



รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ การวิเคราะห์และการออกแบบการควบคุมแบบกระจาย
สำหรับการขนานวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็น
กระแสดตรงโดยการควบคุมกึ่งดิจิตอล

โดย นายยุทธนา กันทะพะเยา

กรกฎาคม พ.ศ. 2557

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ การวิเคราะห์และการออกแบบการควบคุมแบบกระจาย
สำหรับการขนานวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็น
กระแสตรงโดยการควบคุมกึ่งดิจิตอล

ผู้วิจัย

นายยุทธนา ก้นทะพะเยา

สังกัด

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยี

ราชมงคลสุวรรณภูมิ

สนับสนุนโดยสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย

(ความเห็นในรายงานนี้เป็นของผู้วิจัย
สกว.ไม่จำเป็นต้องเห็นด้วยเสมอไป)

Abstract (บทคัดย่อ)

Project Code : MRG5580123

Project Title : การวิเคราะห์และการออกแบบการควบคุมแบบกระจายสำหรับการขนานวงจร
แปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรงโดยการควบคุมกึ่งดิจิทัล
Analysis and Design of a Distributed Control for Parallel-Connected
AC/DC Converters by a Semi-Digital Control

Investigator : นายยุทธนา กันทะพะเยา มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลสุวรรณภูมิ

E-mail Address : yutthana.k@rmutsb.ac.th, yutthana_k44@hotmail.com

Project Period : 2 กรกฎาคม พ.ศ. 2555 ถึง 2 กรกฎาคม พ.ศ. 2557

This research presents an analysis and design of a distributed control for parallel-connected AC/DC converters by a semi-digital control. The proposed system conducts isolated CUK AC/DC converter. By each converter module has its own controller, which is purposed for a modular system and a distributed control. The control system consists of an analog circuit and a microcontroller. The analog circuit is used for a current sharing of each converter module and to control the input current to be in-phase with the input voltage. The microcontroller is used for generating a control signal for adjusting the gain value of the current sharing circuit and to control the output voltage regulation. The performance evaluation was conducted through the simulation on MATLAB/Simulink and experimental results, on a three-module parallel-connected, with a 540W load, -48V dc output voltage. In experimental results, the system are achieved as the following: the tight output voltage regulation, the current sharing of each module is nearly equal, power factor equals 0.98, the overall efficiency is 88%. In addition, the system can be operating in a redundant mode.

Keywords : Parallel-connected converter, Distributed control system, Current sharing technique

Abstract (บทคัดย่อ)

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบระบบควบคุมแบบกระจายสำหรับการต่อขนานวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรงด้วยวิธีการควบคุมแบบกึ่งดิฟเฟอเรนเชียลวงจรกำลังใช้วงจรแยกโหนดทางไฟฟ้าแบบชุก เพื่อแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง โดยแต่ละมอดูลมีตัวควบคุมของตนเอง เป้าประสงค์เพื่อการควบคุมแบบกระจายและระบบมีลักษณะเป็นมอดูล ระบบควบคุมประกอบด้วยวงจรแอนะล็อกและไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งวงจรแอนะล็อกทำหน้าที่แบ่งกระแสของแต่ละมอดูลและควบคุมกระแสด้านอินพุตให้มีเฟสตรงกับแรงดันอินพุต ส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์ทำหน้าที่สร้างสัญญาณเพื่อปรับค่าอัตราขยายของวงจรการแบ่งกระแส และควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ การประเมินสมรรถนะของระบบดำเนินการโดยจำลองบนโปรแกรม MATLAB/Simulink และทดสอบจากการต่อขนานมอดูล 3 มอดูล เพื่อจ่ายโหลดขนาด 540 W แรงดันเอาต์พุตไฟฟ้ากระแสตรง -48 V ผลการทดสอบระบบสามารถคุมค่าแรงดันเอาต์พุตได้คงที่ การแบ่งกระแสของแต่ละมอดูลมีขนาดใกล้เคียงกัน ค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.98 ประสิทธิภาพของระบบเท่ากับ 88% และระบบควบคุมสามารถควบคุมระบบให้ทำงานแบบสำรองได้

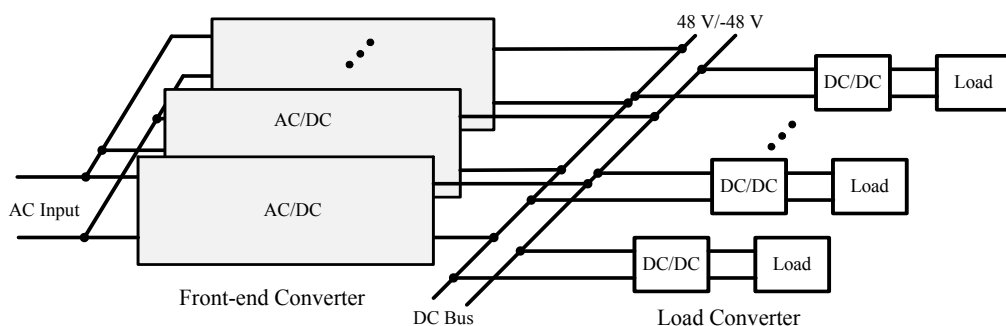
คำหลัก : การต่อขนานวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า, ระบบควบคุมแบบกระจาย, เทคนิคการแบ่งกระแส

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
เอกสารหมายเลข 2	
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ค
บทคัดย่อภาษาไทย	ง
ความสำคัญและที่มาของปัญหา	1
วัตถุประสงค์	3
วิธีการทดลอง	3
ผลการทดลอง	4
สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	32
ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต	33
เอกสารหมายเลข 3	
บทความที่ถูกตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ 3 เรื่อง	35
บทความที่ถูกตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ 2 เรื่อง	59
บทความที่ถูกตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับชาติ 1 เรื่อง	67
บทความที่ถูกตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการระดับชาติ 1 เรื่อง	79

1. ความสำคัญและที่มาของปัญหา

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่มีมอดูลต่อขนานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 1 ถูกนำมาใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าอย่างแพร่หลาย ยกตัวอย่างเช่น การสื่อสารข้อมูล ศูนย์เก็บข้อมูล ทางทหาร เป็นต้น เพราะว่าแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่มีมอดูลที่ต่อขนานกันมี ข้อดีกว่าแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเดี่ยวหลายประการ คือ ระบบมีความน่าเชื่อถือได้ (Reliability) การต่อขนานมอดูลแปลงผัน จะช่วยลดความเค้นทางไฟฟ้าและอุณหภูมิบนอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ ถึงแม้ว่าในระบบมีมอดูลขนานเพิ่มขึ้นความน่าเชื่อถือได้ก็เพิ่มขึ้นด้วย ระบบมีการสำรองได้ (Redundancy) โดยปกติจะออกแบบเผื่อไว้ที่ $N+1$ มอดูล เมื่อ N คือ จำนวนมอดูลต่ำสุดที่จ่ายกำลังงานเอาต์พุตที่โหลดต้องการในระบบ ระบบที่ต้องการความน่าเชื่อถือได้สูงจำเป็นต้องมีมอดูลการสำรองได้ ยกตัวอย่างเช่นกรณีที่มอดูลใด ๆ เกิดความเสียหายแล้วมันสามารถปลดตัวมันเองออกจากระบบโดยไม่มีผลกระทบต่อการทำงานของเอาต์พุตของระบบ การซ่อมแซมบำรุงรักษา (Maintainability) สำหรับการซ่อมแซมบำรุงรักษามอดูลแปลงผันนั้น ตัวควบคุมสามารถหยุดการทำงานของมอดูลนั้นได้ โดยระบบยังคงทำงานจ่ายกำลังไฟฟ้าต่อเนื่องตลอดเวลา กล่าวคือการถอดมอดูลออกมาซ่อมแซมไม่มีผลกระทบต่อการทำงานของเอาต์พุต ระบบการขนานมอดูลแปลงผันมีลักษณะเป็นมอดูล (Modularity) เพื่ออำนวยความสะดวกต่อการถอดเปลี่ยนตัวแปลงผันกำลังไฟฟ้าและความยืดหยุ่นการทำงานของระบบเมื่อต้องการเพิ่มขยายการจ่ายกำลังงานเอาต์พุตในระบบเป็นต้น การจัดการเนื่องจากอุณหภูมิ (Thermal Management) การควบคุมการแบ่งกระแสไปยังโหลดของแต่ละมอดูลต้องมีความแม่นยำ เพื่อสามารถกระจายความเค้นทางไฟฟ้าบนอุปกรณ์ของแต่ละมอดูลให้ใกล้เคียงกัน ผลลัพธ์ที่ได้จะช่วยลดปัญหาเนื่องจากความร้อนที่เกิดขึ้นในระบบได้ และสุดท้ายขนาดของมอดูลแปลงผัน (Size Reduce) การออกแบบมอดูลแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่ยานความถี่สูงผลลัพธ์ที่ได้รับ คือ ขนาดของตัวอุปกรณ์ (ตัวเหนี่ยวนำ คาปาซิเตอร์) ของแต่ละมอดูลมีขนาดเล็ก



รูปที่ 1 แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่มีมอดูลการต่อขนานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า

สำหรับระบบการควบคุมการต่อขนานมอดูลแปลงผันกำลังไฟฟ้า จากงานวิจัยในอดีตแบ่งออกเป็น 3 กลุ่มใหญ่ๆ คือ การควบคุมแบบรวมศูนย์ (Centralize Control) การควบคุมแบบไม่รวมศูนย์ (Decentralize Control) การควบคุมแบบกระจาย (Distributed Control) ซึ่งการ

The diagram illustrates a three-phase AC/DC converter system. At the top, a 220 V 50 Hz AC source is connected to three phases (L, N, and a third line). Each phase is connected to an AC/DC Converter and Controller (labeled #1, #2, and #3). The output of each converter is connected to a DC Bus. The DC Bus is connected to a Load and a Current Sharing Circuit. The Current Sharing Circuit is connected to the DC Bus and the Load. The output current of the system is labeled i_o . The output current of each converter is labeled i_{o1} , i_{o2} , and i_{o3} . The output current of the Current Sharing Circuit is labeled i_o . The output current of each converter is also labeled i_{B1} , i_{B2} , and i_{B3} . The output current of the Current Sharing Circuit is also labeled i_o . The output current of each converter is also labeled i_{o1} , i_{o2} , and i_{o3} . The output current of the Current Sharing Circuit is also labeled i_o .

