} (ล่าง) และ C_{B2} (บน) เมื่อเทียบที่จุดกราวด์ของวงจรบาลานซ์ (ขยายเพื่อดูรูปคลื่นในช่วงที่สวิตช์นำกระแส)

จากการทดลองจะเห็นว่าในการปรับปรุงวงจรโดยใช้เทคนิคการบาลานซ์ทั้งสองแบบ ไม่ทำให้รูปคลื่นที่ต้องการเปลี่ยนแปลงไปมากนัก โดยจะเห็นแรงดันคร่อมสวิตช์ และ โหลดยังคงมีรูปคลื่นเหมือนเดิมส่วนขนาดก็มีค่าใกล้เคียงเช่นกัน

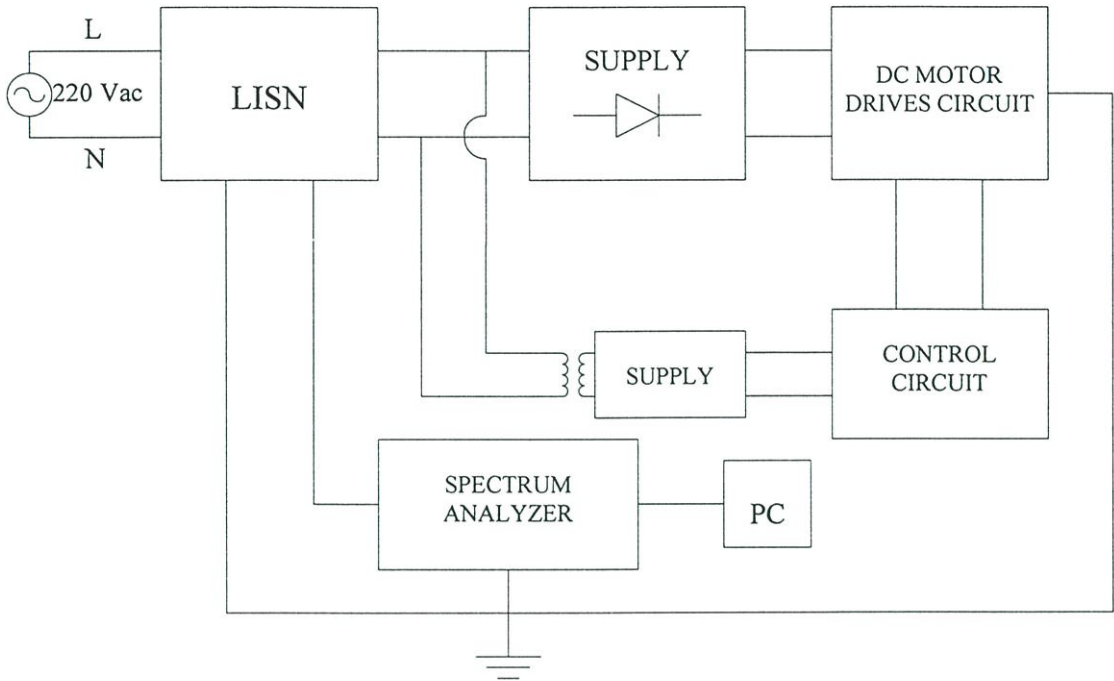
6.2 การทำการเซ็ทอัพเพื่อทำการวัดสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ และสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมด

การเซ็ทอัพเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ และสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมด ดังแสดงในรูปที่ 6.11 และรูปที่ 6.12 ตามลำดับ โดยเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบจะประกอบไปด้วย

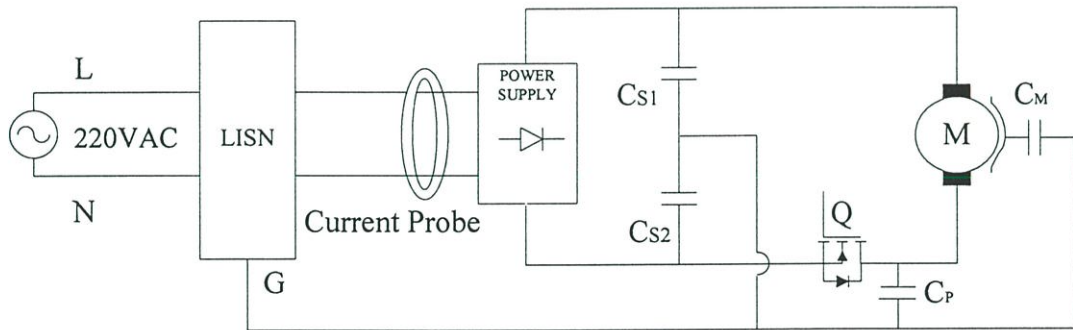
EMI Receiver: AFJ ER55CR

LISN: EMCO Model-3825/2

High frequency current probe: SHAFFNER SMZ11



รูปที่ 6.11 แสดงการเชื่อมต่อเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ



รูปที่ 6.12 แสดงการเชื่อมต่อเครื่องมือที่ใช้ในการวัดสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมด

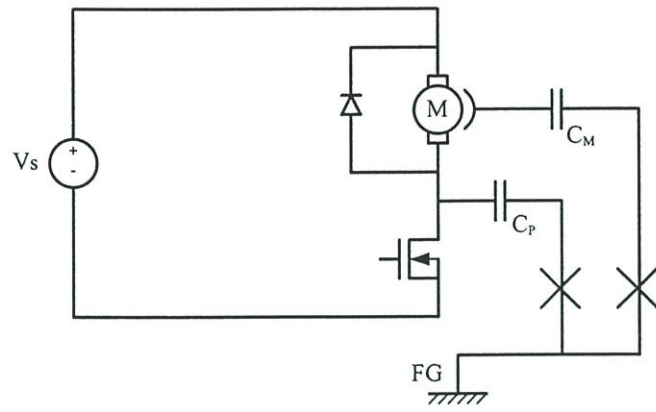
ในการทำการทดสอบสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำนั้นจะประกอบไปด้วย LISN ที่ฝั่งอินพุทของวงจรที่ทำการทดสอบ ส่วน Spectrum analyzer จะใช้สำหรับวัดสัญญาณรบกวนนั่นเองโดยสำหรับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ หรือ Conducted EMI นั้นจะสนใจในช่วงความถี่ 150 kHz- 30 MHz ซึ่งผลที่ได้จะแสดงออกทางจอภาพของคอมพิวเตอร์นั่นเอง ดังแสดงรายละเอียดในรูปที่ 6.11

ส่วนสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดนั้นจะใช้โพรบวัดกระแสความถี่สูง High frequency current probe ในการจับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมด แล้วส่งไปยัง Spectrum analyzer อีกทีหนึ่ง ดังรูปที่ 6.12

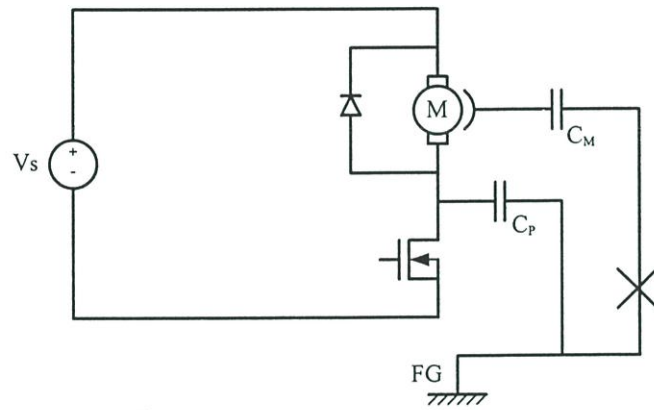
6.3 ผลที่มีต่อระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดที่เกิดขึ้นของการลอยกราวด์ที่ตำแหน่งที่เกิดตัวเก็บประจุแฝง

ในวงจรสวิตซ์ซึ่งโดยทั่วไป เมื่อทำงานที่ความถี่สูงๆแล้ว แผ่นระบายความร้อนเป็นสิ่งจำเป็นในการช่วยระบายความร้อนให้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์โดยเฉพาะอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตซ์ ซึ่งในวงจรสำหรับขั้วดีซีมอเตอร์ก็เช่นเดียวกัน เพื่อเป็นการรักษาเสถียรภาพในการทำงานของมอเตอร์กำลังให้อยู่ในระดับที่ดีก็ต้องการติดแผ่นระบายความร้อน โดยในการติดตั้งนั้นระหว่างแผ่นระบายความร้อนกับสวิตซ์จำเป็นต้องมีแผ่นฉนวนกั้นระหว่างตรงกลาง เพื่อเป็นการป้องกันมิให้เกิดการรั่วไหลของกระแสไฟฟ้าอันเป็นผลมาจากแรงดันของตัวถังสวิตซ์ในกรณีที่สวิตซ์เป็นโลหะ และป้องกันความเสียหายของสวิตซ์ในกรณีที่สวิตซ์มีตัวถังเป็นฉนวน จากนั้นทำการต่อแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์เพื่อให้เกิดความปลอดภัยนั่นเอง ซึ่งจากความรู้ในบทที่ 4 ทำให้ทราบว่ากระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมด สามารถไหลผ่านจากสวิตซ์นั้นเป็นเพราะค่าตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นนั่นเอง นอกจากนี้ตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดจากมอเตอร์ก็จะได้รับการพิจารณาด้วยเช่นเดียวกัน

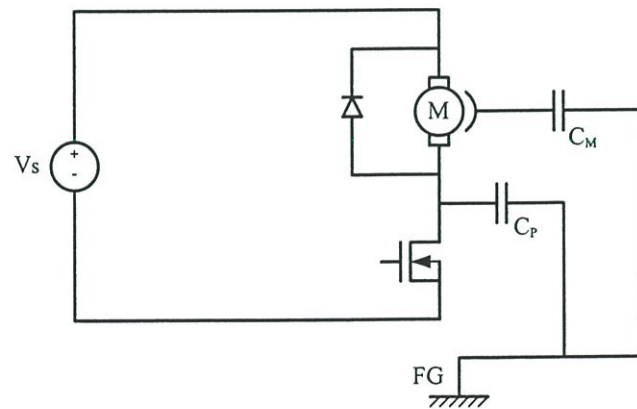
ในหัวข้อนี้จะแสดงให้เห็นถึงผลของตัวเก็บประจุแฝงแต่ละตัวว่าส่งผลต่อระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดมากน้อยเพียงใด โดยจะทำการลอยกราวด์เพื่อตัดผลของตัวเก็บประจุแฝงนั้นและดูผลของตัวเก็บประจุแฝงที่ยังต่อกราวด์อยู่ ดังแสดงวงจรที่ใช้เปรียบเทียบในรูปที่ 6.13 ส่วนผลของสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดของวงจร ดังแสดงในรูปที่ 6.14 ถึงรูปที่ 6.16 ตามลำดับ



