



การออกแบบและสร้างต้นแบบของอนุกรมสแตกโมดูลของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงที่มีอัตราการขยายสูงสำหรับการประยุกต์ใช้เป็นวงจรส่วนหน้าของเซลล์พลังงานแสงอาทิตย์

ธานี อยู่สมบูรณ์ พัสกร อุดมทรัพย์ ภัฏฐะ สวาระจันทร์ โกศล ชัยเจริญอุดมรุ่ง และ
อนุศักดิ์ บิสลาม*

ภาควิชาเทคโนโลยีวิศวกรรมไฟฟ้า วิทยาลัยเทคโนโลยีอุตสาหกรรม

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

* ผู้ประสานงานเผยแพร่ (Corresponding Author), E-mail: anusak.b@cit.kmutnb.ac.th

วันที่รับบทความ: 1 มกราคม 2567; วันที่ทบทวนบทความ: 24 ตุลาคม 2567; วันที่ตอบรับบทความ: 18 ธันวาคม 2567

วันที่เผยแพร่ออนไลน์: 23 ธันวาคม 2567

บทคัดย่อ: งานวิจัยฉบับนี้ขอเสนอการออกแบบและสร้างต้นแบบของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบทบระดับแรงดันโดยการอนุกรมโมดูลด้านออกที่มีการควบคุมแบบลูปิด เพื่อยกระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่มีค่าต่ำให้แปลงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่มีค่าสูง ได้มีการพัฒนางจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมโดยที่มีข้อจำกัดอัตราการขยายที่ต่ำ ซึ่งถูกพัฒนาโดยใช้เทคนิคการเชื่อมโยงการเหนี่ยวนำ (Coupling Inductance) ในการเพิ่มขดลวด (L_2) มาเชื่อมโยงกับขดลวดเหนี่ยวนำเดิม (L_1) เทคนิคดังกล่าวสามารถเพิ่มอัตราการขยายด้านออกให้สูงขึ้นผ่านตัวดำเนินการ a กำหนดให้โมดูลภาคกำลังทำงานภายใต้ความถี่สวิตซ์ 90 กิโลเฮิร์ตซ์ ภาคกำลังแต่ละโมดูลได้รับแรงดันด้านเข้าขนาด 36 โวลต์ แปลงผันเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านออกขนาด 200 โวลต์ ในส่วนของวงจรภาคกำลังมีลักษณะการต่อแบบอนุกรม 3 โมดูล ผลการทดลองที่ได้จะมีระดับแรงดันเพิ่มขึ้นตามจำนวน N โมดูลที่นำมาต่อแบบอนุกรมสแตก เป็นผลทำให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงถูกยกระดับขึ้นเป็น 600 โวลต์ ที่มีกำลังไฟฟ้าด้านออก 450 วัตต์ที่โหลดเต็มพิกัด ด้วยเทคนิคการควบคุมแบบลูปิดที่นำเสนอ จะเห็นได้ว่าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงภาระทางไฟฟ้าภายใต้เงื่อนไข สภาวะไร้อโหลด สภาวะครึ่งโหลด และสภาวะเต็มโหลด ส่งผลให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านออกสามารถกลับเข้าสู่แรงดันไฟฟ้าตั้งค่า ทั้งนี้พบว่าผลที่ได้จากการจำลองและผลการทดลองมีความสอดคล้องกัน และสามารถยืนยันลำดับการวิเคราะห์ได้ตามทฤษฎี

คำสำคัญ: อนุกรมสแตก; โมดูล; วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรง; อัตราการขยาย

A Design and Implement Series Stack Modules of DC-DC High Step-Up Converter for Front-End of Photovoltaic Cells Application

Tanee Yusomboon, Passakorn Udomsup, Hata Sawachan, Koson Chaicharoenaudomrung and Anusak Billsalam*

Department of Electrical Engineering Technology, College of Industrial Technology,
King Mongkut's University of Technology North Bangkok

* Corresponding author, E-mail: anusak.b@cit.kmutnb.ac.th

Received: 1 January 2024; Revised: 24 October 2024; Accepted: 18 December 2024

Online Published: 23 December 2024

Abstract: This study presents the development and model of a DC voltage conversion circuit using series output modules with closed-loop control. To transform a low DC voltage into a high DC voltage. A voltage level transmitter circuit with limited gain has been created using traditional methods. The development included the use of the coupling Inductance technology, which entailed the addition of a coil L_2 to be linked with the original inductance coil L_1 . This approach may enhance the output amplification by using operator the power modules are operated at a frequency of 90 kHz using a device that switches. Every power module is supplied with an input voltage of 36 volts and convert it into a voltage of 200 volts. A connection has been established in the power circuit. When connecting N modules in a series stack, the implement results will show an increase in voltage level. Consequently, the voltage is increased to 600 volts, generating an output power of 450 watts while operating at its full capacity. Using the proposed closed-loop control approach It is apparent that a change in electrical load occurs while changing from a no-load situation to a half-load one. at maximum load conditions. Consequently, the DC voltage output may revert again to the set value. The simulation findings and experimental results were found to be compatible. The analytical sequence may be verified based on theoretical principles.

Keywords: Series Stack; Modules; DC-DC Converter; High Step-Up



1. บทนำ

เซลล์พลังงานแสงอาทิตย์เป็นตัวเลือกของแหล่งพลังงานทดแทนที่ใช้ลดภาระค่าใช้จ่ายในยุคปัจจุบัน จากราคาและปริมาณไฟฟ้าที่ใช้ในแต่ละวันมีการปรับจำนวนขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับอดีตที่ผ่านมา จากสภาพการณ์การติดตั้งและประสิทธิภาพของแผงมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง ทำให้ตลาดเชิงพาณิชย์และแนวการพัฒนางานวิจัยยังคงมีแนวโน้มที่เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง จากที่ทราบโดยทั่วไปแหล่งพลังงานประเภทนี้ ปัจจุบันหลักการผลิตพลังงานขึ้นอยู่กับแสงอาทิตย์รวมถึงถึงสภาพแวดล้อมโดยรอบ ซึ่งแรงดันและกระแสไฟฟ้ามักมีการแปรปรวน จากปัจจัยดังกล่าว กระบวนการหนึ่งที่ถูกหยิบยกมาใช้คือการต่อร่วมกับวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบทบระดับแรงดันหรือบูสคอนเวอร์เตอร์ (Boost Converter) เพื่อแปลงผันจากแรงดันต่ำเป็นแรงดันสูงพร้อมทั้งรักษาระดับแรงดันด้านออก ผ่านวงจรควบคุมในการรักษาแรงดันให้คงที่ [1-2] ความสามารถของการแปลงผันจะขึ้นอยู่กับโครงสร้างสถาปัตยกรรม อาทิ เช่น เทคนิคอินเตอร์ลีฟ (Interleaved: Is) เป็นการกำหนดช่วงเวลาสัญญาณสถานะการทำงานให้มีการเหลื่อม สำหรับใช้ลดการกระเพื่อมกระแสต้านเข้าให้มียาลดลง [3-5] ต่อไปในส่วนสวิตช์คาปาซิเตอร์/ตัวเหนี่ยวนำ (Switched Capacitor/Switched Inductor: SC/SI) เป็นเทคนิคที่น่าสนใจเป็นอย่างมากเนื่องจากวิธีดังกล่าวมีการใช้สวิตช์ไวงานเพียงตัวเดียวเท่านั้นในการแปลงผัน จะมีลักษณะการต่อร่วมกับคาปาซิเตอร์/ตัวเหนี่ยวนำที่ได้ทำการออกแบบช่วงเวลาการแปลงผัน อย่างไรก็ตามความเค้นบนตัวสวิตช์ไวงานมีค่าสูง เนื่องจากจะต้องรับภาระการแปลงผันพลังงานทั้งหมดที่เกิดขึ้น [6-8]

จึงมีการหันมาใช้โวลต์เตจมัลติพลาย/ลิฟ (Voltage Multipliers/Lift /: VMs/VLs) ยกระดับแรงดันด้านออกให้มียาลสูงขึ้น จากรูปแบบวงจรเป็นการเพิ่มอุปกรณ์และโครงสร้างในการกักเก็บแรงดันและกระแสช่วงเวลาต่าง ๆ สำหรับปรับปรุงอัตราการขยายของระบบเพื่อเพิ่มความสามารถรองรับการแปลงผันแรงดันไฟฟ้าที่ต่ำได้ จากจำนวนอุปกรณ์ที่เพิ่มมากขึ้นทำให้ความเชื่อมั่นของระบบมีค่าลดน้อยลง [9-11] นอกเหนือจากวิธีการที่ได้กล่าวมา การนำวงจรมาต่อลักษณะคาสเคดโมดูล (Cascaded State: CS) เป็นทางเลือกที่นิยมใช้กัน เป็นการนำโมดูลมาอนุกรมลักษณะการทำงานแบบอันดับแรงดันด้านออกของโมดูลก่อนหน้าจะเป็นแรงดันด้านเข้าของโมดูลถัดไปผลที่ได้คืออัตราการขยายแรงดันเพิ่มสูงขึ้น แต่วิธีการนี้เป็นการเพิ่มภาระความเครียดแรงดันและกระแสบนตัวโมดูลสุดท้าย [12-13] แต่เมื่อพิจารณาด้านออกวงจร ที่มีความต้องการที่จะยกระดับแรงดัน สามารถต่อในลักษณะอนุกรมโมดูล (Series Stack Modules: SSM) ใช้สำหรับเพิ่มขนาดของแรงดันการต่อลักษณะดังกล่าวจะมีความยืดหยุ่น เมื่อเทียบกับแบบคาสเคดโมดูล และไม่เป็นการเพิ่มความเครียดแรงดันและกระแสบนตัวโมดูลใด ๆ

2. โครงสร้างและหลักการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรง

โครงสร้างของระบบที่นำเสนอจะประกอบด้วย 3 ส่วนหลักๆ คือ 1) ภาคกำลังเป็นการต่ออนุกรม 3 โมดูล แต่ละโมดูลมีแรงดันด้านออก ($V_{M1} = V_{M2} = V_{M3}$) มีค่าเท่ากับ 200 โวลต์ ทั้งนี้ในการออกแบบและจัดสร้างจะมีค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบในแต่ละโมดูลเท่ากัน ซึ่งจะมีแรงดันรวม (V_o) 600 โวลต์ ส่วนที่ 2) ภาระทางไฟฟ้า (P_o) ขนาด 450 วัตต์ และ 3) ตัวควบคุมแบบ

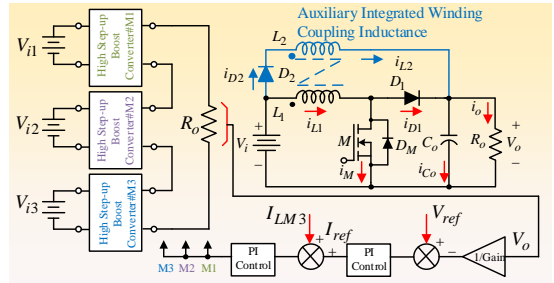


ไฟโอ จะมีการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรผ่าน เกณฑ์ลดทอน 1/150 เท่า เพื่อใช้เป็นสัญญาณ เปรียบเทียบ กระแสที่ได้จากการวัดค่ากระแสไหลผ่าน ตัวเหนี่ยวนำในโมดูลที่ 3 สำหรับสร้างเป็นสัญญาณ คำสั่งพัลส์วิดท์มอดูเลชันออกมาในลักษณะสัญญาณ (D) เพื่อใช้สำหรับการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าด้าน ออกให้คงที่ ดังแสดงในรูปที่ 1

ในส่วนของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบทบ ระดับแรงดันที่มีอัตราขยายสูงเป็นวงจรที่พัฒนามาจาก วงจรทบระดับแรงดัน ซึ่งมีการใช้เทคนิคการเชื่อมต่อ ด้วยความเหนี่ยวนำ โดยการเพิ่มขดลวดเหนี่ยวนำที่ 2 (L_2) ต่อเข้ากับขดลวดเหนี่ยวนำเดิม (L_1) ส่งผลให้ สามารถยกระดับแรงดันได้ 5.55 เท่า เมื่อเทียบกับ แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า จากนั้นการพิจารณาสภาวะ ทำงานของวงจรในโหมดกระแสต่อเนื่อง (CCM) จึงจะ สามารถวิเคราะห์หลักการการทำงานของวงจรโดยในสภาวะ การเปลี่ยนแปลงของสวิตช์ ซึ่งมีสภาวะการเปลี่ยนแปลง สวิตช์ 2 ช่วง คือ ช่วงสวิตช์นำกระแส (Switch-On) และ ช่วงสวิตช์หยุดนำกระแส (Switch-Off) จากสภาวะของ วงจรจะสามารถหาอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำทั้ง 2 ผ่านตัวดำเนินการ

$a = i_2/i_1 = \sqrt{L_1/L_2}$ สำหรับการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ ของอัตราขยายแรงดันซึ่งมีสภาวะการทำงานแบ่งได้ 2 สภาวะ ในการวิเคราะห์สภาวะการทำงานของวงจรมี การกำหนดเงื่อนไขดังนี้ 1) กำหนดให้สวิตช์ไวงานและ ไดโอดเป็นสวิตช์แบบอุดมคติ 2) อุปกรณ์เป็นเชิงเส้น แปรผันตรงกับเวลาไม่ขึ้นกับความถี่สวิตช์

โหมดการทำงานที่ 1: ในสภาวะเริ่มต้นสวิตช์ไวงาน (M) นำกระแสและมีกระแสไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้า กระแสตรงด้านเข้า (V_i) ผ่านขดลวดเหนี่ยวนำที่ 1 (L_1)



รูปที่ 1 โดอะแกรมการต่ออนุกรมโมดูลวงจรแปลงผัน ไฟฟ้ากระแสตรงทบระดับแรงดันที่นำเสนอ

และจะไหลผ่านมายังสวิตช์จนครบวงจรซึ่งในเวลานี้ ขดลวดเหนี่ยวนำที่ 1 (L_1) จะทำการสะสมพลังงานและ ในเวลาเดียวกันก็จะทำการถ่ายโอนพลังงานไปยัง ขดลวดเหนี่ยวนำที่ 2 (L_2) ผ่านตัวดำเนินการอัตราส่วน ของขดลวดเหนี่ยวนำทั้งสองขด a ซึ่งพลังงานที่เก็บ สะสมไว้ในขดลวดเหนี่ยวนำที่ 1 (L_1) จะมีกระแสไหล ผ่านขดลวดเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้น และในขณะเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำที่ 2 (V_{L2}) จะทำการ คายแรงดันจากขั้วของตัวเหนี่ยวนำผ่านไปยังตัวเก็บ ประจุที่ต่อขนานกับภาระทางไฟฟ้าด้านออกต่อไป ใน โหมดการทำงานดังกล่าวไดโอด (D_1) และไดโอด (D_2) จะไม่มีการนำกระแส สามารถเขียนความสัมพันธ์กระแส ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้ดังสมการที่ (1)-(2)

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_i \tag{1}$$

$$\Delta i_{Lon} = \frac{V_i DT}{L_1} \tag{2}$$

โหมดการทำงานที่ 2: ในโหมดการทำงานนี้ เมื่อสวิตช์ ไวงาน (M) หยุดนำกระแส พลังงานที่สะสมอยู่ที่ขดลวด เหนี่ยวนำ (L_1, L_2) จะคายพลังงานผ่านไดโอดพื้นตัวเร็ว (D_1, D_2) ที่นำกระแสต่อเนื่อง จากพลังงานจากขดลวด



เหนี่ยวนำที่ 1 (L_1) จะไม่สามารถไหลผ่านไดโอด (D_1, D_2) ได้เนื่องจากพลังงานในขดลวดเหนี่ยวนำที่ 2 มีมากกว่า และเวลาเดียวกันนี้ขดลวดเหนี่ยวนำที่ 2 ก็จะมีการคายพลังงานไปยังตัวเก็บประจุที่ต่อขนานกันกับภาระทางไฟฟ้าด้านออกซึ่งลักษณะคุณสมบัติของขดลวดเหนี่ยวนำความถี่สูงทั้ง 2 ขดที่การกำหนดค่าเหนี่ยวนำ (L_2) มีค่ามากกว่าขดลวดเหนี่ยวนำ (L_1) เป็นผลทำให้แรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจะใช้ขดลวดเหนี่ยวนำ (L_2) เป็นพารามิเตอร์ที่ใช้กำหนดพิกัดของแรงดันด้านออกของวงจร และทำหน้าที่เป็นพารามิเตอร์ที่ใช้กำหนดสภาวะการทำงานของวงจรที่เกิดขึ้น สมการกระแสช่วงหยุดนำกระแสหาได้ดังสมการที่ (3)-(4)