2

สำหรับตัวควบคุมแบบไม่รวมศูนย์แต่ละมอดูลมีตัวควบคุมของตัวเองไม่มีสายสัญญาณเชื่อมต่อระหว่างตัวควบคุมของมอดูลอื่นๆ ที่ต่ออยู่ในระบบ วิธีการควบคุมนี้มีข้อดี คือ ระบบได้รับความน่าเชื่อถือได้สูง ง่ายต่อการเพิ่มขยายขนาดการจ่ายกำลังไฟฟ้า แต่มีข้อจำกัดการคุมค่าแรงดันเอาต์พุตและการแบ่งกระแสค่อนข้างแย่ สุดท้ายตัวควบคุมแบบกระจายสถาปัตยกรรมนี้แต่ละมอดูลมีตัวควบคุมของตัวเอง มีประสิทธิภาพข้อมูลเชื่อมต่อระหว่างตัวควบคุมแต่ละมอดูล ข้อดีของระบบควบคุมนี้คือ ระบบมีความยืดหยุ่นในการทำงาน ระบบมีความน่าเชื่อถือได้สูง สามารถรองรับการทำงานในโหมดการทำงานแบบสำรองได้ แต่มีข้อจำกัด ระบบควบคุมยังคงต้องการสายสัญญาณเชื่อมต่อระหว่างตัวควบคุมแต่ละมอดูลซึ่งอาจจะลดความเป็นมอดูลของระบบลงเมื่อเทียบกับการควบคุมแบบไม่รวมศูนย์

สำหรับในงานวิจัยนี้จะมุ่งเน้นศึกษาการควบคุมการขนานมอดูลแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง ด้วยการควบคุมแบบกระจายเพื่อบรรลุคุณลักษณะข้อดีของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่มีมอดูลต่อขนานกัน เพื่อช่วยกันจ่ายกำลังงานเอาต์พุต ดังกล่าวไว้ตอนต้น ระบบที่น่าเสนอแสดงดังรูปที่ 2

วงจรกำลังในงานวิจัยนี้ใช้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรงที่มีการแยกโดดทางไฟฟ้าแบบชุก ในระบบควบคุมประกอบด้วยการควบคุมแบบดิจิตอลและแอนะล็อก การควบคุมแบบดิจิตอลจะทำหน้าที่ควบคุมแรงดันเอาต์พุตของแต่ละมอดูล สร้างคำสั่งกระแสและส่งสัญญาณไปควบคุมอัตราขยายของวงจรการแบ่งกระแส ส่วนการควบคุมในรูปควบคุมกระแสต้องการผลการตอบสนองเร็วเพื่อควบคุมกระแสทางด้านอินพุตให้มีเฟสตรงกับแรงดันอินพุต ในงานวิจัยนี้จึงใช้วงจรฮิสเตอร์ซิส ทำหน้าที่ดังกล่าว

2. วัตถุประสงค์

เพื่อวิเคราะห์และออกแบบการควบคุมแบบกระจายสำหรับการขนานมอดูลแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง

3. วิธีการทดลอง

3.1 ศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

3.2 สร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์การขนานมอดูลแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง

3.3 จำลองการทำงานของระบบด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink

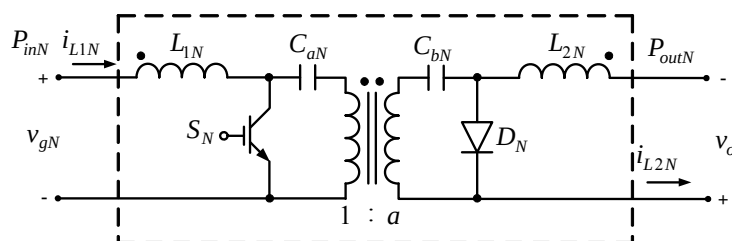
3.4 ออกแบบและสร้างมอดูลแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง จำนวน 3 มอดูล พิกัด มอดูลละ 250 W แรงดันเอาต์พุต -48 V ใช้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้า 220 V ความถี่ 50 Hz

3.5 ทดสอบการทำงานของระบบต้นแบบ

3.6 สรุปผลการวิจัยและส่งรายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

4. ผลการทดลอง

สำหรับการทดสอบการทำงานของโครงการนี้จะพิสูจน์ให้เป็นจริงได้โดยการจำลองการทำงานบนโปรแกรมคอมพิวเตอร์ MATLAB/Simulink และทดสอบจากระบบต้นแบบในห้องปฏิบัติการมีรายละเอียดการดำเนินงานดังนี้



รูปที่ 3 ภาคกำลังของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก

4.1 การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก

การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับการควบคุมแรงดันเอาต์พุต จากภาพวงจรกำลังของแต่ละมอดูลของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่แสดงในรูปที่ 2 (ข) เพื่อให้ง่ายต่อการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ โดยตั้งสมมติฐานให้ระบบทำงานในอุดมคติกระแสที่อินพุตมีรูปคลื่นใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์และมีเฟสตรงกันกับแรงดันอินพุต โดยแทนวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าของแต่ละมอดูลได้ดังรูปที่ 3 สำหรับการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อออกแบบการชดเชยค่าความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุต ในงานวิจัยนี้ใช้หลักการสมดุลกำลังไฟฟ้ระหว่างด้านอินพุตกับเอาต์พุต โดยนำหลักการพื้นฐานการสมดุลกำลังไฟฟ้าที่ด้านอินพุตกับบัสไฟฟ้ากระแสตรงมาเป็นแนวทางในการพิจารณาได้ดังนี้ ณ ตำแหน่งที่ต้องการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบจากรูปที่ 3 จะได้ความสัมพันธ์ของการสมดุลกำลังไฟฟ้าเขียนได้ดังสมการที่ (1) ถึง (3) ตามลำดับ

$$P_{inN} = P_{outN} \quad (1)$$

$$i_{L1N} v_{gN} = v_o i_{L2N} \quad (2)$$

$$\hat{i}_{L1N} v_{gN} = \sqrt{2} v_o i_{L2N} \quad (3)$$

เมื่อ i_{L1N} คือ ค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทางด้านอินพุต

v_{gN} คือ ค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันเรียงกระแสไฟตรง

v_o คือ แรงดันเอาต์พุตไฟฟ้ากระแสตรงในสภาวะคงตัว

i_{L2N} คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุตในสภาวะคงตัว

และค่ายอดของแต่ละตัวแปรจะแสดงด้วย “^” อยู่ด้านบนของตัวอักษรนั้น ต่อไปหาแบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็กของระบบ เมื่อกำหนดให้องค์ประกอบสัญญาณขนาดเล็กของไฟฟ้ากระแสสลับแทนด้วยสัญลักษณ์ “~” อยู่ด้านบนของตัวอักษร ส่วนองค์ประกอบไฟฟ้ากระแสตรงแทนด้วยสัญลักษณ์ “-” ด้านบนของตัวอักษร ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ในสมการที่ (3) สามารถพิจารณาได้ดัง สมการที่ (4) ถึง (7)

$$v_{gN} = \bar{V}_{gN} + \tilde{v}_{gN} \quad (4)$$

$$v_o = \bar{V}_o + \tilde{v}_o \quad (5)$$

$$\hat{i}_{L1N} = \bar{I}_{L1N} + \tilde{i}_{L1N} \quad (6)$$

$$i_{L2N} = \bar{I}_{L2N} + \tilde{i}_{L2N} \quad (7)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (3) จะได้ว่า

$$(\bar{I}_{L1N} + \tilde{i}_{L1N})(\bar{V}_{gN} + \tilde{v}_{gN}) = \sqrt{2}(\bar{V}_o + \tilde{v}_o)(\bar{I}_{L2N} + \tilde{i}_{L2N}) \quad (8)$$

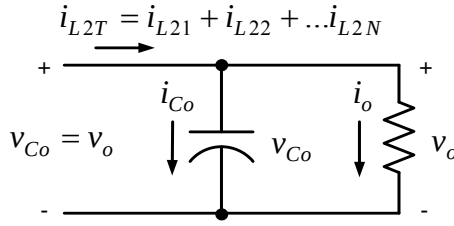
$$(\bar{I}_{L1N})(\bar{V}_{gN} + \tilde{v}_{gN}) + \tilde{i}_{L1N}(\bar{V}_{gN} + \tilde{v}_{gN}) = \sqrt{2}\bar{V}_o(\bar{I}_{L2N} + \tilde{i}_{L2N}) + \sqrt{2}\tilde{v}_o(\bar{I}_{L2N} + \tilde{i}_{L2N}) \quad (9)$$

จากสมการที่ (9) เมื่อสัญญาณขนาดเล็กคูณกันแล้วได้ผลลัพธ์น้อยมาก ดังนั้นจึงสามารถละทิ้งเทอมนี้ได้ ($\sim \sim$) ส่วนองค์ประกอบไฟตรงจะไม่นำมาพิจารณา และอีกกรณีหนึ่งในทางอุดมคติ กำลังงานอินพุตเท่ากับเอาต์พุต ดังนั้น $\bar{I}_{L1N}\tilde{v}_{gN} - \sqrt{2}\tilde{v}_o\bar{I}_{L2N} = 0$ เมื่อกำหนดเงื่อนไขการพิจารณาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของระบบนี้แล้วนำสมการที่ (9) กลับมาเขียนใหม่จะได้ว่า

$$\frac{\tilde{i}_{L2N}}{\tilde{i}_{L1N}} = \frac{\bar{V}_{gN}}{\sqrt{2}\bar{V}_o} \quad (10)$$

จากผลลัพธ์ที่ได้ในสมการที่ (10) นั้น คือ พังก์ชันถ่ายโอนของระบบบนพื้นฐานของการสมดุลกำลังไฟฟ้าระหว่างกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทางด้านอินพุต (i_{L1N}) และด้านเอาต์พุต (i_{L2N}) ของแต่ละมอดูล

