

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ในเรโซแนนท์
อินเวอร์เตอร์ควบคุมด้วยดิวิตีไซเคิลที่คำนึงถึงผลของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สของมอสเฟต
สำหรับงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

Analysis of Circuit Operation under ZVS and NON-ZVS Conditions
in a Duty Cycle Control Resonant Inverter Taking into Account Drain-Source
Capacitance for the Load of High-Frequency Induction Heating

ยงยุทธ นาราษฎร์

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม

Email : yongyuth_nar@yahoo.com

บทคัดย่อ

บทความวิจัยนี้นำเสนอรายละเอียดการวิเคราะห์การทำงานของวงจรภายใต้บริเวณย่านการทำงานของการสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) และการสวิตช์ขณะแรงดันไม่เป็นศูนย์ (NON-ZVS) ในวงจรมอสเฟตอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ควบคุมด้วยดิวิตีไซเคิลขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมเพื่อใช้ในการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยจะเริ่มจากการวิเคราะห์โหมดการทำงานของวงจรต่างๆ อย่างละเอียดทั้งภายใต้บริเวณย่านการทำงาน ZVS และ NON-ZVS ซึ่งจะได้สมการแรงดันและกระแสเอาต์พุตของแต่ละโหมดการทำงานของวงจรเพื่อใช้ในการคำนวณลักษณะคลื่นเหล่านี้ของวงจรที่นำเสนอโดยใช้โปรแกรม MATLAB ช่วยในการคำนวณ ย่านการทำงานในสภาวะ ZVS และ NON-ZVS ทั้งสองในงานวิจัยนี้จะถูกแบ่งด้วยเส้นรอยต่อระหว่างย่านทั้งสองซึ่งเรียกว่าการสวิตช์ขณะแรงดันศูนย์วิกฤติ (Critical ZVS) ผลการคำนวณของลักษณะคลื่นภายใต้สภาวะ ZVS วิกฤตินี้สามารถนำไปสู่การพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจร

ภายใต้สภาวะ ZVS วิกฤติซึ่งจะถูกนำมาใช้ในการพิจารณาย่านการทำงานในสภาวะ ZVS หรือ NON-ZVS ได้ ผลการคำนวณทางทฤษฎีที่นำเสนอนี้ยังได้มีการยืนยันความถูกต้องด้วยผลการทดลองโดยใช้เครื่องต้นแบบขนาดพิกัด 3 kW ที่ได้สร้างขึ้นในห้องปฏิบัติการ

Abstract

This paper presents a detailed analysis of circuit operation under the operating regions of zero voltage switching (ZVS) and nonzero voltage switching (NON-ZVS) in a full-bridge duty cycle control series resonant MOSFET inverter with a load of high-frequency induction heating. A variety of modes of circuit operation both under the operating regions of ZVS and NON-ZVS are first analyzed in details. The output voltage and current equations of each of these modes of circuit operation are then obtained and used for calculation of the waveforms of the

proposed circuit by using MATLAB program. In this research, the two operating regions of ZVS and NON-ZVS are divided by a certain borderline of critical zero voltage switching (critical ZVS). The calculation results of the waveforms under critical ZVS can lead to the consideration of various circuit parameters under critical ZVS condition that are used to determine ZVS or NON-ZVS operating regions. The proposed theoretical results are also verified by experimental ones, using a prototype test set rated at 3 kW in the laboratory.

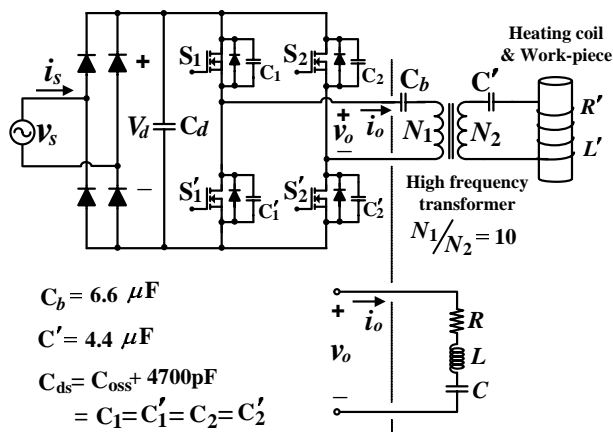
1. บทนำ

วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ที่ใช้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิทช์ซึ่งสำหรับใช้ในงานจ่ายโหลดประเภทอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ ความถี่สูงดังแสดงในรูปที่ 1 ปัญหาสำคัญอย่างหนึ่งในการทำงานของวงจรคือ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตจะมีตัวเก็บประจุแฝงต่ออยู่ระหว่างเดรนและซอร์สซึ่งเรียกว่าตัวเก็บประจุเอาต์พุต (output capacitor : C_{oss}) ดังนั้นในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตถูกควบคุมให้ทำงาน (นำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันไป) เพื่อสร้างแรงดันคลื่นสแควร์ (square wave) ความถี่สูงที่ค่าวิตซีไอเคิลต่างๆ สำหรับจ่ายให้โหลดด้านเอาต์พุตนั้นจะต้องคำนึงถึงผลกระทบของตัวเก็บประจุแฝงระหว่างเดรนและซอร์สดังกล่าวนี้ต่อการทำงานของอินเวอร์เตอร์ด้วย [3]-[8] โดยที่ขบวนการขนถ่ายประจุเข้าและออก (charge-discharge) ของตัวเก็บประจุทั้ง 4 ที่มีในตัวอุปกรณ์สวิทช์มอสเฟตทั้งสิ้นของ

อินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์จะส่งผลกระทบต่อการทำงานของสวิทช์มอสเฟตเหล่านี้ กล่าวคือถ้าขบวนการขนถ่ายประจุสำเร็จก่อนการเริ่มนำกระแสของสวิทช์ในลำดับถัดไปก็จะสามารถทำให้สวิทช์เริ่มนำกระแสในขณะที่แรงดันคร่อมสวิทช์เท่ากับศูนย์ (Zero Voltage Switching, ZVS) แต่ถ้าขบวนการขนถ่ายประจุไม่สามารถสำเร็จก่อนการเริ่มนำกระแสของสวิทช์ในลำดับถัดไปก็จะทำให้สวิทช์เริ่มนำกระแสในขณะที่แรงดันคร่อมสวิทช์ไม่เท่ากับศูนย์ (Non Zero Voltage Switching, NON-ZVS) [3]-[6] สวิทช์ก็จะได้รับความเสียหายได้

