การวิเคราะห์และประเมินสมรรถนะวงจรคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์

Analysis and Performance Evaluation of a Cubic Buck Converter

สิริพรรณ ตระกูลดิษฐ์[1,*], กวีวัชร์ ทัติวงษ์[2], คมกฤช แก่นทอง[1], วิชิต มาลาเวช[1], สมหมาย ศรีสุข[1] และ วราเชษฐ์ พรหมประสิทธิ์[1]

[1]คณะเทคโนโลยีอุตสาหกรรม, มหาวิทยาลัยราชภัฏนครศรีธรรมราช

ท่างิ้ว เมือง นครศรีธรรมราช 80280

[2]คณะวิศวกรรมศาสตร์, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

ทุ่งมหาเมฆ สาทร กรุงเทพมหานคร 10120

Siripan Trakuldit[1,*], Kaweewat Tattiwong[2], Khomkrit Kaenthong[1], Vichit Malawech[1], Sommai Srisuk[1] and Warachet Promprasit[1]

[1]Faculty of Industrial Technology, Nakhon Si Thammarat Rajabhat University, Tha Ngio, Mueang,

Nakhon Si Thammarat, 80280, Thailand

[2]Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Krungthep, Thungmahamek,

Sathorn, Bangkok, 10120, Thailand

***Corresponding Author E-mail:** siripan_tra@nstru.ac.th

Received: Aug 18, 2023; **Revised:** Dec 05, 2023; **Accepted:** Dec 07, 2023

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการวิเคราะห์และประเมินสมรรถนะวงจรคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นวงจรที่พัฒนามาจากวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ 3 ตัวต่ออนุกรมกัน แต่ใช้สวิตช์มอสเฟตเพียงตัวเดียว วงจรที่นำเสนอนี้ให้อัตราส่วนการลดทอนแรงดันเป็นกำลัง 3 เท่าของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์จึงเหมาะกับการนำไปใช้ในงานที่ต้องการการแปลงแรงดันดีซี-ดีซีในช่วงกว้างหรืองานที่ต้องการอัตราลดทอนแรงดันสูง เช่น การแปลงแรงดันไฟฟ้าดีซีที่ผลิตจากระบบโซล่าร์เซลล์เป็นแรงดันค่าต่ำเพื่อจ่ายโหลดดีซีได้โดยตรง บทความนี้จะแสดงรายละเอียดการวิเคราะห์การทำงานของวงจรคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์และนำเสนอผลการทดสอบวงจรต้นแบบทำงานที่แรงดันอินพุต 150 V แรงดันเอาต์พุต 5 V กระแสโหลด 1–10 A และความถี่สวิตช์ 100 kHz ผลการทดลองยืนยันว่าวงจรต้นแบบสามารถรักษาแรงดันเอาต์พุตที่ 5 V ได้เป็นอย่างดีตลอดย่านกระแสโหลด และผลการวัดแรงดันและกระแสมีความสอดคล้องกับค่าคำนวณทางทฤษฎีที่ได้จากการวิเคราะห์วงจร

คำสำคัญ: วงจรแปลงผันดีซีเป็นดีซี, วงจรคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์, วงจรลดทอนแรงดันสูง

Abstract

This paper presents an analysis and performance evaluation of a cubic buck converter. The converter is developed from three buck converters connected in series and uses only one active switch. The proposed circuit has a voltage step-down gain equal to the cube of that provided by a single buck converter. Therefore, it is suitable for use in applications requiring a high voltage step-down, e.g. the conversion of a high DC voltage produced by solar arrays to directly supplying a low-voltage DC load. In the paper, the circuit analysis of the cubic buck converter is performed. The prototype circuit operating with the input voltage of 150 V, the output voltage of 5 V, the load current of 1–10 A and the switching frequency of 100 kHz is implemented. Experimental results confirm that the prototype circuit can maintain the output voltage 5 V

throughout the load current range. In addition, the voltage and current measurement results are consistent with the theoretical analysis.

Keywords: DC–DC converter, Cubic buck converter, high voltage step-down

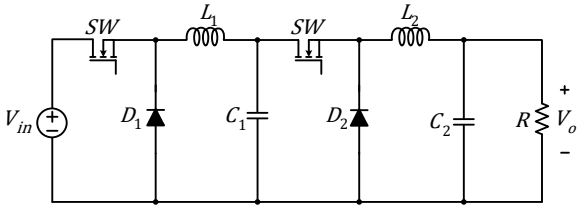
1. บทนำ

ปัจจุบันวงจรแปลงผันแรงดันดีซีเป็นดีซี มีการนำมาใช้งานอย่างแพร่หลายเป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และไอทีสมัยใหม่ เช่น สมาร์ทโฟน คอมพิวเตอร์โน้ตบุ๊ค เป็นต้น อุปกรณ์เหล่านี้ต้องการไฟเลี้ยงแรงดันต่ำเพื่อลดกำลังสูญเสียในการทำงาน แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ใช้จึงต้องสามารถแปลงแรงดันได้ในย่านกว้าง หรือสามารถลดทอนแรงดันได้มาก วงจรแปลงผันแรงดันดีซีเป็นดีซีที่มีการลดทอนแรงดันสูงนี้ ยังมีศักยภาพสำหรับการใช้งานในระบบไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์ กล่าวคือ แรงดันดีซีที่ผลิตได้จากแผงโซล่าเซลล์ซึ่งปกติมีค่าสูง สามารถนำมาผ่านวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีการลดทอนแรงดันสูงเพื่อแปลงเป็นแรงดันต่ำจ่ายโหลดดีซีได้โดยตรง โดยไม่ต้องผ่านกระบวนการแปลงดีซี-เอซี (inverter) และ เอซี-ดีซี (converter) ที่นิยมใช้อยู่ในปัจจุบัน ส่งผลให้ประสิทธิภาพการใช้พลังงานไฟฟ้าสูงขึ้น