การหาฟังก์ชันถ่ายโอนที่เอาต์พุตของระบบการขนานวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่แสดงดังรูปที่ 2 (ค) เพื่อให้ง่ายต่อการหาฟังก์ชันถ่ายโอนทางด้านเอาต์พุตของแต่ละมอดูล สามารถแทนด้วยวงจรดังรูปที่ 4 โดยแสดงเฉพาะรายละเอียดที่บัสไฟฟ้ากระแสตรง ที่จุดการต่อขนานกันของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าเท่านั้น จากรูปที่ 4 จะได้ว่ากระแสที่บัสไฟฟ้ากระแสตรง มาจากผลรวมของกระแสที่ไหลมาจากตัวเหนี่ยวนำด้านเอาต์พุตของแต่ละมอดูล (L_{2N}) แสดงดังสมการที่ (11) สมมติให้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าทำงานในอุดมคติ ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านแต่ละมอดูลจึงมีขนาดเท่ากัน ที่บัสไฟฟ้ากระแสตรงสามารถแสดงค่ากระแสได้ดังสมการที่ (12)



รูปที่ 4 การพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนที่บัสไฟฟ้ากระแสตรง

$$i_{L2T} = i_{L21} + i_{L22} + \dots + i_{L2N} \quad (11)$$

$$i_{L2T} = Mi_{L21} = Mi_{L22} = Mi_{L2N} \quad (12)$$

เมื่อ M คือ จำนวนมอดูลของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า ดังนั้นจะเห็นได้ว่าที่บัสไฟฟ้ากระแสตรง จะได้ความสัมพันธ์ของกระแส ดังสมการที่ (13) และแสดงสมการทางพลวัตที่บัสไฟฟ้า กระแสตรงเขียนได้ดังสมการที่ (15)

$$Mi_{L2N} = i_{Co} + i_o \quad (13)$$

$$i_{Co} = Mi_{L2N} - i_o \quad (14)$$

$$C_o \frac{dv_o}{dt} = Mi_{L2N} - \frac{v_o}{R} \quad (15)$$

ใส่การแปลงลาปลาซจะได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$sC_o v_o(s) = Mi_{L2N}(s) - \frac{v_o(s)}{R} \quad (16)$$

เช่นเดียวกันเมื่อพิจารณาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของสัญญาณขนาดเล็กที่บัสไฟฟ้า กระแสตรงของระบบ จากสมการที่ (16) จะเห็นได้ว่า

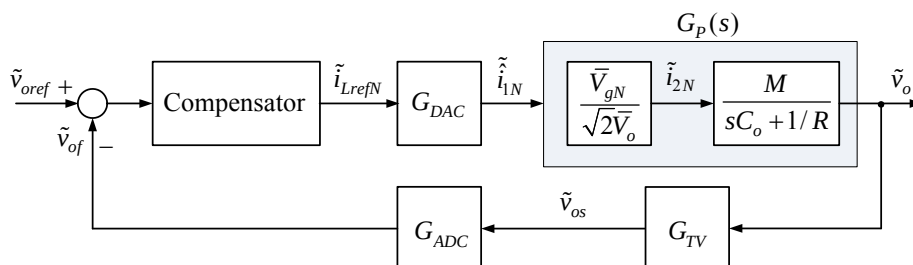
$$sC_o(\bar{V}_o(s) + \tilde{v}_o(s)) = M(\bar{I}_{L2N}(s) + \tilde{i}_{L2N}(s)) - \frac{\bar{V}_o(s)}{R} - \frac{\tilde{v}_o(s)}{R} \quad (17)$$

นำสมการที่ (17) มาเขียนใหม่จะได้ดังสมการที่ (18)

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_{L2N}(s)} = \frac{M}{sC_o + (1/R)} \quad (18)$$

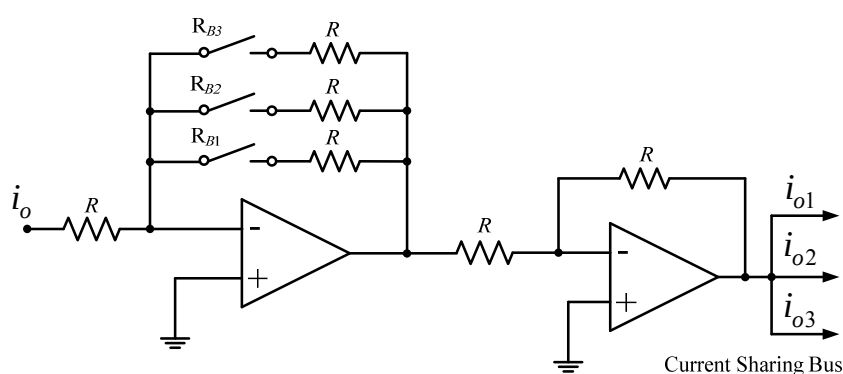
ผลลัพธ์ที่แสดงในสมการที่ (18) นั่นคือฟังก์ชันถ่ายโอนที่บัสไฟฟ้ากระแสตรงของระบบ สำหรับการ ออกแบบการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของระบบ จะพิจารณาจากฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ ที่

แสดงในสมการที่ (10) ฟังก์ชันถ่ายโอนที่บัลไฟกระแสตรง แสดงดังสมการที่ (18) อัตราขยายของตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล (G_{ADC}) และดิจิตอลเป็นแอนะล็อก (G_{DAC}) และอัตราขยายการป้อนกลับของแรงดันเอาต์พุต (G_{TV}) ซึ่งสามารถเขียนแผนภาพบล็อกการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของแต่ละมอดูลได้ดังรูปที่ 5



รูปที่ 5 บล็อกไดอะแกรมของฟังก์ชันถ่ายโอนการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของแต่ละมอดูล

จากฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ แสดงดังสมการที่ (18) นั้นจะเห็นว่าพารามิเตอร์ของระบบที่สามารถทำให้จุดการทำงานของระบบเปลี่ยนแปลงนอกจากโหลด (R) แล้วยังมีตัวแปรอีกตัวแปรหนึ่งที่เพิ่มเข้ามาในสมการฟังก์ชันถ่ายโอน คือ จำนวนมอดูลของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่ต่อขนานกันในระบบ (M) กรณีที่เกิดความเสียหายขึ้นกับมอดูลใดๆ แล้วจะทำให้จำนวนมอดูลในระบบเปลี่ยนแปลง ด้วยเหตุนี้จะมีผลกระทบโดยตรงต่อจุดการทำงานที่เหมาะสมของระบบตามที่ออกแบบไว้ ดังนั้นการทดสอบระบบที่น่าเสนอในงานวิจัยนี้จึงใช้ตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุต 2 แบบ คือ ตัวควบคุมแบบพีไอ (PI Controller) และตัวควบคุมพีไอแบบกำหนดอัตราขยายด้วยฟัซซี (Fuzzy Gain Scheduling of PI Controller, FGPI Controller) เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะการทำงานของระบบที่น่าเสนอ



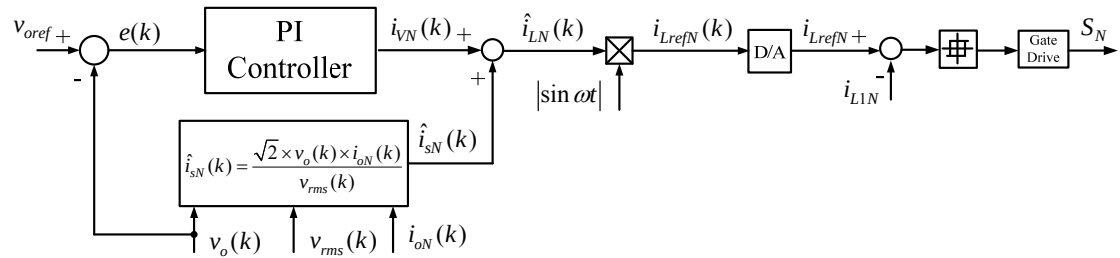
รูปที่ 6 วงจรการแบ่งกระแสของระบบการขนานมอดูลแปลงผันกำลังไฟฟ้า

$$i_{o1} = i_{o2} = i_{o3} = \frac{R_T}{R} i_o \quad (19)$$

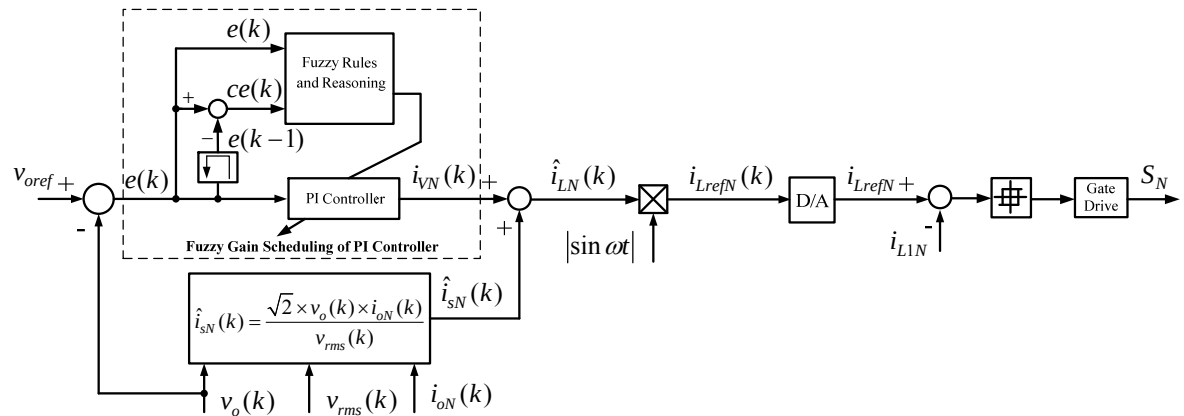
$$\text{เมื่อ } R_T = \frac{R}{3}$$

4.3 การแบ่งกระแสของการขนานมอดูลแปลงผันกำลังไฟฟ้า

หลักการแบ่งกระแสของแต่ละมอดูลมีเงื่อนไขดังนี้ เมื่อมอดูลใดทำงานหรือต่อเข้ามาในระบบตัวควบคุมของมอดูลนั้นจะส่งสัญญาณลอจิกสูงผ่านพอร์ต RB14 ไปควบคุมการทำงานของสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์เพื่อปรับอัตราขยายของวงจรที่แสดงดังรูปที่ 6 โดยสมการการแบ่งกระแสแสดงดังสมการที่ 19 จากนั้นสัญญาณการแบ่งกระแสของแต่ละมอดูลที่ต่ออยู่ในระบบจะถูกส่งเข้าไปในรูปควบคุมแรงดันเพื่อคำนวณหาค่ายอดของกระแสด้านอินพุต ($\hat{i}_{sN}(k)$) ของแต่ละมอดูลโดยการชดเชยค่าความผิดพลาดแบบพีโอจะแสดงรูปที่ 7 ส่วนรูปที่ 8 เป็นการใช้อัตราขยายแบบกำหนดอัตราขยายด้วยฟัซซี่