มีบางงานวิจัยที่นำเสนอไว้แล้วในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่มีการทำงานของวงจรภายใต้สภาวะ ZVS แต่ไม่ได้นำเอาผลของตัวเก็บประจุเอาต์พุต (C_{oss}) ของเพาเวอร์มอสเฟตรวมเข้ามาในการวิเคราะห์ด้วย [9], [10] ส่งผลทำให้การพิจารณาความถี่ในการสวิทช์ภายใต้สภาวะแรงดันศูนย์เป็นเพียงค่าโดยประมาณ และมีบางงานวิจัยที่ได้อธิบายผลกระทบของตัวเก็บประจุเอาต์พุต (C_{oss}) ของเพาเวอร์มอสเฟตที่มีต่อการทำงานของอินเวอร์เตอร์ [3], [6], [8] แต่ไม่ได้แสดงโหมดการทำงานที่เกิดจากการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุไว้ทำให้ไม่เห็นกลไกการทำงานที่แท้จริงของวงจรได้ถูกต้องชัดเจน และไม่ได้ทำการวิเคราะห์หาสมการของคลื่นแรงดันและกระแสในแต่ละโหมดการทำงาน ของ วงจร ทำให้ไม่สามารถพิจารณาค่าพารามิเตอร์ของวงจรที่จะส่งผลกระทบต่อสภาวะใดสภาวะหนึ่งของ ZVS และ NON-ZVS ได้อย่างถูกต้อง สำหรับงานวิจัยที่นำเสนอจะนำเอาผลกระทบของตัวเก็บประจุเอาต์พุต (C_{oss}) ระหว่าง

เดรนและซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟตที่มีต่อการทำงาน
ของอินเวอร์เตอร์นี้รวมเข้ามาในการพิจารณาเพื่อ
วิเคราะห์หาโหมดการทำงานในหนึ่งไซเคิลของคลื่น
แรงดันเอาต์พุตซึ่งจะทำให้สามารถวิเคราะห์หา
สมการของคลื่นแรงดันและกระแสในแต่ละโหมดการ
ทำงานของวงจร และจากสมการคลื่นแรงดันและ
กระแสเหล่านี้ทำให้ได้คลื่นจากการคำนวณเพื่อใช้เป็น
เครื่องมือนำไปสู่การพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ
ของวงจรเพื่อพิจารณาเงื่อนไขการเกิดสถานะ ZVS
หรือ NON-ZVS ของวงจรในที่สุด



รูปที่ 1 อินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ควบคุมด้วยดิวิตีไซเคิลจ่าย
โหลดที่มีการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ

วงจรอินเวอร์เตอร์ที่น่าเสนอดังรูปที่ 1 ขดลวด
เหนี่ยวนำและชิ้นงานสามารถแทนด้วย $R' L'$
อนุกรม [1], [2] ในขณะที่ C_b และ C' คือตัวเก็บ
ประจุที่ใช้ในการสกัดองค์ประกอบดีซี (blocking
capacitor) และตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (resonant
capacitor) ตามลำดับ เมื่อย้ายตัวต้านทาน ตัว
เหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเหล่านี้มารวมไว้ด้านปฐม
ภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ
ของขดลวด (N_1/N_2) เท่ากับ 10 จะได้วงจรสมมูล

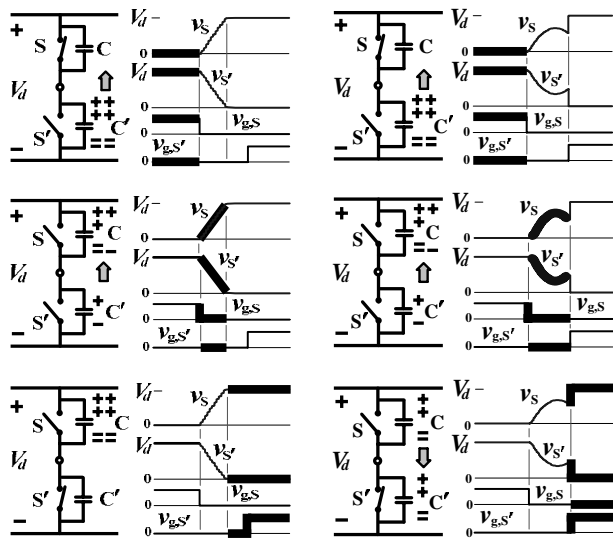
ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แทนด้วย RLC อนุกรม
ดังรูปที่ 1 ในส่วนของสวิตช์แต่ละตัวในวงจร
อินเวอร์เตอร์ประกอบด้วยเพาเวอร์มอสเฟตเบอร์
IRFP460 จำนวน 2 ตัวขนานกัน โดยที่เพาเวอร์
มอสเฟตแต่ละตัวจะมีค่าของตัวเก็บประจุเอาต์พุต
(output capacitor : C_{oss}) ต่ออยู่ระหว่างเดรน-ซอร์ส
ภายในค่าเท่ากับ 870 pF และเพื่อขยายช่วงเวลา
ของโหมดการทำงานที่มีการขนถ่ายประจุให้เห็น
ลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสและกลไกของการขนถ่าย
ประจุได้อย่างชัดเจนได้เพิ่มตัวเก็บประจุภายนอกค่า
เท่ากับ 4700 pF ต่อขนานเพิ่มเข้าไประหว่างเดรน
และซอร์สของสวิตช์รวมกับค่าตัวเก็บประจุ
 $C_{oss} = 870$ pF ภายในของมอสเฟตสองตัวขนานกันทำ
ให้ค่าของตัวเก็บประจุรวมที่ต่ออยู่ระหว่างเดรนและ
ซอร์สของสวิตช์แต่ละตัวเท่ากับ
(870 pF × 2) + 4700 pF = 6440 pF ซึ่งในการวิเคราะห์
ต่อไปนี้จะเรียกว่าตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สของสวิตช์
($C_{ds} = C_1 = C_1' = C_2 = C_2' = 6440$ pF)

2. การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ ภายใต้สถานะ ZVS และ NON-ZVS

2.1 ขบวนการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุ เดรน-ซอร์ส ของสวิตช์มอสเฟต

การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์นั้น
จะควบคุมให้สวิตช์มอสเฟตตัวบน (S) และตัวล่าง
(S') ของแต่ละกึ่งนำกระแสสลับกันไปในแต่ละครึ่ง
ไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาต์พุตพร้อมกันนี้จะมีการขน
ถ่ายประจุระหว่างตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์ส (C_{ds}) ของ
สวิตช์ตัวบน (C) และตัวล่าง (C') เกิดขึ้น โดยการขน
ถ่ายประจุในแต่ละกึ่งของอินเวอร์เตอร์นี้จะเกิดขึ้นเมื่อ