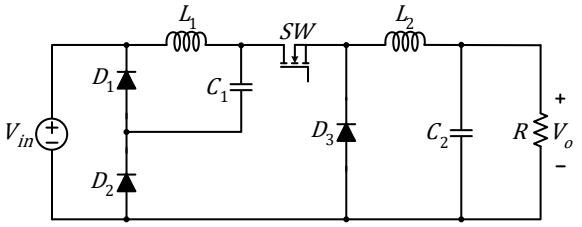
วงจรลดทอนแรงดันที่มีการใช้งานอย่างแพร่หลายคือ วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter) [1],[2] ซึ่งมีอัตราการลดทอนแรงดัน (อัตราส่วนแรงดันเอาต์พุตต่อแรงดันอินพุต) เท่ากับ d เมื่อ d คือค่าดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) ของสวิตช์มอสเฟตในวงจร หากต้องการอัตราการลดทอนแรงดันสูง วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์จะต้องทำงานที่ค่าดิวตี้ไซเคิลต่ำซึ่งจะส่งผลเสียทำให้ความสามารถในการตอบสนองชั่วขณะ (Transient Response) และประสิทธิภาพ (Efficiency) ของวงจรลดลง [3] จากข้อจำกัดดังกล่าวของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ จึงได้มีงานวิจัยคิดค้นวงจรลดทอนแรงดันสูงขึ้นหลายวงจร เช่น วงจรไฮบริดดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ [4],[5] วงจรแท็บอินดักเตอร์บัคคอนเวอร์เตอร์ [6–13] วงจรคาสเคดคอนเวอร์เตอร์ [14],[15] เป็นต้น โดยเฉพาะอย่างยิ่ง วงจรคาสเคดคอนเวอร์เตอร์ดังแสดงใน**รูปที่ 1(ก)** เป็นวงจรที่มีพื้นฐานมาจากวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ต่ออนุกรมกันและจัดรูปวงจรใหม่ให้เหลือสวิตช์มอสเฟตเพียงตัวเดียวดังแสดงใน**รูปที่ 1(ข)** วงจรใหม่ที่ได้จะมีอัตราการลดทอนแรงดันเท่ากับ d^2 เทียบเท่ากับวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ 2 ตัวต่ออนุกรมกัน โดยวงจรนี้จะนิยมเรียกว่าวงจรควอดเดรทิคบัคคอนเวอร์เตอร์ จุดเด่นของวงจรคาสเคดคอนเวอร์คืออัตราการลดทอนแรงดันสามารถทำให้สูงขึ้นได้โดยการเพิ่มเซลล์ที่ประกอบด้วยไดโอด ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ เข้าไปทางด้านอินพุตของวงจร นั่นคือเมื่อเพิ่มเซลล์อีกหนึ่งเซลล์เข้าไปทางด้านอินพุตของวงจรควอดเดรทิคบัคคอนเวอร์เตอร์ ก็จะได้วงจรใหม่ดังแสดงใน**รูปที่ 2** เรียกว่า วงจรคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์ (Cubic Buck Converter) ซึ่งมีอัตราการลดทอนแรงดันเท่ากับ d^3 เทียบเท่ากับวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ 3 ตัวต่ออนุกรมกัน จากการสำรวจงานวิจัยที่ผ่านพบว่าได้มีการศึกษาวงจรควอดเดรทิคบัคคอนเวอร์เตอร์อย่างแพร่หลาย และมีบทความตีพิมพ์หลายฉบับ [16–23] แต่ยังไม่มีงานวิจัยใดที่ศึกษาวงจรคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์ เมื่อไม่นานมานี้บทความ [24] ได้นำเสนอวงจร Cubic buck-boost converter ซึ่งเน้นนำเสนอผลการเปรียบเทียบอัตราส่วนการแปลงแรงดันกับวงจร boost และ buck-boost แบบดังเดิม ซึ่งวงจรสามารถทำงานเป็น Buck converter ได้ที่ $d < 0.23$ โดยแรงดันเอาต์พุตที่ได้จะเป็นลบและผลของการลดทอนแรงดันจะไม่มากเมื่อเทียบกับวงจร Cubic buck converter

ดังนั้น บทความนี้นำเสนอการวิเคราะห์และทดสอบสมรรถนะวงจรคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์โดยจะแสดงรายละเอียดการวิเคราะห์การทำงานของวงจร พร้อมทั้งแสดงผลการทดลองของวงจรต้นแบบ รวมถึงเปรียบเทียบผลที่วัดได้กับผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎี เมื่อเปรียบเทียบกับวงจร Cubic buck-boost converter [24] วงจรที่นำเสนอในบทความนี้มีอัตราลดทอนแรงดันที่สูงกว่าที่ค่าดิวตี้ไซเคิล

เท่ากันและให้แรงดันเอาต์พุตที่เป็นบวกในขณะที่ วงจร Cubic buck-boost converter ให้แรงดันเอาต์พุตที่เป็นลบ



(ก)



(ข)

รูปที่ 1 วงจรลดทอนแรงดัน: (ก) วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ 2 วงจรต่ออนุกรมกัน และ (ข) วงจรคาสเคดคอนเวอร์เตอร์ที่เกิดจากการจัดรูปวงจรใหม่ให้เหลือสวิตช์มอสเฟตเพียงตัวเดียว

2. วงจรคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์

วงจรคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2 ประกอบไปด้วยสวิตช์มอสเฟตกำลัง (SW) ไดโอดกำลังจำนวน 5 ตัว ($D_1 - D_5$) ตัวเก็บประจุจำนวน 3 ตัว ($C_1 - C_3$) ตัวเหนี่ยวนำจำนวน 3 ตัว ($L_1 - L_3$) และตัวต้านทานโหลด (R) V_{in} คือแรงดันดีซีอินพุต V_o คือแรงดันดีซีเอาต์พุต I_o คือกระแสโหลด V_{C1} V_{C2} และ V_{C3} คือ แรงดันดีซีคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 C_2 และ C_3 ตามลำดับ เนื่องจาก C_3 ต่อขนานกับ R ดังนั้น V_{C3} จึงมีค่าเท่ากับ V_o

2.1 การวิเคราะห์วงจร

ที่สภาวะคงตัว (Steady-State) ในหนึ่งคาบการสวิตช์วงจรคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง (Continuous Conduction Mode: CCM) มีการทำงาน 2 สภาวะ ดังนี้

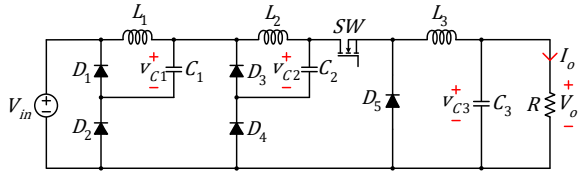
สภาวะที่ 1 (รูปที่ 3(ก)): เมื่อสวิตช์มอสเฟต (SW) ไดโอด D_2 และ D_4 นำกระแส และไดโอด D_1 D_3 และ D_5 ไม่นำกระแส ตัวเหนี่ยวนำ L_1 L_2 และ L_3 จะอยู่ในสภาวะชาร์จกระแส ทำให้กระแส i_{L1} i_{L2} และ i_{L3} มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น โดยการทำงานในสภาวะนี้จะมีช่วงเวลาเท่ากับ dT โดย d คือค่าดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) ของสวิตช์มอสเฟต และ T คือ คาบเวลาในการสวิตช์ เมื่อใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchoff's Voltage Law: KVL) ที่แต่ละลูปในวงจร**รูปที่ 3(ก)** จะได้

$$-V_{in} + v_{L1} + V_{C1} = 0 \quad (1)$$

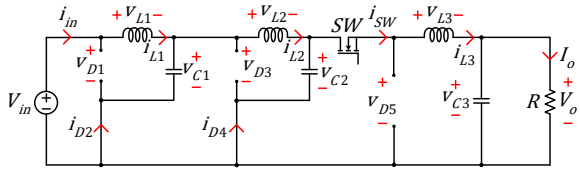
$$-V_{C1} + v_{L2} + V_{C2} = 0 \quad (2)$$

$$-V_{C2} + v_{L3} + V_o = 0 \quad (3)$$

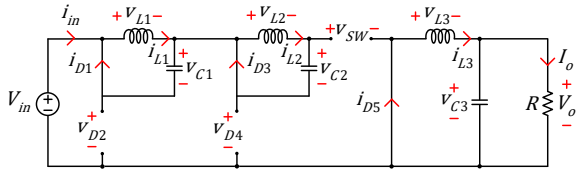
โดย v_{L1} v_{L2} และ v_{L3} คือ แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 L_2 และ L_3 ตามลำดับ จากสมการที่ (1)–(3) และความสัมพันธ์ $v_L = Ldi/dt$ สามารถหากระแสที่เพิ่มขึ้นในช่วงเวลา dT ของตัวเหนี่ยวนำ L_1 L_2 และ L_3 ตามลำดับได้ดังนี้