(ก) วงจรขับดีซีมอเตอร์แบบคั้งเดิมเมื่อไม่พิจารณาตัวเก็บประจุแฝง

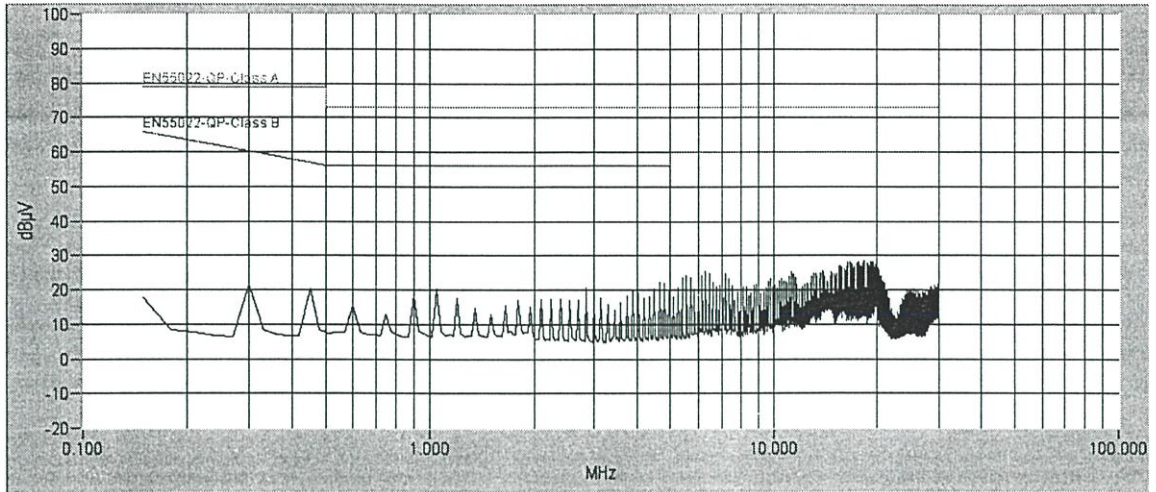


(ข) วงจรขับดีซีมอเตอร์แบบคั้งเดิมเมื่อพิจารณาเฉพาะตัวเก็บประจุแฝงที่แผ่นระบายความร้อน

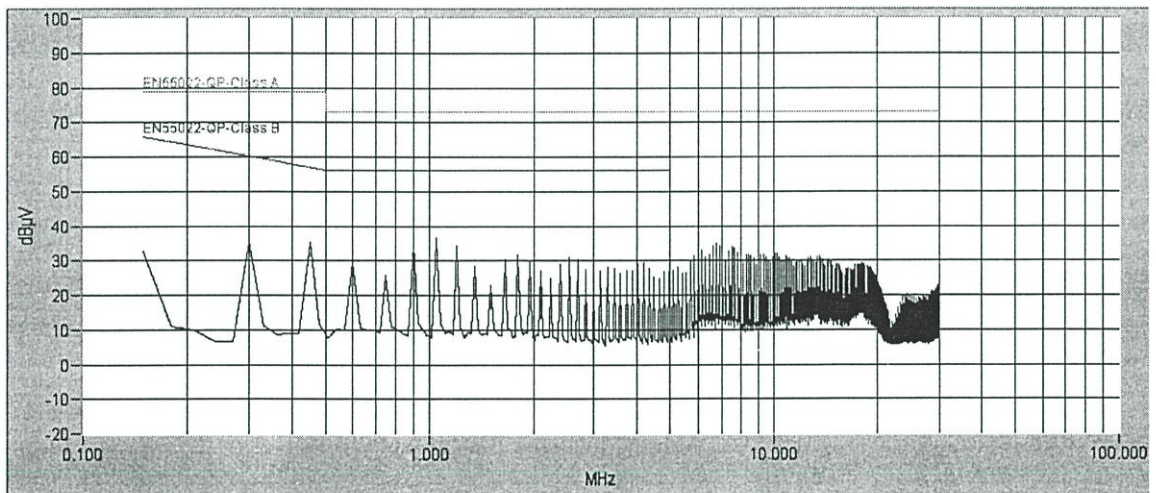


(ค) วงจรขับดีซีมอเตอร์แบบคั้งเดิมเมื่อพิจารณาตัวเก็บประจุแฝงทั้งสองตัว

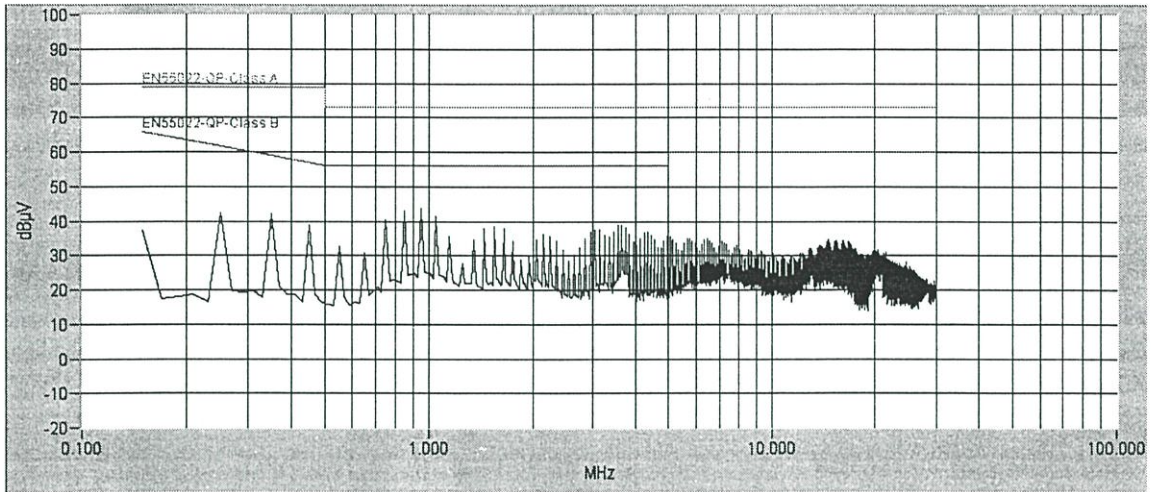
รูปที่ 6.13 แสดงวงจรที่ใช้เปรียบเทียบให้เห็นถึงผลของตัวเก็บประจุแฝงแต่ละตัว



รูปที่ 6.14 แสดงสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดของวงจรจับคู่ซีมอเตอร์แบบดั้งเดิม เมื่อลดยกราวด์ที่ตำแหน่งที่เกิดประจุแฝงทั้งสองตำแหน่ง



รูปที่ 6.15 แสดงสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดของวงจรจับคู่ซีมอเตอร์แบบดั้งเดิม เมื่อลดยกราวด์ที่ตำแหน่งที่เกิดประจุแฝงที่เกิดจากมอเตอร์



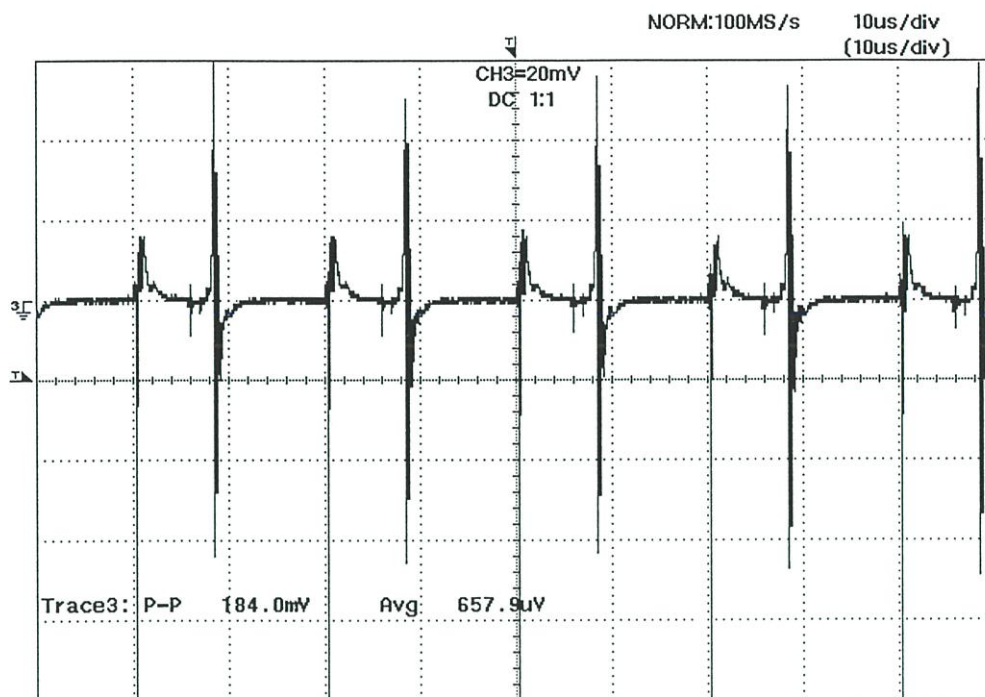
รูปที่ 6.16 แสดงสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดของวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์แบบดั้งเดิมที่มีการต่อตำแหน่งที่เกิดตัวเก็บประจุแผ่นลงกราวด์ตามปกติ

โดยจากการทดลองจะเห็นว่าเมื่อทำการลดยกราวด์ผลของสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดที่วัดได้จะมีระดับที่ลดลงกว่าในขณะที่มีการต่อลงกราวด์ตามปกติ ส่วนในรูปที่ 6.15 แสดงให้เห็นถึงผลของตัวเก็บประจุแผ่นที่แผ่ระบายความร้อนกับสวิทช์ และเมื่อทำการเปรียบเทียบกับในรูปที่ 6.16 ก็จะเห็น ได้ชัดถึงความแตกต่างเมื่อทำการพิจารณาถึงผลที่เกิดจากตัวเก็บประจุแผ่นที่มอเตอร์ด้วยนั่นเอง

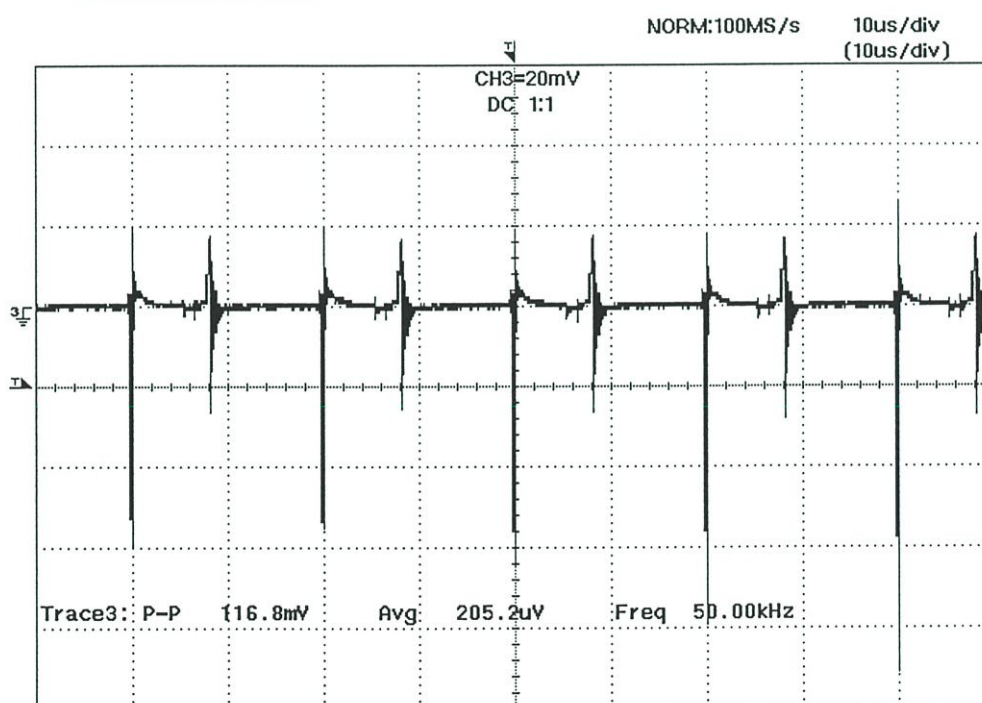
6.4 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดที่ไหลลงสู่กราวด์เฟรมของวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์แบบดั้งเดิมที่ยังไม่ได้ใช้เทคนิคการบาลานซ์เปรียบเทียบกับวงจรที่ได้รับการปรับปรุงโดยใช้เทคนิคการบาลานซ์