สวิตช์ทั้งคู่หยุดนำกระแสและมีโอกาสเกิดขึ้นได้สองสถานะคือ (1) การขนถ่ายประจุได้สำเร็จก่อนสัญญาณเกตมาถึงซึ่งเป็นกรณีที่สวิตช์ทำงานถูกต้อง แรงดันคร่อมสวิตช์มอสเฟตตัวที่จะเริ่มนำกระแสในลำดับถัดไปมีค่าเท่ากับศูนย์ (ZVS) (2) การขนถ่ายประจุไม่สำเร็จก่อนสัญญาณเกตมาถึงซึ่งเป็นกรณีที่สวิตช์ทำงานไม่ถูกต้อง ยังคงมีแรงดันคร่อมสวิตช์มอสเฟตตัวที่จะเริ่มนำกระแสในลำดับถัดไป (NON-ZVS) ตัวอย่างการขนถ่ายประจุจากตัวเก็บประจุของสวิตช์มอสเฟตตัวล่างไปยังตัวเก็บประจุของสวิตช์มอสเฟตตัวบนก่อนการเริ่มนำกระแสในลำดับถัดไปของสวิตช์มอสเฟตตัวล่างสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2 โดยในรูปที่ 2(ก) เป็นกรณีที่การขนถ่ายประจุสำเร็จก่อนสัญญาณเกตมาถึงทำให้สวิตช์มอสเฟตตัวล่างทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ส่วนในรูปที่ 2(ข) เป็นกรณีที่การขนถ่ายประจุไม่สำเร็จก่อนสัญญาณเกตมาถึงทำให้สวิตช์มอสเฟตตัวล่างทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS



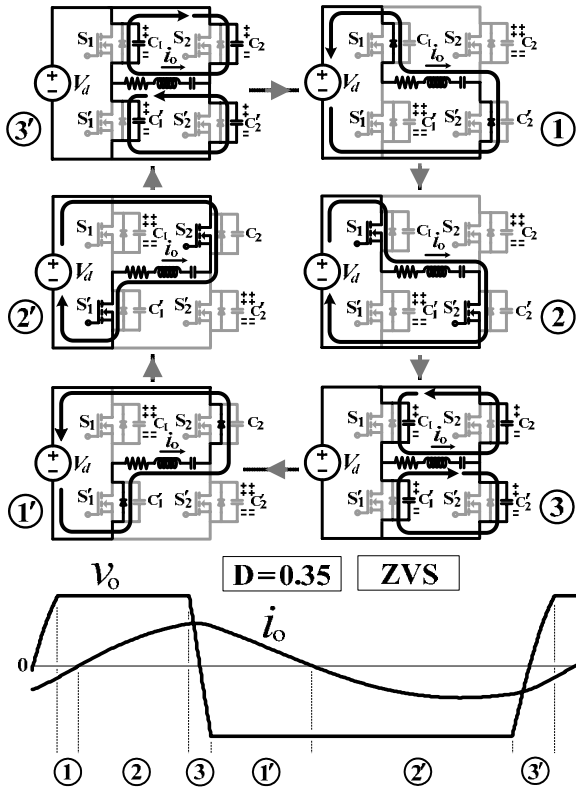
(ก) การขนถ่ายประจุสำเร็จ (ข) การขนถ่ายประจุไม่สำเร็จ

ทำให้สวิตช์ทำงานแบบ ZVS ทำให้สวิตช์ทำงานแบบ NON-ZVS

รูปที่ 2 การเปลี่ยนแปลงแรงดันคร่อมสวิตช์มอสเฟตในระหว่างที่มีการขนถ่ายประจุในแต่ละกิ่งของอินเวอร์เตอร์

2.2 โหมดการทำงานของวงจร

จากความเข้าใจในกลไกการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์และขบวนการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สของสวิตช์มอสเฟตทำให้สามารถวิเคราะห์หาวงจรแสดงการทำงานในโหมดต่าง ๆ ในหนึ่งไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาต์พุตในระหว่างที่มีการปรับกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตด้วยดีวีดีไซเคิลในย่านจาก 0 ถึง 1 ได้ โดยขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS สำหรับกรณี $D < 0.5$ ($D = 0.35$) สามารถแสดงวงจรการทำงานในแต่ละโหมดได้ดังรูปที่ 3 และรูปที่ 4 ตามลำดับ ซึ่งมีลำดับโหมดการทำงานคือ ①②③④⑤ สำหรับกรณี ZVS และ ②③④⑤⑥ สำหรับกรณี NON-ZVS ส่วนวงจรแสดงการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS สำหรับกรณี $D = 0.5$ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5 และรูปที่ 6 ตามลำดับ โดยมีลำดับโหมดการทำงานคือ ①②③④⑤ สำหรับกรณี ZVS และ ②③④⑤⑥ สำหรับกรณี NON-ZVS และวงจรแสดงการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS สำหรับกรณี $D > 0.5$ ($D = 0.65$) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 7 และรูปที่ 8 ตามลำดับ โดยมีลำดับโหมดการทำงานคือ ①②③④⑤ สำหรับกรณี ZVS และ ②③④①②③ สำหรับกรณี NON-ZVS



รูปที่ 3 วงจรแสดงการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS สำหรับกรณี $D < 0.5$ ($D = 0.35$)

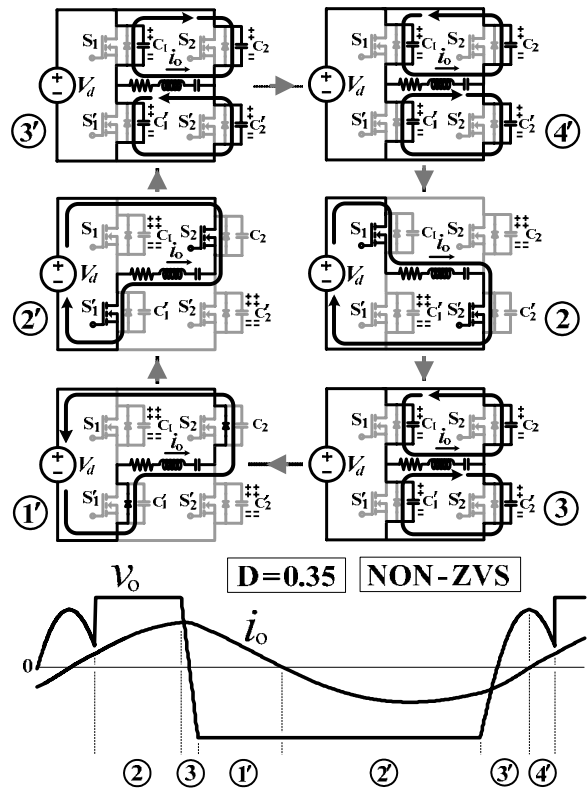
โดยที่

โหมด ① และ ①' คือโหมดรีเจนเนอเรทีฟ (regenerative) ในครึ่งไซเคิลบวกและครึ่งไซเคิลลบของคลื่นแรงดันเอาต์พุตตามลำดับ