รูปที่ 2 วงจรคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์



(ก)



(ข)

รูปที่ 3 การทำงานของวงจรคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์: (ก) เมื่อสวิตช์นำกระแส (ข) เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส

$$\Delta i_{L1,on} = \left(\frac{V_{in} - V_{C1}}{L_1}\right) dT \quad (4)$$

$$\Delta i_{L2,on} = \left(\frac{V_{C1} - V_{C2}}{L_2}\right) dT \quad (5)$$

$$\Delta i_{L3,on} = \left(\frac{V_{C2} - V_o}{L_3}\right) dT \quad (6)$$

จากวงจรใน**รูปที่ 3(ก)** สามารถเขียนสมการแรงดันและกระแสต่าง ๆ ในวงจรในช่วงเวลา dT ได้ดังแสดงใน**ตารางที่ 1** โดย v_{SW} v_{D1} v_{D2} v_{D3} v_{D4} และ v_{D5} คือ แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์และไดโอด D_1 D_2 D_3 D_4 และ D_5 ตามลำดับ i_{SW} i_{D1} i_{D2} i_{D3} i_{D4} และ i_{D5} คือ กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์และไดโอด D_1 D_2 D_3 D_4 และ D_5 ตามลำดับ

สภาวะที่ 2 (รูปที่ 3(ข)): เมื่อสวิตช์มอสเฟต (SW) ไดโอด D_2 และ D_4 ไม่นำกระแส และไดโอด D_1 D_3 และ D_5 นำกระแส ตัวเหนี่ยวนำ L_1 L_2 และ L_3 จะอยู่ในสภาวะดิสชาร์จกระแส ทำให้กระแส i_{L1} i_{L2} และ i_{L3} มีค่าลดลงอย่างเป็นเชิงเส้น โดยการทำงานในสภาวะนี้จะมีช่วงเวลาเท่ากับ $(1-d)T$ เมื่อใช้ KVL ที่แต่ละลูปในวงจร**รูปที่ 3(ข)** จะได้

$$v_{L1} = -V_{C1} \tag{7}$$

$$v_{L2} = -V_{C2} \tag{8}$$

$$v_{L3} = -V_o \tag{9}$$

จากสมการที่ (7)–(9) และความสัมพันธ์ $v_L = Ldi/dt$ สามารถหากระแสที่ลดลงในช่วงเวลา $(1-d)T$ ของตัวเหนี่ยวนำ L_1 L_2 และ L_3 ตามลำดับได้ดังนี้

$$\Delta i_{L1,off} = \left(-\frac{V_{C1}}{L_1}\right)(1-d)T \tag{10}$$

$$\Delta i_{L2,off} = \left(-\frac{V_{C2}}{L_2}\right)(1-d)T \tag{11}$$

$$\Delta i_{L3,off} = \left(-\frac{V_o}{L_3}\right)(1-d)T \tag{12}$$

จากวงจรใน**รูปที่ 3(ข)** สามารถเขียนสมการแรงดันและกระแสต่าง ๆ ในวงจรในช่วงเวลา $(1-d)T$ ได้ดังแสดงใน**ตารางที่ 1**

2.2 อัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจร

ที่สภาวะคงตัว ในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ การเปลี่ยนแปลงของกระแส i_{L1} i_{L2} และ i_{L3} มีค่าเป็นศูนย์ นั่นคือ ผลรวมของกระแสตัวเหนี่ยวนำที่เพิ่มขึ้นในช่วงเวลา dT และกระแสตัวเหนี่ยวนำที่ลดลงในช่วงเวลา $(1-d)T$ มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังสมการที่ (13)–(15) ตามลำดับ

$$\Delta i_{L1,on} + \Delta i_{L1,off} = 0 \tag{13}$$

$$\Delta i_{L2,on} + \Delta i_{L2,off} = 0 \tag{14}$$

$$\Delta i_{L3,on} + \Delta i_{L3,off} = 0 \tag{15}$$

เมื่อแทนสมการที่ (4)–(6) และ (10)–(12) ลงในสมการที่ (13)–(15) จะได้

$$V_{C1} = dV_{in} \tag{16}$$

$$V_{C2} = dV_{C1} = d^2V_{in} \tag{17}$$

$$V_o = dV_{C2} = d^3V_{in} \tag{18}$$

จากสมการที่ (16)–(18) สามารถหาอัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจรคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์ ได้ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = d^3 \tag{19}$$

จากสมการจะเห็นว่าอัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจรคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์มีค่าเทียบเท่ากับวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ 3 ตัวต่ออนุกรมกัน **รูปที่ 4** แสดงอัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจรคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์เทียบกับวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์และวงจรควอดเดรทิคบัคคอนเวอร์เตอร์ จะเห็นว่าวงจรคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์สามารถลดทอนแรงดันได้มากกว่าอีกสองวงจร

3. การวิเคราะห์รูปคลื่นแรงดันและกระแส

จาก**ตารางที่ 1** สามารถเขียนรูปคลื่นแรงดันและกระแสต่าง ๆ ของวงจรคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์ได้ดัง**รูปที่ 5(ก)–(ข)** ตามลำดับ โดยพิกัดแรงดันและกระแสสูงสุดจะเป็นค่าที่จะนำไปใช้ในการเลือกสวิตช์มอสเฟตและไดโอดในวงจร จากตารางแรงดันสูงสุดของสวิตช์และไดโอดจะเกิดขึ้นในสภาวะที่อุปกรณ์นั้นไม่นำกระแส นั่นคือ

$$v_{SW,max} = V_{in} + V_{C1} + V_{C2} = V_{in}(1+d+d^2) \tag{20}$$

$$v_{D1,max} = v_{D2,max} = V_{in} \tag{21}$$

$$v_{D3,max} = V_{C1} = dV_{in} \tag{22}$$

$$v_{D4,max} = V_{in} + V_{C1} = (1+d)V_{in} \tag{23}$$

$$v_{D5,max} = V_{C2} = d^2V_{in} \tag{24}$$

เมื่อ $v_{SW,max}$ $v_{D1,max}$ $v_{D2,max}$ $v_{D3,max}$ $v_{D4,max}$ และ $v_{D5,max}$ คือ แรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมอุปกรณ์ SW D_1 D_2 D_3 D_4 และ D_5 ตามลำดับ โดยสวิตช์มอสเฟตและไดโอดที่ใช้ในวงจรจะต้องมีค่าพิกัดแรงดันสูงกว่าค่าแรงดันที่คำนวณได้จากสมการที่ (20)–(24)