เนื่องจากกระแสสัญญาณรบกวนที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุแผ่น เป็นสาเหตุสำคัญที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมด ดังนั้นถ้าวงจรที่ปรับปรุงแล้วสามารถลดกระแสดังกล่าวได้ ระดับของสัญญาณรบกวนแบบคอมมอน โหมดก็จะลดลงด้วยเช่นกัน

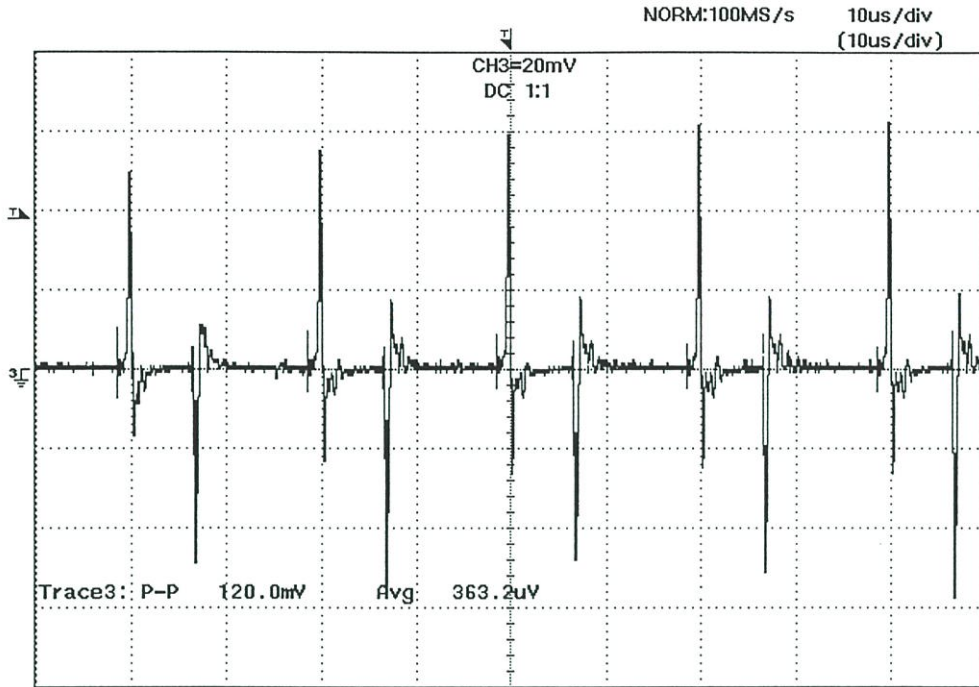
ในหัวข้อนี้จะเป็นการเปรียบเทียบกระแสสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดที่เกิดขึ้นในวงจรสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์แบบดั้งเดิม เปรียบเทียบกับวงจรที่ได้รับการปรับปรุงแล้วด้วยเทคนิคการบาลานซ์ทั้งสองแบบ ซึ่งจะแสดงให้เห็นกระแสที่ไหลในสายตัวนำไลน์และนิวตรอนและกระแสรวมหลังจากเกิดการหักล้างแล้ว ดังแสดงในรูปที่ 6.17 ถึงรูปที่ 6.22



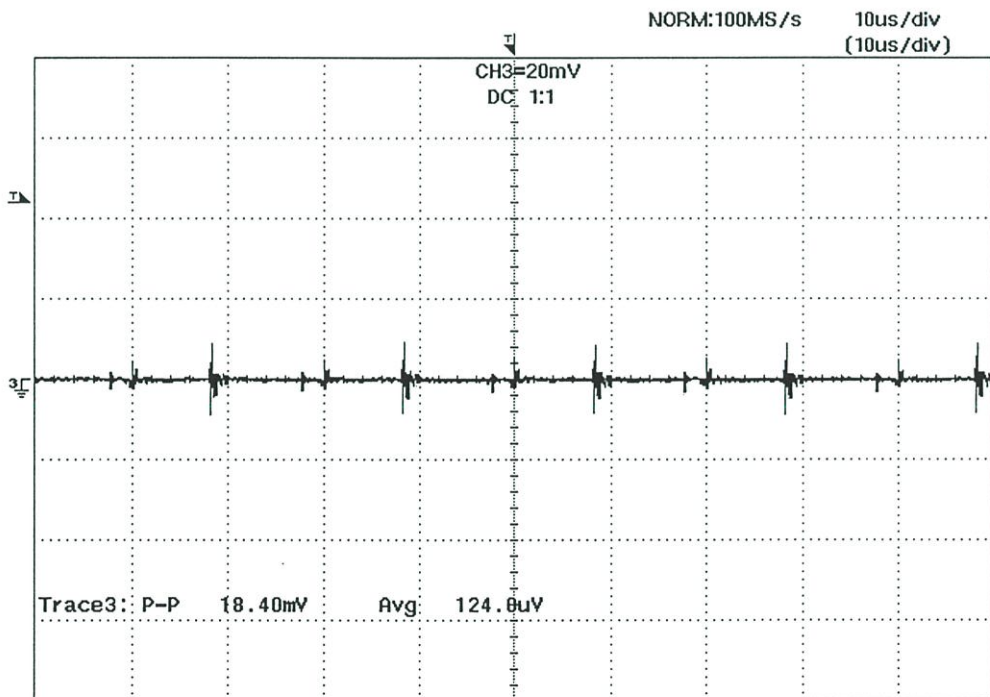
รูปที่ 6.17 แสดงรูปคลื่นของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมด ของวงจรขับ
คิซีมอเตอร์แบบดั้งเดิม



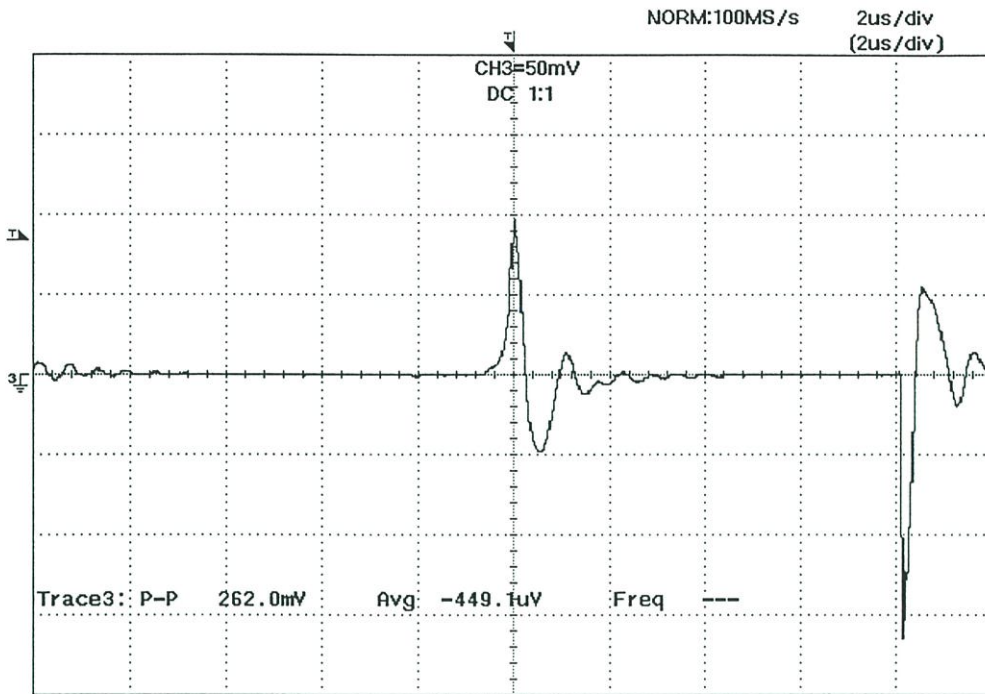
รูปที่ 6.18 แสดงรูปคลื่นของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดของวงจรขับ
คิซีมอเตอร์แบบดั้งเดิม เมื่อพิจารณาเฉพาะตัวเก็บประจุแผ่นที่แผ่ระบายความร้อน



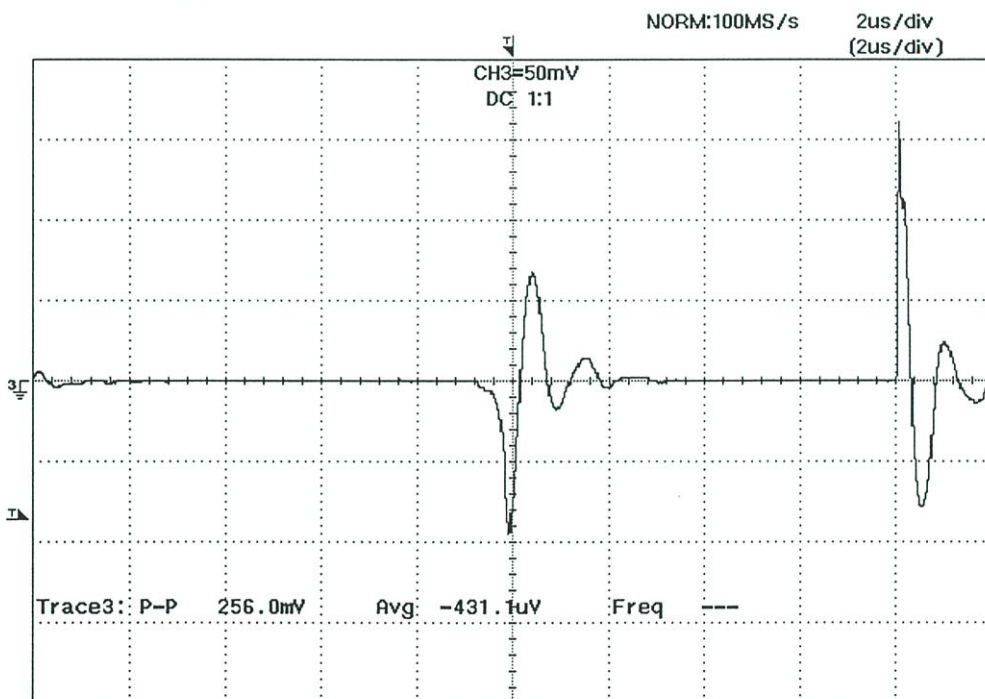
รูปที่ 6.19 แสดงรูปคลื่นของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดของวงจรขับ
ดีซีมอเตอร์แบบดั้งเดิม เมื่อพิจารณาเฉพาะตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดจากมอเตอร์



รูปที่ 6.20 แสดงรูปคลื่นของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดของวงจรขับ
ดีซีมอเตอร์แบบบาลานซ์



รูปที่ 6.21 แสดงรูปคลื่นของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดที่ใหญ่ในสายตัวนำไลน์ (I_{OB1}) ของวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์แบบบาลานซ์

