

การออกแบบ และสร้างวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่มีย่านการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตกว้าง
สำหรับสเตบิไลเซอร์

Design and Implementation Wide Input Voltage Range Boost Converter for
Stabilizer

สมบัติ หทัยรัตนานนท์ ชัชชัย ทองเหล็ยม ธีรพล ทำลานดี และ รัชพล โสนาค

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยราชภัฏนครปฐม
เลขที่ 85 ถนน มาลัยแมน อำเภอเมือง จังหวัดนครปฐม 73000
E-mail thawatchait@npru.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการออกแบบ และสร้างวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ให้สามารถป้อนแรงดันอินพุตที่มีย่านการเปลี่ยนแปลงแรงดันกว้าง วงจรดังกล่าวถูกนำไปใช้ในสเตบิไลเซอร์ ขณะที่แรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง วงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ จะทำหน้าที่รักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าเท่ากับ 310 V เพื่อป้อนให้กับวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ วงจรถูกออกแบบให้มีค่าควิตีไซเคิลกว้างเพื่อให้วงจรมีแรงดันอินพุตที่สามารถเปลี่ยนแปลงกว้างได้ จากผลการทดลองพบว่าแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 275 – 332 V เมื่อทำการปรับโหลดตั้งแต่ 100 W ถึง 300 W ประสิทธิภาพของวงจรมากกว่า 92%

คำสำคัญ: วงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์, สเตบิไลเซอร์, ย่านการเปลี่ยนแปลงอินพุตกว้าง, วงจรฟูลบริดจ์ อินเวอร์เตอร์

Abstract

This article presents design and implementation boost converter circuit. In this design, the boost circuit is designed in order to apply wide input voltage range. The proposed circuit is employed to the first stage of stabilizer. While input voltage varied, the boost converter circuit can be control output voltage with equal to 310 V. The control boost circuit is designed wide duty cycle for wide input voltage range. The experimental result shows output voltage is 275 – 332 V. The power efficiency is over 92% with load variable from 100 W to 300 W.

Keywords: boost converter, stabilizer, wide input range, full-bridge inverter

1. บทนำ

การใช้งานไฟฟ้าตามบ้านเรือนชุมชนที่อยู่ใกล้เขตอุตสาหกรรมหรือชุมชนที่ห่างไกลจากสถานีจ่ายไฟฟ้าทำให้เกิดปัญหาในการใช้ไฟฟ้าได้ไม่เต็มที่สาเหตุเกิดมาจากไฟตก ไฟกระชาก ไฟเกิน ส่งผลทำให้เครื่องใช้ไฟฟ้าภายในบ้านเสียหาย จึงจำเป็นต้องมีระบบรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าให้กับเครื่องใช้ไฟฟ้าภายในบ้านเรือน สเตบิลไลเซอร์ คือเครื่องรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเมื่อไฟฟ้ากระแสสลับในบ้านเกิดการเปลี่ยนแปลง ในลักษณะปัญหาทางไฟฟ้าตก ไฟกระชาก ไฟเกินกับเครื่องใช้ไฟฟ้าต่าง ๆ แต่จะไม่ช่วยในการสำรองไฟฟ้า กล่าวคือ แรงดันไฟฟ้าภายในบ้านเรือนตามต่างจังหวัดอาจเกิดมีการเพิ่มขึ้นหรือลดลงเนื่องมาจากระบบส่งจ่ายไฟฟ้าที่มีประสิทธิภาพไม่ได้พอ ปัจจุบัน เครื่องสเตบิลไลเซอร์จะใช้หลักการแท้ปโดยการรีเลย์และการแท้ปหม้อแปลงด้วยมอเตอร์ เพื่อรักษาแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ส่งผลให้เครื่องมีราคาสูง น้ำหนักมาก ขนาดใหญ่ และยากต่อการนำไปใช้งาน และเนื่องจากการใช้วิธีการแท้ปหม้อแปลง สเตบิลไลเซอร์จะมีอายุการใช้งานที่น้อยเนื่องจากการสึกกร่อนของขดลวดหม้อแปลงกับหน้าสัมผัส ทำให้จ่ายแรงดันและกระแสไฟฟ้าได้ไม่เต็มประสิทธิภาพ และทำให้เกิดสัญญาณรบกวนที่เครื่องใช้ไฟฟ้าขณะปรับแรงดันไฟฟ้า รูปที่ 1 แสดงสเตบิลไลเซอร์แบบการแท้ปหม้อแปลงด้วยมอเตอร์และรีเลย์

วงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์ เป็นวงจรแปลงแรงดันดีซีเป็นแรงดันดีซี ซึ่งคุณลักษณะที่สำคัญของวงจรคือ แรงดันเอาต์พุตของวงจรมีค่ามากกว่าหรือเท่าแรงดันอินพุตได้ด้วยการปรับค่าดีวีไอเซิล จากข้อดีดังกล่าว วงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์จึงได้รับความนิยมเป็นอย่างมากตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันในการนำหลักการพื้นฐานของวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์ไปประยุกต์ใช้กับโซลาร์เซลล์ (Solar cell) เครื่องกำเนิดกระแสไฟฟ้าจากความร้อน (Thermoelectric) การเก็บเกี่ยวพลังงาน (Energy Harvesting) และการประยุกต์ใช้งานอื่น ๆ (Chini และ Soci, Nahavandi และคณะ, Tyagi และคณะ, Kim และ Kim, และ Cheng และคณะ)

จากปัญหาดังกล่าวงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการนำวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์ มาออกแบบให้วงจรสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตได้ขณะที่แรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงกว้าง วงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์ ที่นำเสนอถูกนำมาใช้เป็นวงจรภาคที่หนึ่งของสเตบิลไลเซอร์แบบสวิตซิง ส่งผลให้สเตบิลไลเซอร์สามารถรักษาแรงดันไฟฟ้าให้อยู่ในสภาวะคงที่ และช่วยแก้ปัญหาทางไฟฟ้าเพียงแต่จะไม่ช่วยในการสำรองไฟฟ้า

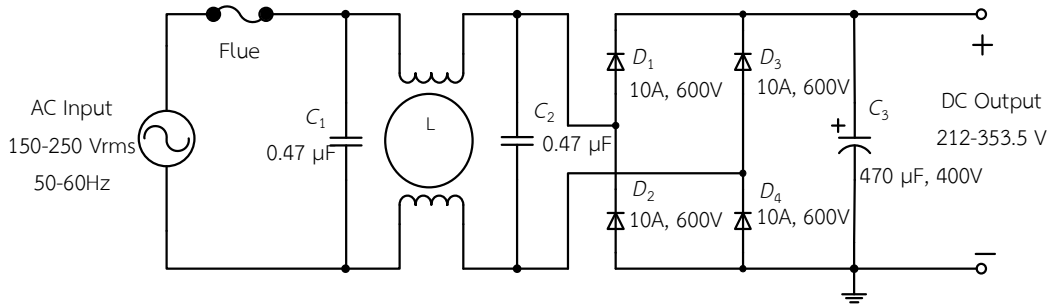


รูปที่ 1 สเตบิลไลเซอร์แบบการแท้ปหม้อแปลงด้วยมอเตอร์และรีเลย์

2. การออกแบบวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์

2.1 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์ (Full-wave bridge rectifier circuit)

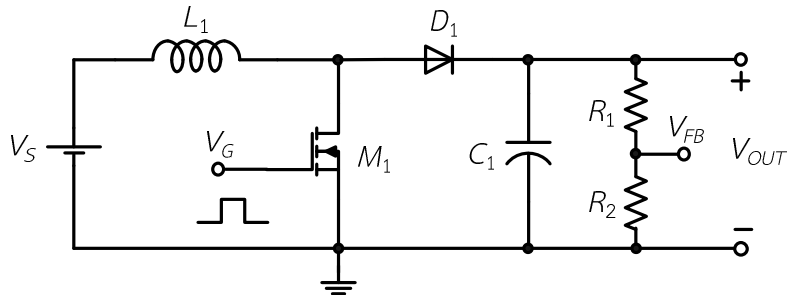
รูปที่ 2 แสดงวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์ วงจรดังกล่าวทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง วงจรประกอบด้วยวงจรรองความถี่สูงแบบ CLC ไดโอดบริดจ์ $D_1 - D_4$ และตัวเก็บประจุ C_3 แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับอินพุตของวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ 150 - 250 Vrms วงจรเรียงกระแสจะทำการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเท่ากับ 212 - 353.5 V_{DC}