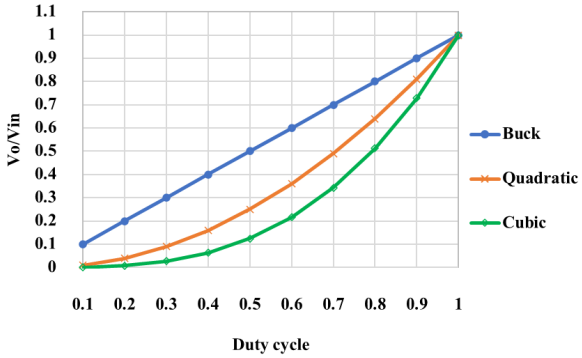
กำหนดให้วงจรคอนเวอร์เตอร์เป็นอุดมคติและไม่เกิดกำลังสูญเสียในวงจร ดังนั้นกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตเท่ากับเอาต์พุต ($P_{in} = P_o$)

$$V_{in}I_{in} = V_oI_o \tag{25}$$

โดย I_{in} คือกระแสเฉลี่ยอินพุต จากการทำงานของวงจรในรูปที่ 3 พบว่ากระแสอินพุต (i_{in}) มีค่าเท่ากับกระแสตัวเหนี่ยวนำ $L_1(i_{L1})$ ในช่วงเวลา dT และ $i_{in} = 0$ ในช่วงเวลา $(1-d)T$

ตารางที่ 1 ค่าแรงดันและกระแสต่าง ๆ ของวงจรคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์ในช่วงเวลา dT และ $(1-d)T$

แรงดัน/กระแส	ช่วงเวลา dT	ช่วงเวลา $(1-d)T$
v_{SW}	0	$V_{in} + V_{C1} + V_{C2}$
v_{D1}	V_{in}	0
v_{D2}	0	V_{in}
v_{D3}	V_{C1}	0
v_{D4}	0	$V_{in} + V_{C1}$
v_{D5}	V_{C2}	0
i_{SW}	i_{L3}	0
i_{D1}	0	i_{L1}
i_{D2}	$i_{L2} - i_{L1}$	0
i_{D3}	0	i_{L2}
i_{D4}	$i_{L3} - i_{L2}$	0
i_{D5}	0	i_{L3}

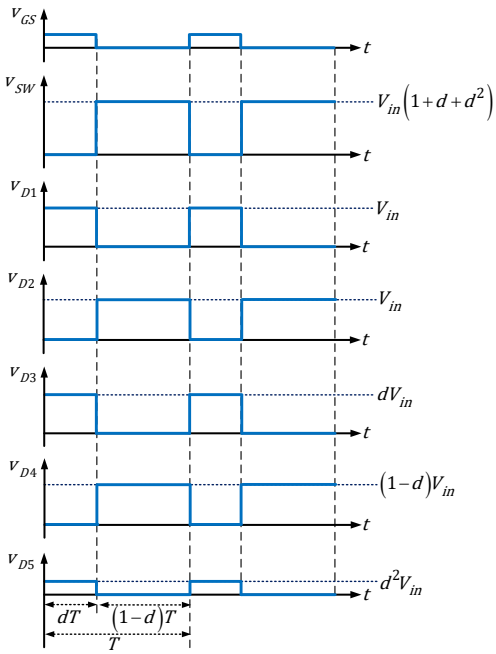


รูปที่ 4 อัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจรคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์เปรียบเทียบกับวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์และวงจรควอดเดรทิคบัคคอนเวอร์เตอร์

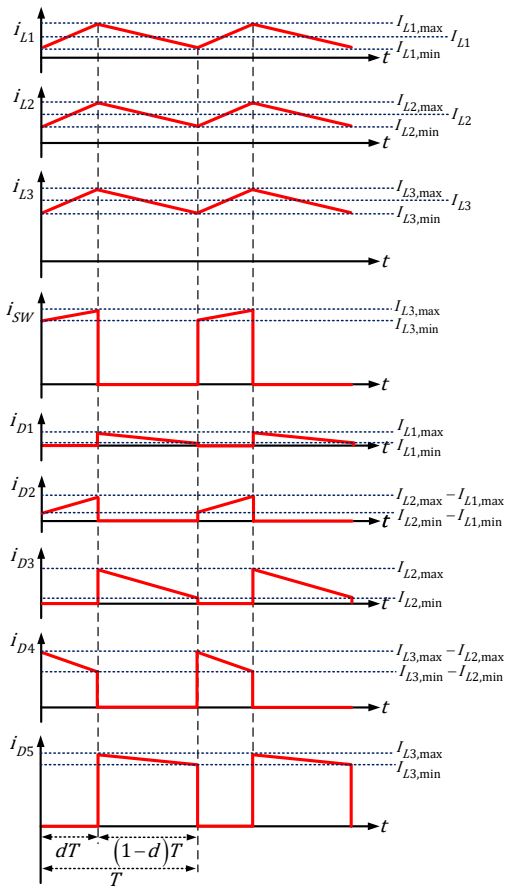
ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเฉลี่ยอินพุต (I_{in}) และกระแสเฉลี่ยตัวเหนี่ยวนำ $L_1(I_{L1})$ ดังสมการ

$$I_{in} = dI_{L1} \tag{26}$$

แทนค่าสมการที่ (26) ลงในสมการที่ (25) จะได้กระแสเฉลี่ยตัวเหนี่ยวนำ L_1 คือ



(ก)



(ข)

รูปที่ 5 รูปคลื่นวงจรคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์ **(ก)** แรงดัน **(ข)** กระแส

$$I_{L1} = \frac{V_o I_o}{dV_{in}} = d^2 I_o \tag{27}$$

แทนค่า I_{L1} จากสมการที่ (27) และ Δi_{L1} จากสมการที่ (10) ลงในสมการที่ (28) และ (29) จะสามารถหากระแสตัวเหนี่ยวนำ L_1 สูงสุด $(I_{L1,max})$ และต่ำสุด $(I_{L1,min})$ ได้ตามลำดับ ดังนี้

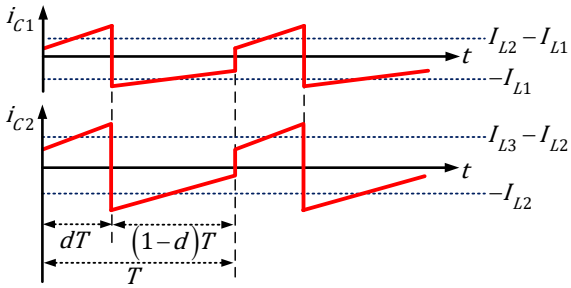
$$I_{L1,max} = I_{L1} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} = d^2 I_o + \frac{dV_{in}(1-d)T}{2L_1} \tag{28}$$

$$I_{L1,min} = I_{L1} - \frac{\Delta i_{L1}}{2} = d^2 I_o - \frac{dV_{in}(1-d)T}{2L_1} \tag{29}$$