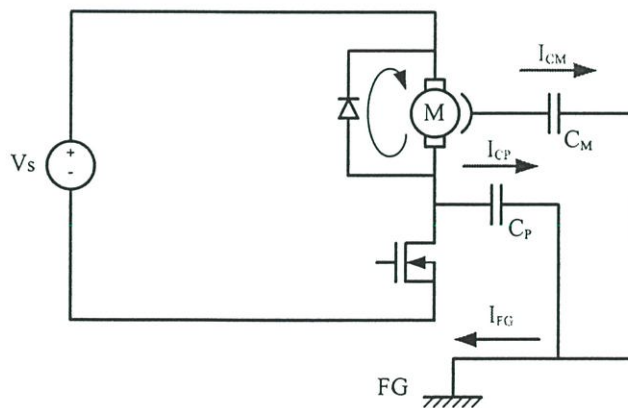


รูปที่ 6.22 แสดงรูปคลื่นของกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดที่ใหญ่ในสายตัวนำนิวตรอน (I_{OB2}) ของวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์แบบบาลานซ์

จากการทดลองในหัวข้อนี้จะเห็นว่ารูปคลื่นกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝงทั้งสองมีค่าค่อนข้างสูงแต่หลังจากทำการปรับปรุงวงจร กระแสสัญญาณรบกวนที่ไหลในสายตัวนำไลน์และนิวตรอน มีทิศทางตรงกันข้ามกันหรือกลับเฟสกันนั่นเอง ส่วนขนาดก็ใกล้เคียงกัน ดังนั้นเมื่อเกิดการหักล้างกันที่กราวด์เฟรม กระแสที่เหลือจึงมีค่าลดลงเป็นอย่างมาก แต่จะมีผลต่อระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำหรือไม่ จะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

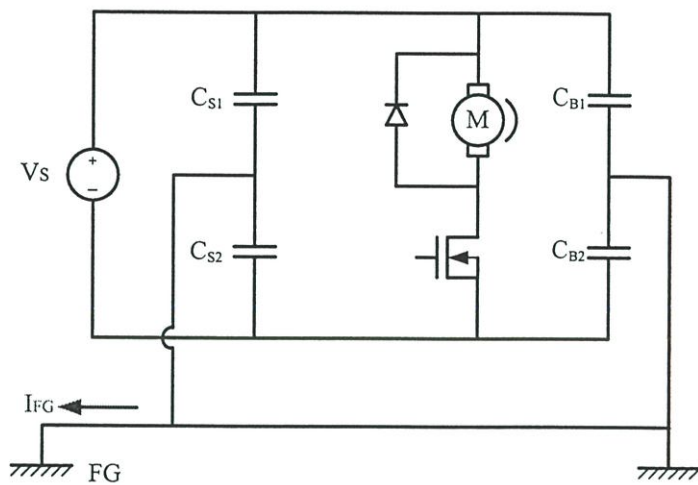
6.5 เปรียบเทียบระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดที่เกิดขึ้นของวงจรขับดีซีมอเตอร์แบบดั้งเดิมที่ยังไม่ได้ใช้เทคนิคการบาลานซ์ เปรียบเทียบกับวงจรที่ได้รับการปรับปรุงโดยใช้เทคนิคการบาลานซ์

จากหัวข้อที่ผ่านมาจะเห็นว่ากระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดถูกหักล้างกันเป็นอย่างดี มีกระแสที่เหลืออยู่น้อย ดังนั้นระดับสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดจึงควรลดลงด้วย ซึ่งในหัวข้อนี้จะแสดงให้เห็นระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดและระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ ของวงจรขับดีซีมอเตอร์แบบดั้งเดิม เปรียบเทียบกับวงจรที่ได้รับการปรับปรุงโดยวิธีบาลานซ์แต่ไม่คำนึงถึงตัวเก็บประจุแฝง และ วงจรที่ได้รับการปรับปรุงโดยวิธีบาลานซ์ ดังแสดงในรูปที่ 6.23 ส่วนระดับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในแต่ละวงจรถัดไปแสดงในรูปที่ 6.24 ถึงรูปที่ 6.28

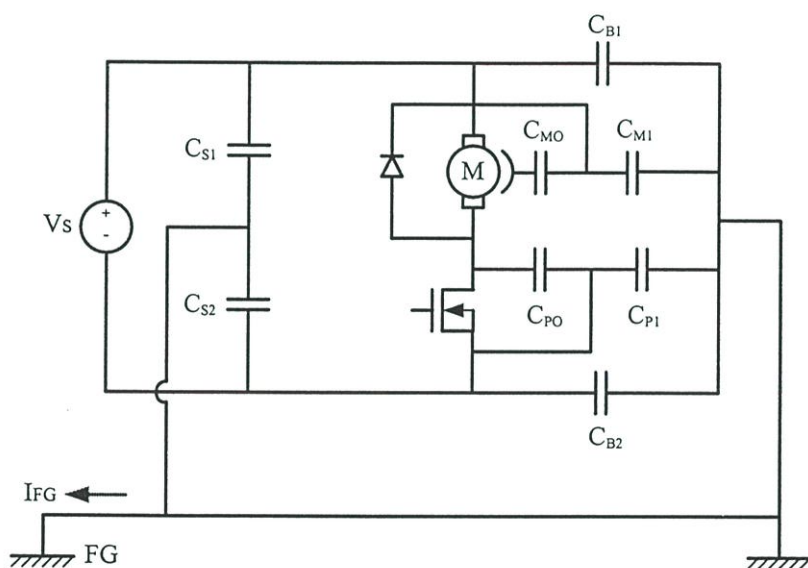


(ก) วงจรขับดีซีมอเตอร์แบบดั้งเดิม

รูปที่ 6.23 แสดงวงจรที่นำมาเปรียบเทียบระดับสัญญาณรบกวนแบบคอมมอน โหมด

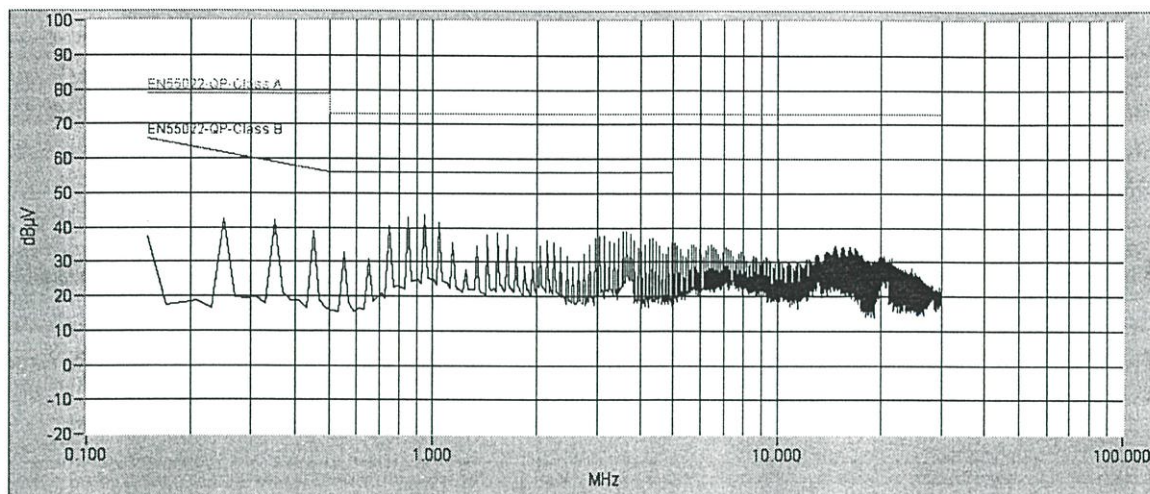


(จ) วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ที่บาลานซ์แต่ไม่คำนึงถึงตัวเก็บประจุแฝง

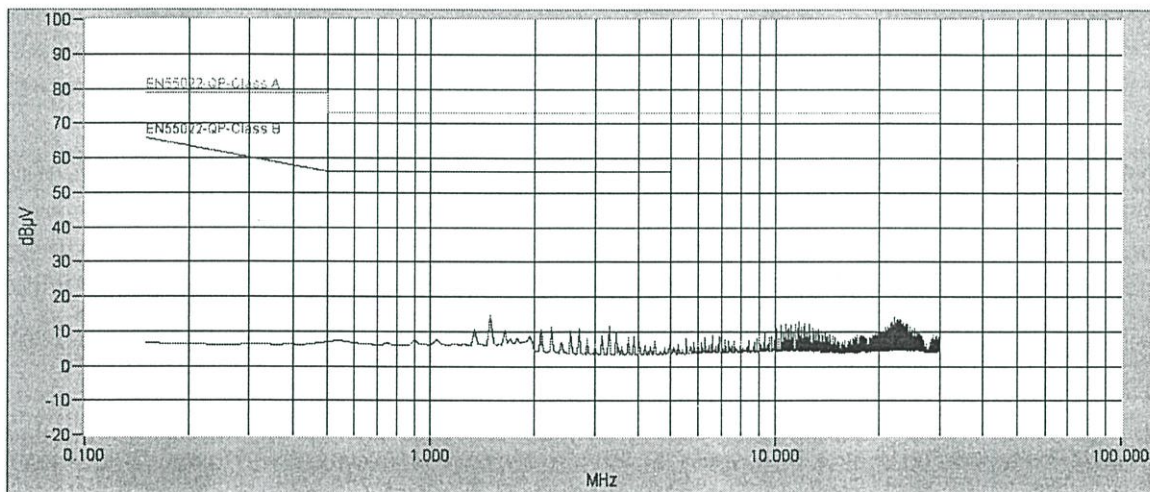


(ค) วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ที่บาลานซ์

รูปที่ 6.23 (ต่อ)

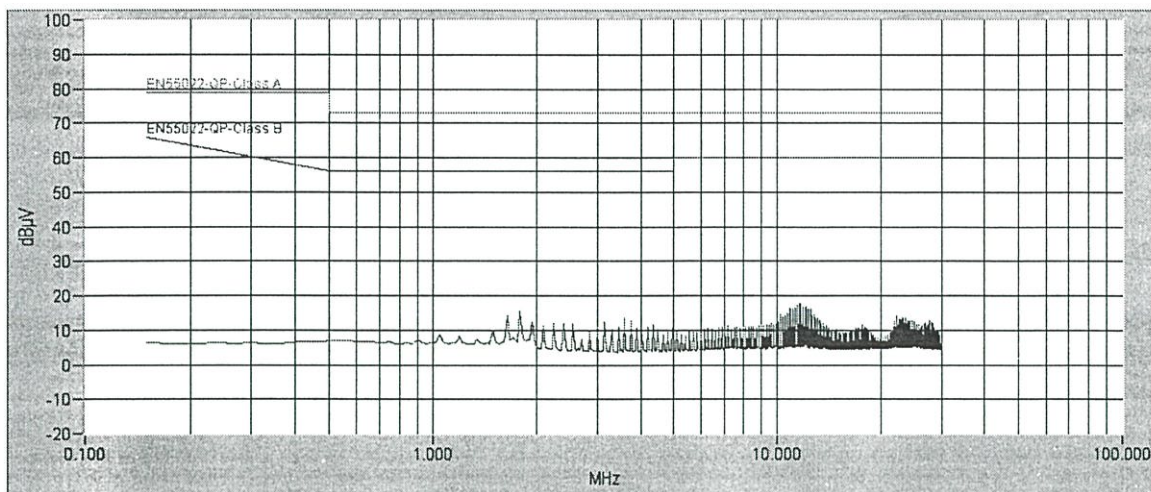


รูปที่ 6.24 แสดงระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดของวงจรขับดีซีมีโอเตอร์แบบดั้งเดิม