รูปที่ 2 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์

2.2 การออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ คือวงจรแปลงแรงดันไฟตรงเป็นไฟตรงและเอาต์พุตของวงจรมีค่ามากกว่าอินพุต (วีระเชษฐ์ และ วุฒิพล 2552) รูปที่ 3 แสดงวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ประกอบด้วย มอสเฟต M_1 ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ อิเล็กทรอนิกส์ให้กับวงจร อินดักเตอร์ L_1 ทำหน้าที่เหนี่ยวนำแรงดัน และ ไดโอด D_1 ทำหน้าที่ป้องกันไม่ให้แรงดันเอาต์พุต ตัวเก็บประจุ C_1 ทำหน้าที่เก็บประจุจากแรงดันอินพุต และคายประจุไปให้กับโหลด R_L และตัวต้านทาน R_1 และ R_2 ทำหน้าที่ตรวจจับแรงดันเอาต์พุตแล้วป้อนกลับไปยังวงจรควบคุม



รูปที่ 3 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ขั้นพื้นฐาน

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{1-D} \quad (1)$$

กำหนดให้ $V_{in} = 212.1 - 353.5 V_{DC}$ และ $V_{OUT} = 300 - 320 V_{DC}$ ดังนั้น $P = 300 W$ ความถี่ในการสวิตช์มอสเฟตเท่ากับ $90 kHz$ และประสิทธิภาพของวงจร $\eta \geq 90\%$ ทำการคำนวณหาค่าควิตีไซเคิล (Duty Cycle) ได้ดังต่อไปนี้

$$D = 1 - \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \quad (2)$$

แทนค่าแรงดันอินพุตและเอาต์พุต

$$D = 1 - \frac{212V}{310V} \quad (3)$$

ควิตีไซเคิลเท่ากับ

$$D = 1 - 0.684 = 0.316$$

ทำการหาค่าเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำที่มีขนาดเล็กที่สุดของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องได้จากสมการ

$$L_{\min} \geq \frac{D(1-D)^2 R}{2f_o} \quad (4)$$

ทำการแทนค่าต่าง ๆ

$$L_{\min} \geq \frac{0.316 \times (1 - 0.316)^2 \times 200\Omega}{2 \times 90\text{kHz}} \quad (5)$$

$$L_{\min} \geq 53.32 \mu\text{H}$$

หาค่าตัวเก็บประจุที่ทำให้ค่าอัตราระลอกคลื่นเท่ากับ 1%

$$C_{OUT} \geq \frac{DV_{OUT}}{Rf_o \Delta V_{OUT}} \quad (6)$$

$$C_{OUT} \geq \frac{0.316 \times 310\text{V}}{200\Omega \times 90\text{kHz} \times 0.01} \quad (7)$$

$$C_{OUT} \geq 544 \mu\text{F}$$

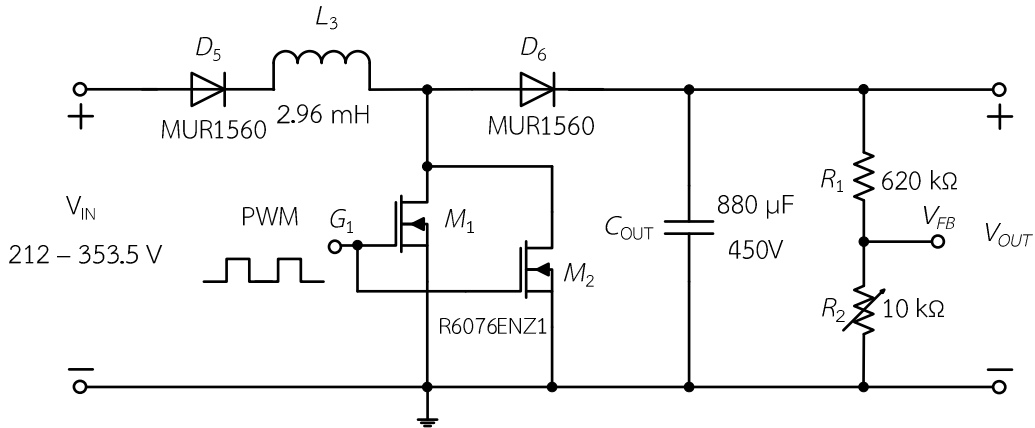
งานวิจัยนี้ได้เลือกใช้ตัวเก็บประจุขนาด 220 μF 450 V จำนวน 4 ตัว ต่อขนาน ทำให้ตัวเก็บประจุเอาต์พุต $C_{OUT} = 880 \mu\text{F}$ 450 V และค่าความเหนี่ยวนำเท่ากับ 2.96 mH งานวิจัยนี้ได้ทำการออกแบบวงจรตรวจจับแรงดันเอาต์พุตด้วยวงจรแบ่งแรงดัน กำหนดให้ $V_{OUT} = 310 \text{V}_{DC}$, $R_2 = 5 \text{k}\Omega$ และ $V_{FB} = 2.5 \text{V}_{DC}$ สามารถหาค่า R_1 ในวงจรแบ่งแรงดันได้จากสมการ

$$R_1 = R_2 \left(\frac{V_{OUT}}{V_{FB}} - 1 \right) \quad (8)$$

$$R_1 = 5\text{k}\Omega \left(\frac{310\text{V}}{2.5\text{V}} - 1 \right) \quad (9)$$

$$R_1 = 615 \text{k}\Omega$$

งานวิจัยนี้ได้เลือกค่า $R_1 = 620 \text{k}\Omega$ และใช้ R_2 เป็นตัวต้านทานปรับค่าได้ 10 k Ω รูปที่ 4 แสดงวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ที่ถูกออกแบบเพื่อใช้เป็นวงจรภาคที่หนึ่งของสเต็ปไลเซอร์ เนื่องจากกระแสตัวจรมีค่าสูง งานวิจัยนี้ได้ทำการออกแบบสวิทช์มอสเฟตเบอร์ R6076ENZ1 จำนวน 2 ตัวต่อลักษณะขนานกัน



รูปที่ 4 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ที่นำเสนอ

2.3 ออกแบบวงจรควบคุมวงจรถูกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Boost Converter)

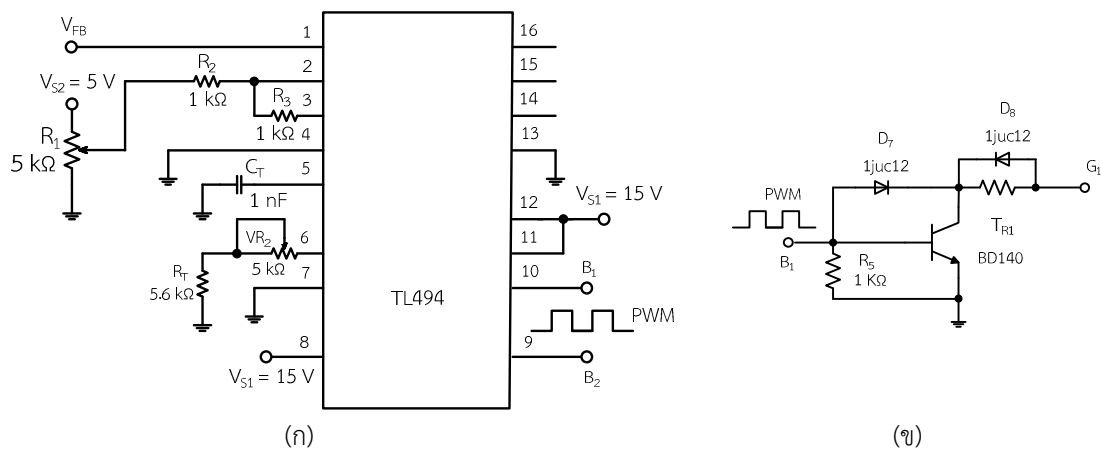
วงจรถวลคุมแรงดันใช้ไอซี TL494 ทำหน้าที่ผลิตแรงดัน PWM เพื่อป้อนให้กับวงจรถวลคุมมอสเฟตดังที่แสดงในรูปที่ 5 (ก) วงจรได้ถูกออกแบบให้กำเนิดสัญญาณ PWM ที่ความถี่ 90 kHz การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรถวลคุมได้กำหนดให้แรงดันอ้างอิงที่ $V_{REF} = 2.5 \text{ V}$ เพื่อเปรียบเทียบแรงดันโดยใช้วงจรถวลคุมแรงดันจากเอาต์พุตของวงจรถวลคุมบูสต์คอนเวอร์เตอร์ จากแรงดัน 310 V ให้เหลือเพียง 2.5 V_{DC} ถ้าแรงดันป้อนกลับน้อยกว่า 2.5 V ไอซี TL494 จะทำการจ่ายสัญญาณ PWM ให้มีค่าดิวิตีไซเคิลสูงขึ้นและถ้าแรงดันป้อนกลับมากกว่า 2.5 V ไอซี TL494 จะทำการจ่ายสัญญาณ PWM ให้มีค่าดิวิตีไซเคิลลดลง ออกแบบให้วงจรถวลคุมความถี่ 90 kHz เลือก $C_T = 1 \text{ nF}$ เลือกใช้มอสเฟตเบอร์ R6076ENZ1 คำนวณหาค่าความต้านทาน R_T ได้ตามสมการ

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_T C_T} \quad (10)$$

$$R_T = \frac{1.1}{2 \times 1\text{nF} \times 90\text{kHz}} = 6.11\text{k}\Omega \quad (11)$$

งานวิจัยนี้ได้พิจารณาเลือกค่า $R_T = 6.11 \text{ k}\Omega$

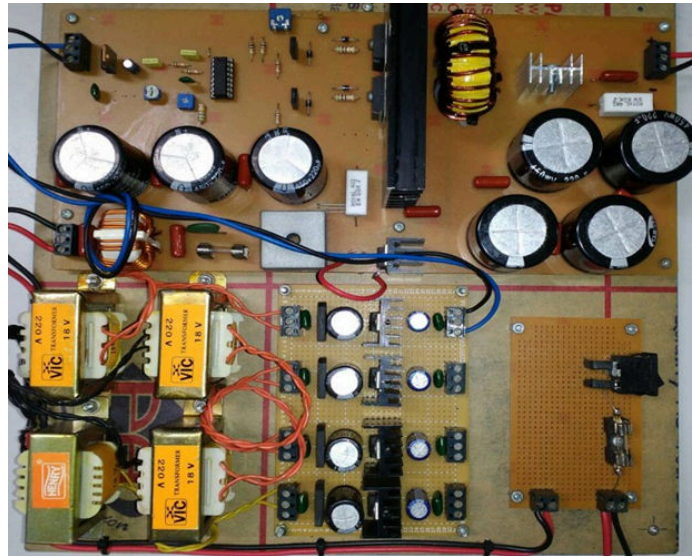
รูปที่ 5 (ข) แสดงวงจรถวลคุมที่ใช้คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ วงจรได้รับสัญญาณ PWM แล้วส่งต่อไปยังมอสเฟตเพื่อให้มอสเฟตสามารถทำงานตามสัญญาณ PWM ได้ถูกต้อง



รูปที่ 5 (ก) วงจรถวลคุมวงจรถวลบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ และ (ข) วงจรถวลคุม

3. การทดลองและผลการทดลอง

คณะผู้วิจัยได้ทำการทดลองวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ด้วยการป้อนแรงดันอินพุตด้วยการปรับแรงดันอินพุตตั้งแต่ 215 V ถึง 353.5 V โดยวิธีการปรับจำนวนรอบของหม้อแปลงปรับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจากแรงดัน 150 V_{rms} ถึง 250 V_{rms} และทำการปรับโหลดตั้งแต่ 100 W ถึง 300 W รูปที่ 6 แสดงวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ที่ถูกสร้างขึ้นเพื่อใช้เป็นวงจรภาคแรกของสเตปีไลเซอร์



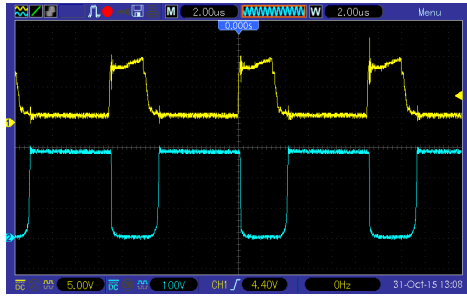
รูปที่ 6 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

รูปที่ 7 แสดงผลวัดสัญญาณ V_{GS} เป็นสัญญาณ PWM ที่ย้ายมาจากไอซี TL494 และ V_{DS} ของมอสเฟตวงจร บูสต์คอนเวอร์เตอร์ ขณะต่อโหลด 300 W และทำการปรับแรงดันอินพุตตั้งแต่ 150 V_{rms} ถึง 250 V_{rms} จากผลการทดลองพบว่าดิฟเฟอเรนเชียลมีค่าลดลงตั้งแต่ 35 % ถึง 0 % แรงดันที่ขาเดรนเท่ากับ 300 V ถึง 310 V

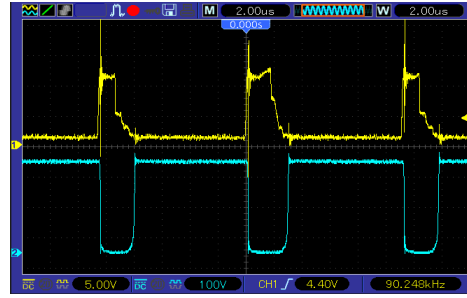
ตารางที่ 1, 2 และ 3 แสดงผลการทดลองวัดแรงดันอินพุต กระแสอินพุต แรงดันเอาต์พุต และกระแสเอาต์พุต ขณะที่วงจรต่อกับโหลดหลอดไฟขนาด 100 W, 200 W และ 300 W จากตารางผลการทดลองพบว่าเมื่อต่อโหลด 100 W แรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 289.7 V ถึง 332.8 V กระแสเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 0.51 A ถึง 0.52 A เมื่อต่อโหลด 200 W แรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 280.2 V ถึง 330.6 V กระแสเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 0.96 A ถึง 1.05 A และเมื่อต่อโหลด 300 W แรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 275.2 V ถึง 330 V กระแสเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 1.44 A ถึง 1.61 A นำผลการทดลองวัดแรงดัน และกระแสอินพุต และแรงดัน และกระแสเอาต์พุตมาคำนวณหาค่าประสิทธิภาพจากต่อไปนี้

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \times 100\% \quad (12)$$

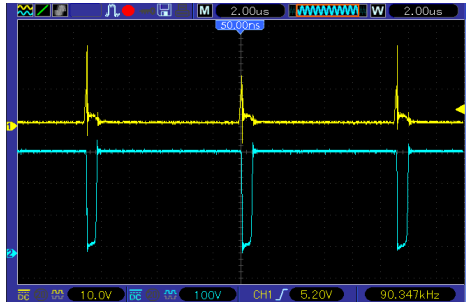
รูปที่ 8 แสดงค่าประสิทธิภาพของวงจร จากผลการทดลองพบว่าวงจรมีประสิทธิภาพมากกว่า 92 % รูปที่ 9 แสดงผลการทดลองวัดแรงดัน และกระแสของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ขณะต่อโหลดหลอดไฟ 200 W ด้วยการปรับค่าอินพุตตั้งแต่ 150 V_{rms} ถึง 250 V_{rms}



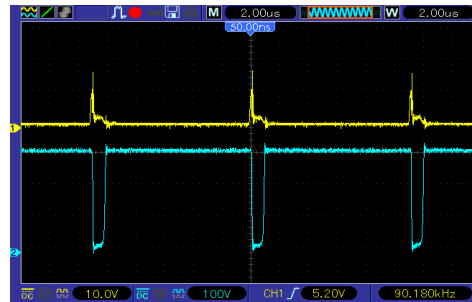
(ก) 150 V_{rms}



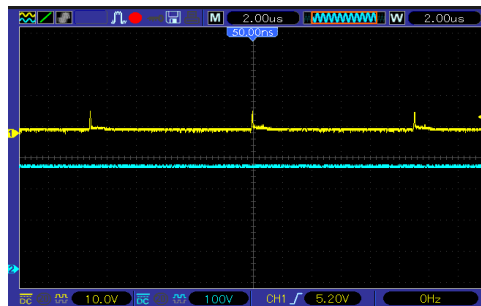
(ข) 180 V_{rms}



(ค) 220 V_{rms}



(ง) 230 V_{rms}



(จ) 250 V_{rms}

รูปที่ 7 ผลการวัดสัญญาณ V_{GS} และ V_{DS} ขณะต่อโหลด 300 W (ก) แรงดันอินพุต 150 V_{rms} (ข) แรงดันอินพุต 180 V_{rms} (ค) แรงดันอินพุต 220 V_{rms} (ง) แรงดันอินพุต 230 V_{rms} และ (จ) แรงดันอินพุต 250 V_{rms}

ตารางที่ 1 การทดลองวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ขณะต่อโหลด 100 W

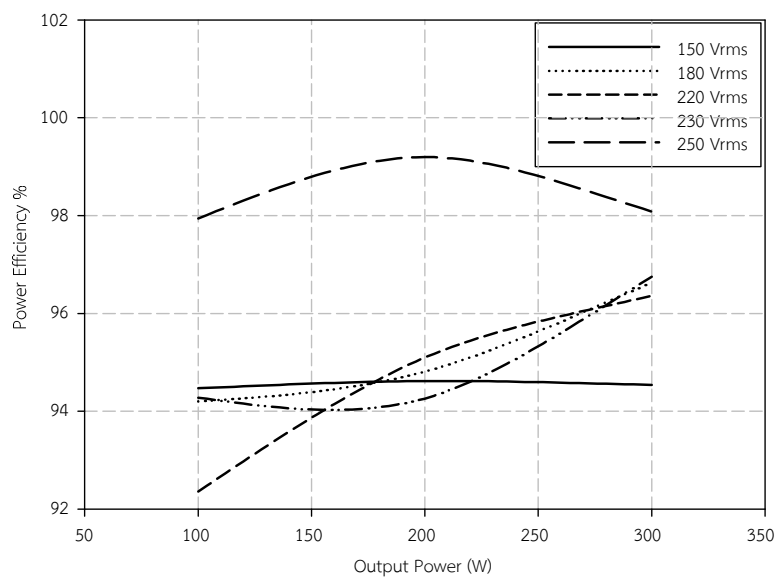
แรงดันอินพุต (V _{rms})	แรงดันวงจรเรียงกระแส (V _{DC})	กระแสอินพุต (A)	แรงดันเอาต์พุต (V)	กระแสเอาต์พุต (A)
150	195.5	0.8	289.7	0.51
180	239.7	0.72	312.6	0.52
220	295.3	0.62	325.2	0.52
230	310.1	0.58	326.1	0.52
250	333.4	0.53	332.8	0.52

ตารางที่ 2 การทดลองวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ขณะต่อโหลด 200 W

แรงดันอินพุต (V_{rms})	แรงดันวงจรเรียง กระแส (V_{DC})	กระแสอินพุต (A)	แรงดันเอาต์พุต (V)	กระแสเอาต์พุต (A)
150	190.8	1.49	280.2	0.96
180	235.6	1.36	303.8	1
220	294.6	1.19	323.7	1.03
230	308.7	1.15	324.9	1.03
250	330.1	1.06	330.6	1.05

ตารางที่ 3 การทดลองวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ขณะต่อโหลด 300 W

แรงดันอินพุต (V_{rms})	แรงดันวงจรเรียง กระแส (V_{DC})	กระแสอินพุต (A)	แรงดันเอาต์พุต (V)	กระแสเอาต์พุต (A)
150	186.3	2.25	275.2	1.44
180	232.2	2.01	296.7	1.52
220	291.3	1.8	319.8	1.58
230	305.5	1.73	321.6	1.59
250	328.6	1.65	330.3	1.61



รูปที่ 8 ค่าประสิทธิภาพของวงจร

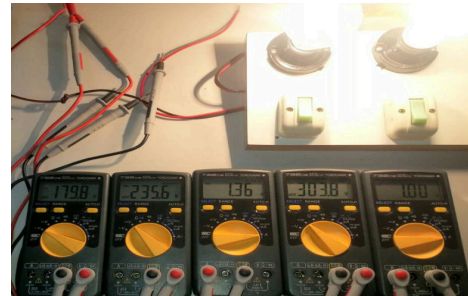
4. บทสรุป

งานวิจัยนี้ทำการออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ให้วงจรสามารถรับแรงดันอินพุตที่มีช่วงการเปลี่ยนแปลงกว้าง และรักษาระดับแรงดันอินพุตเท่ากับ 310 V วงจรถูกออกแบบสำหรับเป็นวงจรภาคที่หนึ่งของสแต็ปไลเซอร์ งานวิจัยนี้ได้ใช้ไอซี TL494 มาออกแบบเป็นวงจรควบคุมวงจรมงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ทำการทดลองปรับค่าแรงดันอินพุตตั้งแต่ 212 V ถึง 353.5 V

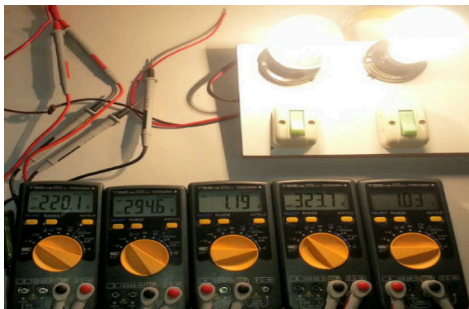
และทำการปรับโหลดตั้งแต่ 100 W ถึง 300 W จากผลการทดลองพบว่าแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 310 V และประสิทธิภาพของวงจรมีค่ามากกว่า 92 %



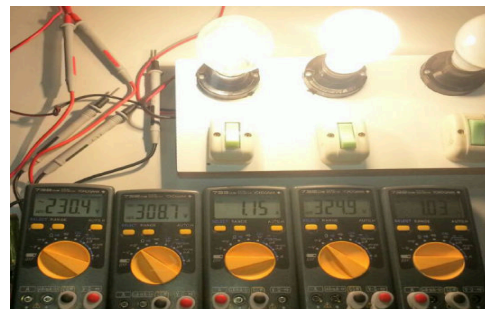
(ก) 150 V



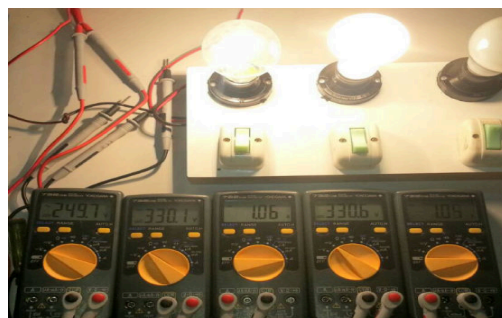
(ข) 180 V



(ค) 220 V



(ง) 230 V



(จ) 250 V

รูปที่ 9 การทดลองวัดแรงดัน และกระแสของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ขณะต่อโหลด 200 W

5. กิตติกรรมประกาศ

คณะผู้วิจัยขอขอบพระคุณมหาวิทยาลัยราชภัฏนครปฐมที่สนับสนุนทุนวิจัย โครงการวิจัยบูรณาการนักศึกษาและอาจารย์ เพื่อการพัฒนาท้องถิ่นและความเป็นเลิศทางวิชาการ งบประมาณประจำปี 2558

เอกสารอ้างอิง

วีระเชษฐ์ ชันเงิน และ วุฒิพล ธาราธิระเศรษฐ์ (2552) “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง”, กรุงเทพฯ : คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พิมพ์ครั้งที่ 9

สุวัฒน์ ดัน (2538) “เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย” พิมพ์ครั้งที่ 2 กรุงเทพมหานคร: เอนเทิลไทย.

A. Chini, and F. Soci, (2010), Boost-converter-based solar harvester for low power applications, Electronics Letters, 46 (4), 296 – 298.

- A. Nahavandi, M. T. Hagh, M. B. B. Sharifian, S. Danyali, (2015), A Nonisolated Multiinput Multioutput DC–DC Boost Converter for Electric Vehicle Applications, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30 (4), 1818 – 1835.
- A. Tyagi, C. Gopi, P. Baldi, and A. Islam, (2015), CNFET-Based 0.1- to 1.2-V DC/DC Boost Converter With Voltage Regulation for Energy Harvesting Applications, *IEEE Transactions on Nanotechnology*, 14 (4), 660 – 667.
- J. Kim and Ch. Kim, (2013) A DC–DC Boost Converter With Variation-Tolerant MPPT Technique and Efficient ZCS Circuit for Thermoelectric Energy Harvesting Applications, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28 (8), 3827 – 3833.
- L. Cheng, J. Ni, Y. Qian, M. Zhou, W.-H. Ki, B. Y. Liu, L. G. and Zh. Hong, (2015), On-Chip Compensated Wide Output Range Boost Converter with Fixed-Frequency Adaptive Off-Time Control for LED Driver Applications, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30 (4), 2096 – 2107.