จากการทำงานของวงจรใน**รูปที่ 3** จะเห็นว่า กระแสตัวเก็บประจุ $C_1(i_{C1})$ มีค่าเท่ากับ $i_{L2} - i_{L1}$ ในช่วงเวลา dT และ $i_{C1} = -i_{L1}$ ในช่วงเวลา $(1-d)T$ ส่วนกระแสตัวเก็บประจุ $C_2(i_{C2})$ มีค่าเท่ากับ $i_{L3} - i_{L2}$ ในช่วงเวลา dT และ $i_{C2} = -i_{L2}$ ในช่วงเวลา $(1-d)T$ ดังนั้นจึงสามารถเขียนรูปคลื่น i_{C1} และ i_{C2} ได้ดังแสดงใน**รูปที่ 6** จากรูปที่สภาวะคงตัว ในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ การชาร์จและดิสชาร์จประจุของตัวเก็บประจุต้องมีค่าเท่ากัน นั่นคือ พื้นที่ใต้กราฟกระแสตัวเก็บประจุซีกบวกต้องมีค่าเท่ากับพื้นที่ใต้กราฟกระแสตัวเก็บประจุซีกลบ

$$(I_{L2} - I_{L1})dT = I_{L1}(1-d)T \tag{30}$$

$$(I_{L3} - I_{L2})dT = I_{L2}(1-d)T \tag{31}$$



รูปที่ 6 รูปคลื่นกระแส i_{C1} i_{C2}

จากสมการที่ (30) และ (31) สามารถหากระแสเฉลี่ยตัวเหนี่ยวนำ L_2 และ L_3 ได้ดังนี้

$$I_{L2} = I_{L1}/d = dI_o \tag{32}$$

$$I_{L3} = I_{L2}/d = I_o \tag{33}$$

แทนค่ากระแส I_{L2} จากสมการที่ (32) และ Δi_{L2} จากสมการที่ (11) จะสามารถหากระแสตัวเหนี่ยวนำ L_2 สูงสุด $(I_{L2,max})$ และต่ำสุด $(I_{L2,min})$ ได้ตามลำดับ ดังนี้

$$I_{L2,max} = I_{L2} + \frac{\Delta i_{L2}}{2} = dI_o + \frac{V_{in} d^2 (1-d)T}{2L_2} \tag{34}$$

$$I_{L2,min} = I_{L2} - \frac{\Delta i_{L2}}{2} = dI_o - \frac{V_{in} d^2 (1-d)T}{2L_2} \tag{35}$$

แทนค่ากระแส $I_{L3} = I_o$ และ Δi_{L3} จากสมการที่ (12) จะสามารถหากระแสตัวเหนี่ยวนำ L_3 สูงสุด $(I_{L3,max})$ และต่ำสุด $(I_{L3,min})$ ได้ตามลำดับ ดังนี้

$$I_{L3,max} = I_{L3} + \frac{\Delta i_{L3}}{2} = I_o + \frac{V_o (1-d)T}{2L_3} \tag{36}$$

$$I_{L3,min} = I_{L3} - \frac{\Delta i_{L3}}{2} = I_o - \frac{V_o(1-d)T}{2L_3} \quad (37)$$

จาก**รูปที่ 5(ข)** กระแสสวิตช์สูงสุด และกระแสไดโอด $D_1 - D_5$ สูงสุด สามารถหาได้ตามลำดับดังนี้

$$I_{SW,max} = I_{L3,max} \quad (38)$$

$$I_{D1,max} = I_{L1,max} \quad (39)$$

$$I_{D2,max} = I_{L2,max} - I_{L1,max} \quad (40)$$

$$I_{D3,max} = I_{L2,max} \quad (41)$$

$$I_{D4,max} = I_{L3,max} - I_{L2,max} \quad (42)$$

$$I_{D5,max} = I_{L3,max} \quad (43)$$

เมื่อ $I_{SW,max}$ $I_{D1,max}$ $I_{D2,max}$ $I_{D3,max}$ $I_{D4,max}$ และ $I_{D5,max}$ คือ กระแสสูงสุดที่ไหลผ่านอุปกรณ์ SW D_1 D_2 D_3 D_4 และ D_5 ตามลำดับ โดยสวิตช์มอสเฟตและไดโอดที่ใช้ในวงจรจะต้องมีค่าพิกัดกระแสสูงกว่าค่ากระแสที่คำนวณได้จากสมการที่ (38)–(43)

4. ผลการทดลอง

วงจรคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบแสดงดัง**รูปที่ 7** แรงดันเอาต์พุตของวงจรถูกควบคุมให้มีค่าคงที่โดยใช้การควบคุมแบบป้อนกลับ (Feedback Control) ในส่วนของภาคการควบคุม ประกอบด้วย 3 ส่วน คือ 1)IC PWM UC3825 2)IC Buffer CD4050 และ 3)วงจรขับเกตมอสเฟตกำลังซึ่งใช้ pulse transformer แรงดันเอาต์พุตถูกป้อนกลับและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง (Reference Voltage) ที่ขา 2 ของ IC UC3825 ซึ่งถูกตั้งค่าไว้ที่ 5 V สัญญาณความผิดพลาดที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรชดเชยซึ่งเป็น Compensator Type III ได้เป็นสัญญาณควบคุม (Control Signal) ที่ขา 3 สัญญาณควบคุมนี้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อย (Sawtooth Signal) ภายในตัวไอซี ได้เป็นสัญญาณพัลส์ที่ขา 14 โดยค่าดิวตี้ไซเคิลของสัญญาณพัลส์จะเปลี่ยนแปลงขึ้นอยู่กับแรงดันเอาต์พุต โดยจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าต่ำกว่าแรงดันอ้างอิง และจะมีค่าลดลงเมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าสูงกว่าแรงดันอ้างอิง สัญญาณพัลส์นี้ถูกป้อนไปที่ไอซีบัฟเฟอร์ CD4050 เพื่อเพิ่มความสามารถในการขับกระแส และผ่านต่อไปยังวงจรขับเกตที่เลือกใช้แบบ Pulse Transformer เพื่อแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างขาเกต-ซอร์สของมอสเฟตและวงจรควบคุม

วงจรต้นแบบที่สร้างขึ้นแสดงดัง**รูปที่ 7** วงจรทำงานที่แรงดันอินพุต 150 V แรงดันเอาต์พุต 5 V กระแสโหลด 1–10 A และความถี่สวิตช์ 100 kHz รายละเอียดอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรต้นแบบแสดงดัง**ตารางที่ 2** เนื่องจาก V_{in} = 150 V และ V_o = 5 V จากสมการที่ (19) สามารถคำนวณค่าดิวตี้ไซเคิลในทางทฤษฎีได้ d = 0.32 ซึ่งค่าดิวตี้ไซเคิลนี้จะถูกใช้สำหรับคำนวณค่ากระแสและแรงดันทางทฤษฎีใน**ตารางที่ 3**

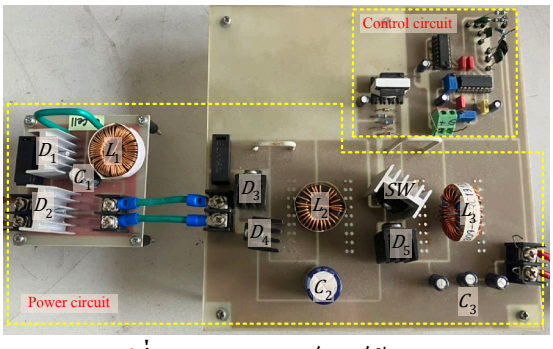
รูปที่ 8 แสดงผลการวัดรูปคลื่นแรงดันอินพุต แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ตามลำดับ ที่กระแสโหลด I_o = 5 A (**รูปที่ 8(ก)**) และกระแสโหลด I_o =10 A (**รูปที่ 8(ข)**) จากรูปทั้งสองกรณี สามารถวัดแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ได้ประมาณ 52 V และ 18 V ตามลำดับ ค่าแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุที่วัดได้นี้มีความสอดคล้องกับค่าคำนวณทางทฤษฎีจากสมการที่ (16) และ (17) ดังแสดงใน**ตารางที่ 3**

รูปที่ 9 แสดงผลการวัดรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 L_2 และ L_3 ตามลำดับ ที่กระแสโหลด I_o = 5 A (**รูปที่ 9(ก)**) และกระแสโหลด I_o = 10 A (**รูปที่ 9(ข)**) รูปคลื่นที่วัดได้แสดงให้เห็นว่ากระแสตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นในช่วงเวลาที่สวิตช์มอสเฟตนำกระแส (ช่วงเวลา dT) และลดลงอย่างเป็นเชิงเส้นในช่วงเวลาที่สวิตช์มอสเฟตไม่นำกระแส (ช่วงเวลา $(1-d)T$) จากรูปสามารถวัดค่ากระแสตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุดได้ดังแสดงใน**ตารางที่ 3** จากตารางจะพบว่าผลการวัดและค่าคำนวณทางทฤษฎีจากสมการที่ (28),(29) และ (34)–(37) มีความใกล้เคียงกัน

รูปที่ 10 แสดงผลการวัดรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตของวงจรที่กระแสโหลด I_o = 5 A (**รูปที่ 10(ก)**) และกระแสโหลด I_o = 10 A (**รูปที่ 10(ข)**) จะเห็นได้ว่าวงจรสามารถรักษาแรงดันเอาต์พุตได้ที่ประมาณ 5 V ที่กระแสโหลดทั้งสองกรณี **ตารางที่ 4** แสดงผลการวัดแรงดันเอาต์พุตของวงจรที่กระแสโหลดต่าง ๆ โดยใช้ดิจิตอลโวลต์มิเตอร์ จาก**ตารางที่ 4** สามารถคำนวณหาค่าความสามารถในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต (Voltage Regulation: *VR*) ได้ดังสมการที่ (44)

$$VR = \frac{V_o@I_{o,min} - V_o@I_{o,max}}{V_o@I_{o,max}} \times 100\% \qquad (44)$$

เมื่อ $V_o@I_{o,min}$ และ $V_o@I_{o,max}$ คือ แรงดันเอาต์พุตที่กระแสโหลดต่ำสุดและสูงสุดตามลำดับ จากสมการที่ (44) คำนวณได้ค่า $VR = 0.58\%$ ค่า VR ต่ำนี้แสดงถึงวงจรต้นแบบสามารถรักษาแรงดันเอาต์พุตได้ดี

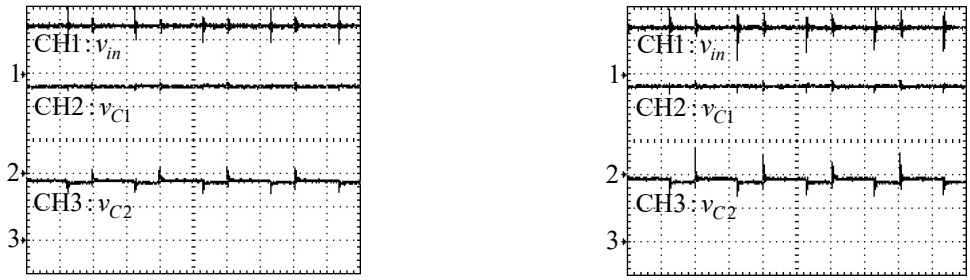


รูปที่ 7 วงจรคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบ

รูปที่ 11 แสดงผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุตของวงจรเมื่อกระแสโหลดเพิ่มขึ้นอย่างฉับพลันจาก 5 A ไปเป็น 10 A โดยมีแรงดันตกชั่วขณะสูงสุด (Maximum Transient Voltage Drop) ประมาณ 2.8 V และมีเวลาเข้าสู่สมดุล (Settling Time) ประมาณ 600 µs แสดงให้เห็นว่าวงจรต้นแบบมีผลการตอบสนองที่รวดเร็ว

ตารางที่ 2 ค่าอุปกรณ์ของวงจรคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบ

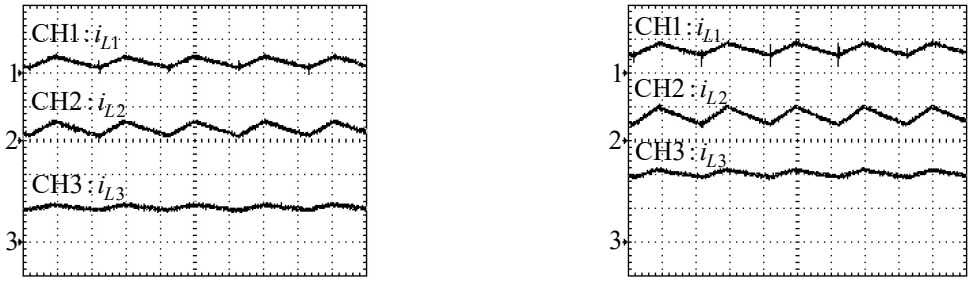
พารามิเตอร์	ค่า
L_1 L_2 และ L_3	550 µH/50 µH/50 µH
C_1 C_2 และ C_3	100 µF/330 µF/110 µF
R	5–0.5 Ω
D_1 และ D_2	DST5200 5 A 200 V
D_3 D_4 และ D_5	MUR1520 15 A 200 V
MOSFET (SW)	R6047ENZ1 47 A 600 V



(ก) (ข)

Time scale: x = 5 µs/div, CH1: y = 100 V/div, CH2: y = 20 V/div และ CH3: y = 10 V/div

รูปที่ 8 รูปคลื่นแรงดัน V_{in} V_{C1} และ V_{C2} ที่กระแสโหลด (ก) I_o = 5 A และ (ข) I_o = 10 A



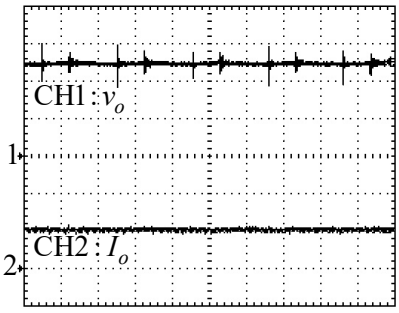
(ก) (ข)

Time scale: x = 5 µs/div, CH1: y = 2 A/div, CH2: y = 5 A/div และ CH3: y = 5 A/div

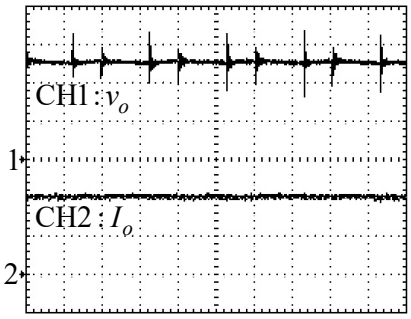
รูปที่ 9 รูปคลื่นกระแส i_{L1} i_{L2} และ i_{L3}: (ก) I_o = 5 A และ (ข) I_o = 10 A

ตารางที่ 3 เปรียบเทียบผลคำนวณทางทฤษฎีและผลการทดลองของวงจรต้นแบบ

แรงดัน/ กระแส	I_o = 5 A			I_o = 10 A		
	ทฤษฎี	ทดลอง	ความคาดเคลื่อน (%)	ทฤษฎี	ทดลอง	ความคาดเคลื่อน (%)
V_{C1} (V)	48	52	8.3	48	52	8.3
V_{C2} (V)	15.36	18	17.2	15.36	18	17.2
$I_{L1,max}$ (A)	0.82	0.88	7.3	1.34	1.6	19.4
$I_{L1,min}$ (A)	0.22	0.3	36.4	0.75	0.8	6.7
$I_{L2,max}$ (A)	2.65	2.8	5.7	4.24	5	17.9
$I_{L2,min}$ (A)	0.56	0.6	7.1	2.16	2.2	1.9
$I_{L3,max}$ (A)	5.34	5.5	3	10.34	10.5	1.5
$I_{L3,min}$ (A)	4.66	4.8	3	9.66	9.8	1.4



(ก)



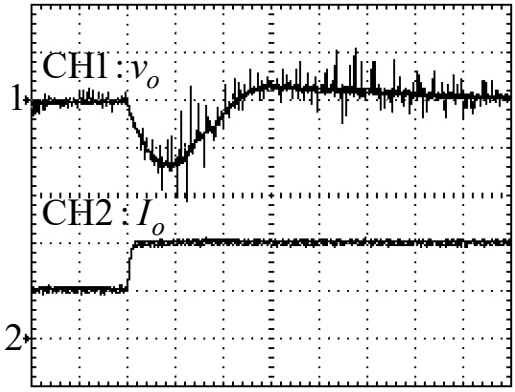
(ข)

Time scale: x = 5 μs/div, CH1: y = 2 V/div และ CH2: y = 5 A/div

รูปที่ 10 รูปคลื่นแรงดัน V_{in} และ V_o: **(ก)** I_o = 5A และ **(ข)** I_o = 10A

ตารางที่ 4 แรงดันเอาต์พุตที่กระแสโหลด 1 A ถึง 10 A

I_o (A)	V_o (V)
1	5.013
2	5.010
3	5.007
4	5.004
5	5.001
6	4.997
7	4.994
8	4.990
9	4.987
10	4.984



Time scale: x = 100 μs/div, CH1: y = 2 V/div และ CH2: y = 5 A/div

รูปที่ 11 ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุต เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างเฉียบพันจาก 5 A เป็น 10 A

5. สรุปผลการทดลอง

บทความนี้นำเสนอการวิเคราะห์และทดสอบสมรรถนะวงจรคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์ซึ่งพัฒนามาจากวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ 3 ตัวมาต่ออนุกรมกันแต่ใช้สวิตช์มอสเฟตเพียงแค่ตัวเดียว วงจรสามารถลดทอนแรงดันได้สูงโดยมีอัตราส่วนการลดทอนแรงดันเป็นกำลังสามเท่าของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์พื้นฐาน ดังนั้นจึงเหมาะกับการนำไปใช้แปลงแรงดันดีซี–ดีซีในย่านกว้าง เช่น การแปลงแรงดันไฟฟ้าดีซีที่ผลิตจากระบบพลังงานแสงอาทิตย์จ่ายให้กับโหลดดีซีโดยตรง บทความได้แสดงการวิเคราะห์การทำงานของวงจรคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์ซึ่งได้ผลลัพธ์เป็นอัตราส่วนการลดทอนแรงดันในสมการที่ (19) แรงดันเฉลี่ยคร่อมตัวเก็บประจุในสมการที่ (16) และ (17) กระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำในสมการที่ (27) (32) และ (33) แรงดันสูงสุดของสวิตช์มอสเฟตและไดโอดในสมการที่ (20)–(24) และกระแสสูงสุดของสวิตช์มอสเฟตและไดโอดในสมการที่ (38)–(43) สมการที่ได้เหล่านี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรรวมทั้งการเลือกขนาดพิกัดของอุปกรณ์เหมาะสมต่าง ๆ ได้อย่างเหมาะสม วงจรต้นแบบคิวบิคบัคคอนเวอร์เตอร์ได้ถูกออกแบบและสร้างขึ้น โดยวงจรต้นแบบทำงานที่ความถี่สวิตช์ 100 kHz สามารถแปลงแรงดันอินพุต 150 V ไปเป็นแรงดันเอาต์พุต 5 V (มีอัตราลดทอนแรงดัน 30 เท่า) และจ่ายกระแสโหลดสูงสุดได้ 10 A ผลการวัดแรงดันและกระแสต่าง ๆ ของวงจรต้นแบบ พบว่ามีความสอดคล้องกับค่าที่คำนวณจากสมการที่ได้จากการวิเคราะห์ดังแสดงใน**ตารางที่ 3** ซึ่งเป็นการยืนยันความถูกต้องของวิธีการวิเคราะห์วงจรที่ได้นำเสนอ สำหรับสาเหตุที่ผลการทดลองมีความคาดเคลื่อนจากผลการคำนวณ เนื่องจากในการคำนวณทางทฤษฎีได้สมมุติให้สวิตช์และไดโอดทำงานแบบอุดมคติไม่มีแรงดันตกคร่อม รวมถึงไม่คิดค่าความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำในวงจร สมมุติฐานดังกล่าวเป็นสาเหตุหลักที่ทำให้ผลการทดลองมีความคาดเคลื่อนจากผลการคำนวณทางทฤษฎี นอกจากนี้ผลการทดลองยังแสดงให้เห็นว่าวงจรต้นแบบสามารถรักษาแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ตลอดย่านกระแสโหลด ดังแสดงใน**ตารางที่ 4** และมีการตอบสนองที่รวดเร็วต่อกระแสโหลดที่เปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันดังแสดงใน**รูปที่ 11**

เอกสารอ้างอิง

[1] D. W. Hart, “DC-DC Converters,” in *Power Electronics*, New York, NY, USA: McGraw-Hill Companies, 2010, ch. 6, sec. 3, pp. 198–202.