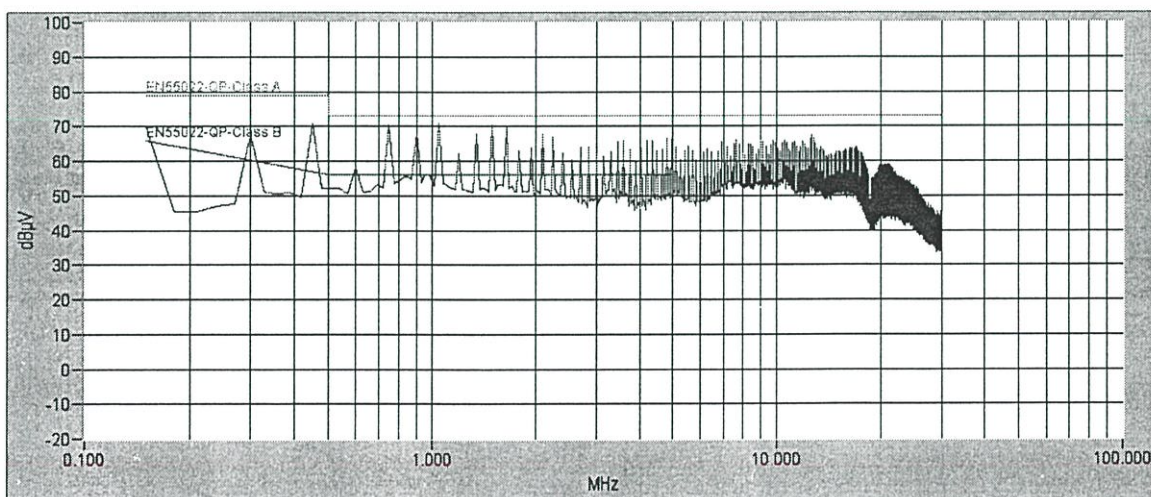
รูปที่ 6.25 แสดงระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดของวงจรขับดีซีมีโอเตอร์ที่ได้รับการบาลานซ์ เมื่อไม่พิจารณาผลของตัวเก็บประจุแฝง

เมื่อเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดที่เกิดขึ้นในวงจรดั้งเดิมเมื่อไม่พิจารณาผลที่เกิดจากตัวเก็บประจุแฝงในรูปที่ 6.12 กับวงจรบาลานซ์เมื่อไม่พิจารณาตัวเก็บประจุแฝงเช่นเดียวกัน จะเห็นว่าระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดที่เกิดขึ้นในวงจรดั้งเดิมนั้นลดลงเป็นอย่างมากเมื่อทำการบาลานซ์ทั้งสามส่วน คือ แหล่งจ่ายไฟ สายส่ง และส่วนปลายสาย แสดงให้เห็นว่าวงจรดั้งเดิมเป็นวงจรที่ไม่บาลานซ์นั่นเอง

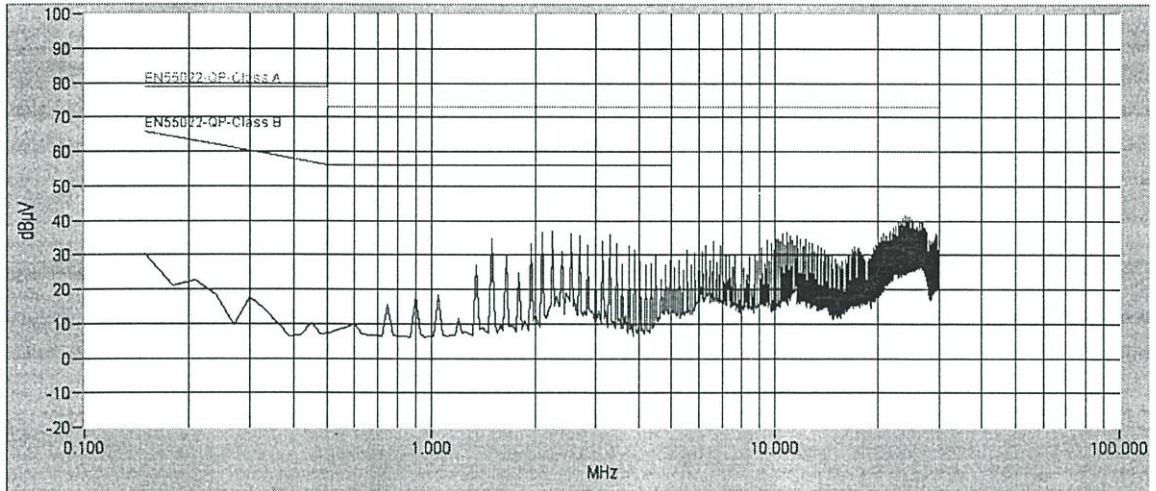


รูปที่ 6.26 แสดงระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดของวงจรขับดีซีมีมอเตอร์ที่ ได้รับการบาลานซ์เมื่อพิจารณาผลของตัวเก็บประจุแฝงด้วย

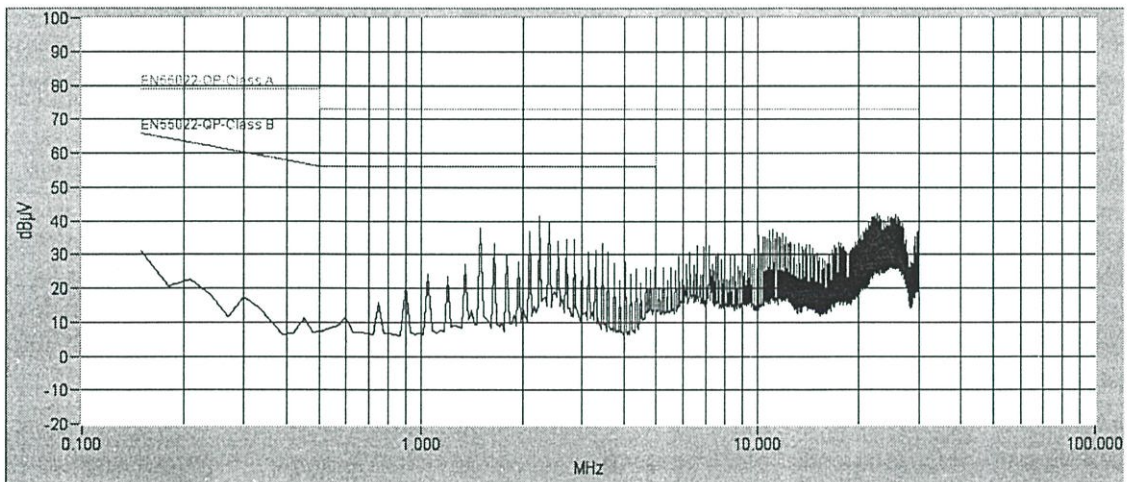
เมื่อเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดที่เกิดขึ้นในวงจรที่ ได้รับการบาลานซ์แต่ไม่พิจารณาผลที่เกิดจากตัวเก็บประจุแฝงรูปที่ 6.25 กับวงจรที่พิจารณาผลจากตัว เก็บประจุแฝงและทำการบาลานซ์ย่อยที่ส่วนปลายแล้วในรูปที่ 6.26 จะเห็นว่า มีระดับสัญญาณรบกวน ผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดที่เกิดขึ้นในระดับใกล้เคียงกัน แสดงให้เห็นว่า การทำบาลานซ์ย่อยที่ ส่วนปลาย (Sub-Termination Balance) สามารถช่วยลดผลที่เกิดจากตัวเก็บประจุแฝงทั้งสองได้อย่างมี ประสิทธิภาพนั่นเอง



รูปที่ 6.27 แสดงระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำของวงจรขับดีซีมีมอเตอร์แบบดั้งเดิม

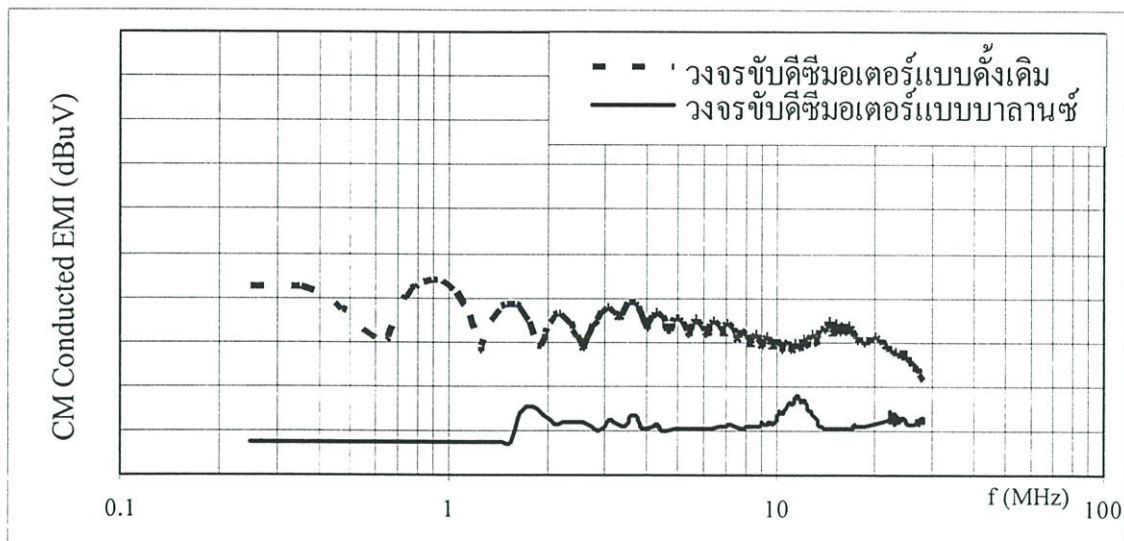


รูปที่ 6.28 แสดงระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำของวงจรจับดีซีมีมอเตอร์แบบบาลานซ์เมื่อไม่พิจารณาผลของตัวเก็บประจุแฝงใดๆ

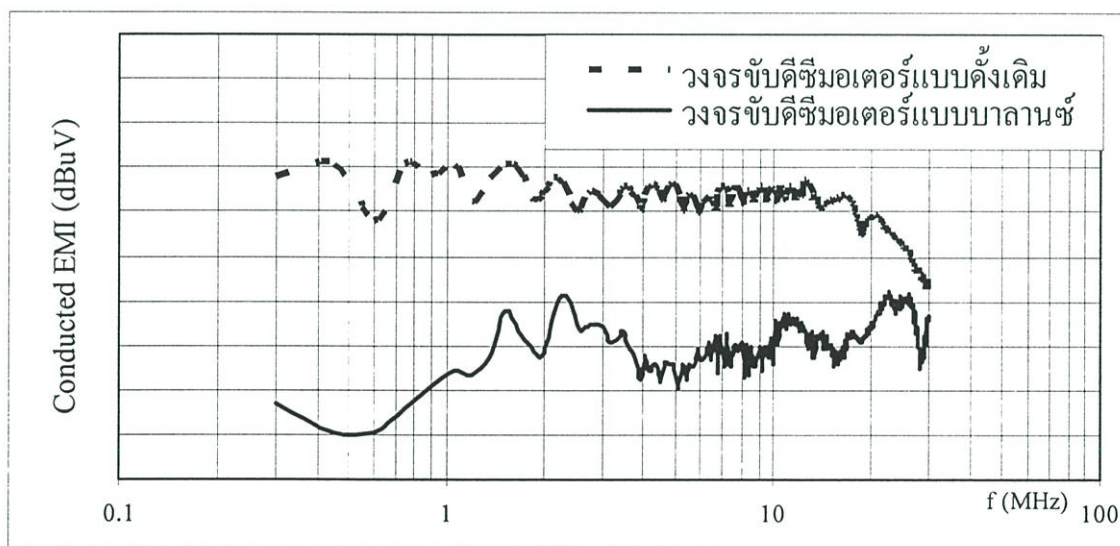


รูปที่ 6.29 แสดงระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำของวงจรจับดีซีมีมอเตอร์แบบบาลานซ์

เมื่อทำการเปรียบเทียบระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำของทั้งสามวงจรในรูปที่ 6.23 ดังแสดงในรูปที่ 6.27 ถึงรูปที่ 6.29 จะเห็นว่าระดับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นมีแนวโน้มเดียวกับระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมด แสดงว่าเมื่อระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอนโหมดถูกกำจัดไป ระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำก็จะลดลงด้วยนั่นเอง



รูปที่ 6.30 แสดงการเปรียบเทียบระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดของวงจรขับเคลื่อน (บน) และวงจรขับเคลื่อนแบบบาลานซ์ (ล่าง)



รูปที่ 6.31 แสดงการเปรียบเทียบระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำของวงจรขับเคลื่อนแบบดั้งเดิม (บน) และวงจรขับเคลื่อนแบบบาลานซ์ (ล่าง)

จากผลการทดลองเมื่อนำค่าสูงสุดของระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดในรูปที่ 6.24 และรูปที่ 6.26 มาเปรียบเทียบกับกันจะเห็นว่าระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบ คอมมอนโหมดของวงจรขับมอเตอร์แบบดั้งเดิมจะมีระดับลดลงในทุกย่านความถี่หลังจากใช้เทคนิค การบาลานซ์ดังแสดงในรูปที่ 6.30 และเมื่อพิจารณาเปรียบเทียบระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำใน รูปที่ 2.27 และรูปที่ 2.29 ก็จะทำให้เห็นว่าระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำที่เกิดขึ้นหลังการปรับปรุง วงจรมีระดับลดลงในทุกย่านความถี่เช่นเดียวกันดังแสดงในรูปที่ 6.31

บทที่ 7

สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุปผลการทดลอง

ในการแก้ไขปัญหาเนื่องจากสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้านี้สามารถทำได้ 2 วิธีคือ การออกแบบวงจรเพื่อลดระดับสัญญาณรบกวนที่เกิดจากตัววงจรเอง หรือ การออกแบบเพื่อป้องกันไม่ให้ถูกรบกวนจากวงจรอื่นๆ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงในกรณีแรกโดยจะทำการปรับปรุงวงจรที่เป็นสาเหตุของการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้านั่นเอง โดยสามารถสรุปผลการวิจัยได้ดังต่อไปนี้

จากผลการทดลองในหัวข้อที่ 6.1 จะเห็นว่ารูปคลื่นแรงดันที่สวิทช์และโหลด ของวงจรที่ปรับปรุงโดยใช้เทคนิคการบาลานซ์นั้นมีค่าใกล้เคียงกับวงจรขั้วตีซิมมอเตอร์แบบดั้งเดิม กล่าวคืออุปกรณ์ที่ใส่เพิ่มเข้าไปในวงจรนั้นมีผลกระทบต่อเสถียรภาพการทำงานของวงจรน้อยมาก โดยในรูปที่ 6.7 และรูปที่ 6.8 จะแสดงถึงการบาลานซ์แหล่งจ่าย ส่วนรูปที่ 6.9 และ 6.10 แสดงถึงการบาลานซ์ส่วนปลายสาย ซึ่งจะเห็นว่ารูปคลื่นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุทางด้านไลน์ และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุทางด้านนิวตรอน เมื่อให้กราวด์เฟรมเป็นจุดอ้างอิงจะมีขนาดใกล้เคียงกัน แต่มีเฟสตรงกันข้าม

จากผลการทดลองในหัวข้อที่ 6.3 จะเห็นว่าเมื่อทำการลอยกราวด์ที่จุดที่เกิดตัวเก็บประจุแฝงทั้งสองจุดจะพบว่าระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำที่เกิดขึ้นในวงจรขั้วตีซิมมอเตอร์แบบดั้งเดิมจะมีค่าลดลง แสดงให้เห็นว่ากระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดไม่สามารถไหลสู่กราวด์เฟรมได้นั่นเอง นอกจากนี้การแก้ปัญหาด้วยการไม่ต่อสายกราวด์นั้นเป็นวิธีที่ไม่ถูกต้องเนื่องจากเมื่อระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำลดลง แต่ผลที่ตามมาคืออาจเกิดอันตรายที่แผ่นฉนวนเสียหายและเกิดศักย์ไฟฟ้าที่แผ่นระบายความร้อนเป็นอันตรายต่อผู้ที่สัมผัส และอีกประการหนึ่งคือระดับสัญญาณรบกวนที่แพร่กระจาย ผ่านอากาศก็มีค่าเพิ่มขึ้นด้วย

จากผลการทดลองในหัวข้อที่ 6.4 จะเห็นว่ากระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝงทั้งสองมีค่าค่อนข้างสูง เมื่อทำการปรับปรุงวงจรโดยใช้เทคนิคการบาลานซ์จะทำให้เกิดการหักล้างกันของกระแสที่ไหลในสายตัวนำไลน์และนิวตรอน ดังแสดงในรูปที่ 6.20 ถึงรูปที่ 6.22 ซึ่งจะเห็นว่ารูปคลื่นของกระแสดังกล่าวมีขนาดใกล้เคียงกัน แต่มีทิศทางตรงกันข้ามหรือกลับเฟสกัน ดังนั้นกระแสรวมหลังจากการหักล้างจึงเหลือเพียงเล็กน้อย

จากผลการทดลองในหัวข้อที่ 6.5 เมื่อระดับกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมดที่ไหลลงสู่กราวด์เกิดการหักล้างกัน ทำให้ระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอม

มอนโหมคลดลง และส่งผลให้ระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำลดลงนั่นเอง โดยจากการทดลองจะเห็นว่าระดับสัญญาณรบกวนทั้งสองชนิดในวงจรที่ได้รับการปรับปรุงโดยใช้เทคนิคการบาลานซ์จะลดลงในทุกย่านความถี่ประมาณ 10-50 dBuV

สัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมคจะมีสาเหตุสำคัญมาจากกระแสสัญญาณรบกวน I_{FC} ที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุแผ่นที่เกิดขึ้นในวงจรแล้วไหลลงสู่กราวด์เฟรม ซึ่งวงจรสำหรับขับ ดีซีมอเตอร์ก็เป็นวงจรหนึ่งที่เกิดตัวเก็บประจุแผ่นดังกล่าวขึ้นเช่นกัน ไม่ว่าจะเป็นตัวเก็บประจุแผ่นที่เกิดจากมอเตอร์ หรือ ตัวเก็บประจุแผ่นที่เกิดระหว่างสวิทช์กับแผ่นระบายความร้อน โดยวิธีการที่ใช้ในการลดระดับสัญญาณรบกวนนั้นมีอยู่หลายวิธี ซึ่งวิธีหนึ่งที่เป็นวิธีที่ได้ผลดีในการลดระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมคก็คือ วิธีการบาลานซ์

เมื่อเราทำการควบคุมพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรให้คงที่ หรือใกล้เคียงกันที่สุด แล้วทำการปรับปรุงวงจรโดยใช้เทคนิคการบาลานซ์ จะทำให้กระแสสัญญาณรบกวนแบบคอมมอน โหมคที่ไหลจากสายตัวนำทั้งสองคือ ไลน์ และนิวตรอนเกิดการหักล้างกันในบริเวณกราวด์เฟรมและมีกระแสสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมคไหลกลับไปที่ LISN ในปริมาณที่ลดน้อยลงทำให้ระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมคที่วัดได้ลดลง และส่งผลให้ระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำรวมลดลงนั่นเอง

จากที่กล่าวมาข้างต้นหลังจากทำการปรับปรุงวงจรด้วยเทคนิคการบาลานซ์ จะเห็นว่าสามารถลดระดับสัญญาณรบกวนลงได้เป็นอย่างดี ซึ่งวิธีนี้จัดเป็นการแก้ปัญหาที่สาเหตุของการเกิดสัญญาณรบกวนโดยตรง ทำให้สามารถลดค่าใช้จ่ายในการติดตั้ง EMI ฟิลเตอร์ที่มีราคาค่อนข้างแพง และมีขนาดที่ใหญ่ทำให้วงจรควบคุมมอเตอร์มีขนาดที่เล็กลงอีกด้วยนั่นเอง

7.2 ข้อเสนอแนะ

ในงานวิจัยนี้ใช้เทคนิคการลดระดับสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำแบบคอมมอน โหมคด้วยเทคนิคการบาลานซ์เพียงอย่างเดียว หากทำการพิจารณาพร้อมกับเทคนิคอื่นๆ ซึ่งมีอยู่มากมายหลายวิธีย่อมสามารถลดระดับสัญญาณรบกวนดังกล่าวได้มากขึ้น อีกทั้งเทคนิคการบาลานซ์นี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดอื่นซึ่งอาจใช้สวิทช์หลายตัวหรือควบคุมมอเตอร์แบบหมุนสองทิศทางซึ่งมีความซับซ้อนมากขึ้นได้นั่นเอง

เอกสารอ้างอิง

- [1] Julian, R. Cuzner, G. Oriti, and T. Lipo, “Active filtering for common mode conducted EMI reduction in voltage source inverter” in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. (APEC), Anaheim, CA, 1998, pp. 934 – 939.
- [2] H. Jörgensen, S. Guttowski, and K. Heumann, “Comparison of methods to reduce the common mode noise emission of PWM voltage-fed inverter” in Proc. 34th Int. Power Conv. Conf., Nuremberg, Germany, 1997, pp. 273-280.
- [3] M. Shoyama, T. Okunaga, G. Li, T. Ninomiya, “Balanced Switching Converter to Reduce Common-Mode Conducted Noise”, IEEE PESC 2001 Record, pp. 451-456, Jun., 2001.
- [4] M. Shoyama, T. M. Ohba, T. Ninomiya, “Balanced Buck-Boost Switching Converter to Reduce Common-Mode Conducted Noise”, IEEE PESC 2002 Record, pp. 2056-2061, 2002
- [5] H.W. Ott, Noise reduction techniques in Electronic Systems, John Wiley&Sons, Inc., second ed., 1988.
- [6] John C. Fluke, Sr., Controlling Conducted Emissions by Design, Van Nostrand Reinhold.,1991.
- [7] Jacob, T. “Design Analysis of Pulse Width Modulated Amplifier for DC Servo System”. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation. Vol. IECI-23, No. 1, February 1976. pp 47-55
- [8] Agrawal, J.P. Power Electronic System Theory and Design. Ohio: Prentice-Hall, Inc. 2001.
- [9] Mohan, N. et.al. Power Electronic Converters, Applications and Design. 2nd ed. New York: John Wiley & Sons, Inc. 1995.
- [10] Hart, D. W. Introduction to Power Electronics. London: Prentice-Hall, Inc. 1997.
- [11] โคม อารียา อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 1. กรุงเทพฯ : ซีเอ็ดยูเคชั่น. 2001.
- [12] โคม อารียา อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 2. กรุงเทพฯ : ซีเอ็ดยูเคชั่น. 2001.