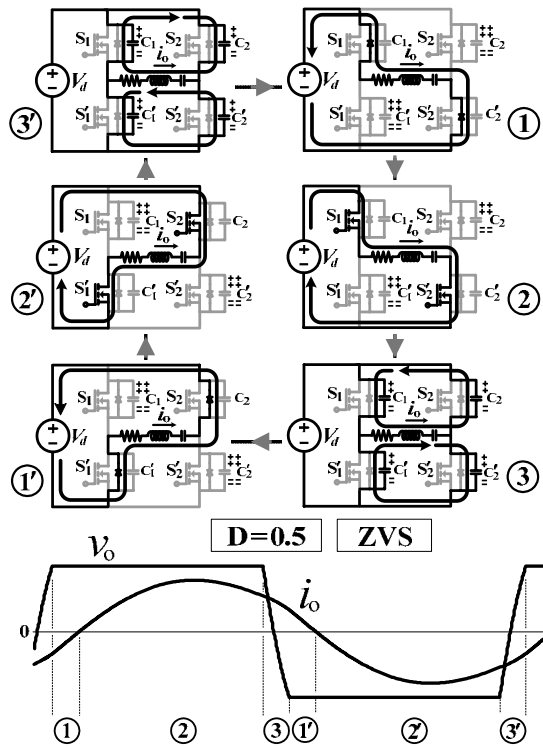
โหมด ② และ ②' คือโหมดเพาเวอร์ริง (powering) ในครึ่งไซเคิลบวกและครึ่งไซเคิลลบของคลื่นแรงดันเอาต์พุตตามลำดับ

โหมด ③ และ ③' คือโหมดขนถ่ายประจุ (charge transfer) โดยในโหมด ③ มีการขนถ่ายประจุจาก C_2 ไปยัง C'_2 และจาก C'_1 ไปยัง C_1 ส่วนในโหมด ③' มีการขนถ่ายประจุจาก C'_2 ไปยัง C_2 และจาก C_1 ไปยัง C'_1

โหมด ④ และ ④' คือโหมดขนถ่ายประจุกลับ (reverse charge transfer) โดยในโหมด ④ มีการขนถ่ายประจุในทิศทางตรงข้ามกับโหมด ③ และในโหมด ④' มีการขนถ่ายประจุในทิศทางตรงข้ามกับโหมด ③' ซึ่งถ้าเงื่อนไขการทำงานของวงจรทำให้มีการทำงานในโหมด ④ และ ④' หรือโหมดใดโหมดหนึ่งจะส่งผลทำให้วงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS

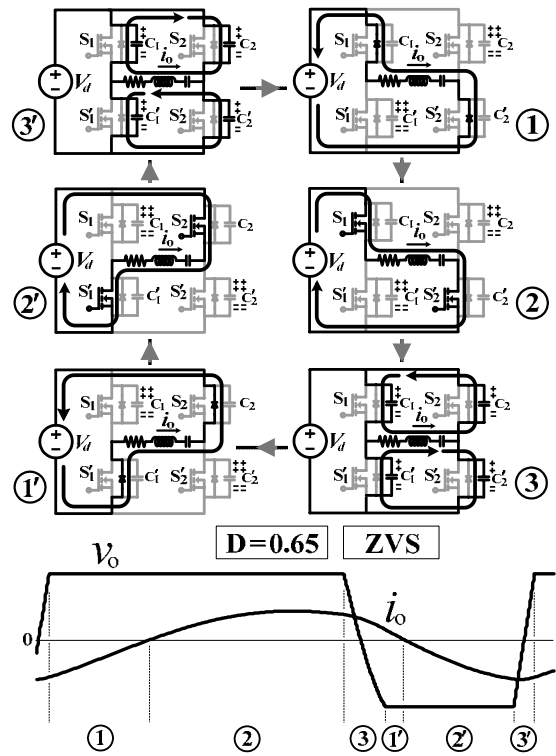


รูปที่ 4 วงจรแสดงการทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS สำหรับกรณี $D < 0.5$ ($D = 0.35$)



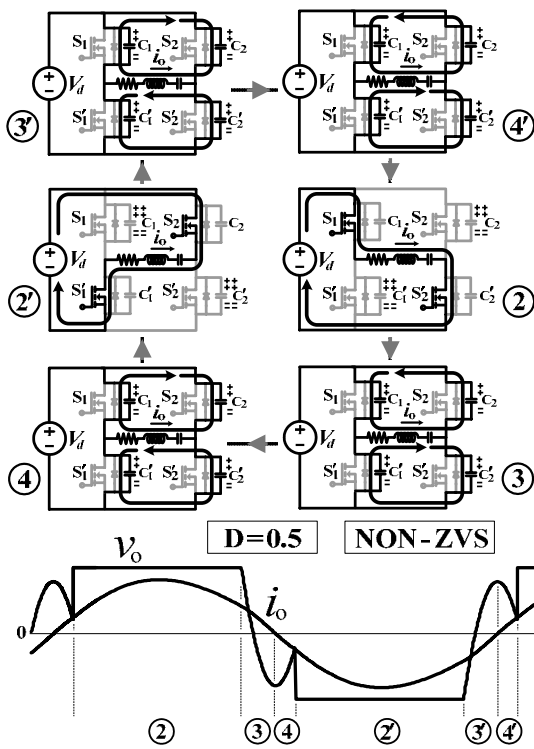
รูปที่ 5 วงจรแสดงการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS สำหรับกรณี

$D = 0.5$



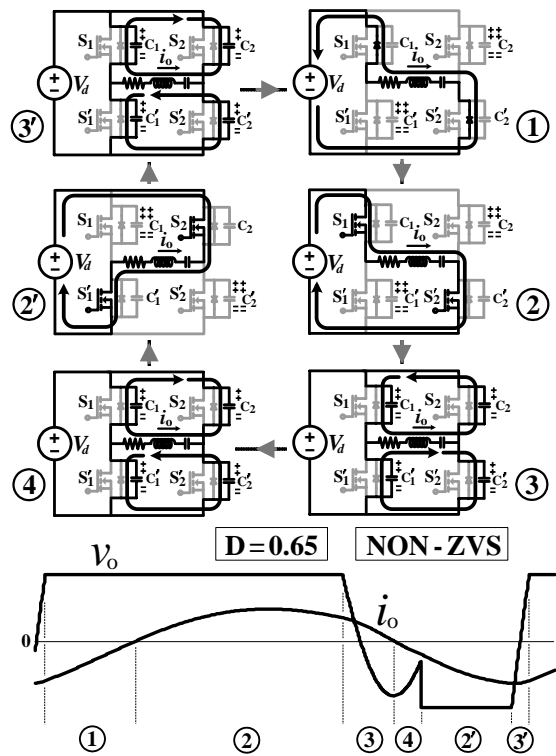
รูปที่ 7 วงจรแสดงการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS สำหรับกรณี

$D > 0.5$ ($D = 0.65$)



รูปที่ 6 วงจรแสดงการทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS

สำหรับกรณี $D = 0.5$



รูปที่ 8 วงจรแสดงการทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS

สำหรับกรณี $D > 0.5$ ($D = 0.65$)