รูปที่ 7 ตัวควบคุมแบบพีโอ



รูปที่ 8 ตัวควบคุมพีโอแบบกำหนดอัตราขยายด้วยฟัซซี่

4.4 การออกแบบการชดเชยค่าความผิดพลาดแรงดันเอาต์พุตด้วยตัวควบคุมแบบพีโอ

ค่าพารามิเตอร์ของระบบการขนานมอดูลการแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรงแสดงดังตารางที่ 1 พังก์ชันถ่ายโอนของระบบแสดงดังสมการที่ (20) สำหรับนำมาออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม โดยงานวิจัยนี้ใช้ตัวควบคุมแบบพีโอ แสดงดังสมการที่ (20) โดยกำหนดความถี่ตัดผ่านเท่ากับ 20 Hz และส่วนเฟอูมเฟสเท่ากับ 45 องศา ได้ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแสดงดังสมการที่ (22) และแผนภาพโบลเดแสดงดังรูปที่ 9

$$G_{OP}(s) = \frac{\check{V}_o}{\check{V}_{oref}} = \frac{\bar{V}_{gN}}{\sqrt{2}\bar{V}_o} \frac{M}{C_o s + 1/R} G_{TV} \quad (20)$$

$$G_C(s) = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (21)$$

เมื่อ $G_C(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบพีไอ

$\bar{V}_{gN}$ คือ แรงดันเรียงกระแสที่อินพุตในสภาวะคงตัว (220 V)

$\bar{V}_o$ คือ แรงดันเอาต์พุตในสภาวะคงตัว (-48 V)

C_o คือ ตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต (20,400 μF)

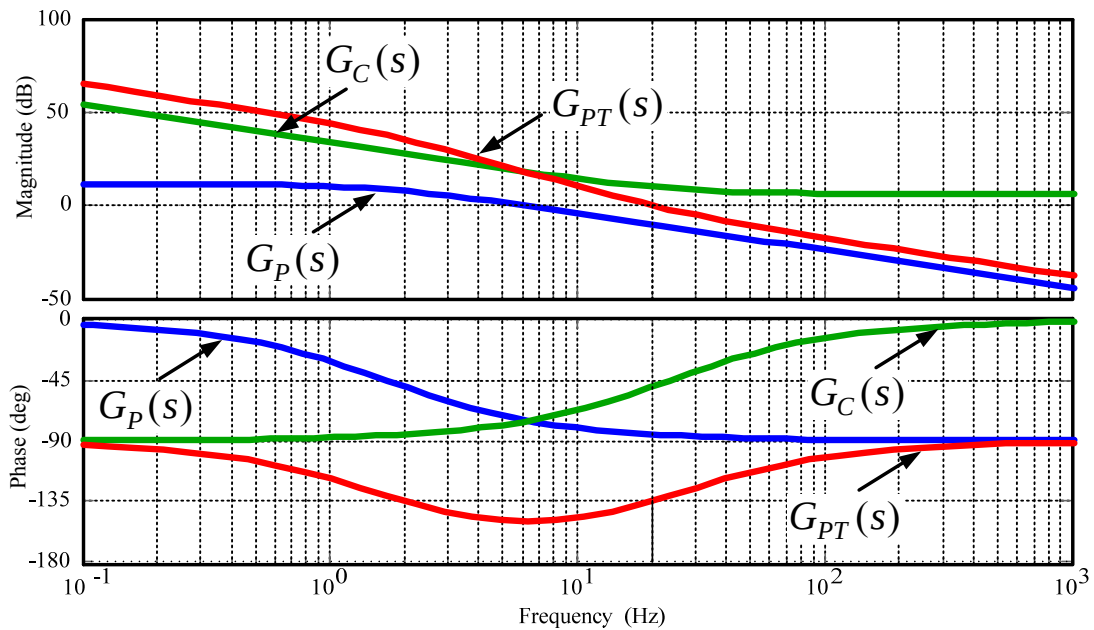
R คือ โหลด (4.608 Ω)

G_{TV} คือ อัตราขยายของแรงดันเอาต์พุต (1/12)

M คือ จำนวนมอดูลของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า (3 มอดูล)

ตารางที่ 1 ค่าพารามิเตอร์ของระบบ

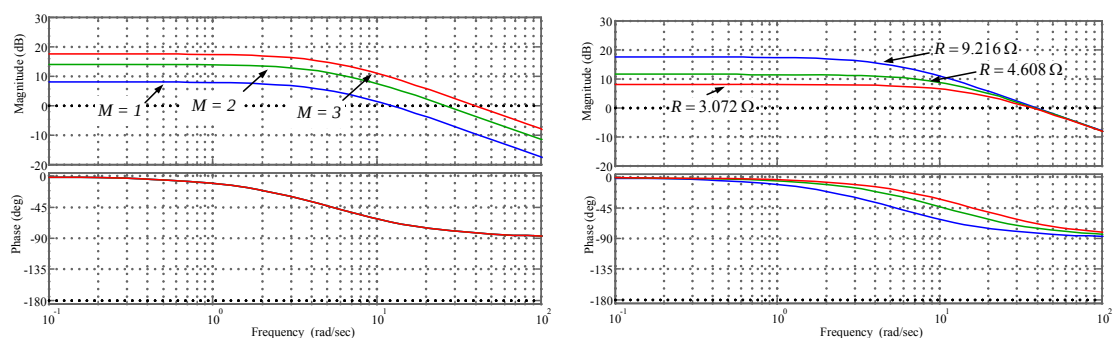
พารามิเตอร์	ปริมาณ
แรงดันอินพุต	220 V, 50 Hz
กำลังงานเอาต์พุต	250 W/ module
แรงดันเอาต์พุต	-48 V
ตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุต : L_{11}, L_{12}, L_{13}	5 mH, 5 mH, 5 mH
ตัวเหนี่ยวนำด้านเอาต์พุต : L_{21}, L_{22}, L_{23}	1 mH, 1 mH, 1 mH
ตัวเก็บประจุคัปปลิง : $C_{1a}, C_{1b}, C_{2a}, C_{2b}, C_{3a}, C_{3b}$	0.68 μF
ตัวเก็บประจุ: C_o	20,400 μF
อัตราส่วนของหม้อแปลงแยกโดด (a)	0.5
อัตราขยายของแรงดันเอาต์พุต (G_{TV})	1/12
อัตราขยายของกระแสโหลด (G_{TL})	1/3.3
เวลารู่มสัญญาณ (Sampling time)	4 kHz (250 ms)



รูปที่ 9 แผนภาพโบเดของการออกแบบการควบคุมในลู่วัดควบคุมแรงดันเอาต์พุต

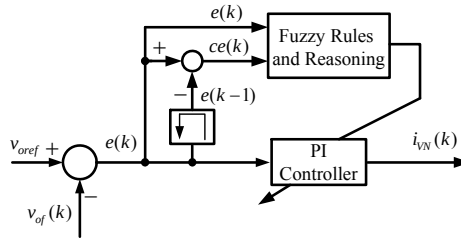
4.5 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอแบบกำหนดอัตราขยายด้วยพีชชี

รูปที่ 10 แสดงแผนภาพโบเด เมื่อนำฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ ($G_p(s)$) ขณะเปลี่ยนจำนวนมอดูลของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า (M) ที่ต่ออยู่ในระบบและเปลี่ยนแปลงโหลดจากค่าน้อยไปมาก (R) ในกรณีที่เปลี่ยนจำนวนมอดูลเพิ่มขึ้น แสดงดังรูปที่ 10 (ก) จากแผนภาพโบเดจะเห็นได้ว่าขนาดของระบบจะเพิ่มขึ้น รวมถึงมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ตัดข้ามที่ 0 dB แต่ไม่มีผลกระทบต่อมุมเฟสของระบบ ส่วนการเปลี่ยนแปลงโหลด แสดงดังรูปที่ 10 (ข) จากแผนภาพโบเดพบว่าขนาดของระบบที่โหลด $R=9.216\Omega$ จะมีขนาดมากกว่าขนาดของระบบที่โหลด $R=3.072\Omega$ แต่ความถี่ตัดข้ามที่ 0 dB ยังคงเดิม ส่วนมุมเฟสของระบบเปลี่ยนแปลงไม่มาก จากผลที่เกิดขึ้นเนื่องการเปลี่ยนแปลงจำนวนมอดูลและค่าโหลดของระบบโดยเฉพาะความถี่ตัดข้ามที่ 0 dB เห็นได้ชัดเจนในรูปที่ 10 (ก) โดยความถี่ตัดข้ามที่ 0 dB นี้จะอยู่ภายใต้เงื่อนไขการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ

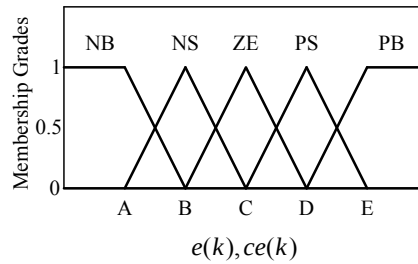


(ก) การเปลี่ยนจำนวนมอดูลที่ต่ออยู่ในระบบ (M) (ข) การเปลี่ยนแปลงโหลด (R)

รูปที่ 10 แผนภาพโบเดเมื่อเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ในระบบ



รูปที่ 11 ตัวควบคุมพีไอแบบกำหนดอัตราขยายด้วยฟัซซี



รูปที่ 12 ฟังก์ชันภาวะสมาชิกค่าความผิดพลาดและการเปลี่ยนแปลงค่าความผิดพลาด

ดังนั้นการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมต้องรองรับจุดการทำงานที่เหมาะสมของระบบ เพื่อให้ระบบได้รับสมรรถนะการทำงานตามที่ต้องการ ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงใช้ตัวควบคุมพีไอแบบกำหนดอัตราขยายด้วยฟัซซี มาควบคุมค่าความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุต และเพื่อเทียบกับการคุมค่าแรงดันเอาต์พุตด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ

ตัวควบคุมพีไอแบบกำหนดอัตราขยายด้วยฟัซซีแสดงดังรูปที่ 11 สำหรับการควบคุมการคุมค่าแรงดันเอาต์พุตนั้น ตัวควบคุมหลักก็คือ ตัวควบคุมแบบพีไอดังได้อธิบายไว้ในหัวข้อก่อนหน้านี้นี้ แต่วิธีการของฟัซซี จะทำหน้าที่ปรับค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบพีไอ (K_p , K_i) โดยมันจะขึ้นอยู่กับค่าความผิดพลาดและการเปลี่ยนแปลงค่าความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุต การสร้างกฎฟัซซี ประกอบด้วย 2 อินพุต คือ ค่าความผิดพลาด ($e(k)$) และการเปลี่ยนแปลงค่าความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุต ($ce(k)$) แสดงดังสมการที่ (22) และ (23) สำหรับฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตฟัซซีทั้งสอง แสดงดังรูปที่ 11 กฎการสร้างฟัซซี ในงานวิจัยนี้ใช้กฎจำนวน 25 กฎ ก็เพียงพอ เพื่อรองรับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบและการคุมค่าแรงดันเอาต์พุต โดยพิจารณาจากช่วงเวลาเข้าที่ของระบบ การพุ่งเกินและการดรอปของแรงดันเอาต์พุตในกรณีเกิดการตอบสนองชั่วคราวในระบบ เมื่อกำหนดให้ความสัมพันธ์ของ $e(k)$ และ $ce(k)$ สำหรับการกำหนดค่าเกนของตัวควบคุมแบบพีไอในแต่ละกรณี ซึ่งแทนด้วยสัญลักษณ์ของ NB คือ ค่าลบมาก NS คือ ค่าลบน้อย ZE คือ ค่าศูนย์ PS คือ ค่าบวกน้อย และ PB คือ ค่าบวกมากตามลำดับ

$$e(k) = v_{oref} - v_{of}(k) \quad (22)$$

$$ce(k) = e(k) - e(k-1) \quad (23)$$

จากรูปที่ 12 การคำนวณหาฟังก์ชันภาวะสมาชิกของอินพุตฟัซซี่ แสดงดังสมการที่ (24) ถึง (28) มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

กรณีที่อินพุตอยู่ในย่าน $A \leq X \leq B$ ค่าฟังก์ชันภาวะสมาชิกหาได้จาก

$$\mu_e, \mu_{ce} = \begin{cases} 1 & : X \leq A \\ \frac{B-X}{B-A} & : A \leq X \leq B \\ 0 & : B \leq X \end{cases} \quad (24)$$

เมื่อค่าอินพุตอยู่ในย่าน $A \leq X \leq C$ ค่าฟังก์ชันภาวะสมาชิกหาได้จาก

$$\mu_e, \mu_{ce} = \begin{cases} 0 & : X \leq A \\ \frac{X-A}{B-A} & : A \leq X \leq B \\ \frac{C-X}{C-B} & : B \leq X \leq C \\ 0 & : C \leq X \end{cases} \quad (25)$$

กรณีที่ค่าอินพุตอยู่ในย่าน $B \leq X \leq D$ ค่าฟังก์ชันภาวะสมาชิกหาได้จาก

$$\mu_e, \mu_{ce} = \begin{cases} 0 & : X \leq B \\ \frac{X-B}{C-B} & : B \leq X \leq C \\ \frac{D-X}{D-C} & : C \leq X \leq D \\ 0 & : D \leq X \end{cases} \quad (26)$$

ส่วนค่าอินพุตอยู่ในย่าน $C \leq X \leq E$ ค่าฟังก์ชันภาวะสมาชิกหาได้จาก

$$\mu_e, \mu_{ce} = \begin{cases} 0 & : X \leq C \\ \frac{X-C}{D-C} & : C \leq X \leq D \\ \frac{E-X}{E-D} & : D \leq X \leq E \\ 0 & : E \leq X \end{cases} \quad (27)$$

และเมื่อค่าอินพุตอยู่ในย่าน $D \leq X \leq E$ ค่าฟังก์ชันภาวะสมาชิก คือ

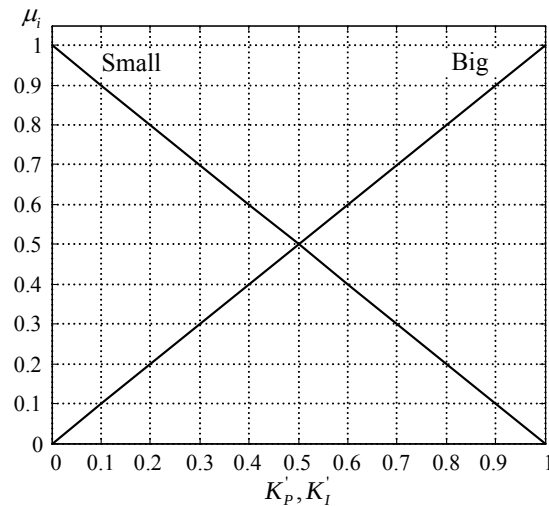
$$\mu_e, \mu_{ce} = \begin{cases} 0 & : X \leq D \\ \frac{X-D}{E-D} & : D \leq X \leq E \\ 1 & : E \leq X \end{cases} \quad (28)$$

เมื่อ X คือ $e(k)$ หรือ $ce(k)$

การกำหนดค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบพีโอ โดยสมมติให้ค่า K_p อยู่ในช่วง $[K_{p(\min)}, K_{p(\max)}]$ เช่นเดียวกัน K_I จะอยู่ในช่วง $[K_{I(\min)}, K_{I(\max)}]$ เพื่อความสะดวกค่า K_p และ K_I ปกติจะกำหนดให้อยู่ในย่านระหว่าง 0 และ 1 โดยการแปลงให้เป็นเชิงเส้นกระทำดังสมการที่ (29) และ (30) คือ

$$K_p' = (K_p - K_{p(\min)}) / (K_{p(\max)} - K_{p(\min)}) \quad (29)$$

$$K_I' = (K_I - K_{I(\min)}) / (K_{I(\max)} - K_{I(\min)}) \quad (30)$$



รูปที่ 13 ฟังก์ชันภาวะสมาชิกของ K_p' และ K_I'

หลักการพิจารณาค่า K_p' และ K_I' จะพิจารณาได้จากฟัซซีเซต IF-THEN Rules ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{If } e(k) \text{ is } A_i \text{ and } ce(k) \text{ is } B_i, \text{ then } K_p' \text{ is } C_i \text{ and } K_I' \text{ is } D_i \\ i = 1, 2, \dots, m. \end{aligned} \quad (31)$$

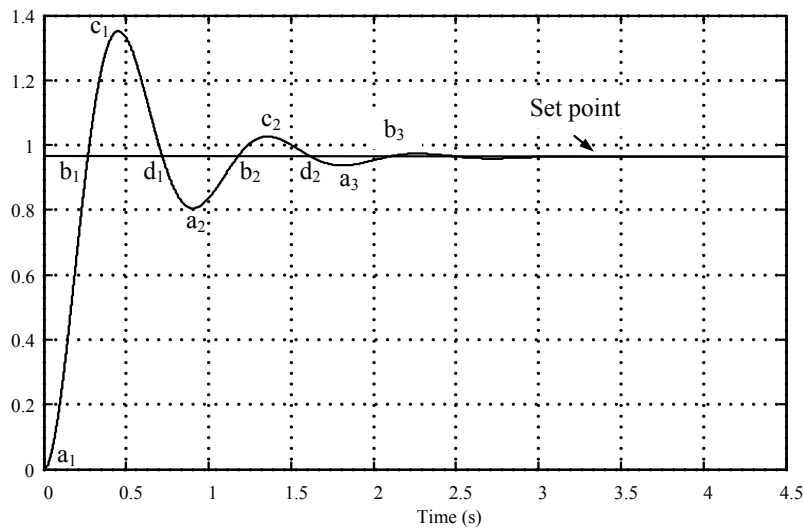
เมื่อ A_i และ B_i คือ เซตฟัซซีข้อมูลอินพุต ส่วน C_i และ D_i คือ เอาต์พุต ซึ่งมีค่าเป็น Big (B) หรือ Small (S) พิจารณาได้จากฟังก์ชันภาวะสมาชิกในรูปที่ 13 สำหรับการกำหนดค่าอัตราขยายของฟัซซีจะพิจารณาจากสัญญาณแบบขั้นแสดงในรูปที่ 14 ยกตัวอย่างเช่น รอบๆ จุด a_1 นั้นต้องการสัญญาณควบคุมที่มีค่ามาก เพื่อให้ระบบมีเสถียรภาพ ดังนั้นค่าอัตราขยายของ K_p' ต้องมีค่ามาก (B) แต่ค่าอัตราขยายของ K_I' ต้องมีค่าน้อย (S) เพื่อป้องกันการฟุ้งเกิน ดังนั้นจากสมการที่ (31) จะได้ว่า

If $e(k)$ is PB and $ce(k)$ is ZE, then K_p' is Big (B) and K_I' is Small (s)

เช่นเดียวกันรอบๆ จุด b_1 ระบบต้องการสัญญาณควบคุมที่มีค่าไม่มากนัก ดังนั้นต้องใช้ค่า K_p' ที่มีค่าน้อย (S) เพื่อลดการแกว่งของระบบส่วนค่า K_I' จะต้องมีค่ามาก (B) เพื่อจำกัดค่าความผิดพลาดในสภาวะคงตัวของระบบดังนั้น

If $e(k)$ is ZE and $ce(k)$ is PS, then K_p' is Small (S) and K_I' is Big (B)

ตารางที่ 2 และ 3 เป็นตารางสรุปค่า K_p' และ K_I' สำหรับการควบคุมพีไอแบบกำหนดอัตราขยายด้วยฟัซซี่ที่ใช้กฎฟัซซี่จำนวน 25 กฎ



รูปที่ 14 สัญญาณแบบขั้นสำหรับการพิจารณาค่า K_p' และ K_I'

ตารางที่ 2 กฎฟัซซี่ของ K_p'

$e(k) \backslash ce(k)$	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	B	B	B	B	B
NS	S	B	B	B	S
ZE	S	S	S	S	S
PS	S	B	B	B	S
PB	B	B	B	B	B

ตารางที่ 3 กฎฟัซซี่ของ K_I'

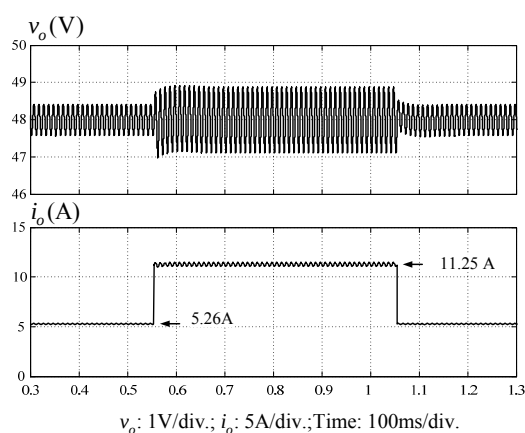
$e(k) \backslash ce(k)$	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	S	S	S	S	S
NS	S	B	B	B	S
ZE	B	B	B	B	B
PS	S	B	B	B	S
PB	S	S	S	S	S

4.6 การจำลองการทำงานของระบบ

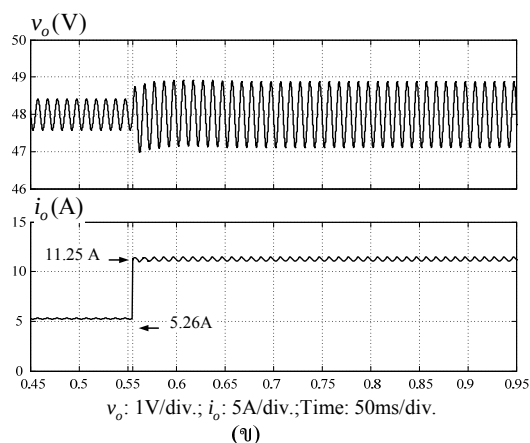
จากการกล่าวไว้ตอนต้นว่า วงจรกำลังในงานวิจัยนี้ใช้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรงที่มีการแยกโดดทางไฟฟ้าแบบชุก ในระบบควบคุมประกอบด้วยการควบคุมแบบดิจิตอลและแอนะล็อก การควบคุมแบบดิจิตอลจะทำหน้าที่ควบคุมแรงดันเอาต์พุต

ของแต่ละมอดูล สร้างคำสั่งกระแส และส่งสัญญาณไปควบคุมอัตราขยายของวงจรแบ่งกระแส ส่วนการควบคุมในรูปควบคุมกระแสต้องการผลการตอบสนองเร็ว เพื่อควบคุมกระแสทางด้านอินพุตให้มีเฟสตรงกับแรงดันอินพุต ในงานวิจัยนี้จึงใช้วงจรฮิสเตอร์ซิส ทำหน้าที่ดังกล่าว

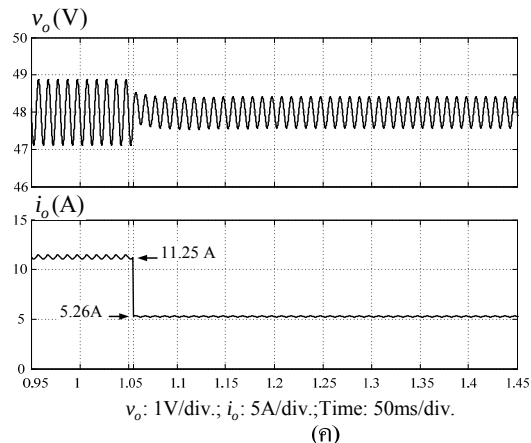
ผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ของระบบแสดงผลการจำลองดังรูปที่ 15 ถึง 20 รายละเอียดผลการจำลองระบบที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ประกอบด้วยการชดเชยค่าความผิดพลาดแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ (แสดงเนื้อหาส่วนแรก) และการชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบพีไอแบบกำหนดอัตราขยายด้วยฟัซซี (แสดงเนื้อหาในส่วนที่สอง) โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้



(ก)



(ข)

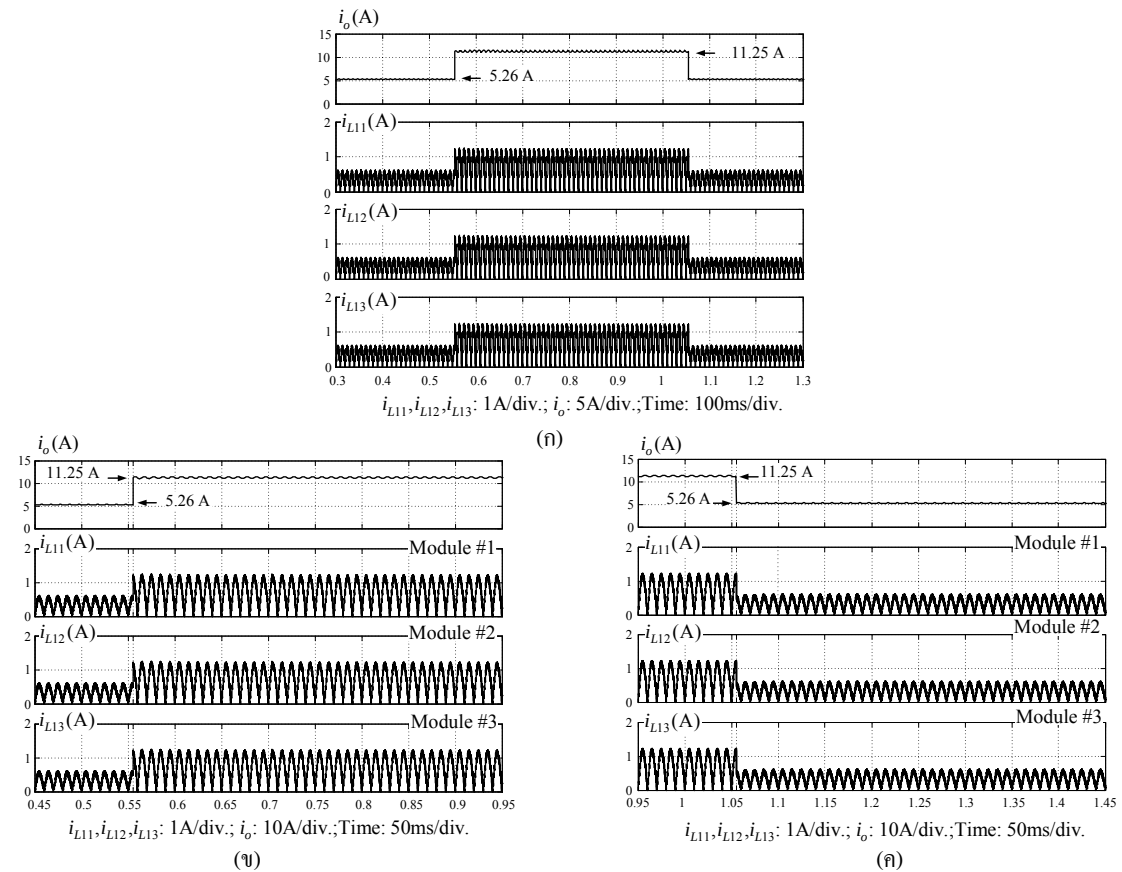


(ค)

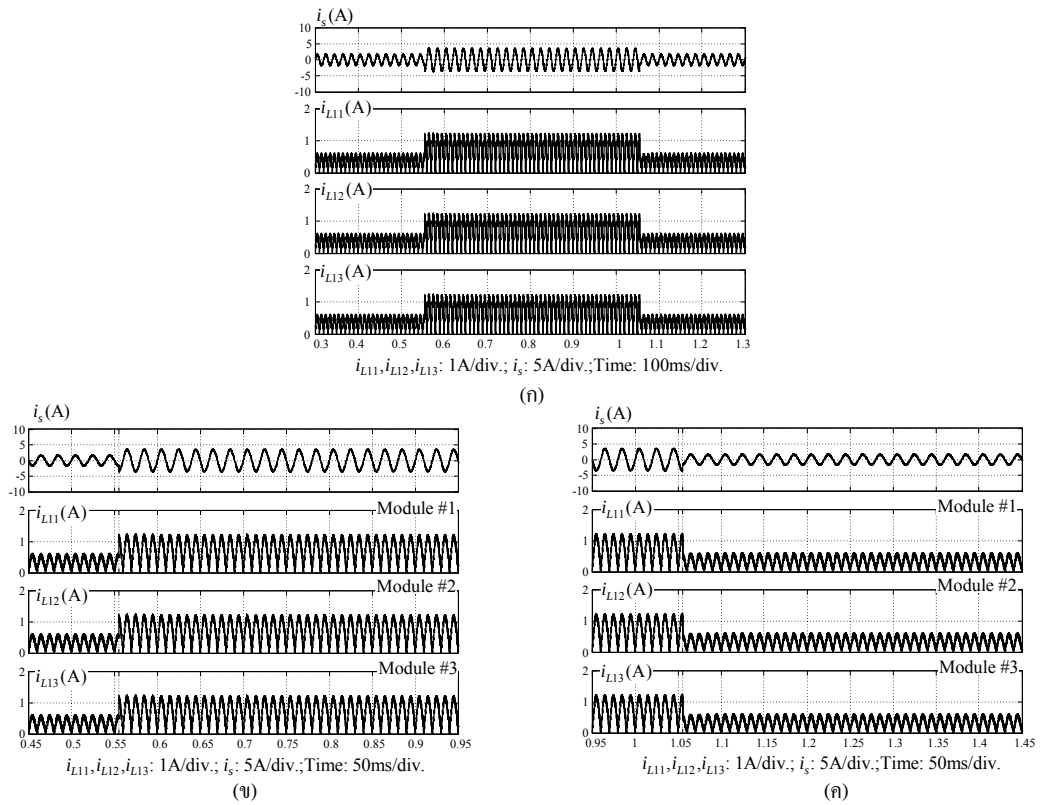
รูปที่ 15 (ก) รูปคลื่นแรงดันที่เอาต์พุตและกระแสที่โหลด (ข) และ (ค) ภาพขยายผลการทดสอบ

เพื่อทดสอบความสามารถการคุมค่าแรงดันเอาต์พุตให้คงที่เมื่อมีสัญญาณรบกวนเข้ามาในระบบ การทดสอบบนเงื่อนไขนี้ปฏิบัติได้โดยการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใดจาก 5.26 A เป็น 11.25 A แล้วกลับไปที่ 5.26 A แสดงผลการจำลองจะเห็นได้ว่ารูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตและกระแสที่โหลดแสดงดังรูปที่ 15 (ก) ถึง (ค) จะเห็นได้ว่าระบบมีผลการตอบสนองเร็ว ขณะที่ระบบมีการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใด

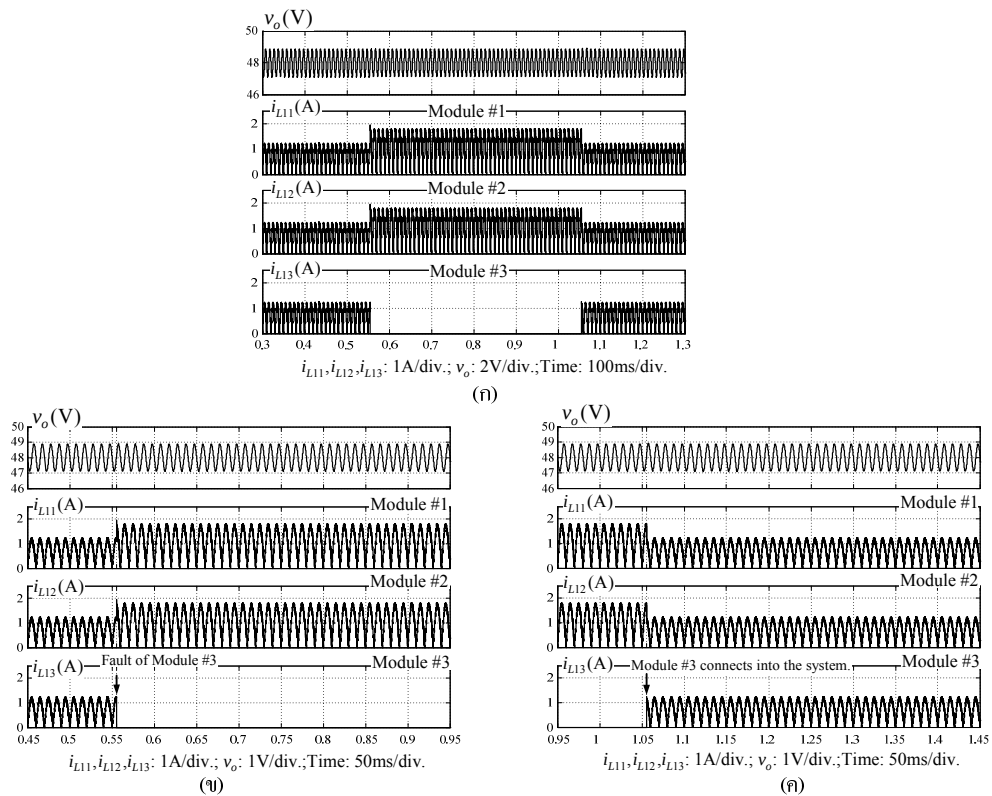
เมื่อพิจารณารูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านแต่ละมอดูลในสภาวะระบบมีการรบกวนเข้ามาในระบบจากรูปที่ 16 พบว่าแต่ละมอดูลมีการแบ่งกระแสเท่าเทียมกันทั้งในสภาวะคงตัวและการตอบสนองชั่วคราวยิ่งกว่านั้นกระแสทางด้านอินพุตยังคงมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์พิจารณาได้จากรูปที่ 17 ตามลำดับ



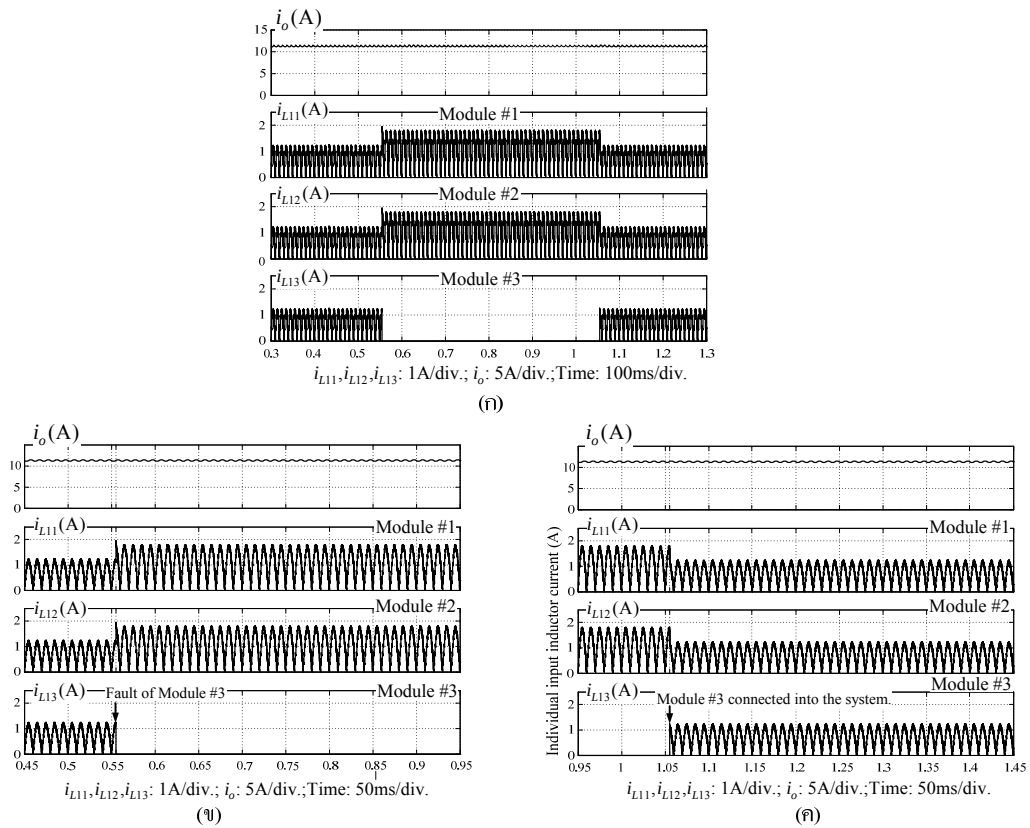
รูปที่ 16 (ก) กระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตของแต่ละมอดูลและกระแสโหลด (ข) และ (ค) ภาพขยายผลการทดสอบ



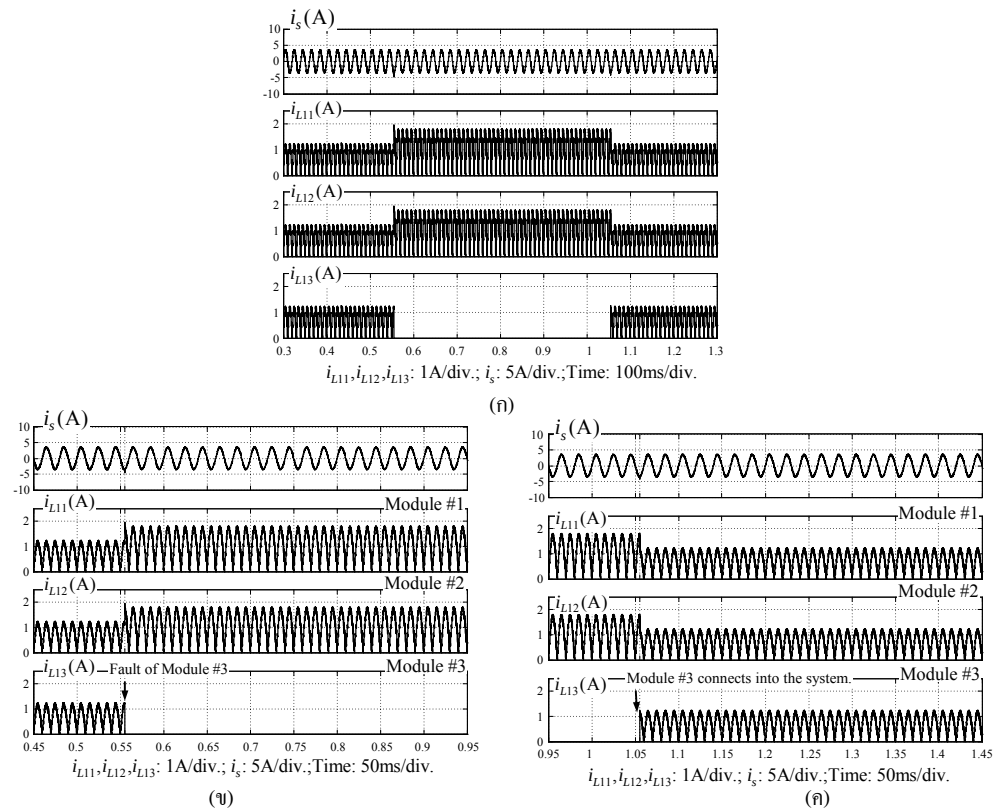
รูปที่ 17 (ก) กระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตของแต่ละมอดูลและกระแสที่แหล่งจ่าย (ข) และ (ค) ภาพขยายผลการทดสอบ



รูปที่ 18 (ก) กระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตของแต่ละมอดูลและแรงดันที่เอาต์พุตขณะปลดหรือต่อมอดูล 3 เข้าไปในระบบ (ข) และ (ค) ภาพขยายผลการทดสอบ