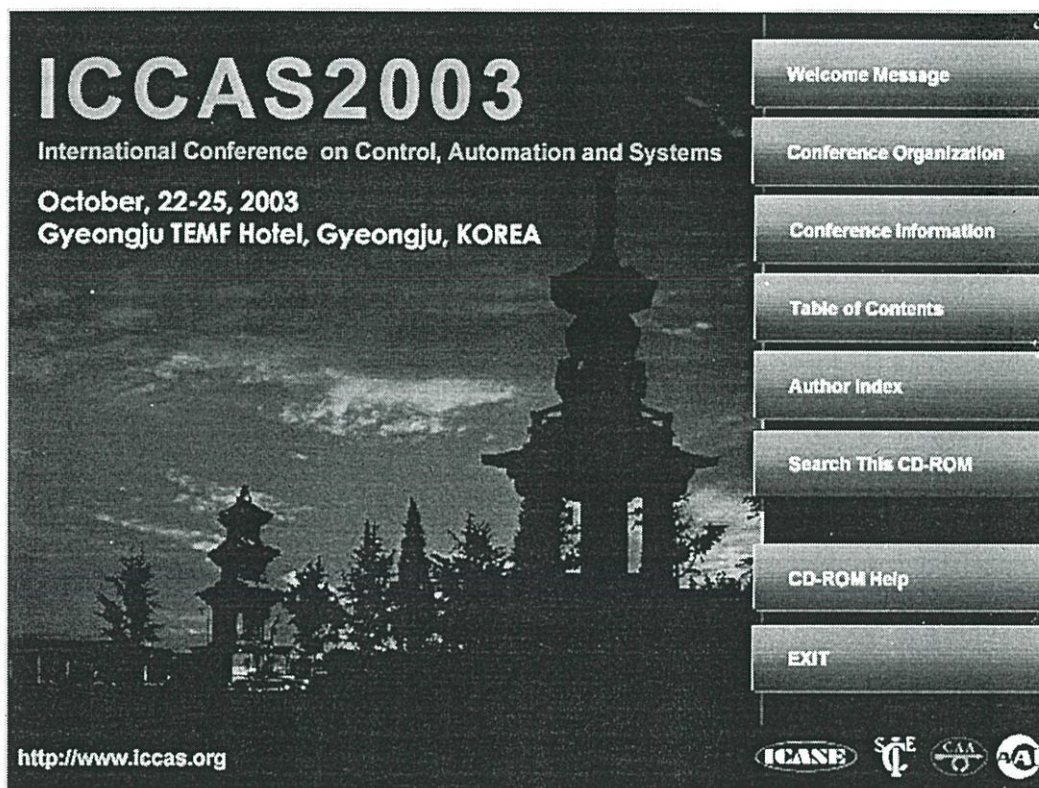
- [13] Rashid, M. II. Power Electronics Circuits, Devices and Applications. 2nd ed. New Jersey: Printice-Hall, Inc. 1993.
- [14] Baliga, B. J. Power Semiconductor Devices. Boston: PWS Publishing Company, a division of International Thomson Publishing, inc. 1996.
- [15] Singh, J. Semiconductor Devices Basic Principles. New York: John Wiley & Sons, Inc. 2001.
- [16] Consoli, A. et. al. " Innovative EMI Reduction Design Technique in Power Converter." IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. Vol. 38, No. 4, November 1996. pp. 567-575
- [17] Perez, R. Handbook of Electromagnetic Compatibility. San Diego: Academic Press. 1995.
- [18] Weston, D. A. Electromagnetic Compatibility Principles and Application. 2nd ed. New York: Marcol Dekker, Inc. 2001.
- [19] Mardiguian, M. EMI Troubleshooting Techniques. New York: McGraw-Hill. 2000.
- [20] Tsaliovich, A. Cable Shielding for Electromagnetic Compatibility. New York: Van Nostrand Reinhold. 1995.
- [21] Williams, T. and Armstrong, K. EMC for Systems and Installations. Oxford: Newnes. 2000.
- [22] Fluke, J. C. Controlling Conducted Emissions by Design. New York : Van Nostrand Reinhold. 1991.
- [23] Nave, M. J. Power Line Filter Design for Switched-Mode Power Supplies. New York: Van Nostrand Reinhold. 1991.
- [24] Gue, T. et. al. "Separation of the Common-Mode and Differential-Mode Conducted EMI Noise." IEEE transactions on Power Electronics. Vol. 1, No. 3 May 1996
- [25] Ninomiya, T. and Harada, K. "Common-Mode Noise Generation in a DC to DC Converter." IEEE transactions on Aerospace and Electronic System. Vol. ASE-16, No. 2, March 1980. pp. 130-137.

- [26]Sinclair, A. J. et. al. "A Systematic Study of EMI Reduction by Physical Converter Layout and Suppressive Circuit." Proceeding of the Conference IEEE. 1993. pp. 1059-1064.
- [27]Grandi, G. et. al. "Effects of Power Converter Parasitic Components on Conducted EMI." 12th International Zurich Symposium and Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility. Zurich, Switzerland, February 1997. pp. 199-504.
- [28]Teulings, W. et. al. "A New Technique for Spectral Analysis of Conducted Noise of a SMPS Including Interconnects." Proceeding of the Conference IEEE. 1997. pp. 1516-1521.
- [29]Okyere, P. F. and Heinemann, L. "Computer-Aided Analysis and Reduction of Conducted EMI in Switched-Mode Power Converter." Proceeding of the Conference IEEE. 1998. pp. 924-928.
- [30]Nave, M. J. "A Novel Differential Mode Rejection Network for Conducted Emissions Diagnostics." Proceeding of the Conference 1 IEEE 1989. pp. 223-227.
- [31]Su, If. L, and Lin, K. H. "Computer-Aided Design of Power Line Filters with a Low Cost Common and .Differential Mode Noise Diagnostic Circuit." Proceeding of the Conference IEEE. 2001. pp. 511-516.
- [32]Paul, C. R. and Hardin, K.B. "Diagnosis and Reduction of Conducted Noise Emission." IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. EMC-30, 1988. pp. 553-560.
- [33]Paul, C. R. "A Comparison of the Contributions of Common-Mode and Differential-Mode Current in Radiated Emission," IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. EMC-31, 1989. pp. 189-193.

ภาคผนวก

ผลงานที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยและได้รับการตีพิมพ์

- [1] J. Jintanamaneerat, A. Srisawang, Y. Prempraneerach, “DC Motor Drive with Circuit Balancing Technique to Reduce Common Mode Conducted Noise” in ICCAS 2003, Korea, 2003, pp.1881-1884



The image shows a CD-ROM menu screen for the ICCAS2003 conference. The background is a dark, atmospheric photograph of traditional Korean architecture, including a prominent pagoda, silhouetted against a cloudy sky. The text is white and positioned in the upper left quadrant. On the right side, there is a vertical column of seven rectangular buttons, each containing a menu option. At the bottom left, the website URL is provided. At the bottom right, there are four circular logos representing the organizing institutions: ICASE, SICE, CAA, and ISA.

ICCAS2003

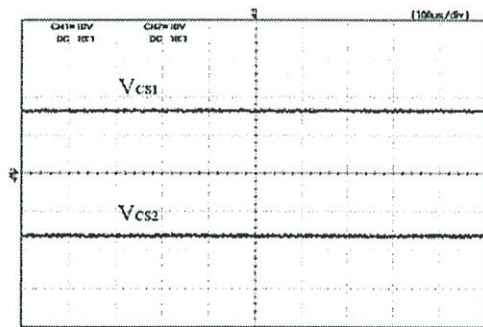
International Conference on Control, Automation and Systems
October, 22-25, 2003
Gyeongju TEMF Hotel, Gyeongju, KOREA

<http://www.iccas.org>

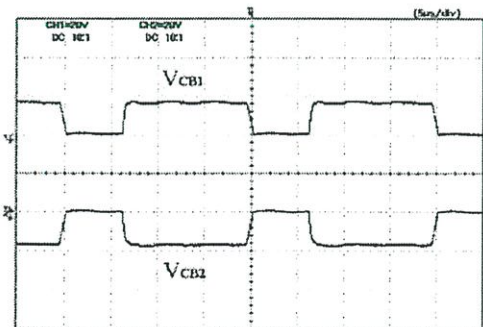
- Welcome Message
- Conference Organization
- Conference Information
- Table of Contents
- Author Index
- Search This CD-ROM
- CD-ROM Help
- EXIT

ICASE SICE CAA ISA

parasitic capacitor, C_p . And due to the switching voltage is applied to the dc motor will also cause the common-mode noise current flows through the parasitic capacitor, C_M . Consequently this causes the large common-mode noise current flows through C_p and C_M to the frame ground and lead to be serious EMI problems. In order to solve this problem, this paper proposes a balanced dc motor drive as shown in Fig. 2. Its basic circuit operation is essentially the same as that of the conventional unbalanced PWM-dc motor drive. The purpose of circuit balancing is to make the noise pickup or occurring in both conductor lines, signal path and return path is equal in amplitude and phase is opposite so that it will cancel out in the frame ground. The circuit balancing concept has to balance the three parts of the dc motor drive circuit such that source balanced, transmission line balanced and termination or load balanced. The circuit balanced can perform as follow, first source balanced can provide by adding series capacitor C_{S1} and C_{S2} across the dc supply voltage (V_S) and connecting the electrical mid-point of C_{S1} and C_{S2} to the frame ground. According to the frame ground is the reference we can get $V_{CS1} = -V_{CS2}$ as shown in Fig. 3(a). Next, we must balance the transmission line by twist the two conductors (conductor No.(1) and (2)) together, this can protect against both magnetic and electric field coupling. Third the termination balanced can be done by adding the capacitor C_{B1} parallel with C_M and C_{B2} parallel with C_p at which heat sink is connected to the frame ground as shown in Fig. 2. For good termination balanced we can get $V_{CB1} = -V_{CB2}$. As a result, the common-mode conducted noise is greatly reduced by this balanced circuit topology.



(a) Shows the source balanced with $V_{CS1} = -V_{CS2}$



(b) Shows the termination balanced with $V_{CB1} = -V_{CB2}$

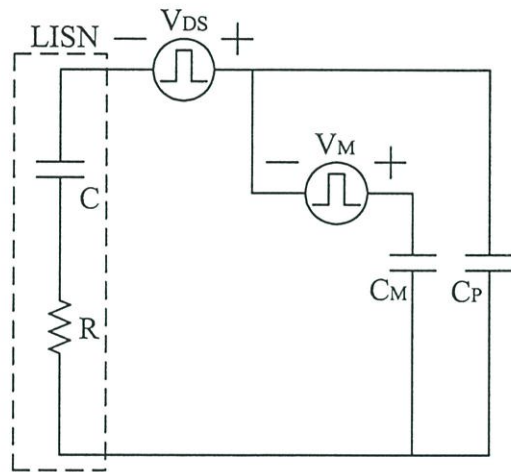
Fig. 3 Show the voltage waveform of (a) the source balanced and (b) the termination balanced.