2.3 สมการแรงดันและกระแสในแต่ละโหมดการทำงาน

จากวงจรแสดงการทำงานในแต่ละโหมดตลอดช่วงหนึ่งไซเคิลของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตดังได้แสดงในรูปที่ 3 ถึงรูปที่ 8 นั้นสามารถนำมาวิเคราะห์หาสมการของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุต v_o , i_o ได้ดังสมการ (1) จากโหมด ①② สมการ (2) จากโหมด ③④ สมการ (3) จากโหมด ④② และสมการ (4) จากโหมด ⑤④

$$\left. \begin{aligned} v_o &= V_d \\ i_o &= e^{-\alpha t} \left[\left(\frac{V_d - V - \alpha LI}{\omega_1 L} \right) \sin \omega_1 t + I \cos \omega_1 t \right] \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} v_o &= [(A_1 \sin \omega_2 t + B_1 \cos \omega_2 t) + D_1] \\ &\quad \times e^{-\alpha t} \left(\frac{C_1 + C_2}{(\alpha^2 + \omega_2^2) C_1 C_2} \right) + (V_2 - V_1) \\ i_o &= \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_2} \left[\left(\frac{-2V - V_1 + V_2 + V_1' - V_2' - \alpha I}{2L} \right) \sin \omega_2 t \right. \\ &\quad \left. + \omega_2 I \cos \omega_2 t \right] \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} v_o &= -V_d \\ i_o &= e^{-\alpha t} \left[\left(\frac{-V_d - V - \alpha LI}{\omega_1 L} \right) \sin \omega_1 t + I \cos \omega_1 t \right] \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} v_o &= [(A_2 \sin \omega_2 t + B_2 \cos \omega_2 t) + D_2] \\ &\quad \times e^{-\alpha t} \left(\frac{C_1' + C_2'}{(\alpha^2 + \omega_2^2) C_1' C_2'} \right) + (V_1' - V_2') \\ i_o &= \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_2} \left[\left(\frac{-2V - V_1 + V_2 + V_1' - V_2' - \alpha I}{2L} \right) \sin \omega_2 t \right. \\ &\quad \left. + \omega_2 I \cos \omega_2 t \right] \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

โดยที่

V_1, V_1', V_2 และ V_2' คือค่าเริ่มต้นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเดรอน-ซอร์ส C_1, C_1', C_2 และ C_2' ตามลำดับ

I คือค่าเริ่มต้นของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์

V คือค่าเริ่มต้นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์

$$\alpha = \frac{R}{2L}$$

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}$$

$$\omega_2 = \sqrt{\left(\frac{1}{LC} - \frac{1}{2LC_{ds}}\right) - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}$$

$$\begin{aligned} A_1 &= \left\{ RC_{ds} (V_1 - V_2 + V_1' - V_2') (\alpha^2 + \omega_2^2) - 2LI (\alpha^2 + \omega_2^2) \right. \\ &\quad \left. - 2\alpha (V + V_1 - V_2) - \alpha (C_{ds}/C) (V_1 - V_2 + V_1' - V_2') \right. \\ &\quad \left. - \alpha C_{ds} L (V_1 - V_2 + V_1' - V_2') (\alpha^2 + \omega_2^2) \right\} (1/4\omega_2 L) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B_1 &= \left\{ (-C_{ds}/C) (V_1 - V_2 + V_1' - V_2') - 2(V + V_1 - V_2) \right. \\ &\quad \left. + C_{ds} L (V_1 - V_2 + V_1' - V_2') (\alpha^2 + \omega_2^2) \right\} (1/4L) \end{aligned}$$

$$D_1 = \left\{ (C_{ds}/C) (V_1 - V_2 + V_1' + V_2') + 2(V - V_1 - V_2) \right\} (1/4L)$$

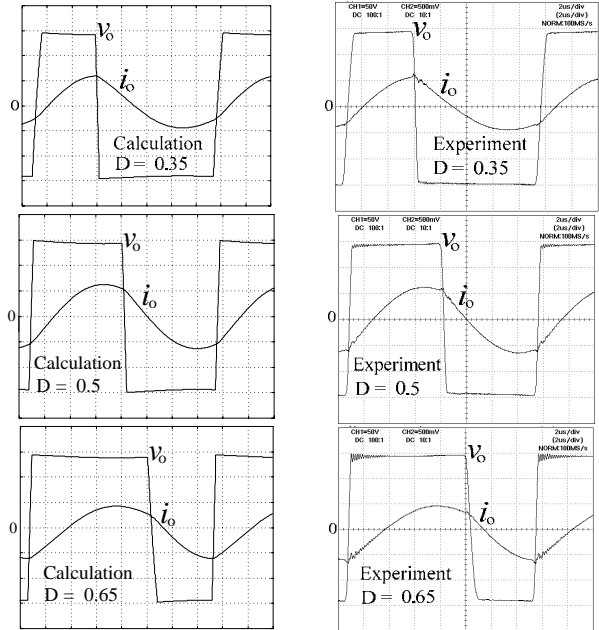
$$A_2 = \left\{ RC_{ds} (V_2' - V_1' + V_2 - V_1)(\alpha^2 + \omega_2^2) - 2LI(\alpha^2 + \omega_2^2) - 2\alpha(V + V_2' - V_1') - \alpha(C_{ds}/C)(V_2' - V_1' + V_2 - V_1) - \alpha C_{ds}L(V_2' - V_1' + V_2 - V_1)(\alpha^2 + \omega_2^2) \right\} (1/4L)$$

$$B_2 = \left\{ (-C_{ds}/C)(V_2' - V_1' + V_2 - V_1) - 2(V + V_2' - V_1') + C_{ds}L(V_2' - V_1' + V_2 - V_1)(\alpha^2 + \omega_2^2) \right\} (1/4L)$$

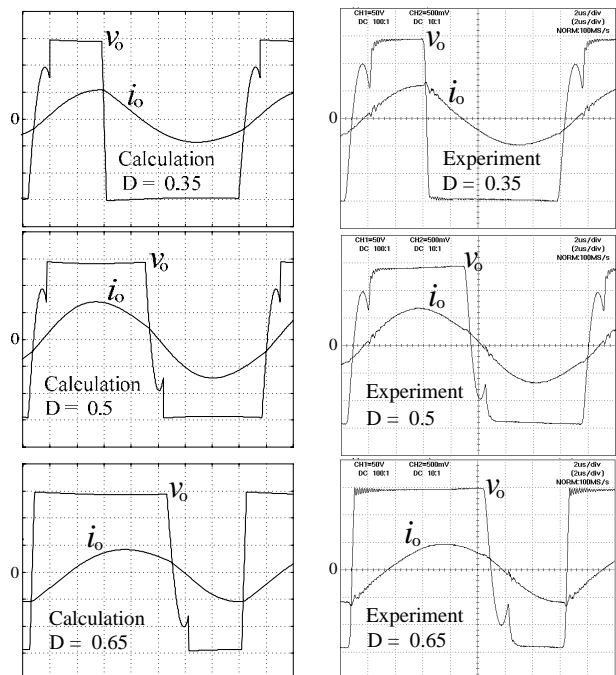
$$D_2 = \left\{ (C_{ds}/C)(V_2' - V_1' + V_2 + V_1) + 2(V - V_2' - V_1') \right\} (1/4L)$$