[2] A. I. Pressman, K. Billings and T. Morey, “Basic Topologies,” in *Switching Power Supply Design*, 3rd ed., New York, NY, USA: McGraw-Hill Companies, 2009, ch. 1, sec. 3, pp. 11–13.

[3] Y. Jiao and F. L. Luo, “N-switched-capacitor buck converter: topologies and analysis,” *IET Power Electronics*, vol. 4, no. 2, pp. 332–341, 2011, doi: 10.1049/iet-pel.2010.0104.

[4] M. A. Rahman, S. Sakib, G. Sarowar, M. F. H. Khan and M.Z. Reza, “A hybrid DC-DC buck converter for very low voltage gain at high efficiency,” in *2017 IEEE Region 10 Humanitarian Technology Conference (R10-HTC)*, Dhaka, Bangladesh, Dec. 21–23, 2017, pp. 710–713, doi: 10.1109/R10-HTC.2017.8289056.

[5] O. Pelan, N. Muntean and O. Cornea, “Comparative evaluation of buck and switched-capacitor hybrid buck DC-DC converters,” in *International Symposium on Power Electronics Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Sorrento, Italy, Jun. 20–22, 2012, pp. 1330–1335, doi: 10.1109/SPEEDAM.2012.6264565.

[6] A. Chadha and M. K. Kazimierczuk, “Small-signal modeling of open-loop PWM Tapped-Inductor Buck DC–DC Converter in CCM,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 7, pp. 5765–5775, 2020, doi: 10.1109/TIE.2020.2996157.

[7] D. K. Saini, A. Chadha, A. Ayachit, A. Reatti and M. K. Kazimierczuk, “Duty Cycle and Input-to-Output Voltage Transfer Functions of Tapped-Inductor Buck DC-DC Converter,” in *2018 IEEE International*

Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Florence, Italy, May. 27–30, 2018, pp. 1–5, doi: 10.1109/ISCAS.2018.8351323.

[8] K. Yao, M. Ye and F. C. Lee, "Tapped-inductor buck converter for high step-down DC-DC conversion," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 775–780, 2005, 10.1109/TPEL.2005.850920.

[9] A. Chadha, A. Ayachit, D. K. Saini and M. K. Kazimierczuk, "Steady state analysis of PWM tapped-inductor buck DC-DC converter in CCM," in *IEEE Texas Power and Energy Conference (TPEC)*, College Station, TX, USA, Feb. 8–9, 2018, pp. 1–6, doi: 10.1109/TPEC.2018.8312093.

[10] N. Kondrath and M. Kazimierczuk, "Analysis and Design of Common-Diode Tapped Inductor PWM Buck Converter in CCM," in *Electrical Manufacturing Technical Conference 2009*, Nashville, TN, USA, Sep. 29–1, 2009, pp. 72–79.

[11] S. Kascak, M. Jarabicova and M. Prazenica, "Analysis of Dual Interleaved Converter with Coupled Inductor," *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, vol. 12, no. 6, pp. 478–484, 2017, doi: 10.15866/iree.v12i6.12957.

[12] F. A. Himmelstoss and H. L. Votzi, "A family of quadratic DC/DC converters with one low-side switch and a tapped inductor at the output side," in *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP)*, Istanbul, Turkey, Aug. 27–29, 2019, pp. 304–309, doi: 10.1109/ACEMP-OPTIM44294.2019.9007200

[13] A. Chadha and M.K. Kazimierczuk, "Small-signal modeling of open-loop PWM tapped-inductor buck DC–DC converter in CCM," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 7, pp. 5765–5775, 2020, doi: 10.1109/TIE.2020.2996157.

[14] M. G. Ortiz-Lopez, J. Leyva-Ramos, E. E. Carbajal-Gutierrez and J. A. Morales-Saldana, "Modelling and analysis of switch-mode cascade converters with a single active switch," *IET Power Electronics*, vol. 1, no. 4, pp. 478–487, 2008, doi: 10.1049/iet-pel:20070379.

[15] M. Veerachary, "Modelling and analysis of cascade step-down converters," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 152, no. 1, pp. 41–50, 2005, doi: 10.1049/ip-epa:20041043.

[16] F. A. Himmelstoss, H. L. Votzi and M. Windisch, "Quadratic DC/DC converter with autotransformer at the output side," in *International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Delft, Netherlands, Jun. 17–19, 2020, pp. 767–772, doi: 10.1109/ISIE45063.2020.9152470.

[17] E. E. Carbajal-Gutierrez, J. A. Morales-Saldana and J. Leyva-Ramos, "Modeling of a single-switch quadratic buck converter," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 41, no. 4, pp. 1450–1456, 2005, doi: 10.1109/TAES.2005.1561895.

[18] A. Ayachit and M. K. Kazimierczuk, "Power losses and efficiency analysis of the quadratic buck converter in CCM," in *2014 IEEE 57th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, College Station, TX, USA, Aug. 3–6, 2014, pp. 463–466, 10.1109/MWSCAS.2014.6908452.

[19] S. Trakuldit, K. Tattiwong and C. Bunlaksananusorn, "Design and evaluation of a Quadratic Buck Converter," *Energy Reports*, vol. 8, pp. 536–543, 2022, doi: 10.1016/j.egyr.2021.11.124.

[20] J. A. Morales-Saldana, J. Leyva-Ramos, E. E. Carbajal-Gutierrez and M. G. Ortiz-Lopez, "Average current-mode control scheme for a quadratic buck converter with a single switch," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, pp. 485–490, 2008, doi: 10.1109/TPEL.2007.910907.

[21] K. Karaket and C. Bunlaksananusorn, "Modeling of a quadratic buck converter," in *the 8th Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI)*, Khon Kaen, Thailand, May. 17–19, 2011, pp. 764–767, doi: 10.1109/ECTICON.2011.5947952.

[22] A. Ayachit and M. K. Kazimierczuk, "Open-loop small-signal transfer functions of the quadratic buck PWM DC-DC converter in CCM," in *IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Dallas, TX, USA, Oct. 29–1, 2014, pp. 1643–1649, doi: 10.1109/IECON.2014.7048723.

[23] S. Lica, D. F. Iancu, M. Tomoroga, M. Gurbina and D. Lascu, "A New Single Active Switch Quadratic Buck Converter," *International Review of Automatic Control*, vol. 8, no. 5, pp. 346–353, 2015, doi: 10.15866/ireaco.v8i5.7203.

[24] D. A. Botila, I. M. Pop-Calimanu and D. Lascu, "Cubic Buck-Boost Converter with High Step-Up Capability," in *International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC)*, Timisoara, Romania, Nov. 10–11, 2022, pp. 1–4, doi: 10.1109/ISETC56213.2022.10010074.