3. EQUIVALENT CIRCUIT TO DESCRIBE THE COMMON-MODE NOISE REDUCTION

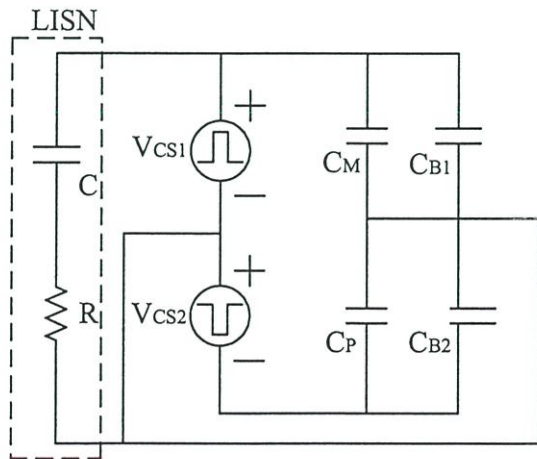
In order to explain the mechanism of occurring the common-mode noise current in the conventional unbalanced dc motor drive circuit by using the equivalent circuit as shown in Fig. 4(a). The common-mode conducted noise is generated by a rapid voltage change in the parasitic capacitance, C_M and C_p . The common-mode noise current flowed to the frame ground can be obtained in the Eq. (1).

$$i_{CM} = (C_p + C_M) \frac{dV_{DS}}{dt} \tag{1}$$

The mechanism of common-mode noise cancellation can be explained by equivalent circuit of balanced dc motor drive as shown in Fig. 4(b). From Fig. 4(b) due to source, transmission line and termination balanced, the common-mode noise current through C_{B1} is absorbed by $C_{B2}/C_p/C_M$. It results the common-mode noise is effectively reduced.



(a) Conventional unbalanced dc motor drive equivalent circuit.



(b) Proposed balanced dc motor drive equivalent circuit.

Fig. 4 Mechanism of common-mode noise reduction in the balanced dc motor drive circuit.

4. THE EXPERIMENTAL SETUP

There are two experimental circuits, the conventional unbalanced and balanced dc motor drive circuit used to investigate the effect of the conducted EMI. For the experimental each parameter of these two circuits is shown in Table 1.

The scheme utilized for conducted EMI measurement in this paper is shown in Fig. 5. LISN (Line Impedance Stabilizer Network) is placed at the input side of the circuit under test. A spectrum analyzer is used to record the EMI profiles, in the frequency range of 150 kHz to 30 MHz and display by computer. A high frequency current probe is used to sense the common-mode noise, which is measured by a spectrum analyzer. And the common-mode conducted noise measurement setup is shown in Fig. 6.

Table 1 Shows the details of conducted EMI measuring instruments and the parameters of the experimental.

LISN	EMCO MODEL 3825/2
EMI Receiver	AFJ ER55CR
High Frequency Current Probe	SCHAFFNER SMZ 11
DC Supply (Vs)	34V
Switching Device	MOSFET IRFP150N
Switching frequency	50 kHz, 60% Duty cycle
Gate resistance (R _G)	100 Ω
Diode	UF202
Load	DC Motor
Balancing elements	
- Source balanced	$C_{S1} = C_{S2} = 0.1 \mu F$
- Termination balanced	$C_{B1} + C_M \approx 3 \text{ nF}$ $C_{B2} + C_P \approx 3 \text{ nF}$

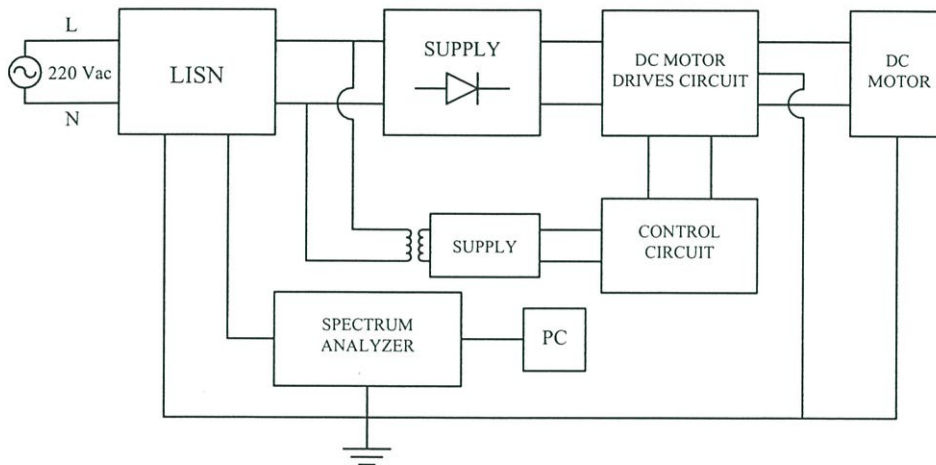


Fig. 5 The conducted EMI measurement setup.

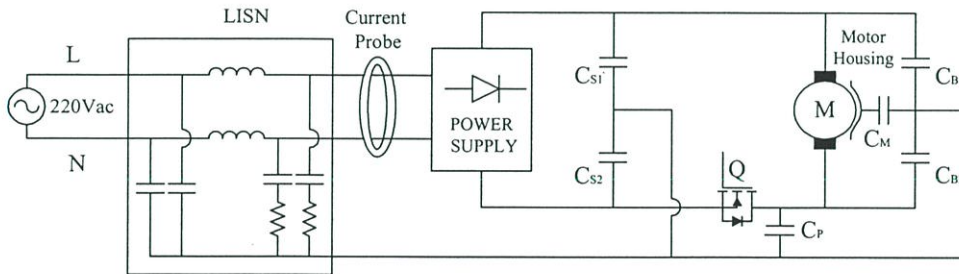
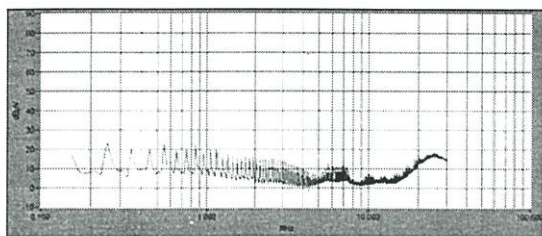


Fig. 6 The common-mode noise measurement setup.

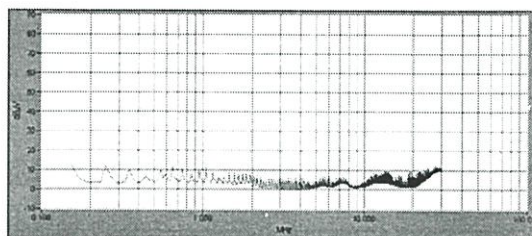
5. THE EXPERIMENTAL RESULTS

At first we would like to observe the balance condition of source and termination balanced giving what effect to the common-mode noise. Fig. 7(a) shows the effect of termination balanced by floating point A from the frame ground. And floating point B from the frame ground for investigate the effect of the source balanced is shown in Fig. 7(b). From Fig. 7(b) shows that, source balanced is more effective to reduce the common-mode noise than the termination balanced.

The conducted EMI test results of the conventional unbalanced dc motor drive compare to the proposed balanced dc motor drive are shown in Fig. 8(a) and (b) respectively. Fig. 8(b) shows that conducted EMI is greatly reduce about 20 dB μ V by our approach. Fig. 9(a) and (b) show the common-mode noise measured result of the conventional unbalanced circuit and the proposed balanced circuit respectively. Fig. 9(b) shows that our approach can reduce the common-mode noise about 20 dB μ V as well.

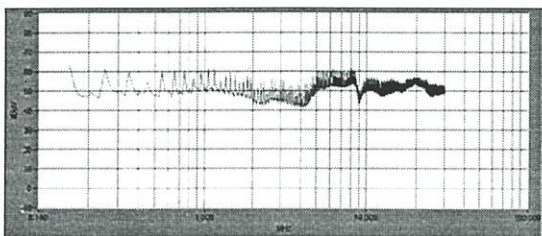


(a) Common-mode conducted noise of the balanced circuit without source balanced.

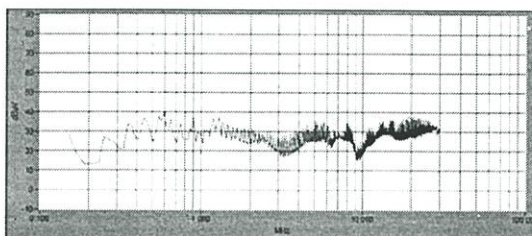


(b) Common-mode conducted noise of the balanced circuit without termination balanced.

Fig. 7 Common-mode conducted noise of balanced dc motor drive circuit in case of (a) without source balanced and (b) without termination balanced.

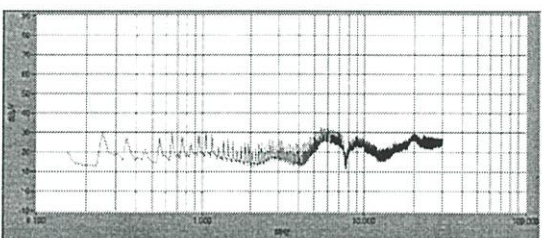


(a) Total conducted noise of conventional unbalanced dc motor drive circuit.

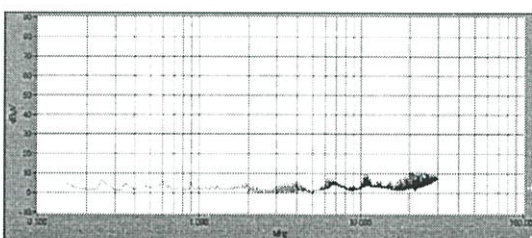


(b) Total conducted noise of the proposed balanced dc motor drive circuit.

Fig. 8 Total conducted noise of (a) conventional unbalanced circuit and (b) proposed balanced dc motor drive circuit.



(a) Common-mode conducted noise of the conventional unbalanced dc motor drive circuit.



(b) Common-mode conducted noise of the proposed balanced dc motor drive circuit.

Fig. 9 Common-mode conducted noise of (a) conventional unbalanced circuit and (b) proposed balanced dc motor drive circuit.

6. CONCLUSIONS

The balanced dc motor drive circuit has been proposed to reduce the common-mode conducted noise which generates from the unbalanced dc motor drive circuit. And the common-mode conducted noise affected from the dc motor is also suppressed by this balanced circuit. This good feature was confirmed by experimental results. The concept of this balanced is the cost-effective for noise reduction technique and can reduce the big feature of the EMI filter, and can be applied to other types of switching converter.

REFERENCES

- [1] A. Julian, R. Cuzner, G. Oriti, and T. Lipo, "Active Filtering for Common Mode Conducted EMI Reduction in voltage source inverter", *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. (APEC)*, Anaheim, CA, pp. 934 – 939, 1998.
- [2] H. Jörgensen, S. Guttowski, and K. Heumann, "Comparison of methods to reduce the common mode noise emission of PWM voltage-fed inverter", *Proc. 34th Int. Power Conv. Conf., Nuremberg, Germany*, pp. 273-280, 1997.
- [3] M. Shoyama, T. Okunaga, G. Li, T. Ninomiya, "Balanced switching converter to reduce common-mode conducted noise", *IEEE PESC 2001 Record*, pp. 451-456, Jun., 2001.
- [4] M. Shoyama, T. M. Ohba, T. Ninomiya, "Balanced Buck-Boost switching converter to reduce common-mode conducted noise", *IEEE PESC 2002 Record*, pp. 2056-2061, 2002.
- [5] H.W. Ott, , John Wiley&Sons, *Noise reduction techniques in Electronic Systems*, Inc., second ed., 1988.
- [6] John C. Fluke, Sr., *Controlling Conducted Emissions by Design*, Van Nostrand Reinhold, 1991.

ประวัติผู้เขียน

นายจินตนัย จินตนามณีรัตน์ เกิดที่จังหวัด นครราชสีมา สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีจาก คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหิดล ในสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า เมื่อปีการศึกษา 2543 จากนั้นเข้ารับการศึกษาต่อที่คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม