

แนวทางใหม่ในการลดสัญญาณรบกวนแบบโหมตร่วม ในวงจรแปลงสัญญาณแบบมอสเฟตเดี่ยว โดยใช้วิธีสมดุลแบบไฮบริด A New Approach to Reducing Common Mode Noise in Single MOSFET Switching Converters Using the Hybrid Balance Method

อาณนธ์ ศรีสว่าง, วศ.ด. (Arnon Srisawang, D.Eng.)^{1*}

อนูรักษ์ มะโนมัย, วศ.ม. (Anurak Manomai, M.Eng.)²

พิชัย ไตรโสม, วศ.ม. (Phichai Taisom, M.Eng.)³

อรรถพงษ์ โภชน์เกาะ, วศ.ด. (Atthapong Phochkoh, D.Eng.)⁴

Received : May 29, 2024

Revised : June 15, 2024

Accepted : June 21, 2024

บทคัดย่อ

วัตถุประสงค์: งานวิจัยนี้ ศึกษาการเกิดสัญญาณรบกวนโหมตร่วมและโหมตต่าง ในมอสเฟตสวิตชิงคอนเวอร์เตอร์ และทดสอบวิธีการสมดุลวงจรด้วยไฮบริด เพื่อลดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

วิธีการวิจัย: สวิตชิงคอนเวอร์เตอร์มอสเฟตเดี่ยว มีลักษณะเป็นแบบคุณสมบัติที่ไม่สมดุลของวงจรไฟฟ้า จะต่อวงจรเข้าตรงจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าส่งผ่านโดยตรงด้านส่งพลังงานไปยังขั้วโหลดโดยตรง จากกรณีไม่สมดุลของวงจรไฟฟ้าจึงทำให้เกิดกระแสโหมตร่วมไหลผ่านกราวด์แทน ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการแก้ปัญหาโดยใช้แอคทีฟสร้างสมดุลแบบไฮบริดบนพื้นฐานอัตราส่วนการลดสัญญาณรบกวนโหมตร่วม วิธีการสมดุลวงจรแบบไฮบริดใช้อุปกรณ์พาสซีฟและแอคทีฟ แก้ปัญหากระแสโหมตร่วมที่เกิดขึ้นในวงจรสวิตชิงคอนเวอร์เตอร์ด้านสายส่งสัญญาณพลังงานไปโหลด เพื่อลดกลไกการเกิดสัญญาณรบกวนโหมตร่วมที่สร้างปัญหาเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในวงจรสวิตชิงคอนเวอร์เตอร์

ผลการวิจัย: ผลการทดลองแสดงให้เห็นถึงเทคนิคการลดกลไกสาเหตุการเกิดสัญญาณรบกวนต่อเนื่อง CM ด้วยการสมดุลวงจรสวิตชิงคอนเวอร์เตอร์แบบไฮบริด บนพื้นฐานอัตราส่วนการลดสัญญาณรบกวนโหมตร่วม สามารถลดสัญญาณปัญหาการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ได้ถึง 36.07 เดซิเบล

คำสำคัญ: การลดสัญญาณรบกวน, วิธีสมดุลแบบไฮบริด, คอนเวอร์เตอร์ไม่สมดุล

¹ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมการจัดการและโลจิสติกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยวงษ์ชวลิตกุล

(Assistant Professor, Department of Management Engineering and Logistics, Faculty of Engineering, Vongchavalitkul University)

^{2,3,4}อาจารย์ ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมการจัดการและโลจิสติกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยวงษ์ชวลิตกุล

(Lecturer, Department of Management Engineering and Logistics, Faculty of Engineering, Vongchavalitkul University)

*ผู้รับผิดชอบบทความ (Corresponding author)

E-mail: arnon_sri@vu.ac.th

Abstract

Objectives: This research investigates the generation of common-mode and differential-mode noise in MOSFET switching converters and examines the use of a hybrid circuit balancing technique to reduce electromagnetic interference (EMI).

Method: Single-MOSFET switching converters have an inherent characteristic: unbalanced circuits. These converters connect directly to the power source and deliver power directly to the load terminal. This unbalanced configuration creates a common-mode current, that flows through the frame ground. This research proposes a solution using a hybrid balancing technique. This method combines passive and active components to achieve optimal common-mode noise reduction. The effectiveness of this technique is evaluated based on its common-mode noise reduction ratio. The cables transmit energy signals to the load. This unbalanced circuit can create unwanted electromagnetic interference (EMI) due to the common-mode interference mechanism.

Results: The experimental results demonstrate a technique for reducing the root cause of continuous common-mode (CM) noise in switching converters. This technique involves balancing the hybrid circuit based on the common-mode noise reduction ratio. It has been shown to reduce electromagnetic interference (EMI) problems by up to 36.07 decibels.

Keywords: Noise Reduction, Hybrid Balancing, Converter Imbalance

1. ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในระบบวงจรไฟฟ้าที่มีสายไฟหลายเส้น จะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลผ่านวงจรหลายเส้นที่มีศักย์ทางไฟฟ้าแตกต่างกัน เกิดจากเฟสของกระแสที่ตรงกันข้ามได้เสมอ และกระแสไหลรวม (In Phase) ด้วยเช่นกัน กระแสทั้งสองประเภทนี้ ก่อให้เกิดปริมาณของกระแสรวม (Common Mode: CM) ขึ้นมาก จนสะสมให้เกิดความไม่เข้ากันของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference: EMI) Zhang and Wang (2020) ได้ศึกษาวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์แบบมอสเฟตเดี่ยว เมื่อจ่ายกระแสไฟฟ้าเข้ามอเตอร์ผ่านลงนิวตรอน ที่มีกระแสไฟฟาลดลง และมีการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อ

พิจารณากระแสไฟฟ้าที่เกิดจากความต่างกัน เรียกว่า กระแสไฟฟ้าโหมดต่างกัน (Differential Mode: DM) ปกติจะมีค่าน้อยกว่าสัญญาณรบกวน โหมดรวม ด้วยหลักการนี้จะทำให้สนามแม่เหล็กไฟฟ้ากับนิวตรอนหักล้างกันโดยตรง จะทำให้กระแสโหมดรวมลดลงด้วยวงจรไฟฟ้าที่มีความสมดุล โดยใช้กราวด์แท่น (Frame Ground: FG) ช่วยสมดุลการไหลของกระแสไฟฟ้าในวงจรไฟฟ้า

Yao et al., (2019) ได้นำเสนอสาเหตุ กระแสไฟฟ้าจ่ายโหลดมอเตอร์ไหลไม่สมดุล วงจรควบคุมการจ่ายพลังงานให้มอเตอร์ด้วยสวิตซ์ซึ่งคอนเวอร์เตอร์มอสเฟตเดี่ยว วงจรจ่ายพลังงานไฟฟ้าที่มีส่วนประกอบเพิ่มเข้ามาคือ กราวด์แท่นที่ต้องคำนึงถึง การทำงานเริ่มจากแหล่งจ่ายไฟฟ้า