2.4 ลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสจากการคำนวณ และการทดลอง

จากสมการแรงดันและกระแสเอาต์พุต v_o, i_o ในแต่ละโหมดการทำงานใน (1)-(4) สามารถใช้โปรแกรม MATLAB ช่วยในการคำนวณและเขียนคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตเหล่านี้ ซึ่งสามารถแสดงลักษณะคลื่นได้ดังรูปที่ 9 สำหรับกรณีการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และรูปที่ 10 สำหรับกรณีการทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS พร้อมทั้งได้ยืนยันความถูกต้องของผลการคำนวณด้วยคลื่นจากการทดลองซึ่งแสดงไว้ในรูปเดียวกันของแต่ละกรณี



รูปที่ 9 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุต v_o, i_o จากการคำนวณและทดลองขณะวงจรทำงานแบบ ZVS
50 Volt/Div, 5 Amp/Div, 2 μ s/Div



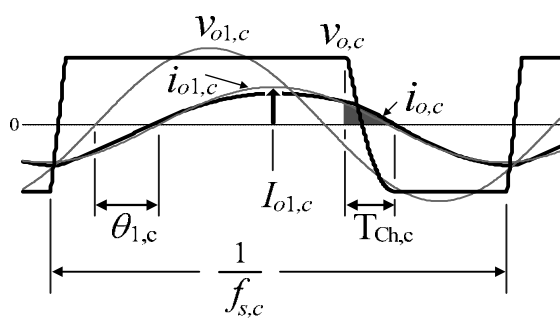
รูปที่ 10 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุต v_o, i_o จากการคำนวณและทดลองขณะวงจรทำงานแบบ NON-ZVS
50 Volt/Div, 5 Amp/Div, 2 μ s/Div

3. ผลกระทบของตัวแปรต่างๆ ที่มีต่อการเกิด ZVS หรือ NON-ZVS

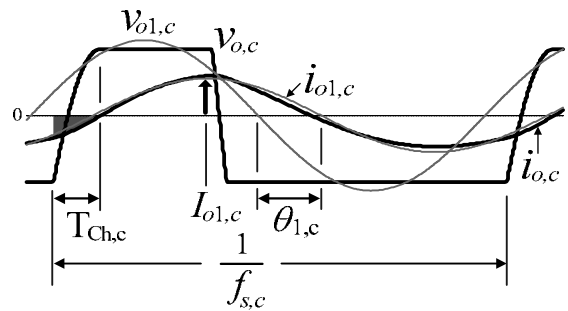
3.1 การกำหนดจุดแบ่งรอยต่อระหว่างสภาวะ

ZVS และ NON-ZVS ด้วยสภาวะ Critical ZVS

จากที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ผ่านมาถึงการ ทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีการพิจารณาผลที่เกิด จากการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สของ สวิตช์มอสเฟตซึ่งสามารถแบ่งสภาวะการทำงาน ของ วงจรออกได้เป็น 2 สภาวะที่แตกต่างกันคือ ZVS และ NON-ZVS โดยมีจุดแบ่งตรงกลางระหว่าง 2 สภาวะนี้ เรียกว่า Critical ZVS ซึ่งจุดแบ่งนี้ขึ้นอยู่กับตัวแปร วิกฤติ 4 ตัวแปรได้แก่ ความถี่สวิตช์ซึ่งวิกฤติ ($f_{s,c}$) ค่า พิกขององค์ประกอบหลักมูลของกระแสเอาต์พุตวิกฤติ ($I_{o1,c}$) ค่ามุมเฟสสำหรับขององค์ประกอบหลักมูล วิกฤติ ($\theta_{1,c}$) และค่าเวลาการชาร์จประจุวิกฤติ ($T_{Ch,c}$) โดยนิยามของค่าตัวแปรวิกฤติเหล่านี้สามารถกำหนด จากคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตวิกฤติดังแสดงใน รูปที่ 11(ก) สำหรับกรณี $D < 0.5$ และรูปที่ 11(ข) สำหรับกรณี $D > 0.5$



(ก) กรณี $D < 0.5$



(ข) กรณี $D > 0.5$

รูปที่ 11 นิยามของตัวแปรวิกฤติ $f_{s,c}$, $I_{o1,c}$, $\theta_{1,c}$ และ $T_{Ch,c}$

3.2 การวิเคราะห์หาเส้นแบ่งรอยต่อระหว่าง สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ซึ่งกำหนดด้วย ตัวแปรวิกฤติของสภาวะ Critical ZVS

การวิเคราะห์หาเส้นแบ่งรอยต่อระหว่าง การ ทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ของ อินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรม ของอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่มีการควบคุมด้วยดิฟเฟอเรนเชียล สามารถทำได้โดยการ พิจารณาจากค่าตัวแปรวิกฤติ 4 ตัวแปรของคลื่น แรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการคำนวณขณะ วงจรทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS พร้อมยืนยัน ความถูกต้องของหลักการด้วยผลการทดลองของ เครื่องต้นแบบที่มีค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังแสดงใน ตารางที่ 1

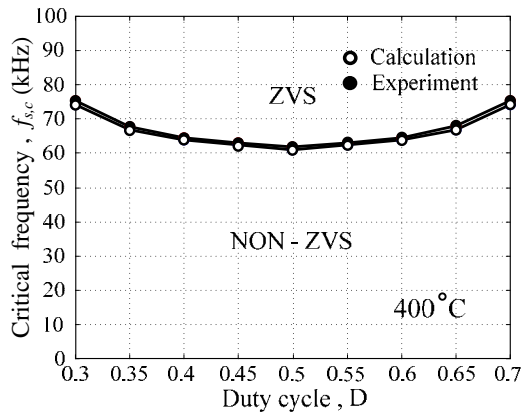
ตารางที่ 1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของเครื่องต้นแบบที่ใช้ในการทดสอบ

Experimental parameters		Actual values
Mosfet IRFP460	V_{DSS}	500 V
	I_D	20 A
	$R_{DS(ON)}$	0.27 Ω
	C_{oss}	870 pF
drain-source capacitor, $C_{ds} = C_1 = C'_1 = C_2 = C'_2$		$(2 \times C_{oss}) + 4700 \text{ pF} = 6440 \text{ pF}$
blocking capacitor, C_b		6.6 μF
resonant capacitor, C'		4.4 μF
equivalent resonant capacitor, C		$[(N_2/N_1)^2 C'_b] / [(N_2/N_1)^2 C' + C_b] = 0.0437 \mu\text{F}$
dc link voltage, V_d		150 V
HF step down transformer	ferrite core	2 \times EE80
	turn ratio	10
iron work-piece	diameter	2.5 cm
	length	15 cm
heating coil	turns	4
	diameter	4 cm
operating temperature		400 $^{\circ}\text{C}$

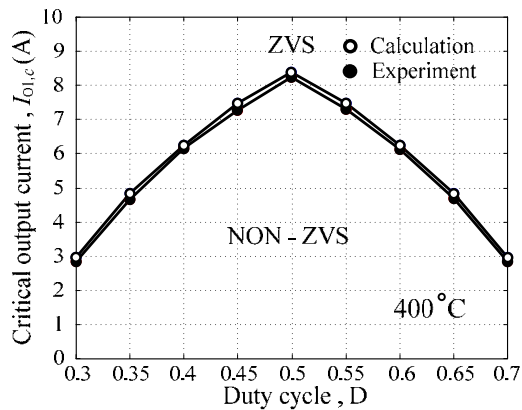
ผลจากการคำนวณขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS สามารถพล็อตเส้นกราฟที่แตกต่างกันได้แก่ ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่สวิทช์วิกฤติ ($f_{s,c}$) และค่าดิวิต์ไซเคิล (D) ดังแสดงในรูปที่ 12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าพีคขององค์ประกอบหลักมูลของกระแสเอาต์พุทวิกฤติ ($I_{o1,c}$) และค่าดิวิต์ไซเคิล (D) ดังแสดงในรูปที่ 13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ามุมเฟสล่าหลังขององค์ประกอบหลักมูลวิกฤติ ($\theta_{1,c}$) และค่าดิวิต์ไซเคิล (D) ดังแสดงในรูปที่ 14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเวลาการชาร์จประจุวิกฤติ ($T_{Ch,c}$) และค่าดิวิต์ไซเคิล (D) ดังแสดงในรูปที่ 15 และสุดท้ายผลการคำนวณยังได้เปรียบเทียบกับผลการทดลองเพื่อยืนยันความถูกต้องของผลทางทฤษฎีโดยพล็อตเปรียบเทียบในกราฟรูปเดียวกัน ผลที่ได้ทั้งสองปรากฏว่าใกล้เคียงกันสำหรับในแต่ละกรณี

ตลอดช่วงการปรับค่าดิวิต์ไซเคิล การทำงานของวงจรอาจจะเข้าไปอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS หรือ NON-ZVS ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของตัวแปรวิกฤติ 4 ตัว รายละเอียดของเงื่อนไขเหล่านี้สามารถอธิบายให้เข้าใจได้ด้วย current-time area ที่แรงเงาของคลื่นกระแสเอาต์พุทวิกฤติ ($i_{o,c}$) ดังแสดงในรูปที่ 11(ก) สำหรับกรณี $D < 0.5$ และในรูปที่ 11(ข) สำหรับกรณี $D > 0.5$ ซึ่ง current-time area ของกระแสเอาต์พุทวิกฤตินี้จะตรงกับจุดทำงานในเส้นกราฟรูปที่ 12-15 ในขณะที่จุดทำงานอื่นๆ ในเส้นกราฟเหล่านี้จะมี current-time area เท่ากันตลอด ในกรณีที่ค่าของตัวแปรวิกฤติไม่ได้อยู่ในเส้นกราฟที่ใช้ในการแบ่งสภาวะการทำงานออกเป็นสองสภาวะ ZVS และ NON-ZVS เหล่านี้จะส่งผลทำให้การทำงานของวงจรเข้าไปอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS หรือ NON-ZVS อย่างใดอย่างหนึ่ง กล่าวคือถ้าค่าความถี่สวิทช์ซึ่งต่ำกว่าค่าวิกฤติ ($f_s < f_{s,c}$) ค่าพีคขององค์ประกอบหลักมูลของกระแสเอาต์พุทต่ำกว่าค่าวิกฤติ ($I_{o1} < I_{o1,c}$) ค่ามุมเฟสล่าหลังขององค์ประกอบหลักมูลต่ำกว่าค่าวิกฤติ ($\theta_1 < \theta_{1,c}$) และค่าเวลาการชาร์จประจุมากกว่าค่าวิกฤติ ($T_{Ch} > T_{Ch,c}$) จะทำให้ current-time area ของกระแสเอาต์พุทเล็กกว่า current-time area วิกฤติ ส่งผลทำให้การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เข้าไปอยู่ภายใต้สภาวะ NON-ZVS ในทางกลับกันถ้าค่าความถี่สวิทช์ซึ่งสูงกว่าค่าวิกฤติ ($f_s > f_{s,c}$) ค่าพีคขององค์ประกอบหลักมูลของกระแสเอาต์พุทสูงกว่าค่าวิกฤติ ($I_{o1} > I_{o1,c}$) ค่ามุมเฟสล่าหลังขององค์ประกอบหลักมูลสูงกว่าค่าวิกฤติ ($\theta_1 > \theta_{1,c}$) และค่าเวลาการชาร์จประจุต่ำกว่าค่าวิกฤติ ($T_{Ch} < T_{Ch,c}$) จะทำให้ current-time area ของกระแสเอาต์พุทใหญ่

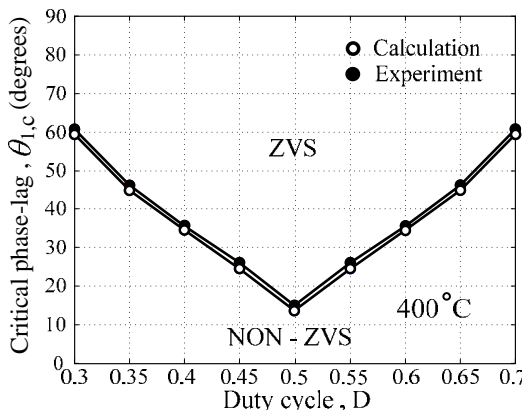
กว่า current-time area วิกฤติ ส่งผลทำให้การทำงาน
ของวงจรเข้าไปอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS



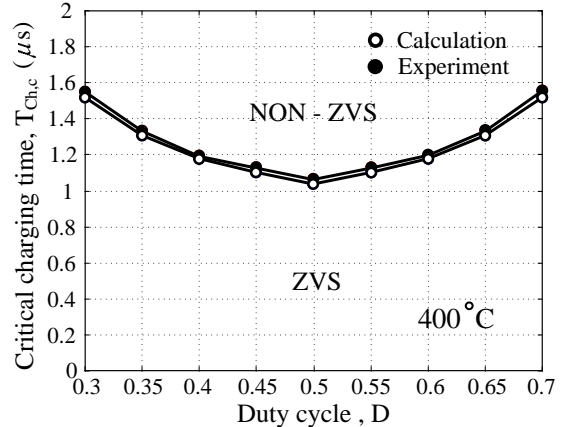
รูปที่ 12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่สวิทชิงวิกฤติ ($f_{s,c}$)
และค่าดิวตี้ไซเคิล (D)



รูปที่ 13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าพีคขององค์ประกอบหลักมูล
ของกระแสเอาต์พุตวิกฤติ ($I_{o1,c}$) และค่าดิวตี้ไซเคิล
(D)



รูปที่ 14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ามุมเฟสล่าช้าหลังของ
องค์ประกอบหลักมูลวิกฤติ ($\theta_{1,c}$) และค่าดิวตี้ไซเคิล
(D)



รูปที่ 15 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเวลาการชาร์จประจุวิกฤติ
($T_{Ch,c}$) และค่าดิวตี้ไซเคิล (D)

4. สรุป

จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรภายใต้
สภาวะ การสวิทช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) และ
การสวิทช์ขณะแรงดันไม่เป็นศูนย์ (NON-ZVS) ใน
วงจรมอสเฟตอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ควบคุมด้วยดิวตี้
ไซเคิลขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมเพื่อใช้ในงาน
ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง พร้อมสร้าง
เครื่องต้นแบบเพื่อทดสอบยืนยันความถูกต้องของ
ทฤษฎีที่น่าเสนอสามารถสรุปประเด็นสำคัญได้ดังนี้

(1) การออกแบบระบบควบคุมของมอสเฟต
อินเวอร์เตอร์สำหรับจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่
ควบคุมด้วยดิวตี้ไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาต์พุต
จะต้องมีการควบคุมค่าดิวตี้ไซเคิลและความถี่สวิทช์
ไปพร้อมๆ กัน นั้นหมายความว่าต้องมีอุปกรณ์ควบคุม
2 ลูบคือควบคุมดิวตี้ไซเคิลและควบคุมความถี่สวิทช์
ทั้งนี้เพื่อให้การทำงานของอินเวอร์เตอร์อยู่ภายใต้
สภาวะ ZVS ตลอดย่นการควบคุม

(2) ถ้ากำหนดให้ค่าแรงดันดีซีอินพุตคงที่และค่า
ของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สของสวิทช์มอสเฟตแต่ละ
ตัวคงที่ จะทำให้ current-time area ของกระแส

เอาท์พุทที่ใช้ในการขนถ่ายประจุขณะทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS จะมีขนาดพื้นที่เท่ากันตลอดย่านการปรับค่าดิวิต์ไซเคิล ถ้า current-time area ของกระแสเอาท์พุทนี้มีขนาดโตกว่าจุดวิกฤติจะทำให้การทำงานของวงจรรออยู่ภายใต้สภาวะ ZVS แต่ถ้า current-time area ของกระแสเอาท์พุทนี้มีขนาดเล็กกว่าจุดวิกฤติจะทำให้การทำงานของวงจรรออยู่ภายใต้สภาวะ NON-ZVS

(3) การที่วงจรรินเวอร์เตอร์นี้จะทำงานภายใต้สภาวะ ZVS หรือ NON-ZVS นั้นสามารถกำหนดได้โดยค่าตัวแปรวิกฤติ 4 ตัวแปร โดยที่การทำงานของวงจรรินเวอร์เตอร์จะอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ได้ก็ต่อเมื่อค่าความถี่สวิทชิง (f_s) ค่าพีคขององค์ประกอบหลักมูลของกระแสเอาท์พุท (I_{o1}) ค่ามุมเฟสล่าหลังขององค์ประกอบหลักมูล (θ_1) ต้องมีค่ามากกว่าค่าวิกฤติของมัน ในขณะที่ค่าเวลาการชาร์จประจุ (T_{ch}) ต้องมีค่าน้อยกว่าค่าวิกฤติของมัน

(4) การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์สำหรับจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่ควบคุมด้วยดิวิต์ไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุทสามารถทำได้ 2 ย่านที่สมมาตรกันคือย่านที่ปรับค่าดิวิต์ไซเคิลจาก 0.5 ถึง 0 และย่านที่ปรับค่าดิวิต์ไซเคิลจาก 0.5 ถึง 1

5. กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยนี้ได้รับทุนอุดหนุนจากมหาวิทยาลัยสยาม

เอกสารอ้างอิง

- [1] Marian K. Kazimierczuk and Dariusz Czarkowski, **Resonant Power Converters**. John Wiley & Sons, 1995.
- [2] Robert W. Erickson and Dragan Maksimovic, **Fundamentals of Power Electronics**. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [3] J. A. Sabate, R. W. Farrington, M. M. Jovanovic, and F. C. Lee, "Effect of Switch Capacitance on Zero-Voltage Switching of Resonant Converters," *Proceeding of Applied Power Electronics Conference*, 1992, pp. 213-220.
- [4] P. Viriya, N. Yongyuth and K. Matsuse, "Analysis of Two Continuous Control Regions of Conventional Phase Shift and Transition Phase Shift for Induction Heating Inverter under ZVS and NON-ZVS Operation," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 23, No. 6, 2008, pp. 2794-2805.
- [5] J. M. Burdío, F. Canales, P. M. Barbosa, and F. C. Lee, "A Comparison Study of Fixed-Frequency Control Strategies for ZVS DC/DC Series Resonant Converters," *Proceeding of Power Electronics Specialist Conference (PESC)*, 2001, pp. 427-432.
- [6] L. A. Barragan, J. M. Burdío, J. I. Artigas, D. Navarro, J. Acero, and D. Puyal, "Efficiency Optimization in ZVS Series

Resonant Inverters with Asymmetrical Voltage-Cancellation Control," IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 20, No. 5, 2005, pp. 1036-1043.

- [7] L. Grajales and F. C. Lee, "Control System Design and Small Signal Analysis of a Phase-Shift-Controlled Series-Resonant Inverter for Induction Heating," Proceeding of Power Electronics Specialist Conference (PESC'95), 1995, pp. 450-456.
- [8] J. M. Burdio, L. A. Barragan, F. Monterde, D. Navarro, and J. Acero, "Asymmetrical Voltage-Cancellation Control for Full-Bridge Series Resonant Inverter," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 19, No. 2, pp. 461-469, 2004.
- [9] P. K. Jain, A. St-Martin, and G. Edwards, "Asymmetrical Pulse-Width-Modulated Resonant DC/DC Converter Topologies," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 11, No. 3, 1996, pp. 413-422.
- [10] E. J. Dede, V. Esteve, J. Garcia, A. E. Navarro, and J. A. Carrasco, "On the Design of High Frequency Series Resonant Converters for Induction Heating Applications," Proceeding of Industrial Electronics Society Conference (IECON '93), 1993, pp. 1303-1307.