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_i - V_o}{a} \quad (3)$$

$$\Delta i_{L2off} = \frac{(V_i - V_o)(1 - D)T}{aL_2} \quad (4)$$

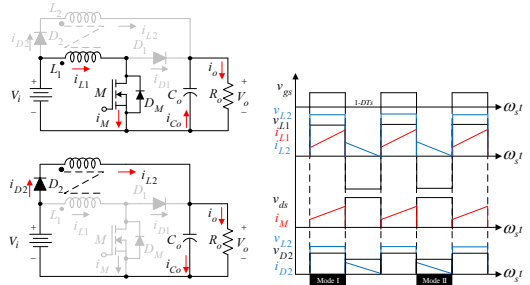
ในสภาวะอยู่ตัวการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำสุทธิมีค่าเท่ากับ $\Delta i_{L1on} + \Delta i_{L2off} = 0$ จากอัตราส่วนของขดลวดเหนี่ยวนำทั้งสองขดที่มีค่า $N_1/N_2 = V_1/V_2 = i_2/i_1$ ผ่านตัวดำเนินการเป็น $a = v_{L1}/v_{L2}$ ดังนั้นจะสามารถหาความสัมพันธ์ของตัวดำเนินการได้เป็น $L_1 = L_2 a^2$ จากนั้นสามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังสมการที่ (5)-(6)

$$\frac{V_i DT}{L_2 a^2} + \frac{(V_i - V_o)(1 - D)T}{aL_2} = 0 \quad (5)$$

$$\left(\frac{V_i D}{a^2}\right)a = -(V_i - V_i D - V_o + V_o D) \quad (6)$$

ดังนั้น อัตราส่วนแรงดันด้านออกต่อแรงดันด้านเข้า

$$\frac{V_o}{V_i} = \left(\frac{D}{a(1 - D)} + 1\right) \quad (7)$$



รูปที่ 2 ลำดับการทำงานของโมดูลวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงทบทระดับแรงดันที่นำเสนอ

ต่อไปค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด กำหนดให้การสูญเสียในวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงทบทแรงดันมีค่าเท่ากับศูนย์ จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ด้านเข้ามีค่าเท่ากับด้านออก $P_i = P_o$ ได้ดังสมการที่ (8)-(9)

$$V_i (I_{L1} D + I_{L2} (1 - D)) = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (8)$$

$$V_i (I_{L1} D + a I_{L1} (1 - D)) = \frac{\left(V_i \left(\frac{D}{a(1 - D)} + 1\right)\right)^2}{R_o} \quad (9)$$

ความสัมพันธ์ของกระแสเฉลี่ยเขียนได้ดังสมการที่ (10) จากนั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุดสามารถเขียนจากสมการที่ (11)-(12) ตามลำดับ

$$I_{L1} = \frac{V_i (D + a(1 - D))}{a^2 (1 - D)^2 R_o} \quad (10)$$

$$I_{Lmax} = \frac{V_i (D + a(1 - D))}{a^2 (1 - D)^2 R_o} + \frac{V_i DT}{2L_1} \quad (11)$$

$$I_{Lmin} = \frac{V_i (D + a(1 - D))}{a^2 (1 - D)^2 R_o} - \frac{V_i DT}{2L_1} \quad (12)$$

ดังนั้นค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดสำหรับการทำงานสภาวะขอบเขต (Boundary Condition) กำหนดให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าต่ำสุดเท่ากับศูนย์

$$L_{\min} = \frac{DR_o a^2 (1-D) 2}{2f (D + a(1-D))} \quad (13)$$

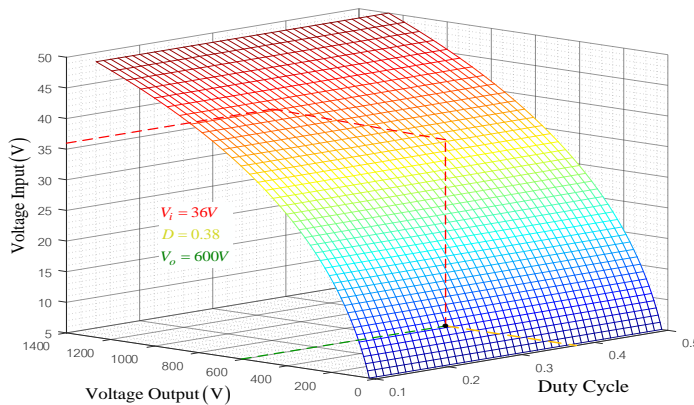
จากสมการที่ (7) เมื่อค่าวัฏจักรงาน (D) มีค่าเท่ากับศูนย์ จะสามารถหาแรงดันตกคร่อมสวิตช์กำหนดให้ $V_f = V_{sw}$ ได้ดังสมการที่ (14)

$$v_{sw} = \frac{aV_o}{D+a} \quad (14)$$

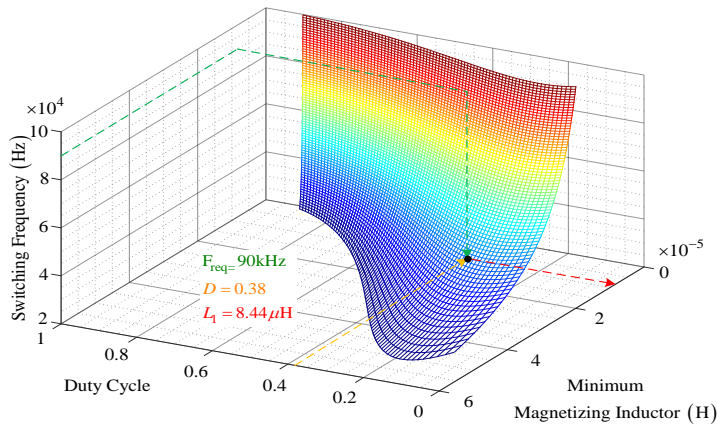
ท้ายสุดของการออกแบบภาคกำลังเป็นในส่วนของอัตราการกระเพื่อมแรงดันด้านออกของวงจร กำหนดมีค่า 1 เปอร์เซ็นต์ แสดงดังสมการที่ (15)

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-D}{8LC_o f^2} \quad (15)$$

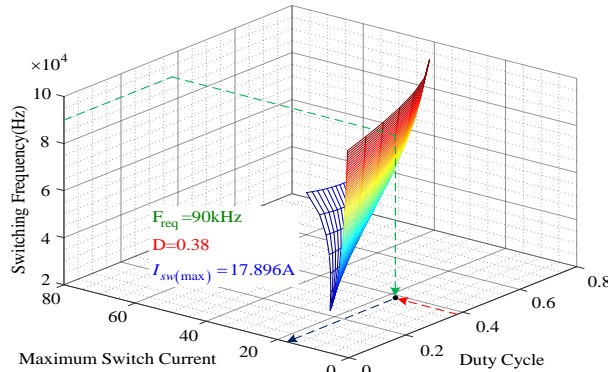
นำพารามิเตอร์ที่มีนัยความสำคัญไปสร้างกราฟสำหรับการตรวจสอบความถูกต้องดังแสดงในรูปที่ 3-6



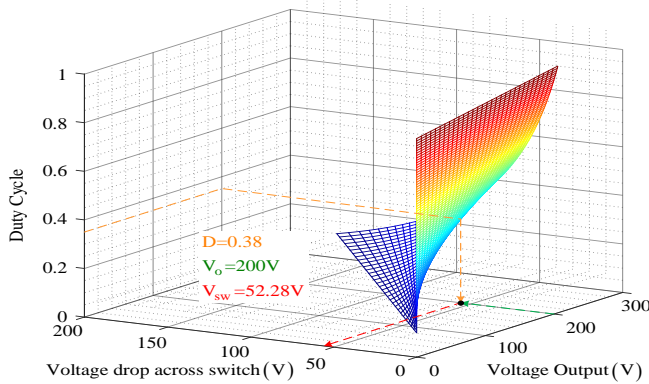
รูปที่ 3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวัฏจักรงาน (D) แรงดันด้านเข้า (V_i) และแรงดันด้านออก (V_o)



รูปที่ 4 ความสัมพันธ์ระหว่าง ความถี่สวิตช์ (f_s) วัฏจักรงาน (D) และค่าขดลวดเหนี่ยวนำที่ 1 (L_1)



รูปที่ 5 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่สวิตช์ (f_s) วัฏจักรงาน (D) และกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์สูงสุด ($I_{sw(max)}$)



รูปที่ 6 ความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ (V_{sw}) ค่าวัฏจักรงาน (D) และแรงดันด้านออก (V_o)

3. การออกแบบและคำนวณ ระบบควบคุม ป้อนกลับแบบวงรอบปิด

การออกแบบตัวควบคุมจำเป็นต้องทราบฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบเพื่อนำไปสร้างแผนภาพโพลไดอะแกรม

จากนั้นจึงนำไปออกแบบตัวควบคุมด้วยเทคนิคผลตอบสนองทางความถี่ซึ่งการเลือกที่ความถี่ตัดของลูบแรงดันและลูบกระแสโดยสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบในสถานะสวิตช์ไงานงานนำกระแส (DT) และไม่นำกระแส $(1-D)T$ ดังแสดงในรูปที่ 7-11 ตามลำดับ

พิจารณาในโหมดการทำงานที่ 1: ใช้กฎแรงดันไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's Voltage Law: KVL) เพื่อหาสมการแรงดันของภาคกำลัง ซึ่งคุณลักษณะทางไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำสามารถเขียนเป็นรูปแบบสมการเชิงอนุพันธ์ของวงจรไฟฟ้า ในการออกแบบวงจรจะนำกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำที่ 2 มาทำการควบคุมเนื่องจากขดที่ 2 นั้นจะช่วยยกกระดับแรงดันจาก $a=i_2/i_1=(L_1/L_2)^{1/2}$, $i_{L1}=i_{L2}/a$, $L_1=L_2a^2$ ทำการแทนขดลวดเหนี่ยวนำที่ 1 ลงในขดลวดเหนี่ยวนำที่ 2 และเปลี่ยนกระแสที่ไหลผ่านขดลวดที่ 1 (i_{L1}) เป็นกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำที่ 2 (i_{L2}) ทำการจัดรูป



สมการแรงดันตกคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำที่ 2 ขณะสวิตช์นำกระแส ได้ตั้งสมการความสัมพันธ์ที่ (16)-(17)

$$v_i(t)D = v_{L1}(t) = L_1 \frac{di_L}{dt} \quad (16)$$

$$v_i(t)D = L_2 a^2 \frac{d\left(\frac{i_{L2}}{a}\right)(t)}{dt} \quad (17)$$

จากนั้นใช้กฎกระแสไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์หากระแสตัวเหนี่ยวนำที่ 2 $i_{L2}(t) = i_c(t) + i_o(t) = 0$ ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุในรูปสมการเชิงอนุพันธ์จะได้สมการกระแสไหลที่ผ่านตัวเก็บประจุขณะสวิตช์นำกระแส

$$C \frac{dv_o(t)}{dt} = -\frac{v_o(t)D}{R_o} \quad (18)$$

พิจารณาในโหมดการทำงานที่ 2 หาสมการแรงดันและกระแส ในขณะที่สวิตช์ไวงานไม่นำกระแส $(1-D)T$

$$L_2 \frac{di_{L2}(t)}{dt} = (V_i(t) - V_o(t))(1-D) \quad (19)$$

$$C \frac{dv_o(t)}{dt} = \left(i_{L2}(t) - \frac{V_o(t)}{R} \right) (1-D) \quad (20)$$

จากนั้นทำการจัดสมการกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุต้านออกและแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำที่ 2

$$\left. \begin{aligned} L_2 \frac{d\tilde{i}_{L2}(t)}{dt} &= \underbrace{\frac{V_{in}D}{a} + V_{in} - V_{in}D - V_o + V_oD}_{\text{DC terms}} + \underbrace{\frac{V_{in}\tilde{d}}{a} + \frac{\tilde{v}_{in}(t)D}{a} - V_{in}\tilde{d} + \tilde{v}_{in}(t)}_{\text{1}^{\text{st}} \text{ order ac terms (linear)}} \\ &\quad - \underbrace{\tilde{v}_{in}(t)D + V_o\tilde{d} - \tilde{v}_o(t) + \tilde{v}_o(t)D}_{\text{1}^{\text{st}} \text{ order ac terms (linear)}} + \underbrace{\frac{\tilde{v}_{in}(t)\tilde{d}}{a} - \tilde{v}_{in}(t)\tilde{d} + \tilde{v}_o(t)\tilde{d}}_{\text{2}^{\text{nd}} \text{ order ac terms (nonlinear)}} \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

$$C \frac{dv_o(t)}{dt} = i_{L2}(t)(1-D) - \frac{V_o(t)(1-D)}{R_o} \quad (21)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}(t)}{dt} = \frac{V_i(t)D}{a} + (V_i(t) - V_o(t))(1-D) \quad (22)$$

ในการออกแบบการควบคุมแบบรูปปิด จะต้องหาพลาหนท์ของระบบโดยจะใช้เทคนิควงจรมุมูลขนาดเล็ก โดยตัวแปรจะถูกมองเป็นค่าคงที่รวมกับสัญญาณขนาดเล็ก กำหนดให้

$$\left. \begin{aligned} i_{L2}(t) &= I_{L2} + \tilde{i}_{L2}(t) \\ v_{in}(t) &= V_{in} + \tilde{v}_{in}(t) \\ D &= D + \tilde{d} \\ v_o(t) &= V_o + \tilde{v}_o(t) \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

จากสมการที่ (24) จะเลือกใช้เทอมของไฟฟ้ากระแสสลับลำดับที่หนึ่ง เนื่องจากต้องการสมการที่เป็นเชิงเส้นในการหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ ดังนั้นจะละเลยเทอมของไฟฟ้ากระแสตรงและเทอมของไฟฟ้ากระแสสลับลำดับที่สองหรือให้มีค่าเท่ากับศูนย์ จะได้สมการแรงดันตกคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำขดที่ 2 สามารถเขียนความสัมพันธ์ดังสมการที่ (25) และรูปที่ 7

ต่อไปเป็นการหาสมการกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุขณะสวิตช์ไวงานนำกระแส ใช้เทคนิควงจรมุมูลขนาดเล็ก (Small Signal Technique) จากนั้นทำการจัดรูปเพื่อนำไปสร้างแบบจำลอง ดังสมการที่ (26)-(28) และรูปที่ 8



$$L_2 \frac{d\tilde{i}_{L2}(t)}{dt} = \tilde{d} \left\{ \begin{aligned} & \left(V_{in} \left(\frac{1}{a} - 1 \right) - V_o \right) + \tilde{v}_{in}(t) \\ & \left(\frac{D}{a} + 1 - D \right) + \tilde{v}_o(t)(D-1) \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

การออกแบบวงจรควบคุมแบบลูปิดจะต้องนำสมการแรงดันตกคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำขดที่สองในรูปของสัญญาณขนาดเล็กและสมการกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุในรูปสัญญาณขนาดเล็กมาจัดให้อยู่ในรูปการแปลงลาปลาซ จากอัตราส่วนหม้อแปลง (1-D): 1 สามารถจัดเป็นรูปวงจรมุมของวงจรทบระดับในรูปสัญญาณขนาดเล็กดังรูปที่ 9

$$C \frac{dv_o(t)}{dt} = i_{L2}(t)(1-D) - \frac{v_o(t)}{R} \quad (26)$$

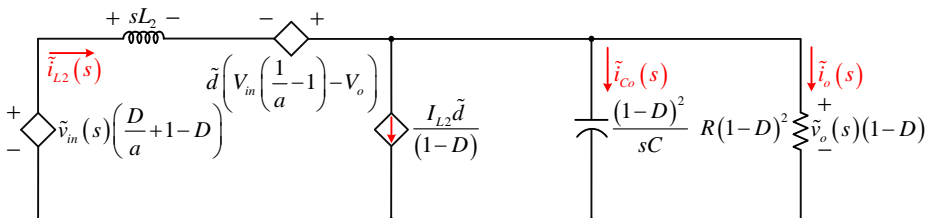
$$C \frac{d\tilde{v}_o(t)}{dt} = \left. \begin{aligned} & -\frac{V_o}{R} + I_{L2} - I_{L2}D - \frac{\tilde{v}_o(t)}{R} - I_{L2}\tilde{d} \\ & + \tilde{i}_{L2}(t) - \tilde{i}_{L2}(t)D - \tilde{i}_{L2}(t)\tilde{d} \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

$$C \frac{d\tilde{v}_o(t)}{dt} = -\frac{\tilde{v}_o(t)}{R} - I_{L2}\tilde{d} + \tilde{i}_{L2}(t)(1-D) \quad (28)$$

สำหรับการออกแบบหาฟังก์ชันการถ่ายโอนของระบบในรูปกระแสและแรงดันต่อไป

4. ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบลูปิดกระแสและแรงดัน

หาฟังก์ชันถ่ายโอนของลูปิดกระแส $\tilde{i}_{L2}(s)/\tilde{d}$ ได้จากการใช้ทฤษฎีการวางซ้อน ในการวิเคราะห์ห้วงจรมุมของวงจรทบระดับแรงดันในรูปสัญญาณขนาดเล็ก



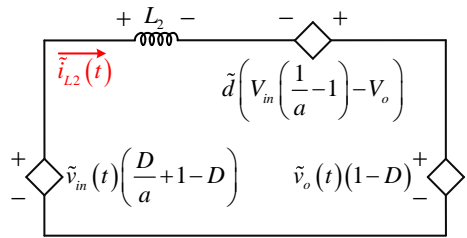
รูปที่ 9 วงจรมุมของวงจรทบระดับแรงดันในรูปสัญญาณขนาดเล็กจากแรงดันและกระแสของวงจรทบระดับแรงดันด้านออกสูง

ในขั้นตอนแรก จะพิจารณาเฉพาะแหล่งจ่ายแรงดันจะละเลยนิพจน์แหล่งจ่ายกระแสแสดงแสดงในรูปที่ 10

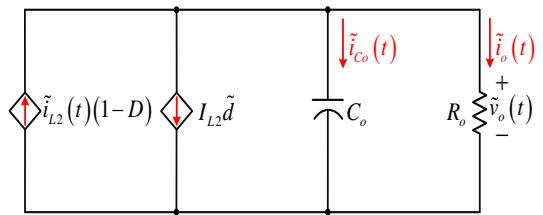
$$\tilde{i}_{L2}(s) = \frac{\tilde{d} \left(V_{in} \left(\frac{1}{a} - 1 \right) - V_o \right)}{L_2 s + Z_o} \quad (29)$$

เมื่อสมการอิมพีแดนซ์ด้านออกมีค่าเท่ากับ

$$Z_o = \frac{R(1-D)^2}{RCs + 1} \quad (30)$$



รูปที่ 7 วงจรมุมของแรงดันรูปแบบสัญญาณขนาดเล็ก



รูปที่ 8 วงจรมุมกระแสรูปแบบสัญญาณขนาดเล็ก

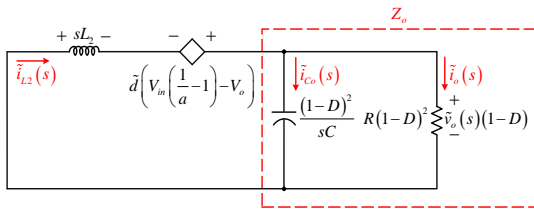


$$\frac{\tilde{i}_{L2}(s)}{\tilde{d}} = \frac{\left(V_{in} \left(\frac{1}{a} - 1 \right) - V_o \right) (RCs + 1) + I_{L2} R (1 - D)}{RCL_2 s^2 + L_2 s + R(1 - D)^2} \quad (31)$$

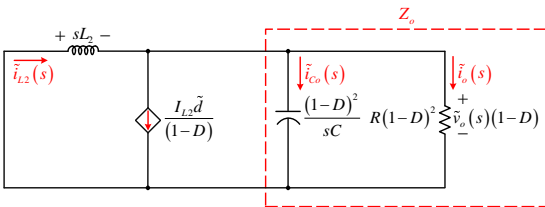
จากนั้นเป็นการหาฟังก์ชันการถ่ายโอนของรูปแรงดัน $\tilde{v}_o(s)/\tilde{i}_{L2}(s)$ จากรูปที่ 11 ชั้นตอนนี้จะเลยนิพจน์ของแหล่งจ่ายที่มีค่าวัฏจักรงานอยู่ร่วมด้วย จะใช้กฎแรงดันไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's Voltage Law : KVL) เพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนของรูปแรงดัน และแทนอิมพีแดนซ์ด้านออก จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนของรูปแรงดันดังสมการที่ (32)-(33) ตามลำดับ

$$\tilde{v}_o(s)(1 - D) = \tilde{i}_{L2}(s)Z_o \quad (32)$$

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_{L2}(s)} = \frac{R(1 - D)}{RCs + 1} \quad (33)$$



รูปที่ 10 วงจรสมมูลทระดับแรงดันในรูปแบบสัญญาณขนาดเล็กในกรณีพิจารณาแหล่งจ่ายแรงดัน



รูปที่ 11 วงจรสมมูลทระดับแรงดันในรูปแบบสัญญาณขนาดเล็กในกรณีพิจารณาแหล่งกระแส

ในขั้นตอนสุดท้ายเป็นการหาฟังก์ชันการถ่ายโอนของระบบ $\tilde{v}_o(s)/\tilde{d}$ ได้สมการที่ (34) ซึ่งจะนำไปออกแบบตัวควบคุมต่อไป

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}} = \frac{R \left((1 - D) \left(V_{in} \left(\frac{1}{a} - 1 \right) - V_o \right) - I_{L2} L_2 s \right)}{RCL_2 s^2 + L_2 s + R(1 - D)^2} \quad (34)$$

5. การออกแบบตัวควบคุมแบบลูปิด

ในการออกแบบตัวควบคุมแบบลูปิดของวงจรแปลงผันไฟฟ้าด้วยเทคนิคผลตอบสนองทางความถี่ (Frequency Response) โดยจะออกแบบตัวควบคุมที่ทำให้ผลตอบสนองความถี่ของระบบลูปิดที่ความถี่ตัด (Cut-Off Frequency) ซึ่งทำให้ขนาดของระบบมีค่าเท่ากับ 1 และมีมุมเฟสเท่ากับ $-180^\circ + \phi_m$ โดยที่ (ϕ_m) คือค่าเฟอิมมุมเฟส ที่ทำให้ระบบมีความเสถียรภาพ ดังสมการที่ (35-36) ตามลำดับ

$$|G_C(j\omega_C)| |G_P(j\omega_C)| = 1 \quad (35)$$

$$\angle G_C(j\omega_C) + \angle G_P(j\omega_C) = -180^\circ + \phi_m \quad (36)$$

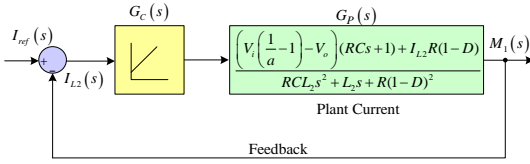
สามารถหาค่าเฟอิมมุมเฟส (ϕ_m) ได้โดยกำหนดอัตรากรหน่วงเวลา $\zeta = 1$ เพื่อให้ระบบใกล้เคียงกับการหน่วงวิกฤตและเกิดการสั่นสะเทือนน้อยที่สุดจะได้ค่า (ϕ_m) เท่ากับ 76.3454 องศา

$$\phi_m = \tan^{-1} \left(\frac{2\zeta}{\left(\sqrt{4\zeta^4 + 1} - 2\zeta^2 \right)^{\frac{1}{2}}} \right) \quad (37)$$

สมการถ่ายโอนของรูปแรงดันและรูปกระแส ในสมการที่ (31) และ (34) นำไปสร้างแผนภาพโพลและมุมเฟส เพื่อหาขนาด $|G_C(s)|$ และมุมเฟส $\angle G_C(s)$ ของตัวควบคุม ด้วยโปรแกรม MATLAB ได้อะแกรมการควบคุมกระแสและแรงดันในรูปที่ 12 และ 15 จากการสร้างแผนภาพโพลและมุมเฟส ในรูปที่ 13 และ 14 นำไปสู่การหาตัวควบคุมแบบพีไอ โดยลูกระแสจะเลือกใช้ความถี่ตัด (ω_c) ที่ 650 เฮิร์ตซ์ มีค่าขนาดของระบบแรงดัน $|G_p(s)|$ เท่ากับ 24.4 เดซิเบล และมุม



บทความวิจัย / บทความวิชาการ



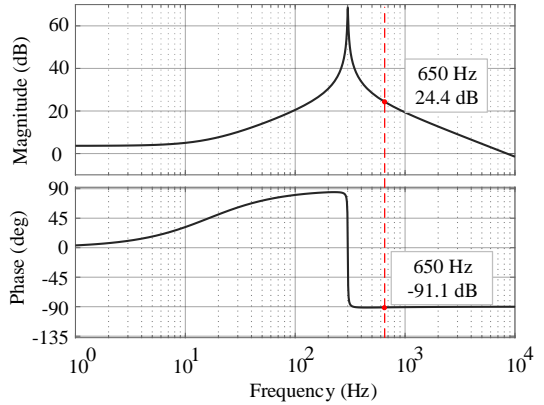
รูปที่ 12 ไตอะแกรมการควบคุมลูปกระแสใช้ในการควบคุมแบบตัวควบคุมลูปกระแส

เฟสของระบบแรงดัน $\angle G_P(s)$ เท่ากับ -91.1 องศาสามารถนำไปหาค่าขนาดของตัวควบคุมลูปกระแส $|G_C(s)|$ และมุมเฟส $\angle G_C(s)$ มีค่าเท่ากับ 0.0209 เดซิเบล และ -104 องศา ส่วนในลูปแรงดันจะเลือกใช้ความถี่ตัด ω_c ที่ 20 เฮิรตซ์ มีค่าขนาดของระบบกระแส $|G_P(s)|$ เท่ากับ -5.35 เดซิเบล และมุมเฟส $\angle G_P(s)$ เท่ากับ -80.6 องศา สามารถนำไปหาค่าขนาดของตัวควบคุมลูปกระแส $|G_C(s)|$ และมุมเฟสของตัวควบคุมลูปกระแส $\angle G_C(s)$ มีค่าเท่ากับ 0 และ -103.6545 องศาตามลำดับ

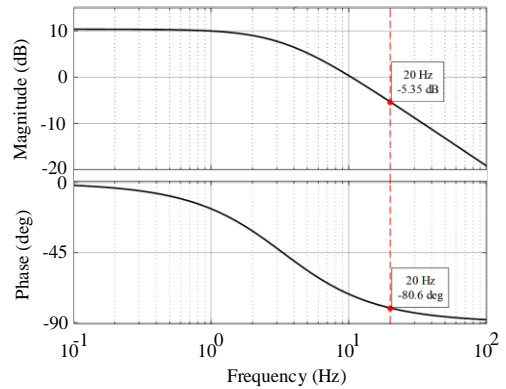
ในการหาค่าตัวควบคุมแบบพีไอของลูปกระแสและแรงดันจะแทนค่า ความถี่ตัด (ω_c) ขนาดของตัวควบคุมในแต่ละลูป $|G_C(s)|$ และมุมเฟสของตัวควบคุมในลูป $\angle G_C(s)$ ลงในสมการที่ (38)-(39) ตามลำดับ

$$K_p = \frac{|G_C(j\omega_c)|}{\sqrt{1 + \frac{1}{\tan^2(\angle G_C(j\omega_c) + 90^\circ)}}} \quad (38)$$

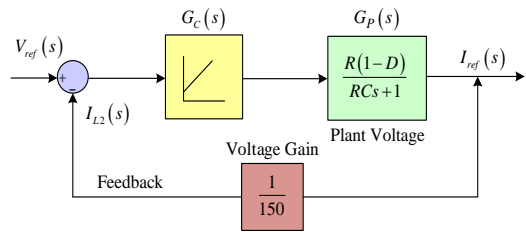
$$K_i = \frac{K_p \omega_c}{\tan(\angle G_C(j\omega_c) + 90^\circ)} \quad (39)$$



รูปที่ 13 แผนภาพโบเดและมุมเฟสของระบบที่ต้องการควบคุมลูปกระแส



รูปที่ 14 แผนภาพโบเดและมุมเฟสของระบบที่ต้องการควบคุมลูปแรงดัน



รูปที่ 15 ไตอะแกรมการควบคุมลูปแรงดันที่ใช้ในการควบคุมแบบตัวควบคุมลูปแรงดัน



การคำนวณหาค่าพารามิเตอร์สามารถสรุปได้ดังนี้ โดย ลูบของกระแสในแต่ละโมดูลจะมีค่า $K_{pc} = 0.059$, $K_{ic} = 53.640$ ในส่วนของตัวควบคุมลูบแรงดันจะมีค่า $K_{pv} = 1.704$, $K_{iv} = 91.109$ ซึ่งจะใช้ค่าที่ได้นำไปเป็นพารามิเตอร์สำหรับการสร้างแบบจำลองและวงจรต้นแบบต่อไป

6. ผลการจำลองและทดลอง

การทดลองและการจำลองการเปลี่ยนแปลงของภาระทางไฟฟ้าด้านนอกของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงทบแรงดันอัตราขยายสูงแบบต่ออนุกรมโมดูลแบบลูบปิด จะนำวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงทบแรงดันอัตราขยายสูงมาต่ออนุกรมกันจำนวนสามโมดูลโดยแต่ละโมดูลจะมีแรงดันด้านออก 200 โวลต์ และแรงดันรวมด้านออก 3 โมดูลไม่ต่ำกว่า 600 โวลต์ ที่ภาระทางไฟฟ้าเต็มพิกัดเท่ากับ 800 วัตต์ เพื่อให้ได้กำลังไฟฟารวมไม่ต่ำกว่า 450 วัตต์ และกระแสด้านออก 750 มิลลิแอมแปร์ ซึ่งจะทำให้การเปลี่ยนแปลงให้ภาระทางไฟฟ้าจากสภาวะโหลดเต็มพิกัด (Full-Load 100%) ไปสภาวะครึ่งโหลด (Half-Load 50%) และเปลี่ยนกลับมาสู่สภาวะโหลดเต็มพิกัด (Full-Load 100%)

จากรูปที่ 16 (ก-ข) แสดงผลตอบสนองการเปลี่ยนแปลงภาระทางไฟฟ้าจากสภาวะโหลดเต็มพิกัดเป็นสภาวะครึ่งโหลดแล้วกลับมาสภาวะโหลดเต็มพิกัด จะพบว่าช่วงที่เปลี่ยนแปลงภาระทางไฟฟ้าจากโหลดเต็มพิกัดเป็นสภาวะครึ่งโหลด ผลการทดลองแรงดันจะพุ่งเกิน 5.2 โวลต์ ใช้เวลากลับเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 3.3 มิลลิวินาที และช่วงที่เปลี่ยนแปลงภาระทางไฟฟ้าจากสภาวะครึ่งโหลดเป็นสภาวะโหลดเต็มพิกัด ผลการ

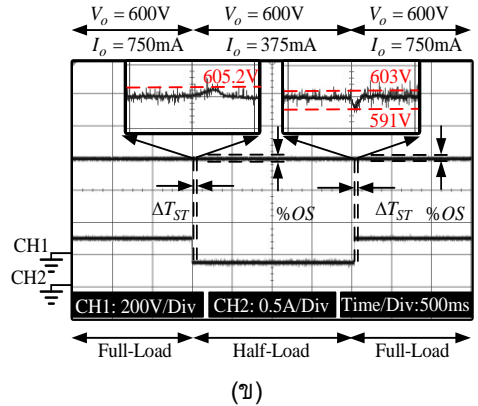
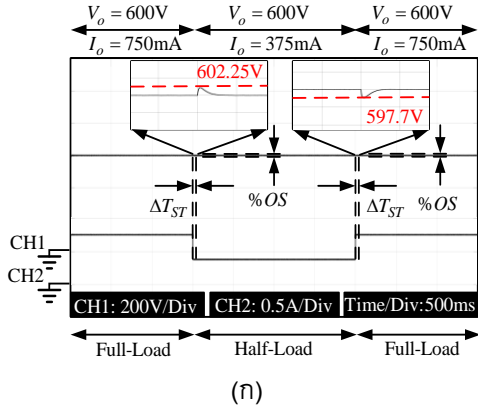
ทดลองแรงดันจะพุ่งต่ำจากสภาวะคงตัวที่ 9 โวลต์ ใช้เวลากลับเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 2.6 มิลลิวินาที

ถัดไปเงื่อนไขการการเปลี่ยนแปลงให้ภาระทางไฟฟ้าจากสภาวะโหลดเต็มพิกัด ไปสภาวะไร้อโหลด และเปลี่ยนกลับมาเป็นสภาวะโหลดเต็มพิกัด ผลตอบสนองการเปลี่ยนแปลงภาระทางไฟฟ้าจากสภาวะโหลดเต็มพิกัดเป็นสภาวะไร้อโหลดแล้วกลับมาสภาวะโหลดเต็มพิกัด จะพบว่าช่วงที่เปลี่ยนแปลงภาระทางไฟฟ้าจากโหลดเต็มพิกัดเป็นสภาวะไร้อโหลด ผลการทดลองแรงดันจะแกว่งพุ่งขึ้น 6.26 โวลต์และพุ่งลง 15 โวลต์ ใช้เวลากลับเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 86 มิลลิวินาที และช่วงที่เปลี่ยนแปลงภาระทางไฟฟ้าจากสภาวะไร้อโหลดเป็นสภาวะโหลดเต็มพิกัด ผลการทดลองแรงดันจะพุ่งต่ำจากสภาวะคงตัวที่ 20 โวลต์ ใช้เวลากลับเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 9.4 มิลลิวินาที ดังแสดงในรูปที่ 17 (ก-ข)

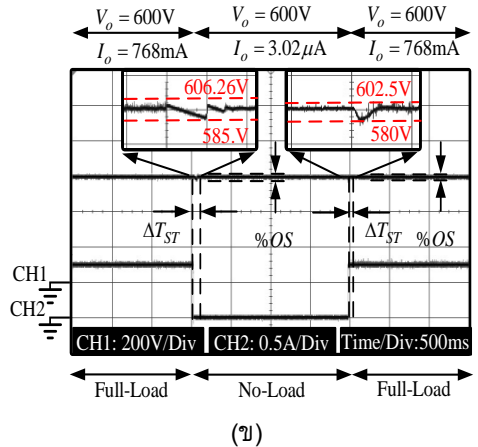
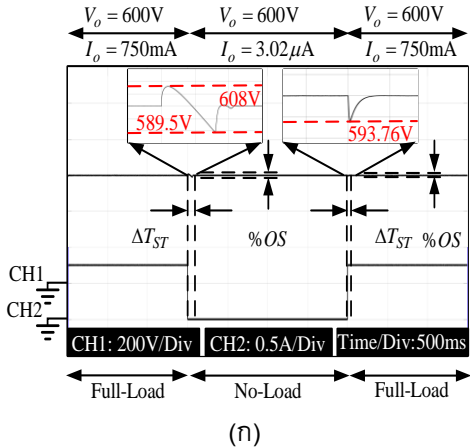
ภาพที่ 18 (ก-ข) เป็นเงื่อนไขการเปลี่ยนแปลงสุดท้ายกำหนดให้ภาระทางไฟฟ้าจากสภาวะครึ่งโหลดไปสภาวะไร้อโหลด และเปลี่ยนกลับมาสภาวะครึ่งโหลด ผลตอบสนองการเปลี่ยนแปลงภาระทางไฟฟ้าจากสภาวะครึ่งโหลดเป็นสภาวะไร้อโหลดแล้วกลับมาสภาวะไร้อโหลด จะพบว่าช่วงที่เปลี่ยนแปลงภาระทางไฟฟ้าจากครึ่งโหลดเป็นสภาวะไร้อโหลด ผลการทดลองแรงดันจะแกว่งพุ่งขึ้น 3.25 โวลต์และพุ่งลง 3.2 โวลต์ ใช้เวลากลับเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 3.2 มิลลิวินาที และช่วงที่เปลี่ยนแปลงภาระทางไฟฟ้าจากสภาวะไร้อโหลดเป็นสภาวะครึ่งโหลด ผลการทดลองแรงดันจะพุ่งต่ำจากสภาวะคงตัวที่ 8 โวลต์ ใช้เวลากลับเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 4 มิลลิวินาที ซึ่งผลการทดลองทั้งหมดสามารถสรุปได้ในตารางที่ 1



บทความวิจัย / บทความวิชาการ



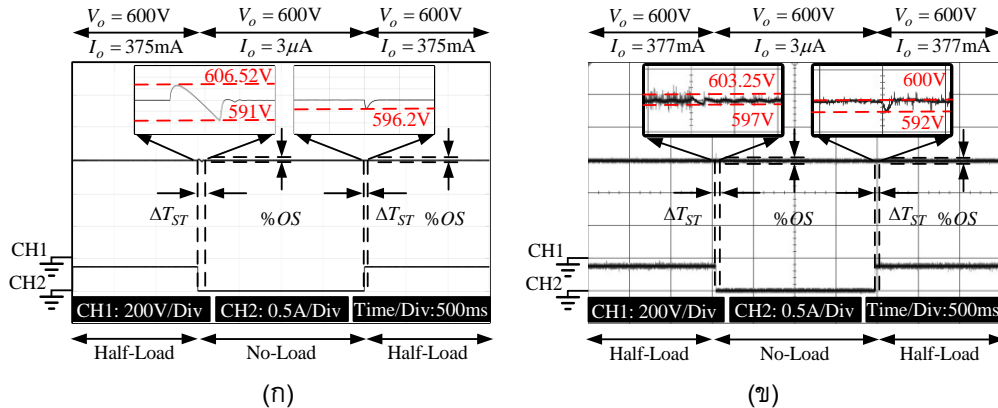
รูปที่ 16 ผลการจำลองและผลการทดลองการตอบสนองกระแสและแรงดันด้านออกต่อการเปลี่ยนแปลงภาระทางไฟฟ้าในสภาวะโหลดเต็มพิกัดเป็นสภาวะครึ่งโหลดแล้วเปลี่ยนกลับสภาวะโหลดเต็มพิกัด (Step Full-Load to Half Load to Full-Load) (ก) ผลการจำลอง (ข) ผลการทดลอง



รูปที่ 17 ผลการจำลองและผลการทดลองการตอบสนองกระแสและแรงดันด้านออกต่อการเปลี่ยนแปลง ภาระทางไฟฟ้าในสภาวะโหลดเต็มพิกัดเป็นสภาวะไร้อโหลดแล้วเปลี่ยนกลับสภาวะโหลดเต็มพิกัด (Step Full-Load to No-Load to Full-Load) (ก) ผลการจำลอง (ข) ผลการทดลอง



บทความวิจัย / บทความวิชาการ



รูปที่ 18 ผลการจำลองและผลการทดลองการตอบสนองกระแสและแรงดันด้านออกต่อการเปลี่ยนแปลง ภาระทางไฟฟ้าในสภาวะครึ่งโหลดเป็นสภาวะไร้โหลดแล้วเปลี่ยนกลับสภาวะครึ่งโหลด (Step Half-Load to No-Load to Half-Load) (ก) ผลการจำลอง (ข) ผลการทดลอง

ตารางที่ 1 ผลการทดสอบเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองกับผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงภาระทางไฟฟ้า

ค่าผลตอบสนอง	ผลการจำลอง	ผลการทดลอง
เงื่อนไขที่ 1		
สภาวะโหลดเต็มพิกัดเป็นสภาวะครึ่งโหลด (Step Full-Load to Half-Load) และกลับคืนสภาวะ (Step Half-Load to Full-Load)		
อัตราการตอบสนองสูงสุดสำหรับวงรอบแรงดัน	0.375%, -0.383%	0.867%, -1.5%
แรงดันด้านออกใช้เวลาเข้าสู่จุดสมดุล	15 ms, 20 ms	3.3 ms, 2.6 ms
ค่ากระแสด้านออกก่อนการเปลี่ยนแปลง	750 mA, 375 mA	763 mA, 379 mA
ค่ากระแสด้านออกหลังการเปลี่ยนแปลง	375 mA, 750 mA	379 mA, 783 mA
อัตราการรักษาแรงดัน	0.375%, 0.383%	0.8%, 2.0%
เงื่อนไขที่ 2		
สภาวะครึ่งโหลดเต็มพิกัดเป็นสภาวะไร้โหลด (Step Full-Load to No-Load) และกลับคืนสภาวะ (Step No-Load to Full-Load)		
อัตราการตอบสนองสูงสุดสำหรับวงรอบแรงดัน	1.333%, 1.04%	1.043%, 3.33%
แรงดันด้านออกใช้เวลาเข้าสู่จุดสมดุล	122 ms, 16 ms	86 ms, 9.4 ms
ค่ากระแสด้านออกก่อนการเปลี่ยนแปลง	750 mA, 3.02 μ A	768 mA, 5 mA
ค่ากระแสด้านออกหลังการเปลี่ยนแปลง	3.02 μ A, 750 mA	5 mA, 768 mA
อัตราการรักษาแรงดัน	3.083%, 1.04%	3.5433%, 3.75%
เงื่อนไขที่ 3		
สภาวะครึ่งโหลดเป็นสภาวะเต็มพิกัด (Step Half-Load to No-Load) และกลับคืนสภาวะ (Step No-Load to Half-Load)		
อัตราการตอบสนองสูงสุดสำหรับวงรอบแรงดัน	1.087%, -0.633%	0.542%, -13.33%
แรงดันด้านออกใช้เวลาเข้าสู่จุดสมดุล	133 ms, 10ms	3.2 ms, 4ms
ค่ากระแสด้านออกก่อนการเปลี่ยนแปลง	375 mA, 0.3 μ A	377 mA, 0.3 mA
ค่ากระแสด้านออกหลังการเปลี่ยนแปลง	0.3 μ A, 375 mA	3 mA, 377 mA
อัตราการรักษาแรงดัน	2.5866%, 0.633%	1.041%, 1.33%



จากตารางที่ 1 พบว่าผลการจำลองเมื่อทำการเปรียบเทียบกับผลการทดลอง พบว่าองค์ประกอบของค่าความต้านแฝงความถี่สูง และความเป็นอสมมาตรของแบบจำลอง ส่งผลให้อัตราการตอบสนองสูงสุดสำหรับวงรอบแรงดัน ในช่วงกลับคืนสภาวะมีค่าต่างกันอย่างไรก็ตาม เมื่อพิจารณาต่อในส่วนแรงดันด้านออกใช้เวลาเข้าสู่จุดสมดุลมีความสอดคล้องกันทั้ง 3 เงื่อนไข และค่ากระแสด้านออกก่อน/หลังการเปลี่ยนแปลง ระบบที่นำเสนอเป็นการควบคุมแบบความถี่สูงจะเห็นได้ว่า ค่ากระแสที่มีการเปลี่ยนแปลงจะถูกองค์ประกอบความต้านทานแฝงรวมอยู่ส่งผลให้เวลาในส่วนของผลการทดลองจะมีค่ามากกว่าเมื่อเทียบกับผลการทดลอง ตัวแปรสุดท้ายคืออัตราการรักษาแรงดันของผลการจำลองและผลการทดลองมีเปอร์เซ็นต์ของอัตราการเปลี่ยนแปลงที่สอดคล้องกันทั้ง 3 เงื่อนไข ซึ่งมีค่าน้อยกว่า 3 เปอร์เซ็นต์ ผลการยืนยันแสดงในรูป 16 – 18 ตามลำดับ

7. สรุปผลการทดลอง

วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงทระดับแรงดัน อัตราการขยายสูงแบบต่ออนุกรมโมดูลจะช่วยยกระดับแรงดันเทคนิคดังกล่าวสามารถเพิ่มอัตราการขยายแรงดันให้สูงขึ้นผ่านตัวดำเนินการอัตราส่วน a พบว่าวงจรจัดสร้างขึ้นนั้น สามารถยกระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเข้าขนาด 36 โวลต์แปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีขนาด 200 โวลต์ และมีกำลังไฟฟ้า 150 วัตต์ที่มีการควบคุมระดับแรงดันแต่ละโมดูลด้วยตัวควบคุมแบบพีโอเมื่อนำมาต่ออนุกรม 3 โมดูลด้วยเทคนิค อนุกรมโมดูล เพื่อเพิ่มระดับแรงดันสามารถเพิ่มแรงดันด้านออกเป็น 600 โวลต์และ

มีกำลังไฟฟารวม 450 วัตต์ที่สภาวะโหลดเต็มพิกัด และเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงภาระทางไฟฟ้า วงจรแปลงผันที่มีการควบคุมดังกล่าวนั้นสามารถรักษาระดับแรงดันที่สภาวะคงตัวได้ทั้งในสภาวะครึ่งโหลด และในสภาวะไร้โหลด ทั้งนี้เพื่อยืนยันความถูกต้องของวงจรและเทคนิคที่นำเสนอ ซึ่งมีความสอดคล้องกับผลการจำลองที่สร้างขึ้น และสามารถยืนยันได้ตามทฤษฎีการวิเคราะห์ ดังแสดงในรูปที่ 19



รูปที่ 19 วงจรต้นแบบทั้ง 3 โมดูลและระบบที่ใช้ในการทดสอบ

ในส่วนเทคนิคที่ได้แนะนำนั้น การอนุกรมโมดูลสามารถกระทำได้ภายใต้ขีดจำกัดจุดเทียบศูนย์ของวงจร และในด้านตัวควบคุมนั้นการลดทอนสัญญาณแรงดันด้านออกจะส่งผลถึงการรับรู้ของภาระด้านออกเมื่อมีการเปลี่ยนแปลง

8. ภาคผนวก

ตัวเหนี่ยวนำ $L_{1\text{module}1,2,3} = 8.45, 8.49$ และ $8.46 \mu\text{H}$

ตัวเหนี่ยวนำ $L_{2\text{module}1,2,3} = 526, 524$ และ $529 \mu\text{H}$



9. กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยนี้ได้รับทุนสนับสนุนจากวิทยาลัยเทคโนโลยี อุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ ตามสัญญาเลขที่ Res CIT-0535/2023

10. เอกสารอ้างอิง

- [1] B. Long, M. Zhang, Y. Liao, L. Huang and K.T. Chong, An overview of DC component generation, detection and suppression for grid-connected converter systems, *IEEE Access*, 2019, 7, 110426-110438.
- [2] M. Forouzesh, Y.P. Siwakoti, S.A. Gorji, F. Blaabjerg and B. Lehman, Step-up DC–DC converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32(12), 9143-9178.
- [3] L. Qin, T. Qian, J. L. Soon, W. Hassan, Y. Liu and J. Mao, Interleaved split-switched-capacitor boost converter with continuous output current for electric vehicle standalone photovoltaic charging systems, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(12), 16165-16179.
- [4] S. -W. Seo, J. -H. Ryu, H.H. Choi and J.-B. Lee, Input-parallel output-series high step-up DC/DC converter with coupled inductor and switched capacitor, *IEEE Access*, 2023, 11, 89164-89179.
- [5] R.R. Khorasani, H.M. Jazi, N.R. Chaudhuri, A. Khoshkbar-Sadigh, M. Shaneh and E. Adib, An interleaved soft switched high step-Up boost converter with high power density for renewable energy applications, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(11), 13782-13798.
- [6] S. Hasanpour and T. Nouri, New coupled-inductor high-gain DC/DC converter with bipolar outputs, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, 71(3), 2601-2613.
- [7] S.-W. Lee and H.-L. Do, High step-up coupled-Inductor cascade boost DC–DC converter with lossless passive snubber, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(10), 7753-7761.
- [8] H. Liu and F. Li, A novel high step-up converter with a quasi-active switched-inductor structure for renewable energy systems, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31(7), 5030-5039.
- [9] M.F. Guepfrih, G. Waltrich and T.B. Lazzarin, Unidirectional step-up DC–DC converter based on interleaved phases, coupled inductors, built-in transformer, and voltage multiplier cells, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 70(3), 2385-2395.



- [10] I.P. Rosas, E. Agostini and C.B. Nascimento, Single-switch high-step-up DC-DC converter employing coupled inductor and voltage multiplier cell, *IEEE Access*, 2022, 10, 82626-82635.
- [11] A. Rajabi, A. Rajaei, V.M. Tehrani, P. Dehghanian, J.M. Guerrero and B. Khan, A non-isolated high step-up DC-DC converter using voltage lift technique: analysis, design, and implementation, *IEEE Access*, 2022, 10, 6338-6347.
- [12] D. Vinnikov, I. Roasto, R. Strzelecki and M. Adamowicz, Step-up DC/DC converters with cascaded quasi-z-source network, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(10), 3727-3736.
- [13] X. Hu, X. Liu, Y. Zhang, Z. Yu and S. Jiang, A hybrid cascaded high step-Up DC–DC converter with ultralow voltage stress, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2021, 9(2), 1824-183