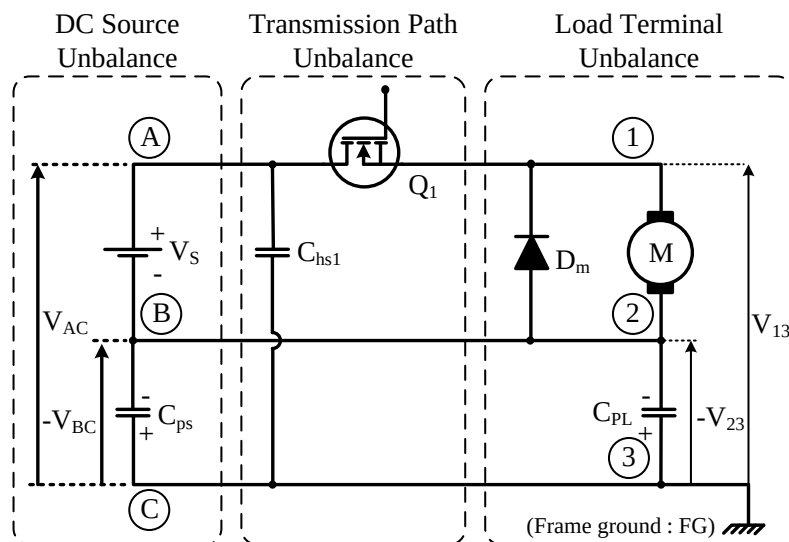
3. วิธีดำเนินการวิจัย

ได้มุ่งเน้นศึกษาการเกิดสัญญาณรบกวน โหมดร่วมและโหมดต่าง ของสวิตช์คอนเวอร์เตอร์แบบมอสเฟตเดี่ยว ด้วยวิธีการสมดุลแบบไฮบริดที่ผสมระหว่างวงจรพาสซีฟและแอคทีฟในการลดสัญญาณรบกวนโหมดร่วมและโหมดต่าง โดยมีการทดลองและวิจัย ณ ศูนย์ทดสอบผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ (ศทอ: PTEC) โดยมีขั้นตอนการศึกษาทฤษฎีและทางปฏิบัติ ดังต่อไปนี้

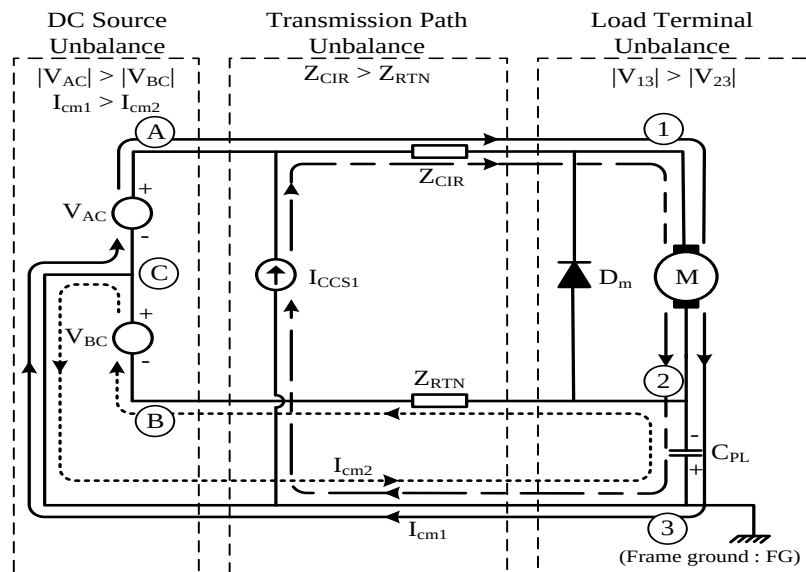
3.1 สวิตช์คอนเวอร์เตอร์ ที่ไม่สมดุล

คุณสมบัติความไม่สมดุลของวงจรสวิตช์คอนเวอร์เตอร์มอสเฟตเดี่ยว แบ่งองค์ประกอบวงจรออกเป็น 3 ส่วน ดังรูปที่ 1(ก) ในกรณีนี้จะทำการวิเคราะห์และหาสาเหตุการเกิดสัญญาณโหมดร่วมในทางปฏิบัติ เพื่อแก้ปัญหาความไม่สมดุลของอิมพีแดนซ์ด้วยวงจรเสมือน ดังในรูปที่ 1(ข) ค่าอิมพีแดนซ์ TP จะเกิดการเปลี่ยนแปลงหรือมีค่า

ความต้านทานอิมพีแดนซ์เปลี่ยนไปเมื่อสวิตช์ถูกกระตุ้นด้วยการเปลี่ยนสัญญาณพัลส์ที่มีความกว้างตามมอดูเลชั่น (PWM) ของความถี่ และในกรณีนี้จะส่งผลให้เกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าไปยังกราวนด์แทน FG ของวงจร ทำให้เกิดความแปรผันของกระแสไฟฟ้าในวงจร และค่าความต้านทานของอิมพีแดนซ์กลับคืนเป็นค่าคงที่ (Z_{TP}) ส่วนค่าแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจะมีค่าความต้านทานอิมพีแดนซ์แปรผันตามค่าปริมาณเป็น $|V_{AC}| > |V_{BC}|$ และผสมไปกับค่าเก็บประจุแฝง (C_{ps}) ด้วย ในรูปที่ 2 แสดงผลการวัดคลื่นสัญญาณ ไฟฟ้าของสวิตช์คอนเวอร์เตอร์ ของค่า V_{AC} , $-V_{BC}$ ที่วัดได้ในทางปฏิบัติและการจำลอง ($V_{AC} + V_{BC}$) โดยตั้งย่านวัดค่าแรงดัน 10V/div และค่าแกนเวลา 5 ms/div เพื่อความชัดเจนจากการวัดของสัญญาณไฟฟ้า จึงทำการขยายย่านแรงดัน เป็นย่าน 500ns/div จึงมองเห็นขอบขาขึ้นของสัญญาณไฟฟ้าได้ดี ทำให้รู้ความผิดปกติของสัญญาณทันที

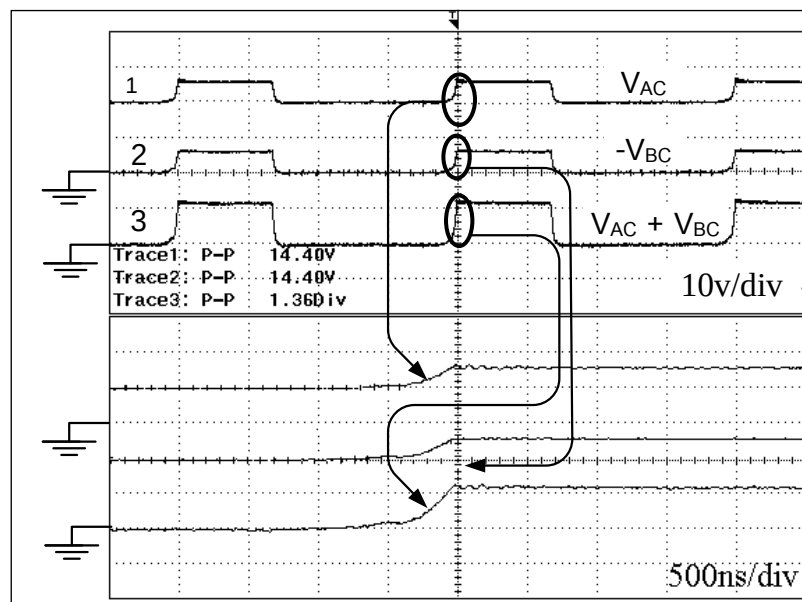


(ก) วงจรสวิตช์คอนเวอร์เตอร์



(ข) วงจรเหมือนของสวิตช์คอนเวอร์เตอร์

รูปที่ 1 สวิตช์คอนเวอร์เตอร์ มอสเฟตเดี่ยว



รูปที่ 2 ผลการวัดคลื่นสัญญาณไฟฟ้า
ของสวิตช์คอนเวอร์เตอร์ มอสเฟตเดี่ยว

ดังนั้น จากผลการทดลองจากการวัด
ในทางปฏิบัติทำให้ทราบความไม่สมดุลของค่า
ความต้านทานอิมพีแดนซ์ของโหลด และแหล่งจ่าย
ได้จากปริมาณของ $|V_{13}| > |V_{23}|$ และค่าความ

ประจุแขวง (C_{PL}) ที่เพิ่มเข้ามาในวงจรขณะอุปกรณ์
สวิตช์ทำงาน โดยแบ่งออกเป็น C_{PS} เกิดจากค่า
ความประจุแขวงระหว่างแหล่งจ่ายกับกราวด์
แทน FG และ C_{PL} ที่เกิดขึ้นระหว่างโหลดกับ
กราวด์แทน FG

3.1.1 ผลของส่วนส่งสัญญาณที่ไม่สมดุล ของกระแส CM ผ่านสวิตช์ Q_1 ผ่านไปยังโหลด และจะเกิดกระแสย้อนกลับผ่านทางกราวด์แทน FG กลับมายังแหล่งจ่ายไฟฟ้า แสดงดังรูป 1(ข) โดยมีการส่งผ่านความต้านทาน อิมพีแดนซ์ (ΔZ) ของแอกทีฟสวิตช์ Q_1 ในส่วนของเส้นทางเดินวงจร Q_1 นี้สามารถแสดงสมการ ดังนี้

$$\Delta Z = \frac{dV_{ds}/dt}{dI_{ds}/dt}, \quad (1)$$

$$\frac{C}{L} \Delta Z = \frac{C}{L} \frac{dV_{ds}/dt}{dI_{ds}/dt} = I_{CCS1}/V_{sp}, \quad (2)$$

$$V_{sp} = \frac{(\sqrt{L/C})^2}{\Delta Z} I_{CCS1} = \frac{Z_o^2}{\Delta Z} I_{CCS1}, \quad (3)$$

เมื่อ

ΔZ = การเปลี่ยนแปลงความต้านทานของสัญญาณกระตุ้นสวิตช์คอนเวอร์เตอร์
 I_{CCS1} = แหล่งกำเนิดกระแสสัญญาณรบกวนโหมดรวม ของ Q_1
 V_{sp} = แรงดันกะชากที่เกิดลงกราวด์แทน FG
 V_{ds} = แรงดันคร่อมเดรนกับซอทของมอสเฟต
 I_{ds} = กระแสไหลจากเดรนไปซอทของมอสเฟต
 $Z_o = \sqrt{L/C}$ = ความต้านทานเฉพาะของ TP
 L = ค่าตัวเหนี่ยวนำแฝง ในวงจร
 C = ค่าตัวเก็บประจุแฝงระหว่างวงจรกับกราวด์แทน FG เช่น C_{hs1} .

สมการที่ (3) สามารถแสดงให้เห็นวงจรไม่สมดุล TP ได้จากค่าความต้านทาน (ΔZ) จะส่งผลทำให้เกิดกระแสสัญญาณรบกวนโหมดรวม (I_{CCS1}) ไหลผ่านโหลดไปยังกราวด์แทน FG

3.1.2 ผลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าไม่สมดุล คุณสมบัติของแหล่งจ่ายดีซีของมอสเฟตสวิตช์เดียวคอนเวอร์เตอร์ สามารถแสดงให้เห็นเมื่อ $|V_{ac}| > |V_{BC}|$ ดังแสดงในรูป 2 ความไม่สมดุลของวงจรแบบซิงเกิลสวิตช์ คอนเวอร์เตอร์ และแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจะส่งผลทำให้เกิดกระแสโหมดรวม I_{cm1} และ I_{cm2} (แสดงดังรูปที่ 1(ข)) จาก V_{AC} และ $-V_{BC}$ ตามลำดับ ส่วนกระแส I_{cm1} และ I_{cm2} สามารถคำนวณได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$I_{cm1} = \frac{(Z_{CPL} + Z_{RTN})}{Z_C} V_{AC} - \frac{Z_{CPL}}{Z_C} V_{BC} + \frac{Z_D}{Z_C} I_{CCS1}, \quad (4)$$

$$I_{cm2} = \frac{Z_{CPL}}{Z_C} V_{AC} - \frac{(Z_{CPL}^2 + Z_C)}{Z_B Z_C} V_{BC} + \frac{Z_E}{Z_B Z_C} I_{CCS1}, \quad (5)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} Z_C &= (Z_A Z_B - Z_{CPL}^2), \\ Z_D &= (Z_A Z_{CPL}^2 - Z_A Z_B), \\ Z_E &= (Z_A Z_{CPL}^2 + Z_{CPL} Z_C - Z_A Z_B Z_{CPL}), \\ Z_A &= (Z_{CIR} + Z_m + Z_{CPL}), \text{ and} \\ Z_B &= (Z_{CPL} + Z_{RTN}). \end{aligned}$$

3.1.3 ผลจากการไม่สมดุลของโหลด คุณสมบัติความไม่สมดุลของโหลดเกิดขึ้นเมื่อ $|V_{13}| > |V_{23}|$ แสดงดังรูป 3 จากรูป 1(ข) V_{13} และ $-V_{23}$ แสดงได้จากสมการ ดังนี้

$$V_{13} = V_{AC} - Z_{CIR} (I_{cm1} + I_{CCS1}) \quad (6)$$

$$V_{23} = -V_{BC} + Z_{RTN} I_{cm2} \quad (7)$$

ในเมื่อกำหนดให้สวิตช์ด้านบนเป็น V_{13} และสวิตช์ด้านล่างเป็น $-V_{23}$ มีค่าระหว่าง 0 ถึง 16.8 V. แสดงดังรูป 3 เส้นที่ 3 แรงดันสัญญาณรบกวน ($V_{13}+V_{23}$) จะตกคร่อมโหลดแบบไม่สมดุล จะทำให้วงจรมีลักษณะเสียสมดุล และเป็นผลเสียก่อให้เกิดสัญญาณไม่เข้ากันของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI) แพร่ออกมายังตัวนำ

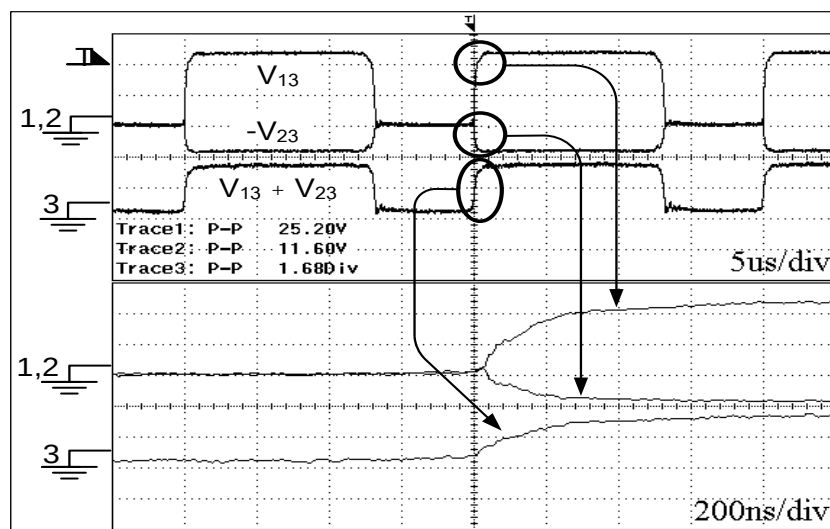
3.2 สมดุลสัญญาณ TP ด้วยแอคทีฟ

การแก้ปัญหาไม่สมดุลของสัญญาณ TP สามารถทำได้โดยใช้อุปกรณ์มอสเฟตคู่ (Q_1 และ Q_2) เพื่อสร้างสมดุลวงจรคอนเวอร์เตอร์ในแต่ละสวิตช์จะแบ่งเป็นตัวส่งสัญญาณเมื่อถูกกระตุ้นให้ทำงาน และอีกสวิตช์จะทำหน้าที่ส่งสัญญาณกลับมายังแหล่งจ่าย ดังแสดงในรูป 4(ก) และวงจรเสมือนมีโมดูลดังรูป 4(ข) การทำงานของ Q_1 และ Q_2 จะแบ่งกันทำงานคนละครึ่งจากสัญญาณความถี่ของ PWM จากรูป 4(ข) เมื่อ $I_{CCS1} = -I_{CCS2}$ and $Z_{CR} = Z_{RTN}$ จะส่งผลให้ TP มีวงจรสมดุล

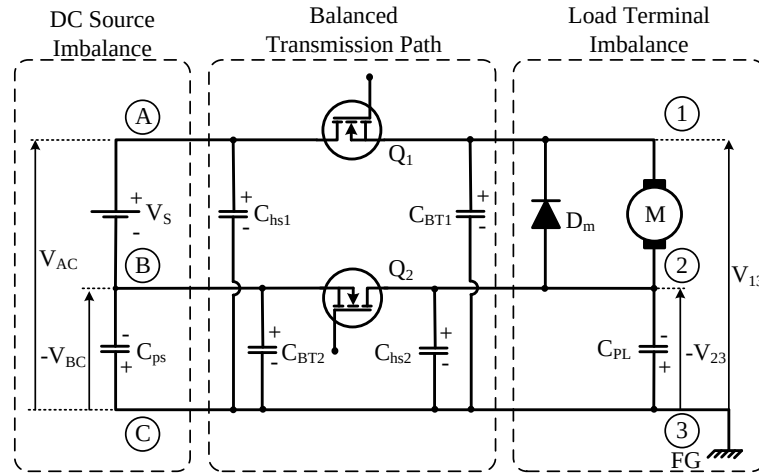
การทำงานของ Q_1 และ Q_2 จะต้องเป็นประเภทเดียวกัน เพราะจะต้องเลือกหรือพิจารณาการเกิดตัวเก็บประจุใน TP ด้วย ถ้าไม่เช่นนั้นจะทำให้แหล่งจ่ายดีซีและโหลดมีวงจรไม่สมดุล เพราะจะทำให้ $V_{AC} + V_{BC}$ หรือ $V_{13} + V_{23}$ ไม่เป็นศูนย์

3.3 สมดุลวงจรด้วยวิธีการสมดุลไฮบริด

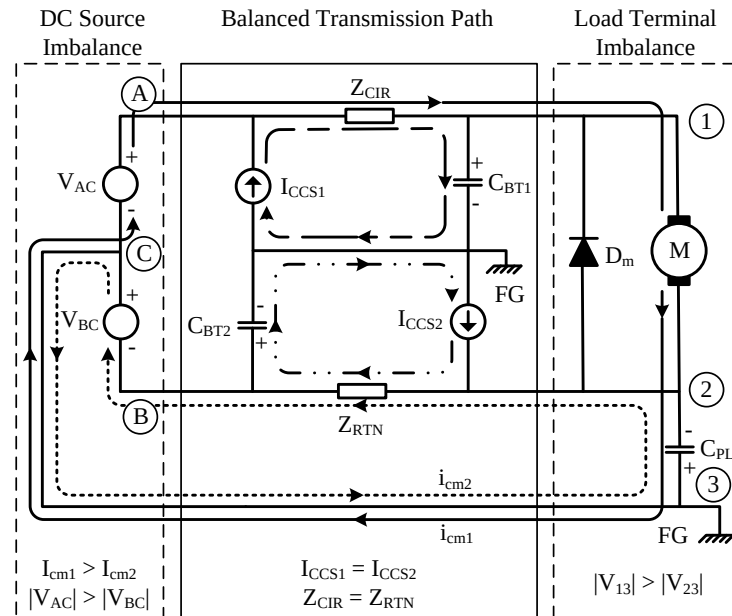
สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่จะทำการสมดุลวงจร จะกำหนดให้ใช้มอสเฟตคู่ (สมดุลแบบแอคทีฟ) และใช้อุปกรณ์พาสซีฟสร้างสมดุลกับโครงสร้างวงจรไฮบริด ก็จะทำให้ TP สมดุลวงจรด้วย Q_1 และ Q_2 แสดงดังรูป 5(ก) การสมดุลแหล่งจ่ายดีซีและขั้วโหลด ใช้อุปกรณ์พาสซีฟสมดุลแหล่งจ่ายดีซีด้วยตัวเก็บประจุ (C_{S1} และ C_{S2}) ขั้วโหลดจะต่อตัวเก็บประจุ 2 ตัว คือ (C_{BL1} และ C_{BL2}) ที่ขั้ว 1 และ 2 ลงไปที่กราวด์แทน FG สมดุลโหลดทำเป็นความต้านทานอิมพีแดนซ์ 2 ลูป I_{cm1} และ I_{cm2} จากรูป 5(ข) ได้เป็นวงจรสมดุล $|V_{AC}| = |V_{BC}| = V_s/2$ และมีกระแส I_{cm1} และ I_{cm2} ไหลไปยังกราวด์แทน FG ในทิศทางตรงกันข้าม จึงส่งผลให้เกิดกระแสสัญญาณรบกวนหักล้างกัน



รูปที่ 3 ผลวัดสัญญาณคลื่นที่โหลด
ของสวิตช์คอนเวอร์เตอร์ มอสเฟตเดี่ยว



(ก) ส่วนประกอบของวงจรคอนเวอร์เตอร์



(ข) วงจรเสมือนของคอนเวอร์เตอร์

รูปที่ 4 วงจรคอนเวอร์เตอร์ มอสเฟตคู่

สร้างสมการชั้วโหนด ได้จากสมการต่อไปนี้

$$V_{AC} - I_{cm1} Z_{CIR} - I_{CCS1} Z_{CIR} - V_{13} = 0,$$

$$V_{13} = V_S/2 - Z_{CIR} (I_{cm1} + I_{CCS1}), \quad (8)$$

$$-V_{BC} - V_{23} + I_{cm2} Z_{RTN} + I_{CCS2} Z_{RTN} = 0,$$

$$V_{23} = -V_S/2 + Z_{RTN} (I_{cm2} + I_{CCS2}), \quad (9)$$

$$\left. \begin{aligned} |V_{13}| &= |V_{23}| \\ V_{CM} = V_{13} + V_{23} &= 0 \end{aligned} \right\}, \quad (10)$$

จะเห็นว่าแรงดันโหมตร่วม (V_{CM}) จะมีค่าแรงดันระหว่างขั้วโหนดกับกราวด์แทน โดยการวัดค่าสัญญาณคลื่นที่แหล่งจ่ายดีซี ดังรูปที่ 6 เมื่อ $V_{13} + V_{23}$ เป็นศูนย์ จะส่งผลให้ V_{CM} มีค่าน้อยที่สุด กระแสโหมตร่วม สามารถหาได้ ดังนี้

$$I_{cm1} = \frac{\left(\frac{V_S}{2 - I_{CCS1} Z_{CIR}} \right)}{(Z_{CIR} + Z_{BL1})} \quad (11)$$

$$I_{cm2} = \frac{\left(\frac{V_s}{2 - I_{CCS2} Z_{RTN}} \right)}{(Z_{RTN} + Z_{BL2})} \quad (12)$$

เมื่อ

$$I_{CCS1} = -I_{CCS2},$$

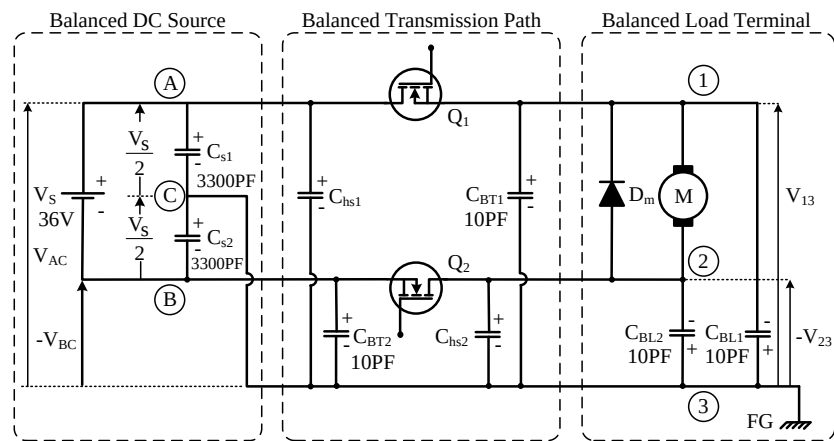
$$Z_{CIR} = Z_{RTN},$$

$$Z_{BL1} = Z_{BL2}.$$

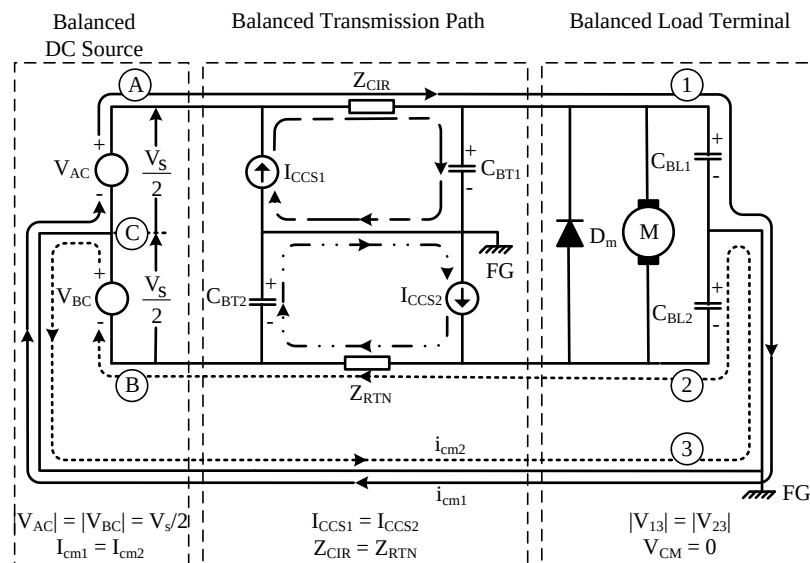
เพราะฉะนั้น $I_{cm1} = -I_{cm2}, \quad (13)$

จากการวัดสัญญาณเวฟฟอร์มของ V_{13} และ $-V_{23}$ และ $V_{13} + V_{23}$ ที่โหลดแสดงในรูปที่ 7 จะได้ผลของแรงดัน V_{13} และ $-V_{23}$ ที่ทิศทางสวน

ทางกัน จึงส่งผลให้ $V_{13} + V_{23}$ มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้น ค่าความต้านทานโหลดสมดุลกับกราวด์แทนที่ขั้ว โหลดมีแรงดัน (V_{13} และ $-V_{23}$) จากการวัด และ CMRRs จากการคำนวณ ดังในตารางที่ 1 ทั้ง 3 เทคนิค ในทำนองเดียวกัน การแก้ไขหรือการ ปรับปรุงทำให้สัญญาณรบกวนลดลง จะอ้างจาก มอสเฟสสวิทเดี่ยว คอนเวอร์เตอร์ เมื่อเทียบกับ คอนเวอร์ที่ทำแบบไฮบริด ทั้ง 2 แบบ จะทำให้ สัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าลดลง 7.17 dB และ 36.07 dB ตามลำดับ

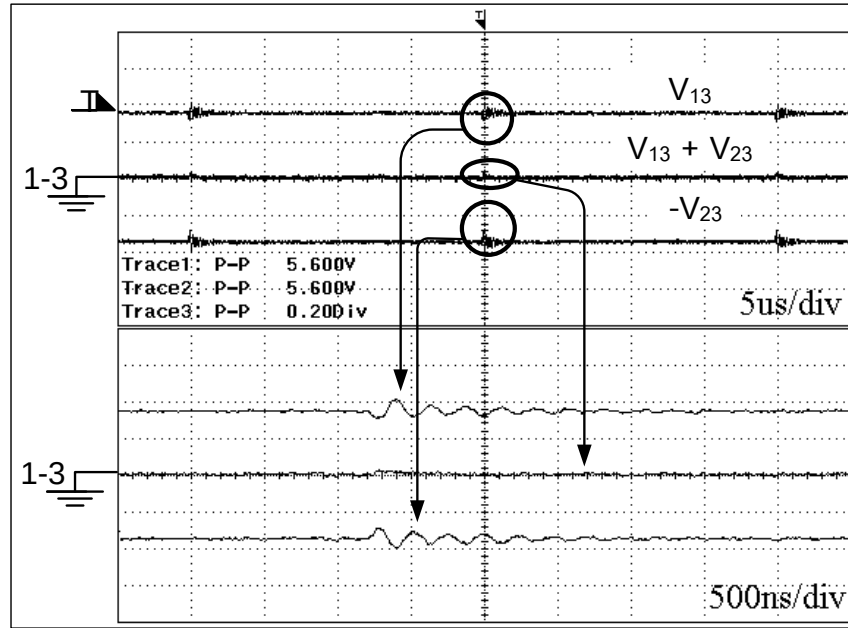


(ก) วงจรสมดุลแบบไฮบริด



(ข) วงจรสมดุลสเหมือนแบบไฮบริด

รูปที่ 5 วงจรสมดุลคอนเวอร์เตอร์แบบไฮบริด



รูปที่ 6 ผลวัดสัญญาณคลื่นที่แหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรง
ของคอนเวอร์เตอร์ มอสเฟตคู่ สมดุลวงจรแบบพาสซีฟ

3.4 การสมดุลวงจรด้วย CMRR

ในการจัดสัญญาณรบกวนโหมตร่วม โดยใช้ตัวเหนี่ยวนำ สร้างสัญญาณโหมตต่าง (Differential mode: DM) เพื่อให้วงจรสมดุล (Fei et al., 2018) สามารถหา CMRR ได้ดังนี้

$$CMRR = 20 \log \frac{V_{DM}}{V_{CM}}, \quad (14)$$

$$\left. \begin{aligned} V_{DM} &= (V_{13} - V_{23})/2 \\ V_{CM} &= V_{13} + V_{23} \end{aligned} \right\}, \quad (15)$$

เมื่อ

V_{CM} = แรงดันรบกวนโหมตร่วม

V_{DM} = แรงดันรบกวนโหมตต่าง

3.5 ความทนแรงดันด้วยเทค 2 มอสเฟต

คอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 5(ก) เป็นวงจรที่มีสวิตช์เป็น 2 เท้า เพื่อแก้ไขค่าความต้านทานอิมพีแดนซ์ ส่วนส่งสัญญาณไปยังโหลด กับส่วนส่งสัญญาณกลับไปยังแหล่งจ่ายดีซี แต่จะเห็นว่าค่าความทนของแรงดันตัวอุปกรณ์มอสเฟสสวิตเดี่ยว จะลดลงเฉลี่ยกันครึ่งหนึ่งจาก ดังรูป 1(ก) สามารถออกแบบโดยให้มีมอสเฟตเพิ่มเข้ามา เพื่อลดภาระการทนแรงดันแหล่งจ่าย ดีซีในส่วนกำลังสูญเสียของสวิตช์ Q_1 และ Q_2 จะได้จากสมการ (16) ดังนี้

$$P_{diss} = (1/2)V_{ST}I_{SW}f_{SW}(T_{on} + T_{off}), \quad (16)$$

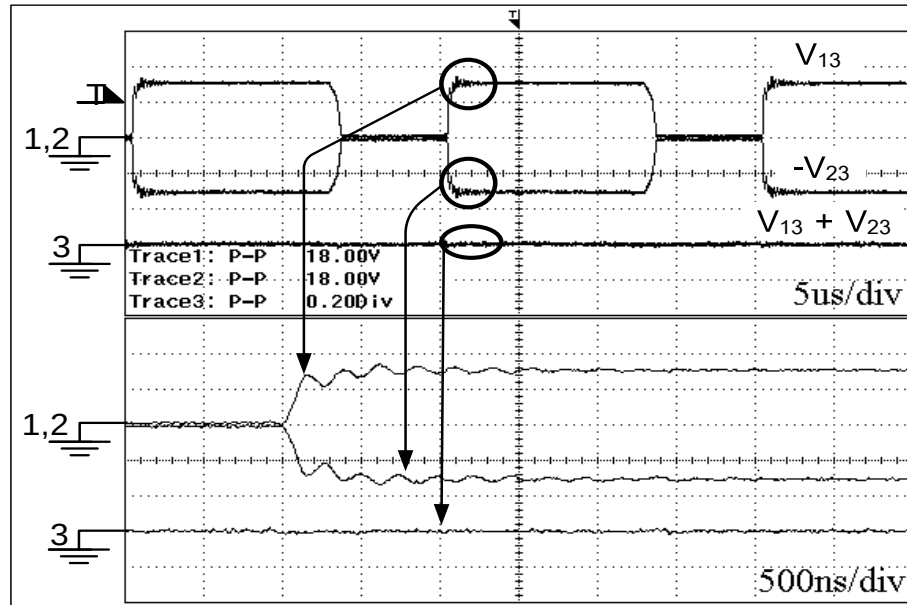
เมื่อ

V_{ST} = แรงดันไฟของสวิตช์แอ็คทีฟ,

I_{SW} = กระแสของสวิตช์,

f_{SW} = ความถี่ของ PWM,

T_{on}, T_{off} = เวลาเปิดและปิดของมอสเฟตสวิตช์
คอนเวอร์เตอร์ ที่ใช้งานอยู่ตามลำดับ



รูปที่ 7 ผลวัดสัญญาณคลื่นที่โหลดของ
คอนเวอร์เตอร์ มอสเฟตคู่สมมูลวงจรแบบพาสซีฟ

ตารางที่ 1 การเปรียบเทียบผลการสมมูลวงจรคอนเวอร์เตอร์ ทั้ง 3 แบบ

การสมมูลวงจร สวิตชิงคอนเวอร์เตอร์	(V_{DM}) (volt)	(V_{CM}) (volt)	CMRR (dB)	ผล EMI ลดลง เมื่อเทียบจาก มอสเฟตเดี่ยว (dB)
มอสเฟตเดี่ยว	11.96	6.5	5.29	0
มอสเฟตคู่	10.92	2.6	12.46	7.17
มอสเฟตคู่ และวงจรสมมูลพาสเซฟ (ไฮบริด)	11.70	0.1	41.36	36.07

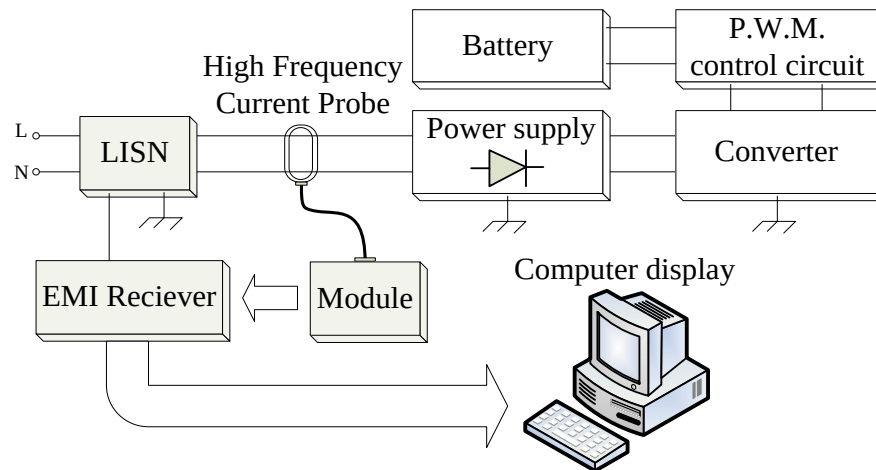
จากผลของแรงดันแต่ละตัวสวิตชิงมีแรงดันตกคร่อมครั้งหนึ่ง จะส่งผลให้กระแส I_{cm1} เท่ากับ I_{cm2} ดังรูป 5(ข) กำลังสูญเสียสวิตชิง ทั้งสองจะเหมือนกับสวิตชิงตัวเดียว ด้วยการวัดค่าแสดงผลไว้ในตารางที่ 2 การเปรียบเทียบกำลังสูญเสียสวิตชิงแบบตัวเดียวและแบบ 2 ตัว กำหนดกำลังอินพุตและโหลดเหมือนกัน คือ conditions ($V_S=36$ v, $f_{SW}=50$ kHz, duty cycle = 65%, โหลด คือ ดีซี เซอร์โว มอเตอร์ $I_{SW} = 200$ mA

4. ผลการวิจัยและอภิปรายผล

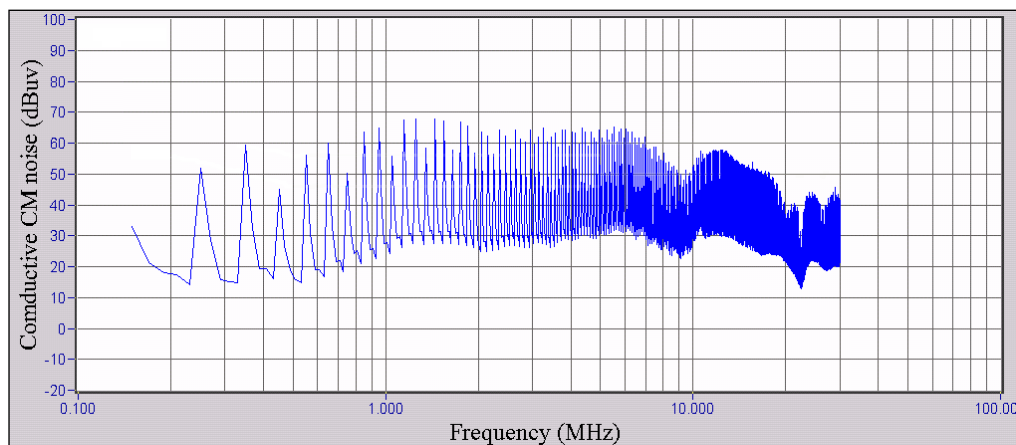
ผลการทดลองทดสอบการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนโดยรวม Henry (1989) แนะนำวิธีการติดตั้งอุปกรณ์เครื่องมือกักสัญญาณรบกวนสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์โดยใช้โปรปจิบกระแสวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Line Impedance Stabilization Network (LISN) แสดงผลสัญญาณรบกวนด้วยสเปคตัมอานาไลเซอร์ ดังรูปที่ 8 ได้ผลทดลองการวัดสัญญาณรบกวนกระแสโดยรวม ดังรูปที่ 9, 10 และ 11 สวิตชิงคอนเวอร์เตอร์มอสเฟตเดี่ยว Yao et al., (2020)

นินยการออกแบบอุปกรณ์สวิตซิงให้สัญญาณรบกวน
หักล้างกัน จะทำให้ EMI ลดลงได้ ในงานวิจัยนี้ได้
ออกแบบวงจรสวิตซิงคอนเวอร์เตอร์ มอสเฟต ใช้
อุปกรณ์แอคทีฟสมดุล เป็นแบบไฮบริด เพื่อลด
กลไกเกิดกระแสบรบกวน CM ได้ผลการทดลอง
ดังรูปที่ 9 Wang et al., (2020) กล่าววาวจร

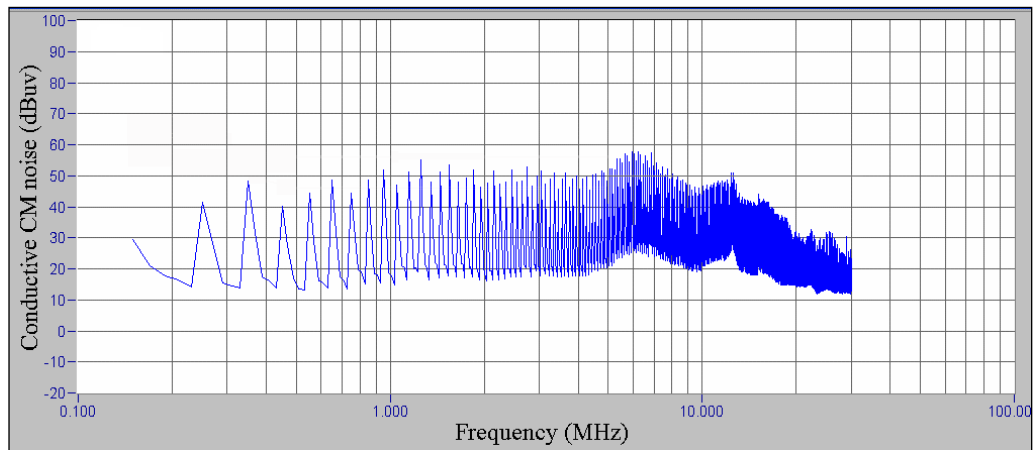
สวิตซิง คอนเวอร์เตอร์ แบบ มอสเฟตคู่ จะเกิด
สัญญาณรบกวนโหมตร่วมค่อนข้างสูง จึงใช้สมดุล
วงจรแอคทีฟ ได้ผลการทดสอบวงจรสวิตซิง
คอนเวอร์เตอร์ เมื่อเพิ่มพาสซีฟไฮบริด พบว่า
ค่า EMI มีสัญญาณรบกวนโหมตร่วม ลดลง 10 dB
ดังรูปที่ 10 และรูปที่ 11



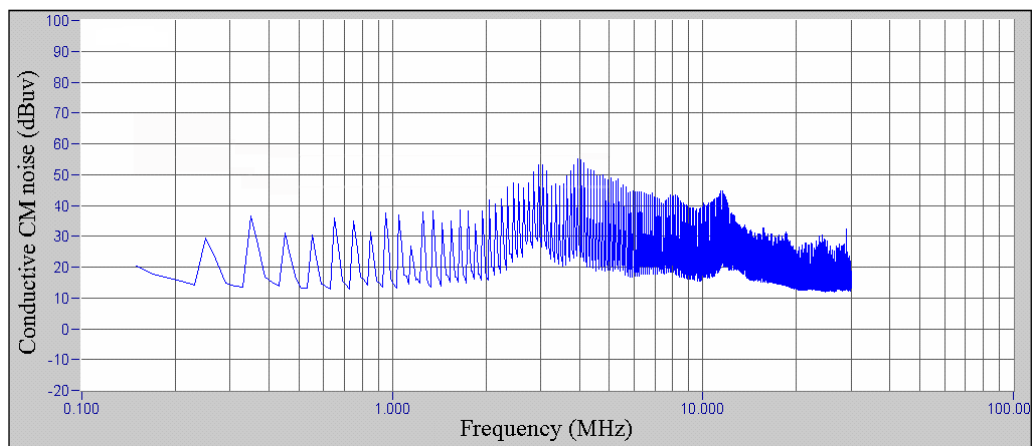
รูปที่ 8 การตั้งระบบวัดสัญญาณ EMI ของวงจรสวิตซิง คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 9 EMI จาก CM ของมอสเฟตสวิตเดี่ยว



รูปที่ 10 EMI จาก CM ของคอนเวอร์เตอร์
สวิตชิง 2 มอสเฟต (แอกทีฟบาลานซ์)



รูปที่ 11 EMI จาก CM ของคอนเวอร์เตอร์แบบไฮบริด
(2 มอสเฟต และสมดุลแบบพาสซีฟ)

ตารางที่ 2 เปรียบเทียบผลกำลังสูญเสียของสวิตชิงคอนเวอร์เตอร์

สวิตชิงคอนเวอร์เตอร์	V_{ST} (volt)	t_{on} (μ sec)	t_{off} (μ sec)	กำลังสูญเสียของสวิตชิง (watt)
มอสเฟตเดี่ยว	36	0.66	0.805	0.2637 (มีแอกทีฟสวิตเดี่ยว)
มอสเฟตคู่	18	0.66	0.805	0.2637 (มีแอกทีฟสวิตเดี่ยว)
				0.13185 (มีแอกทีฟบาลานซ์)

ผลการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนของ มอสเฟตสวิตเดี่ยว ที่ความถี่ก่อน 2 MHz และหลัง 5 MHz พบว่า สัญญาณรบกวนลดลงถึง 20 dB และระหว่าง 2 -5 MHz ลดลงถึง 13 dB แต่ที่ ความถี่ 1.6 MHz สัญญาณรบกวนลดลงถึง 32.5 dB ดังนั้น เทคนิคการสมมูลไฮบริดจะทำให้การ แพร่สัญญาณรบกวนจากวงจรมอสเฟตสวิตเดี่ยว คอนเวอร์เตอร์ ลดลงในช่วง 150 kHz – 30 MHz

5. สรุป

จากผลการคำนวณ CMRRs เพื่ออ้างอิงกับการวัดของมอสเฟตสวิตเดี่ยว คอนเวอร์เตอร์ ได้ 5.29 dB คอนเวอร์เตอร์ 2 สวิตช์ ที่ 12.46 dB และไฮบริดสมมูล ที่ 41.36 dB จะเห็นว่าระหว่าง มอสเฟตสวิตเดี่ยว คอนเวอร์เตอร์ กับไฮบริด สัญญาณรบกวนลดลง 36.07 dB ด้วยการสมมูล แบบไฮบริด การปรับปรุงปัญหาสมมูลได้ดี และสามารถลดการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็ก EMI ในระบบสวิตชิง มอสเฟตกำลังได้ดี

6. ข้อเสนอแนะ

ปกติคอนเวอร์เตอร์แบบมอสเฟตสวิตเดี่ยว แบ่งวงจรเป็น 3 ส่วน คือ แหล่งจ่าย ดีซี สายส่ง สัญญาณ (TP) และโหลด เป็นเงื่อนไขทำให้วงจรไม่ สมดุล จากเงื่อนไขดังกล่าว ได้นำเอาหลักการของ ไฮบริดคอนเวอร์เตอร์ มาประยุกต์ใช้สร้างความ สมดุลของวงจรได้ด้วยการเพิ่มอุปกรณ์สวิตชิง ที่เป็นแอคทีฟสมดุลคอนเวอร์เตอร์ นอกจากนั้น การสร้างสมดุลวงจรของแหล่งจ่ายดีซี และโหลด สามารถสร้างสมดุลด้วยตัวอุปกรณ์เก็บประจุหรือ เป็นพาสซีฟสมดุลระหว่างกราวด์แทนได้

7. เอกสารอ้างอิง

1. Cheng, W., Huang, Z., Xu, S., & Sun, W. (2017). Novel Hybrid Analytical/Numerical Conducted EMI Model of a Flyback Converter. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 59(2), 488-497. DOI: 10.1109/TEM.2016.2610467
2. Fei, C., Yang, Y., Li, Q., & Lee, F. C. (2018). Shielding Technique for Planar Matrix Transformers to Suppress Common-Mode EMI Noise and Improve Efficiency. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(2), 1263-1272. DOI: 10.1109/TIE.2017.2733473
3. Henry, W. O. (1989). *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems* (2nd ed.). Wiley-Interscience.
4. Li, Y., Wang, S., Sheng, H., & Lakshmikanthan, S. (2020). Investigate and Reduce Capacitive Couplings in a Flyback Adapter With a DC-Bus Filter to Reduce EMI. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(7), 6963 – 6973. DOI:10.1109/TPEL.2019.2955973

5. Li, Y., Zhang H., Wang, S., Sheng, H., Chng C. P., & Lakshmikanthan, S. (2018). Investigating Switching Transformers for Common Mode EMI Reduction to Remove Common Mode EMI Filters and Y-Capacitors in Flyback Converters, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 6(4), 2287-2301. DOI: 10.1109/JESTPE.2018.2827041
6. Wang, Z., Wu, Y., Mahmud, M., Yuan, Z., Zhao, Y., & Mantooth, H. A. (2020). Busbar Design and Optimization for Voltage Overshoot Mitigation of A Silicon Carbide High-Power Three-Phase T-Type Inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(1), 204-214. DOI: 10.1109/TPEL.2020.2998465
7. Xie, L., Ruan, X., Zhu, H., & Lo, Y. (2020). Common-Mode voltage cancellation for reducing the common-mode noise in DC-DC converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(5), 3887 – 3897. DOI: 10.1109/TIE.2020.2984438
8. Xue, L., & Zhang, J. (2018). Highly Efficient Secondary-Resonant Active Clamp Flyback Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(2), 1235-1243. DOI: 10.1109/TIE.2017.2733451
9. Yao, J., Li Y., Zhao, H., & Wang, S. (2020). Design of CM Inductor Based on Core Loss for Radiated EMI Reduction in Power Converters. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) 2019* (pp. 2673-2680). DOI: 10.1109/APEC.2019.8721972
10. Yao, J., Wang, S., & Zhao, H. (2019). Measurement Techniques of Common Mode Currents, Voltages, and Impedances in a Flyback Converter for Radiated EMI Diagnosis. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 61(6), 1997-2005. DOI: 10.1109/TEMC.2019.2953925
11. Zhang, B., & Wang, S. (2020). A Survey of EMI Research in Power Electronics Systems with Wide Bandgap Semiconductor Devices. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 8(1), 626-643. DOI: 10.1109/JESTPE.2019.2953730