

การพัฒนาดีซีออปติไมเซอร์ด้วยวงจรฟลายแบคสองสวิตช์โดยใช้หลักการแปลงผันกำลังบางส่วน

Development of a DC Optimizer Using a Two-Switch Flyback Converter with Partial Power Conversion

โชคชัย ชื่นวัฒนาประณีต¹ และ มณฑนา รังสิโยภาส^{2*}

Chokchai Chuenwattanapraniti¹ and Montana Rungsiyopas^{2*}

¹ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยบูรพา

² ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยบูรพา

¹ Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Burapha University

² Department of Mechanical Engineering, Faculty of Engineering, Burapha University

*Corresponding Author: Email: montana@eng.buu.ac.th

Received: 04-05-2026 Revised: 16-06-2026 Accepted: 16-06-2026

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการพัฒนาดีซีออปติไมเซอร์ (DC Optimizer) ที่ใช้ติดตั้งกับโมดูลเซลล์แสงอาทิตย์เพื่อแก้ปัญหาลดลงของกำลังไฟฟ้าอันเนื่องมาจากความไม่เท่าเทียมกันในสภาวะการทำงานของโมดูลที่ต่ออนุกรมกันในสตริง การประยุกต์ใช้โครงสร้างวงจรฟลายแบคชนิดสองสวิตช์ (Two-Switch Flyback) ร่วมกับเทคนิคการแปลงผันกำลังบางส่วน (Partial Power Conversion) ที่จัดการเฉพาะส่วนต่างของกำลังไฟฟ้าแทนที่จะเป็นกำลังไฟฟ้าที่ผลิตได้ทั้งหมด ส่งผลให้ได้ดีซีออปติไมเซอร์ที่มีประสิทธิภาพสูงและลดขนาดของวงจรภาคกำลังลงได้ แนวทางในการออกแบบที่เหมาะสมสำหรับวงจรภาคกำลัง แบบจำลองของระบบ และการออกแบบระบบควบคุมถูกนำเสนอต้นแบบออปติไมเซอร์ถูกทดสอบในสภาวะการทำงานที่ต่างกัน พบว่าที่อัตราส่วนแรงดันอินพุตต่อแรงดันเอาต์พุตระหว่าง 0.55 ถึง 0.75 กำลังไฟฟ้าที่ไหลผ่านวงจรฟลายแบคมีค่าเพียง 30-50 เปอร์เซ็นต์ของกำลังไฟฟ้าที่โมดูลเซลล์แสงอาทิตย์ผลิตได้ และส่วนที่เหลือถูกป้อนตรงไปยังด้านเอาต์พุต ส่งผลให้ประสิทธิภาพรวมของระบบสูงขึ้น 12-15 เปอร์เซ็นต์ เมื่อเทียบกับประสิทธิภาพของวงจร ฟลายแบคและยังคงความสามารถในติดตามจุดกำลังสูงสุดของโมดูลเซลล์แสงอาทิตย์ได้อย่างถูกต้อง

คำสำคัญ: ดีซีออปติไมเซอร์ วงจรฟลายแบคชนิดสองสวิตช์ การแปลงผันกำลังบางส่วน เซลล์แสงอาทิตย์

Abstract

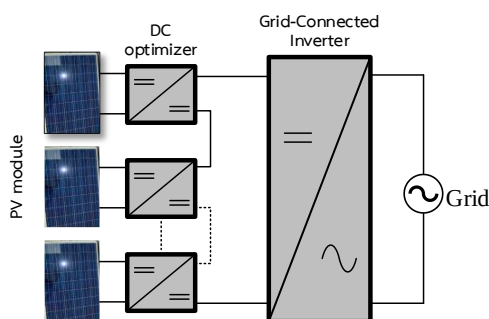
This article presents the development of a DC Optimizer designed for installation on solar cell modules to solve the problem of power reduction caused by module mismatch under series-connected string configurations. The approach applies to a two-switch flyback converter structure combined with the Partial Power Conversion technique, which processes only the power difference rather than the total generated power. As a result, the proposed optimizer achieves high efficiency while significantly reducing the size of the power circuit. The appropriate design guidelines for the power circuit, system modeling, and control system design are presented. The optimizer prototype was tested under various operating conditions. The results indicated that at an input-to-output voltage ratio ranging from 0.55 to 0.75, the power processed through the flyback circuit accounted for only 30-50% of the total power generated by the PV module, while the remainder was transferred directly to the output. Consequently, the overall system efficiency increased by 12-15% compared to the converter's efficiency, maintaining the ability to accurately track the maximum power point of the photovoltaic modules.

Keywords: DC Optimizer, Two-Switch Flyback Converter, Partial Power Conversion, Solar Cell.

1. บทนำ

ระบบผลิตไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์ชนิดเชื่อมต่อกับกริด (Grid-Connected PV System) โดยทั่วไปจะใช้โมดูลเซลล์แสงอาทิตย์หลายโมดูลเชื่อมต่อกันเป็นสตริง (Strings) เพื่อให้ได้ระดับแรงดันสูงเพียงพอสำหรับการทำงานของอินเวอร์เตอร์ อย่างไรก็ตาม ปัญหาที่มักเกิดขึ้นโดยเฉพาะในการติดตั้งบนหลังคาที่ปกคลุมด้วยเงา คือ สภาวะความไม่สอดคล้องกันของโมดูล (Module Mismatch Conditions) ซึ่งเกิดจากข้อจำกัดทางกายภาพของพื้นที่ติดตั้ง เช่น พื้นที่หลังคาที่มีจำกัด เงาจากต้นไม้ สิ่งปลูกสร้าง หรือสภาพแวดล้อมโดยรอบ และฝุ่นละออง ปัจจัยเหล่านี้ส่งผลให้ความเข้มรังสีดวงอาทิตย์ (Solar Irradiance) ที่แต่ละโมดูลได้รับมีค่าแตกต่างกัน ซึ่งลดทอนประสิทธิภาพการผลิตกำลังไฟฟ้าของทั้งสตริงลงอย่างมาก โดยเฉพาะเมื่อโมดูลบางส่วนถูกตัดออกจากระบบเนื่องจากการนำกระแสของไดโอดบายพาส (Bypass Diode) จนก่อให้เกิดจุดกำลังสูงสุดหลายจุด และอาจทำให้ระบบติดตามจุดกำลังสูงสุด (Maximum Power Point Tracking หรือ MPPT) ทำงานผิดพลาดได้ [1], [2]

การใช้อินเวอร์เตอร์ขนาดเล็ก (Micro Inverter) ติดตั้งไว้ที่ด้านหลังแต่ละโมดูลช่วยลดผลกระทบจากความไม่สมดุลระหว่างโมดูลได้ เนื่องจากการแปลงผันไฟฟ้าของแต่ละโมดูลทำงานเป็นอิสระจากกัน [3], [4] แต่มีข้อเสียคือ ต้นทุนระบบจะสูงกว่าการใช้อินเวอร์เตอร์แบบสตริงอยู่ประมาณ 15-20% ทำให้ระยะเวลาคืนทุนนานขึ้น [5] และวงจรอาจมีอายุการใช้งานสั้นลงภายใต้สภาวะการทำงานได้แก่แผงเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีความชื้นและอุณหภูมิสูง [6], [7] การใช้วงจรช่วยถ่ายโอนพลังงานระหว่างโมดูลที่เชื่อมต่อกันเพื่อปรับความสมดุลแรงดัน (Voltage Equalizer) [8], [9] สามารถช่วยแก้ปัญหาความแตกต่างกันของสภาวะการทำงานแต่ละโมดูลได้ แต่วงจรส่วนใหญ่มีความซับซ้อนในการเชื่อมต่อวงจรระหว่างโมดูลต่อโมดูล ทำให้ไม่สะดวกในการติดตั้ง และต้องมีการสื่อสารระหว่างโมดูลกับหน่วยประมวลผลกลาง



ภาพที่ 1 ระบบระบบผลิตไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์ชนิดเชื่อมต่อกับกริด (grid-connected PV system) ที่มีการติดตั้งออปติไมเซอร์

การใช้ดีซีออปติไมเซอร์ (DC Optimizer) [10]-[12] ดังภาพที่ 1 เป็นอีกทางเลือกที่ได้รับความนิยม โดยออปติไมเซอร์เป็นวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่ควบคุมการแปลงผันพลังงานและติดตามจุดที่ทำให้กำลังสูงสุดของแต่ละโมดูลเพื่อส่งต่อพลังงานไปยังอินเวอร์เตอร์ อย่างไรก็ตาม เทคโนโลยีการผลิตเซลล์แสงอาทิตย์ได้พัฒนาขึ้นทำให้แผงมีประสิทธิภาพสูงขึ้นอย่างมาก ส่งผลให้กำลังไฟฟ้าต่อโมดูลมีค่าสูงขึ้น ดังนั้นการใช้ออปติไมเซอร์แบบดั้งเดิมที่ใช้การแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบเต็มพิกัด (Full Power Conversion) [13] จะทำให้วงจรภาคกำลังมีขนาดใหญ่ (ราคาสูง) นอกจากนี้ยังส่งผลให้เกิดปัญหาด้านการจัดการความร้อน (Thermal Management) อันเนื่องมาจากค่าความสูญเสียภายในวงจรที่สูงขึ้น

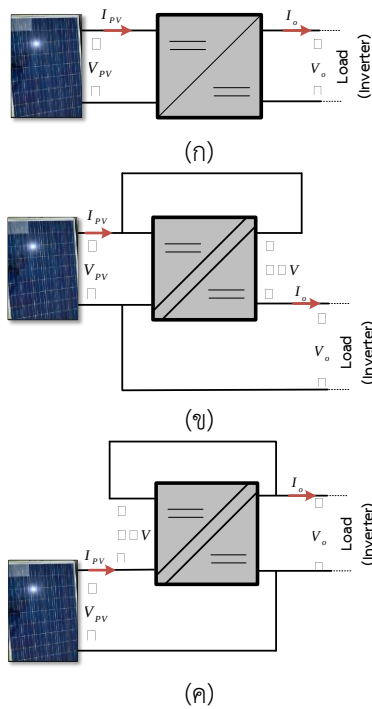
บทความนี้นำเสนอการพัฒนาดีซีออปติไมเซอร์โดยการประยุกต์ใช้วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบฟลายแบคสองสวิตช์ (Two-Switch Flyback Topology) ร่วมกับเทคนิคการแปลงผันกำลังบางส่วน (Partial Power Conversion) ซึ่งจะช่วยลดพิกัด (ขนาด) วงจรภาคกำลังลงได้ และยังช่วยยกระดับประสิทธิภาพของออปติไมเซอร์ให้สูงขึ้น

2. การแปลงผันกำลังบางส่วน

เทคนิคการแปลงผันกำลังไฟฟ้าบางส่วนเป็นรูปแบบการเชื่อมต่อพิเศษระหว่างด้านแหล่งจ่าย (อินพุต) กับโหลด (เอาต์พุต) ของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งแตกต่างจากการแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบเต็มรูปแบบทั่วไปที่แสดงในภาพที่ 1(ก) เทคนิคดังกล่าวถูกนำไปประยุกต์ใช้งานในหลากหลายด้าน อาทิ ระบบปรับสมดุลแรงดันแบตเตอรี่ (Battery Equalizers) ยานอวกาศ และเทคโนโลยีพลังงานหมุนเวียน เช่น ระบบเซลล์แสงอาทิตย์ (PV Systems) [14], [15] รูปแบบการต่อวงจรของระบบแปลงผันกำลังบางส่วน สามารถจำแนกออกได้เป็น 2 ลักษณะ [16] ดังภาพที่ 2 (ข) และ (ค) ได้แก่

(1) โครงสร้างแบบอินพุตขนาน-เอาต์พุตอนุกรม (Input-Parallel-Output-Series: IPOS) แหล่งจ่าย (โมดูลเซลล์แสงอาทิตย์) ต่อขนานกับด้านหนึ่งของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรง ส่วนโหลด (อินเวอร์เตอร์) ต่ออนุกรมกับอีกด้านหนึ่งของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรง

(2) โครงสร้างแบบอินพุตอนุกรม-เอาต์พุตขนาน (Input-Series-Output-Parallel: ISOP) แหล่งจ่ายต่ออนุกรมกับด้านหนึ่งของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรง ส่วนโหลดต่อขนานกับอีกด้านหนึ่งของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรง



ภาพที่ 2 (ก) การแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบเต็มพิกัด (ข) การแปลงผันกำลังบางส่วน IPOS และ (ค) การแปลงผันกำลังบางส่วน ISOP

โครงสร้างระบบการแปลงผันกำลังบางส่วน ที่แสดงในภาพที่ 2 (ข) และ (ค) หากเป็นกรณีการยกแรงดัน (Step-up) เครื่องหมายของ DV จะเป็นลบและบวก ตามลำดับ แรงดันเอาต์พุต (V_o) แรงดันโมดูลเซลล์แสงอาทิตย์ (V_{PV}) และแรงดันที่ขั้วของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรง (DV) จึงมีความสัมพันธ์ดังสมการที่ (1)

$$V_o = V_{PV} + DV \quad (1)$$

สำหรับกรณี IPOS เมื่อสมมติให้ไม่มีการสูญเสียในวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรง สัดส่วนกำลังไฟฟ้า (K_p) ที่ถูกแปลงผันผ่านวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรง (DP) ต่อกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต (P_o) สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2)

$$K_p = \frac{DP}{P_o} = 1 - G_v \quad (2)$$

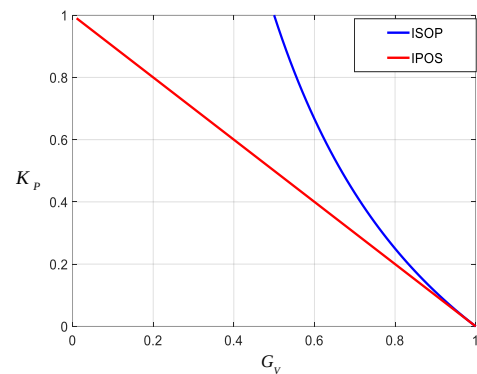
โดย G_v คือ อัตราส่วนระหว่างแรงดันโมดูลเซลล์แสงอาทิตย์กับแรงดันเอาต์พุต ซึ่งมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง สำหรับกรณีการยกแรงดัน

สำหรับกรณี ISOP สัดส่วนกำลังไฟฟ้าที่ถูกแปลงผันผ่านวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเท่ากับ

$$K_p = \frac{1}{G_v} - 1 \quad (3)$$

กราฟในภาพที่ 3 แสดงสัดส่วนกำลังไฟฟ้าที่ต้องแปลงผันผ่านวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งเห็นได้ว่า สัดส่วนกำลังไฟฟ้าที่ต้องแปลงผันผ่านวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงจะมีค่าลดลงเมื่อ G_v มีค่าเข้าใกล้หนึ่ง และเมื่อเปรียบเทียบระหว่าง โครงสร้าง IPOS กับ ISOP จะพบว่าโครงสร้างแบบ IPOS มีข้อได้เปรียบคือ ค่าสัดส่วนกำลังไฟฟ้าที่ต้องแปลงผันผ่านวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงต่ำกว่ากรณี ISOP เมื่อพิจารณาที่อัตราส่วน G_v เดียวกัน

นอกจากนี้สำหรับโครงสร้างแบบ ISOP เมื่อ G_v มีค่าต่ำกว่า 0.5 จะส่งผลให้ไม่เกิดการทำงานแบบแปลงผันกำลังบางส่วน ($K_p > 1$)



ภาพที่ 3 ความสัมพันธ์ระหว่าง K_p กับ G_v

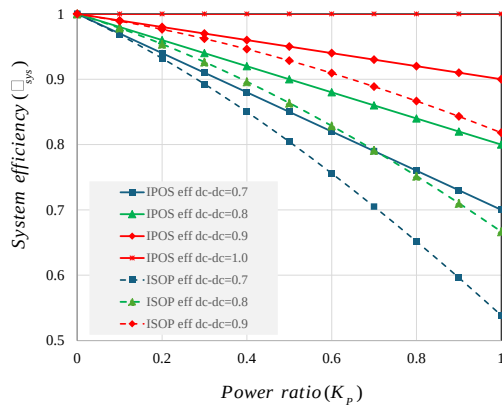
เมื่อกำหนดให้ประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้ในการแปลงผันกำลังบางส่วนมีค่าเท่ากับ $h_{dc/dc}$ ประสิทธิภาพรวมของระบบการแปลงผันกำลังบางส่วน (h_{sys}) สำหรับโครงสร้างแบบ IPOS มีค่าเท่ากับ

$$h_{sys} = \frac{P_o}{P_{PV}} = 1 - K_p (1 - h_{dc/dc}) \quad (4)$$

และสำหรับโครงสร้างแบบ ISOP มีค่าเท่ากับ

$$h_{sys} = \frac{1 - K_p^2 (1 - h_{dc/dc})}{1 + K_p (1 - h_{dc/dc})} \quad (5)$$

กราฟในภาพที่ 4 แสดงประสิทธิภาพของระบบแปลงผันกำลังบางส่วน เมื่อวงจรแปลงผันไฟตรงมีค่าประสิทธิภาพต่างๆ กัน ซึ่งเห็นได้ว่าการใช้เทคนิคแปลงผันกำลังบางส่วนที่มีโครงสร้างแบบ IPOS จะช่วยยกระดับประสิทธิภาพให้สูงขึ้นเมื่อเทียบกับการแปลงผันแบบเต็มกำลังได้ตลอดช่วงอัตราส่วน K_p แต่สำหรับโครงสร้างแบบ ISOP ประสิทธิภาพของระบบจะถูกปรับปรุงให้ดีขึ้นสำหรับ K_p ค่าต่ำๆ เท่านั้น ดังนั้นเมื่อพิจารณาด้านประสิทธิภาพและช่วงของการทำงานที่สามารถทำงานแบบแปลงผันกำลังบางส่วนได้ สามารถสรุปได้ว่าโครงสร้างแบบ IPOS มีความเหมาะสมมากกว่าสำหรับระบบการแปลงผันที่ต้องการยกระดับแรงดัน



ภาพที่ 4 ประสิทธิภาพของระบบแปลงผันกำลังบางส่วนแบบ
ยกระดับแรงดันที่มีโครงสร้างแบบ IPOS และ ISOP

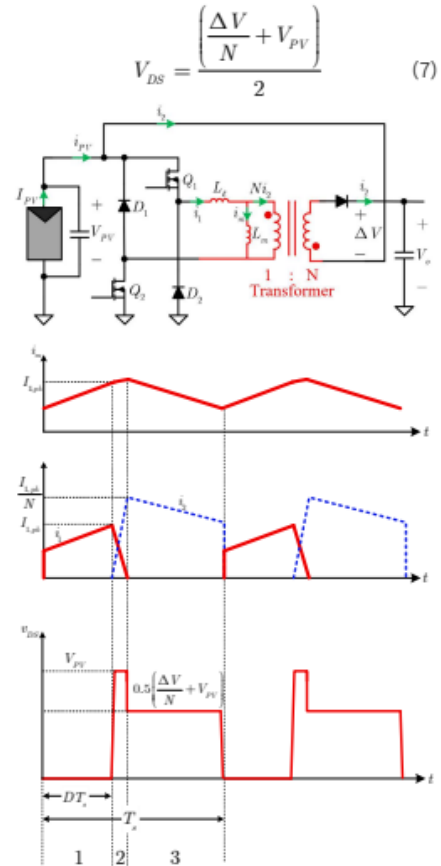
3. หลักการทำงาน และการวิเคราะห์วงจร ฟลายแบค สองสวิตช์ในระบบแปลงผันกำลังบางส่วน

โครงสร้างของระบบแปลงผันกำลังบางส่วนแบบ IPOS ตามภาพที่ 2 (ข) จำเป็นต้องมีการใช้วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการแยกโดดทางไฟฟ้า (Isolation) ระหว่างสองด้านของวงจรเมื่อนั้นจะเกิดการลัดวงจรแหล่งจ่ายด้านอินพุต วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงชนิดฟลายแบค (Flyback Converter) เป็นวงจรที่มีจำนวนอุปกรณ์น้อย ส่งผลให้ต้นทุนในการผลิตต่ำเป็นที่นิยมอย่างมากสำหรับกำลังไฟฟ้าไม่เกิน 100 วัตต์ ซึ่งขัดจำกัดดังกล่าวเกิดจากปัญหาความเครียดแรงดัน (Voltage Stress) ตกคร่อมสวิตช์สารกึ่งตัวนำด้านปฐมภูมิที่อยู่ในระดับสูง และกำลังไฟฟ้าสูญเสียสูงในวงจรแคลมป์ที่ใช้สำหรับดูดซับพลังงานจากความเหนี่ยวนำรั่วไหลในหม้อแปลง ส่งผลให้ประสิทธิภาพของวงจรฟลายแบคลดลงเป็นอย่างมาก โดยเฉพาะเมื่อกำลังไฟฟ้าและความถี่การสวิตช์มีค่าสูงขึ้น การเลือกใช้วงจร ฟลายแบคแบบสองสวิตช์ (Two-Switch Flyback Topology) ที่แสดงในภาพที่ 5 เป็นแนวทางในการแก้ไขปัญหานั้นที่กล่าวมาข้างต้น โดยลำดับการทำงานวงจรอธิบายได้ดังนี้

ช่วงที่ 1: มอสเฟต Q_1 และ Q_2 ถูกสั่งให้นำกระแส (Turn ON) พร้อมกัน เกิดกระแสไหลจากแหล่งจ่ายผ่านขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงมีลักษณะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นทำให้เกิดการสะสมพลังงานในตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (Magnetizing Inductance, L_m)

ช่วงที่ 2: เมื่อมอสเฟตทั้งสองตัวถูกสั่งให้หยุดนำกระแส (Turn OFF) กระแสในตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กจะระบายไปทางด้านทุติยภูมิ และอีกส่วนหนึ่งไปประจุตัวเก็บประจุแผ่นเอาต์พุตในมอสเฟต (Output Capacitance, C_{oss}) แรงดันตกคร่อม Q_1 และ Q_2 จึงเพิ่มค่าขึ้นอย่างรวดเร็วจนกระทั่งถูกจำกัด (Clamp) ให้เท่ากับแรงดันอินพุต (V_{PV}) เมื่อเกิดการนำกระแสของไดโอด D_1 และ D_2 ในช่วงนี้พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลจะคืนกลับไปยังแหล่งจ่ายด้านอินพุตโดยผ่านไดโอดทั้งสอง

ช่วงที่ 3: เมื่อพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลคายกลับคืนแหล่งจ่ายด้านอินพุตจนหมด ไดโอด D_1 และ D_2 จึงหยุดนำกระแส แรงดันตกคร่อม Q_1 และ Q_2 จะเท่ากับ

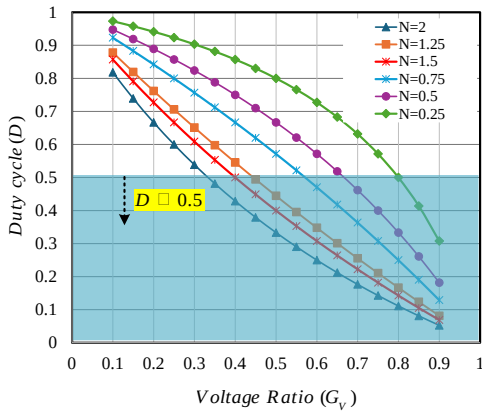


ภาพที่ 5 วงจรแปลงผันฟลายแบคสองสวิตช์ใน
ระบบการแปลงผันกำลังบางส่วน

ในช่วงนี้พลังงานที่สะสมไว้ในตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก ในช่วงที่ 1 จะถูกถ่ายโอนไปยังด้านเอาต์พุตของวงจร ในการออกแบบเพื่อไม่ให้ไดโอดทั้งสองนำกระแส จะต้องให้แรงดันที่สะท้อนจากฝั่งทุติยภูมิมายังด้านปฐมภูมิมีค่าไม่เกินแรงดันอินพุต ดังนั้นวัฏจักรงานของการสวิตช์ (Duty Cycle, D) สำหรับวงจรฟลายแบคชนิดสองสวิตช์ต้องไม่เกิน 0.5

เมื่อกำหนดอัตราส่วนแรงดันโมดูลเซลล์แสงอาทิตย์ต่อแรงดันเอาต์พุต (G_v) สัดส่วนรอบของหม้อแปลงฟลายแบค (N) จะต้องถูกเลือกให้เหมาะสม เพื่อไม่ให้ช่วงการทำงานเกินข้อจำกัดของวัฏจักรงาน ตามเงื่อนไขในสมการที่ (8)

$$D = \frac{1 - G_v}{G_v(N - 1) + 1} < 0.5 \quad (8)$$



ภาพที่ 6 บริเวณการทำงานที่ทำให้ $D < 0.5$

ภาพที่ 6 แสดงบริเวณทำงานที่เป็นไปตามเงื่อนไขในสมการที่ (8) โดยพบว่าเมื่อ N มีค่าสูง ระบบแปลงผันจะสามารถรองรับแรงดันอินพุตได้ในช่วงกว้าง (เมื่อพิจารณาที่แรงดันเอาต์พุตคงที่) อย่างไรก็ตามการเลือกค่า N ที่เหมาะสมจะต้องพิจารณาจากกำลังสูญเสียในขดลวดหม้อแปลง (P_{cu}) ด้วย

$$P_{cu} = P_{cu1} + P_{cu2} = I_{1,rms}^2 R_1 + I_{2,rms}^2 R_2 \quad (9)$$

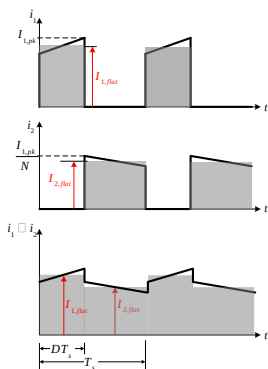
โดย P_{cu1} และ P_{cu2} คือ การสูญเสียที่ขดลวดด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิตามลำดับ

R_1 และ R_2 คือ ความต้านทานของขดลวดด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิตามลำดับ

$I_{1,rms}$ และ $I_{2,rms}$ คือ กระแสที่ไหลในขดลวดด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิตามลำดับ

ในกรณีที่การกระเพื่อมของกระแสทำแม่เหล็ก (Magnetizing Current) มีค่าต่ำ รูปคลื่นกระแสที่ไหลในขดลวดทั้งสองด้านของหม้อแปลงสามารถประมาณให้เป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ดังภาพที่ 7 โดยมีขนาดเป็น $I_{1,flat}$ และ $I_{2,flat}$ ตามลำดับ และสัมพันธ์กันตามสัดส่วนรอบของหม้อแปลง

$$I_{2,flat} = \frac{I_{1,flat}}{N} \quad (10)$$



ภาพที่ 7 กระแสด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิในวงจรแปลงผันฟลายแบคสองสวิตช์ และการประมาณให้เป็นพัลส์สี่เหลี่ยม

การประมาณให้เป็นพัลส์สี่เหลี่ยมจะทำให้ค่าอาร์เอ็มเอสของกระแสทั้งสองด้านของหม้อแปลง คำนวณได้ดังสมการที่ (11) และ (12) ตามลำดับ

$$I_{1,rms} = \sqrt{D} I_{1,flat} \quad (11)$$

$$I_{2,rms} = \sqrt{\frac{D}{D'}} \frac{I_{1,rms}}{N} \quad (12)$$

จากสมการที่ (11) และ (12) เมื่อกำหนดให้ค่าความหนาแน่นกระแส (Current Density, J) ในขดลวดทั้งสองด้านมีค่าเท่ากัน ความต้านทานของขดลวดด้านปฐมภูมิกับทุติยภูมิจะสัมพันธ์กันดังนี้

$$R_2 = N^2 \sqrt{\frac{D}{D'}} R_1 \quad (13)$$

เมื่อแทนสมการที่ (11) (12) และ (13) ลงในสมการที่ (9) จะได้สมการกำลังสูญเสียรวมในขดลวดหม้อแปลง ดังสมการที่ (14)

$$P_{cu} = \left(1 + \sqrt{\frac{D'}{D}}\right) P_{cu1} \quad (14)$$

และ P_{cu1} คำนวณได้จากสมการที่ (15)

$$P_{cu1} = \sqrt{D} I_{1,flat} J r l_1 \quad (15)$$

โดย r คือ ความต้านทานจำเพาะวัสดุที่นำมาพันขดลวด (Resistivity) และ l_1 คือ ความยาวของขดลวดปฐมภูมิ

โครงสร้างการแปลงผันกำลังบางส่วนตามภาพที่ 5 กระแสที่ออกจากโมดูลเซลล์แสงอาทิตย์ (I_{PV}) จะเป็นค่าเฉลี่ยของผลรวมของกระแส i_1 กับ i_2 ดังสมการที่ (16)

$$I_{PV} = D I_{1,flat} + D' I_{2,flat} \quad (16)$$

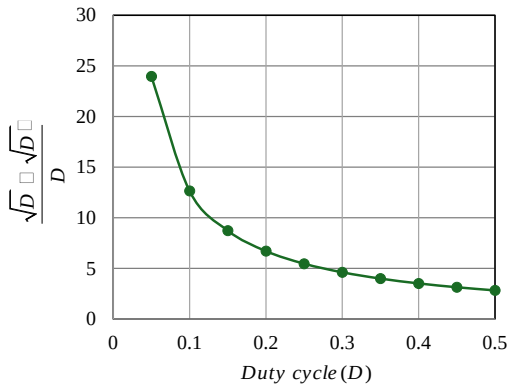
โดยอาศัยสมการที่ (8) (11) และ (12) จะสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่าง I_{PV} กับ $I_{1,flat}$ ได้

$$I_{1,flat} = \left(\frac{1-G_v}{D}\right) I_{PV} \quad (17)$$

และสามารถเขียนสมการกำลังสูญเสียรวมในขดลวดหม้อแปลงใหม่ได้ ดังสมการที่ (18)

$$P_{cu} = I_{PV} J \rho l_1 (1-G_v) \left(\frac{\sqrt{D} + \sqrt{D'}}{D}\right) \quad (18)$$

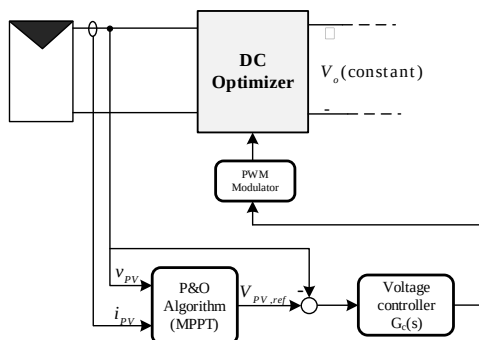
เมื่อพิจารณาตามสมการที่ (18) ที่สภาวะการทำงาน I_{PV} และ G_V คงที่ค่าหนึ่ง การสูญเสียในขดลวดของหม้อแปลงจะขึ้นอยู่กับเทอม $\frac{\sqrt{D} + \sqrt{D}\phi}{D}$ ซึ่งเป็นฟังก์ชันของวัฏจักรงาน โดยภาพที่ 8 แสดงให้เห็นว่า เมื่อวัฏจักรงานมีค่าสูงขึ้น ฟังก์ชันดังกล่าวจะมีค่าลดลง ดังนั้นในการออกแบบเมื่อกำหนดค่า G_V แล้วจะต้องเลือกค่า N ที่ทำให้จุดทำงานอยู่บริเวณวัฏจักรงานใกล้เคียงกับ 0.5 ซึ่งจะมีผลให้การสูญเสียในขดลวดมีค่าต่ำ



ภาพที่ 8 กราฟของฟังก์ชัน $\frac{\sqrt{D} + \sqrt{D}\phi}{D}$

4. การติดตามจุดกำลังสูงสุด (Maximum Power Point Tracking: MPPT)

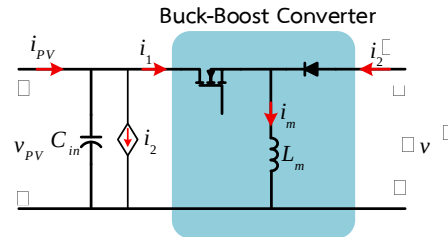
การติดตามจุดกำลังสูงสุดที่แสดงในภาพที่ 9 เป็นวิธีการรบกวนและสังเกต (Perturb and Observe, P&O) บนพื้นฐานของการเปลี่ยนแปลงแรงดัน (voltage based MPPT) [15] โดยมีหลักการสำคัญคือ การรบกวนแรงดันไฟฟ้าที่โมดูลเซลล์แสงอาทิตย์และประเมินผลการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้า ในกรณีที่การเปลี่ยนแปลงดังกล่าวส่งผลให้กำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้น อัลกอริทึมจะดำเนินการปรับเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง ($V_{PV,ref}$) ในทิศทางเดิมอย่างต่อเนื่อง เพื่อขับเคลื่อนจุดทำงานของระบบให้เข้าสู่จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด (Maximum Power Point, MPP)



ภาพที่ 9 การติดตามจุดกำลังสูงสุดของแผงเซลล์แสงอาทิตย์บนพื้นฐานของการเปลี่ยนแปลงแรงดัน

การออกแบบตัวควบคุมแรงดัน ($G_c(s)$) จะต้องทราบฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างวัฏจักรงานกับแรงดันไฟฟ้าที่โมดูลเซลล์แสงอาทิตย์ โดยสำหรับวงจรฟลายแบคที่อยู่ในระบบแปลงผันกำลังบางส่วนตามโครงสร้างในภาพที่ 6 เมื่อทำการถ่ายโอนปริมาณด้านทฤษฎีภูมิมายังด้านปฐภูมิสามารถเขียนเป็นวงจรเทียบเคียงวงจรทอน-ทบระดับได้ดังภาพที่ 10 โดย $i\phi = Ni_2$

$$\text{และ } (Dv)\phi = \frac{(Dv)}{N}$$



ภาพที่ 10 ระบบแปลงผันกำลังบางส่วนเทียบเคียงเป็นวงจรทอน-ทบระดับ

ดังนั้นในส่วนที่เป็นวงจรเทียบเคียงวงจรทอน-ทบระดับจะสามารถแทนด้วยแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก (Small-Signal Equivalent Circuit) ของวงจรทอน-ทบระดับได้ [17] สำหรับด้านอินพุตของวงจรจะวิเคราะห์หาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก โดยพิจารณาจากความสัมพันธ์ของปริมาณด้านเข้าดังสมการที่ (18)

$$\%p_{PV} = C_{in} \frac{d\theta_{pV}}{dt} + \%i_1 + \%i_2 \quad (19)$$

โดย $x(t)$ แทนองค์ประกอบขนาดเล็กของ $\langle x(t) \rangle$

โครงสร้างระบบการแปลงผันกำลังบางส่วน ตามภาพที่ 5 แรงดัน v_o มีค่าคงตัวจากการควบคุมของฝั่งอินเวอร์เตอร์ ดังนั้น

$$Dv\phi = -\frac{\theta_{pV}}{N} \quad (20)$$

ด้านเอาต์พุตของแบบจำลองจึงแทนด้วยแหล่งจ่ายแรงดันที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน ดังแสดงในภาพที่ 11

จากภาพที่ 11 กระแส i_1 , $i\phi$ และ i_m สัมพันธ์กันดังนี้

$$i_1 + i\phi = i_m \quad (21)$$

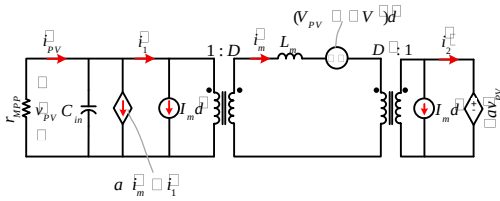
ดังนั้นกระแส i_2 สามารถเขียนในรูปแบบใหม่ได้ดังนี้

$$\%i_2 = \frac{(\%i_m - \%i_1)}{N} \quad (22)$$

แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของโมดูลแสงอาทิตย์ที่สภาวะอุณหภูมิเซลล์แสงอาทิตย์ (T_{cell}) และความเข้มรังสีดวง

อาทิตย์ที่โมดูลได้รับ (G) คงที่ ขณะทำงานรอบๆ จุดกำลังสูงสุด แทนได้ด้วยความต้านทานสมมูล r_{MPP} [15]

$$r_{MPP} = \frac{V_{mpp}}{I_{mpp}} \quad (23)$$



ภาพที่ 11 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ

ภาพที่ 11 แสดงแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ โดย x แทนปริมาณ ณ จุดทำงานนิ่งสงบ (Quiescent Point) ของ $\langle x(t) \rangle$

โดยการวิเคราะห์แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กในภาพที่ 11 จะทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างการเปลี่ยนแปลงแรงดันโมดูลเซลล์แสงอาทิตย์ต่อการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรงาน ดังสมการที่ (24)

$$G_p(s) = \frac{\tilde{v}_{pv}}{\tilde{d}} = G_{dc} \left(\frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{\left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2 + \frac{s}{Q\omega_0} + 1} \right) \quad (24)$$

โดย

$$G_{dc} = -\frac{(V_{pv} + \Delta V')}{K} \\ \omega_z = \frac{K}{\left(\frac{N-1}{N} \right) \frac{V_{pv} + \Delta V'}{L_m I_m}} \\ \omega_0 = \frac{K}{\sqrt{L_m C_m}} \\ Q = Kr_{pv} \sqrt{\frac{C_m}{L_m}} \\ \text{และ } K = D + \frac{D'}{N}$$

5. การออกแบบและผลการทดสอบ

ต้นแบบดีซีอินเวอร์เตอร์ (DC Optimizer) บนโครงสร้างพื้นฐานวงจรฟลายแบคสองสวิตช์ถูกออกแบบให้ทำงานกับโมดูลเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีค่าพารามิเตอร์แสดงในตารางที่ 1 และกำหนดให้แรงดันด้านเอาต์พุตคงที่เท่ากับ 60 V

ตารางที่ 1 ค่าพิกัดของโมดูลเซลล์แสงอาทิตย์

พิกัดโมดูลเซลล์แสงอาทิตย์ (จำลองโดยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่โปรแกรมได้)	
กำลังสูงสุด (P_{mpp})	200 W
แรงดันไฟฟ้า ณ จุดกำลังสูงสุด (V_{mpp})	36.9 V
กระแสไฟฟ้า ณ จุดกำลังสูงสุด (I_{mpp})	5.42 A

แรงดันไฟฟ้าเปิดวงจร (V_{oc})	44.9 V
กระแสไฟฟ้าลัดวงจร (I_{sc})	5.85 A

จากพิกัดของโมดูลเซลล์แสงอาทิตย์ในตารางที่ 1 และแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ กำหนดอัตราการแปลงแรงดันให้อยู่ระหว่าง 0.5 ถึง 0.75 ดังนั้นเมื่อพิจารณาจากกราฟในภาพที่ 6 อัตราส่วนรอบของหม้อแปลงฟลายแบคที่เหมาะสมจึงมีค่าเท่ากับ 1.25 เพื่อจะทำให้วัฏจักรงานของการสวิตช์อยู่ระหว่าง 0.21 ถึง 0.444 (ซึ่งเป็นช่วงที่ใกล้เคียง 0.5 ตามที่ได้อธิบายในหัวข้อที่ 3)

เมื่อกำหนดอัตราการแปลงแรงดันและสัดส่วนรอบของหม้อแปลงได้แล้ว เมื่อพิจารณา ณ จุดกำลังสูงสุดของโมดูล (200 วัตต์) จะสามารถคำนวณหาพลังงานไฟฟ้าที่ต้องแปลงผ่านวงจรฟลายแบคได้ประมาณ 77 วัตต์ จากนั้นทำการออกแบบหม้อแปลงฟลายแบคด้วยวิธีผลคูณพื้นที่ (Area Product Method) [17] จะได้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ ของวงจรฟลายแบคแสดงไว้ในตารางที่ 2

ตารางที่ 2 พารามิเตอร์ในวงจรฟลายแบคสองสวิตช์

อัตราการแปลงแรงดัน (G_v)	0.5-0.75
สัดส่วนกำลังไฟฟ้า (K_p)	0.25-0.5
ความถี่สวิตช์	80 kHz
แกนเหล็กเฟอร์ไรท์ EI-40	$B_m=0.12T$
สัดส่วนรอบ ($1:N$)	1 : 1.25
ความเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (L_m)	83 μH
กระแสทำแม่เหล็กเฉลี่ย (I_m)	6.25 A
การกระเพื่อมกระแส (DI_m)	30%
ตัวเก็บประจุอินพุต (C_{in})	100 μF

5.1 การออกแบบวงจรควบคุมแรงดัน

เมื่อแทนพารามิเตอร์ที่สำคัญจากตารางที่ 1 และ 2 ลงไปในสมการที่ (24) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างการเปลี่ยนแปลงแรงดันแผงเซลล์แสงอาทิตย์ต่อการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรงาน (ณ บริเวณจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด) ซึ่งมีพารามิเตอร์ที่สำคัญตามรูปแบบมาตรฐานระบบอันดับสอง แสดงดังตารางที่ 3

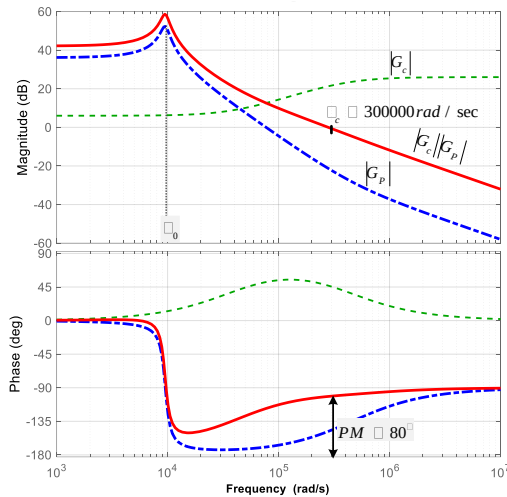
ตารางที่ 3 พารามิเตอร์ในฟังก์ชันถ่ายโอน $G_p(s)$

G_{dc}	w_z	w_0	Q	r_{MPP}
-63.9	463154	9521	6.48	6.8 Ω

จากแผนภาพโบเดของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_p(s)$ ในภาพที่ 12 จะเห็นได้ว่าระบบมีค่าการเฟส (Phase Margin) ที่ค่อนข้างต่ำ ซึ่งอาจทำให้เกิดความไม่เสถียรของระบบ จึงทำการใส่ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้า (Lead Compensator) เพื่อเพิ่มมุมเฟสในบริเวณใกล้กับความถี่ตัดผ่าน (Crossover Frequency) ทำให้การเฟสเพิ่มขึ้นเป็น 80 องศา จากนั้นก็เพิ่มอัตราขยายที่

ความถี่ต่ำเพื่อลดค่าความผิดพลาดในสภาวะคงตัว (Steady-State Error) โดยฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวชดเชยแสดงดังสมการที่ (25)

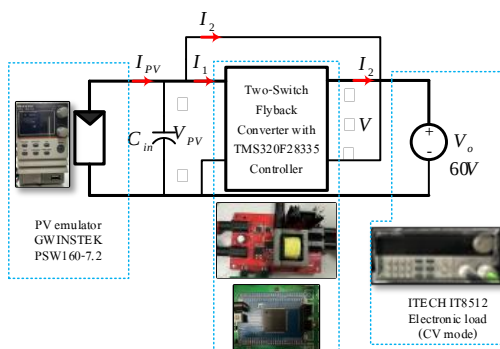
$$G_c(s) = 2 \frac{\left(1 + \frac{s}{40000}\right)}{\left(1 + \frac{s}{400000}\right)} \quad (25)$$



ภาพที่ 12 แผนภาพโบเดของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_p(s)$ $G_c(s)$ และ $G_c(s)G_p(s)$

5.2 การทดสอบระบบติดตามจุดให้กำลังสูงสุด

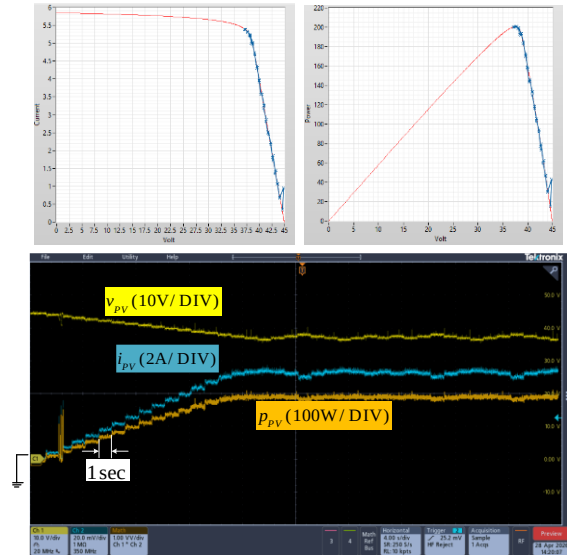
ภาพที่ 13 แสดงระบบที่ใช้ทดสอบการติดตามจุดให้กำลังสูงสุดของต้นแบบดีซีออปติไมเซอร์ที่นำเสนอ โดยอุปกรณ์ที่สำคัญได้แก่ แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบโปรแกรมได้ GWINSTEK รุ่น PSW160-7.2 นำมาใช้จำลองพฤติกรรมการทำงานของไฟฟ้าของโมดูลเซลล์แสงอาทิตย์ และโหลดอิเล็กทรอนิกส์ ITECH รุ่น IT8512 ที่ตั้งค่าให้ทำงานในโหมดแรงดันคงที่ (Constant Voltage Mode) เพื่อใช้จำลองเป็นแรงดันเอาต์พุตซึ่งเป็นค่าคงที่ (ถูกควบคุมแรงดันโดยอินเวอร์เตอร์) สำหรับการควบคุมระบบใช้ตัวประมวลสัญญาณดิจิทัล (DSP) TMS320F28335



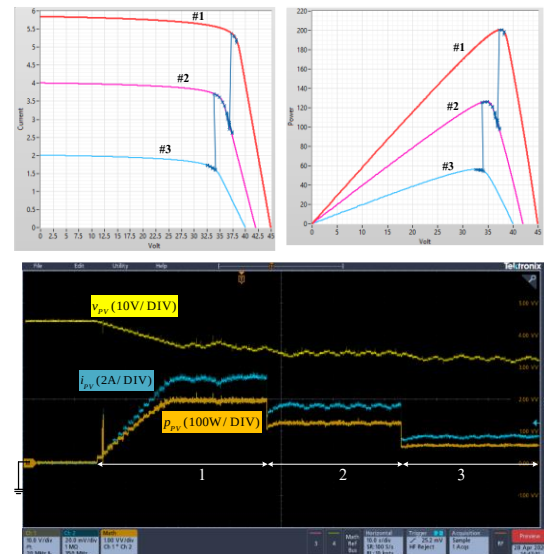
ภาพที่ 13 ระบบที่ใช้ทดสอบดีซีออปติไมเซอร์

ผลการทดสอบภายใต้สภาวะการทำงานคงที่ (ตามตารางที่ 1) แสดงดังภาพที่ 14 ซึ่งจะเห็นได้ว่าการเคลื่อนที่ของจุด

ทำงานเริ่มต้นที่ค่าแรงดัน ไฟฟ้าเปิดวงจร จากนั้นอัลกอริทึมที่ใช้ติดตามจุดกำลังสูงสุดจะทำการปรับและสังเกตทุกๆ 1 วินาที และสั่งให้วงจรควบคุมแรงดัน ทำการลดแรงดันของโมดูลลง มีผลให้กระแสจากโมดูลค่อยๆ เพิ่มค่าขึ้น กำลังที่จ่ายออกจากโมดูลจะค่อยๆ เพิ่มขึ้นและคงตัว ณ จุดที่เกิดกำลังสูงสุด โดยใช้เวลารวมในการเคลื่อนที่ทั้งหมด 15 วินาทีโดยประมาณ



ภาพที่ 14 การเคลื่อนที่ของจุดทำงาน ภายใต้สภาวะการทำงานตามตารางที่ 1

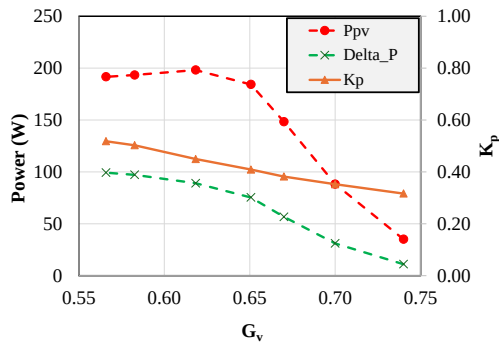


ภาพที่ 15 การเคลื่อนที่ของจุดทำงานเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสภาวะการทำงานอย่างฉับพลัน

เพื่อที่จะประเมินการทำงานของอัลกอริทึมติดตามจุดกำลังสูงสุดภายใต้การเปลี่ยนแปลงสภาวะการทำงานของโมดูลอย่างฉับพลัน ได้ทำการกำหนดเส้นกราฟคุณลักษณะแรงดัน-กระแส ของโมดูลเซลล์แสงอาทิตย์จำนวน 3 รูปแบบที่แตกต่างกันดังภาพที่ 15 (เปรียบเสมือนการเปลี่ยนแปลงความเข้มรังสีดวงอาทิตย์ที่ตกกระทบแผง) โดยในขณะที่ออปติไมเซอร์กำลังทำงานอยู่ที่จุดกำลังสูงสุดของคุณลักษณะทางไฟฟ้าหมายเลข 1

ได้ทำการสั่งให้เปลี่ยนคุณลักษณะทางไฟฟ้ามายังเส้นกราฟหมายเลข 2 ซึ่งสามารถสังเกตเห็นการลดลงของกระแสไฟฟ้า และกำลังไฟฟ้าที่จ่ายออกจากโมดูลอย่างฉับพลันในช่วงแรกที่มีการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้น จากนั้นอัลกอริทึมติดตามจุดกำลังสูงสุดจะทำการค้นหาจุดกำลังสูงสุดใหม่ โดยส่งลดแรงดันที่โมดูลลงทำให้จุดทำงานเคลื่อนที่ไปยังจุดกำลังสูงสุดใหม่ และเมื่อเปลี่ยนจากเส้นกราฟที่ 2 มาเป็น 3 ก็ให้ผลลัพธ์ถูกต้องเช่นกัน โดยกระบวนการทั้งหมดใช้เวลาประมาณ 2-3 วินาที ขึ้นอยู่กับระยะห่างจากจุดกำลังสูงสุดใหม่

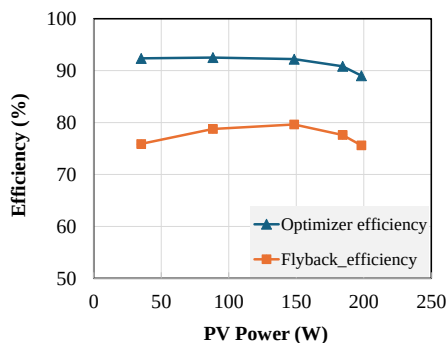
5.3 การทดสอบสัดส่วนการแปลงผันกำลังและประสิทธิภาพของออปติไมเซอร์



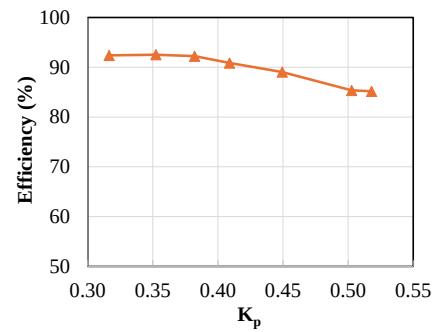
ภาพที่ 16 สัดส่วนกำลังไฟฟ้าที่ผ่านวงจรฟลายแบค

ผลการทดสอบในภาพที่ 16 แสดงให้เห็นว่ากำลังไฟฟ้าที่แปลงผันผ่านวงจรฟลายแบคมีค่าตั้งแต่ 30-50 เปอร์เซ็นต์ของกำลังไฟฟ้าที่จ่ายออกจากโมดูล โดยเมื่อ G_v มีค่าสูงขึ้น สัดส่วนกำลังไฟฟ้าที่ต้องแปลงผ่านวงจรฟลายแบคก็จะยิ่งน้อยลง ซึ่งหมายถึงปริมาณการไหลของกำลังไฟฟ้าโดยตรงจะเพิ่มขึ้น โดยผลการทดลองมีความสอดคล้องกับค่าทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอ

ประสิทธิภาพของวงจรฟลายแบคและออปติไมเซอร์ถูกตรวจวัดที่สภาวะอัตราการแปลงแรงดันต่างๆ กัน ภาพที่ 17 แสดงให้เห็นการเพิ่มขึ้นของประสิทธิภาพออปติไมเซอร์เมื่อใช้เทคนิคการแปลงผันกำลังบางส่วน โดยประสิทธิภาพออปติไมเซอร์มีค่าสูงขึ้นจากประสิทธิภาพวงจรฟลายแบคประมาณ 12-15 เปอร์เซ็นต์ และภาพที่ 18 แสดงให้เห็นการลดลงของประสิทธิภาพออปติไมเซอร์ เมื่อกำลังไฟฟ้าที่ต้องแปลงผันผ่านวงจรฟลายแบคมีค่าสูงขึ้น



ภาพที่ 17 ประสิทธิภาพของวงจรฟลายแบค และออปติไมเซอร์



ภาพที่ 18 ประสิทธิภาพของออปติไมเซอร์ที่ K_p ต่างๆ กัน

6. สรุปผล

ผลการทดสอบต้นแบบและออปติไมเซอร์บนพื้นฐานวงจรฟลายแบคแบบสวิตช์คู่ทำงานแบบแปลงผันกำลังบางส่วน ยืนยันถึงความสามารถในการติดตามจุดกำลังสูงสุดได้อย่างมีประสิทธิภาพ ควบคู่ไปกับการเพิ่มประสิทธิภาพระบบแปลงผันกำลังให้สูงขึ้นได้ 12-15 เปอร์เซ็นต์ ข้อดีของระบบที่พัฒนาขึ้นนี้ ถือเป็นแนวทางสำคัญในการรองรับความต้องการของโมดูลเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีกำลังสูงขึ้นในอนาคต โดยไม่ต้องใช้วงจรแปลงผันกำลังที่มีขนาดใหญ่ และช่วยให้การเลือกตำแหน่งการติดตั้งแต่ละโมดูลที่ต่อเนื่องกันมีผลต่อประสิทธิภาพมากขึ้น

6. เอกสารอ้างอิง

- [1] Makhloufi S, Mekhilef S. Logarithmic PSO-based global/local maximum power point tracker for partially shaded photovoltaic systems. IEEE J Emerg Sel Top Power Electron. 2022;10(1):375-86.
- [2] Yang F, Wu H, Li X, Gao Z, Alkanderi M. Optimized maximum power point tracking for PV system under partial shading conditions. In: 2023 IEEE 2nd International Power Electronics and Application Symposium (PEAS); 2023. p. 697-703.
- [3] Boyar A, Kabalci E. Two-stage flyback microinverter for solar power conversion. In: 2020 2nd Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM); 2020 Oct 20-23; Izmir, Turkey. IEEE; 2020. p. 6-11.
- [4] Kabalci E, Boyar A. An Interleaved Flyback Micro Inverter with H5 Topology for Photovoltaic Applications. In: 2020 2nd Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM); 2020 Oct 20-23; Izmir, Turkey. IEEE; 2020. p. 12-7.

- [5] Godoi RR, Felipe TA, Melo FC, Freitas LCG. Comparison of string inverter and microinverters: a case study concerning energy yield and accuracy of MPPT algorithms. In: 2023 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC); 2023 Mar 19-23; Orlando, FL, USA. IEEE; 2023. p. 3075-82.
- [6] Yang S, Bryant A, Mawby P, Xiang D, Ran L, Tavner P. An industry-based survey of reliability in power electronic converters. In: 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition; 2009 Sep 20-24; San Jose, CA, USA. IEEE; 2009. p. 3151-7.
- [7] Petrone G, Spagnuolo G, Teodorescu R, Veerachary M, Vitelli M. Reliability issues in photovoltaic power processing systems. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2008; 55(7):2569-80.
- [8] Nakane T, Shinohara T, Uno M. Single-switch voltage equalizer based on forward-flyback resonant voltage multiplier for partially-shaded series-connected photovoltaic modules. In: TENCON 2017 - 2017 IEEE Region 10 Conference; 2017 Nov 5-8; Penang, Malaysia. IEEE; 2017. p. 1115-20.
- [9] Shams I, Mekhilef S, Tey KS. Modular voltage equalizer topology with reduced number of switch count for enhancing the energy yield during partial shading conditions for PV system. In: 2021 IEEE 12th Energy Conversion Congress & Exposition- Asia (ECCE-Asia); 2021. p. 1063-7.
- [10] Sajadian S, Ahmadi R. Distributed maximum power point tracking using model predictive control for photovoltaic energy harvesting architectures based on cascaded power optimizers. IEEE J Photovolt. 2017;7(3):849-57.
- [11] Choi S, Hong J, Park S, Won J. Development and demonstration of an adaptive DC optimizer to solve mismatched output power in PV systems. In: 2024 3rd International Conference on Power Systems and Electrical Technology (PSET); 2024. p. 294-300.
- [12] Elkamouny K, Lakssir B, Hamedoun M, Benyoussef A, Mahmoudi H. Simulation, design and test of an efficient power optimizer using DC-DC interleaved isolated boost PV-micro inverter application. In: 2017 14th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD); 2017 Mar 28-31; Marrakech, Morocco. IEEE; 2017. p. 518-25.
- [13] Zhao J, Yeates K, Han Y. Analysis of high efficiency DC/DC converter processing partial input/output power. In: 2013 IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL); 2013 Jun 23-26; Salt Lake City, UT, USA. IEEE; 2013. p. 1-8.
- [14] Zapata J, Kouro S, Carrasco G, Meynard T. Step-down partial power DC-DC converters for two-stage photovoltaic string inverters. Electronics. 2019;8(3):87.
- [15] Femia N, Petrone G, Spagnuolo G, Vitelli M. Power electronics and control techniques for maximum energy harvesting in photovoltaic systems. IEEE Ind Electron Mag. 2013;7(3):66-7.
- [16] Erickson RW, Maksimovic D. Fundamentals of power electronics. 2nd ed. New York (NY): Springer; 2001.
- [17] Mohan N. Power electronics: a first course. 1st ed. Hoboken (NJ): Wiley; 20