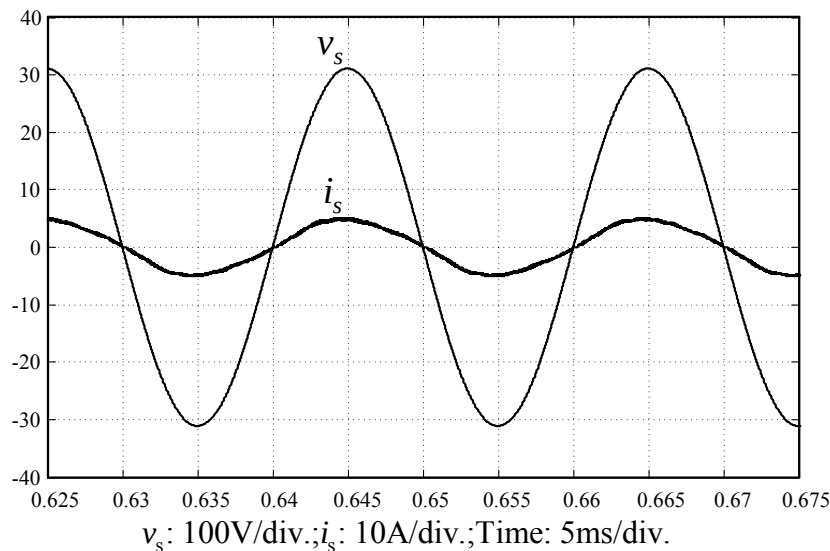


รูปที่ 19 (ก) กระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตของแต่ละมอดูลและกระแสที่โหลดขณะปลดหรือต่อมอดูล 3 เข้าไปในระบบ (ข) และ (ค) ภาพขยายผลการทดสอบ

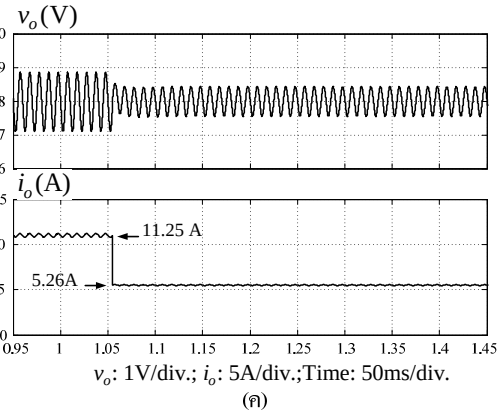
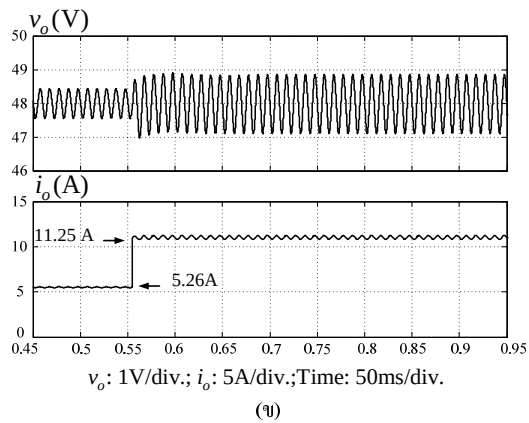
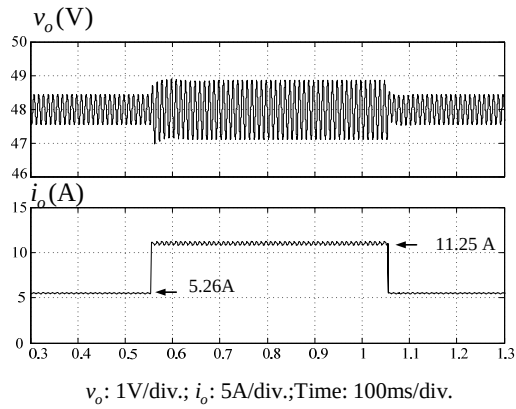


รูปที่ 20 (ก) กระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตของแต่ละมอดูลและกระแสด้านอินพุตขณะระบบทำงานแบบสำรองได้ (ข) และ (ค) ภาพขยายผลการทดสอบ

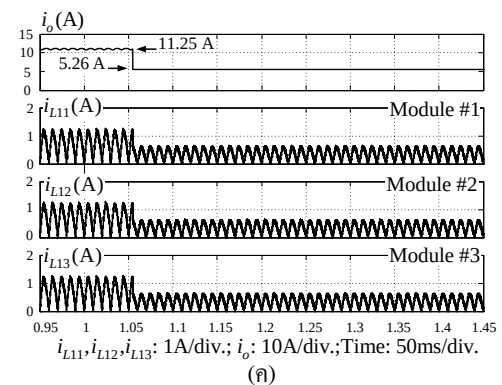
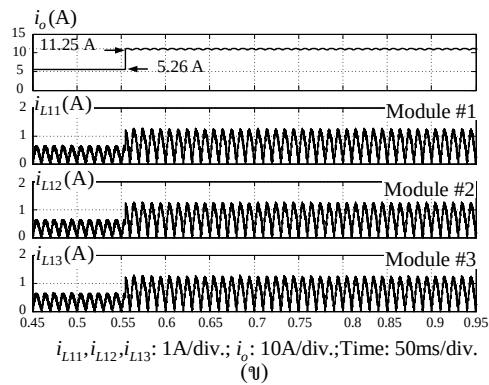
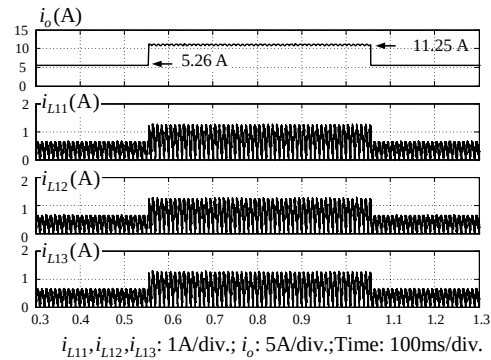
การทดสอบการทำงานแบบสำรองได้ของระบบ ได้ทำการทดสอบบนเงื่อนไขดังนี้ เมื่อกำหนดให้มอดูล #3 เป็นมอดูลที่เกิดความเสียหายจากนั้น จึงถูกถอดออกจากระบบจากนั้นเมื่อได้รับการแก้ไข จึงถูกต่อกลับเข้าไปในระบบอีกครั้งหนึ่ง ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 18 และ 19 ตามลำดับ จากผลการจำลองขณะที่ถอดมอดูล #3 ออกจากระบบจะเห็นได้ว่ามอดูลที่เหลืออยู่ในระบบจะช่วยกันจ่ายกำลังงานเอาต์พุตทันที รวมถึงเมื่อต่อมอดูล #3 กลับเข้าไปในระบบจะเห็นได้ว่าแต่ละมอดูลก็สามารถช่วยกันจ่ายกำลังงานเอาต์พุตไปยังโหลดทันทีทันใดสังเกตได้จากรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตของแต่ละมอดูล โดยไม่มีผลกระทบต่อการคุ่มค่าแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งพิจารณาจากรูปคลื่นแรงดันที่เอาต์พุต (v_o) กระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมอดูล #1 #2 และ #3 (i_{L11} , i_{L12} และ i_{L13}) และกระแสที่โหลด (i_o) ตามลำดับ ยิ่งกว่านั้นรูปคลื่นกระแสด้านอินพุตยังมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ แสดงดังรูปที่ 20 สำหรับการทำงานของระบบในสภาวะคงตัวนั้นรูปคลื่นแรงดันและกระแสด้านอินพุตก็มีเฟสตรงกันแสดงผลการจำลองดังรูปที่ 21



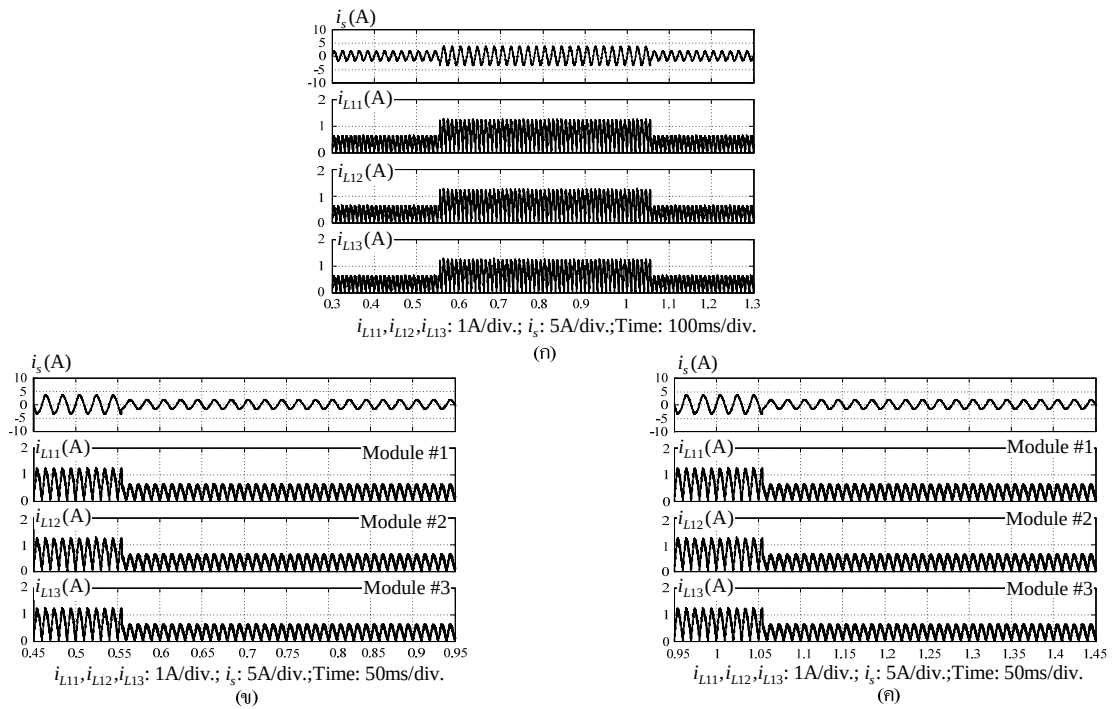
กรณีที่ใช้ตัวชดเชยค่าความผิดพลาดแรงดันเอาต์พุตด้วยตัวควบคุมพีไอแบบกำหนดอัตราขยายด้วยพีซีผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 22 ถึง 28 วิธีการทดสอบดำเนินการเหมือนกับการใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ เช่นการคุ่มค่าแรงดันเอาต์พุต การแบ่งกระแสของแต่ละมอดูลรวมถึงรูปคลื่นกระแสด้านอินพุตของระบบ โดยผลการทดสอบการทำงานพิจารณาได้จากผลการจำลองดังต่อไปนี้



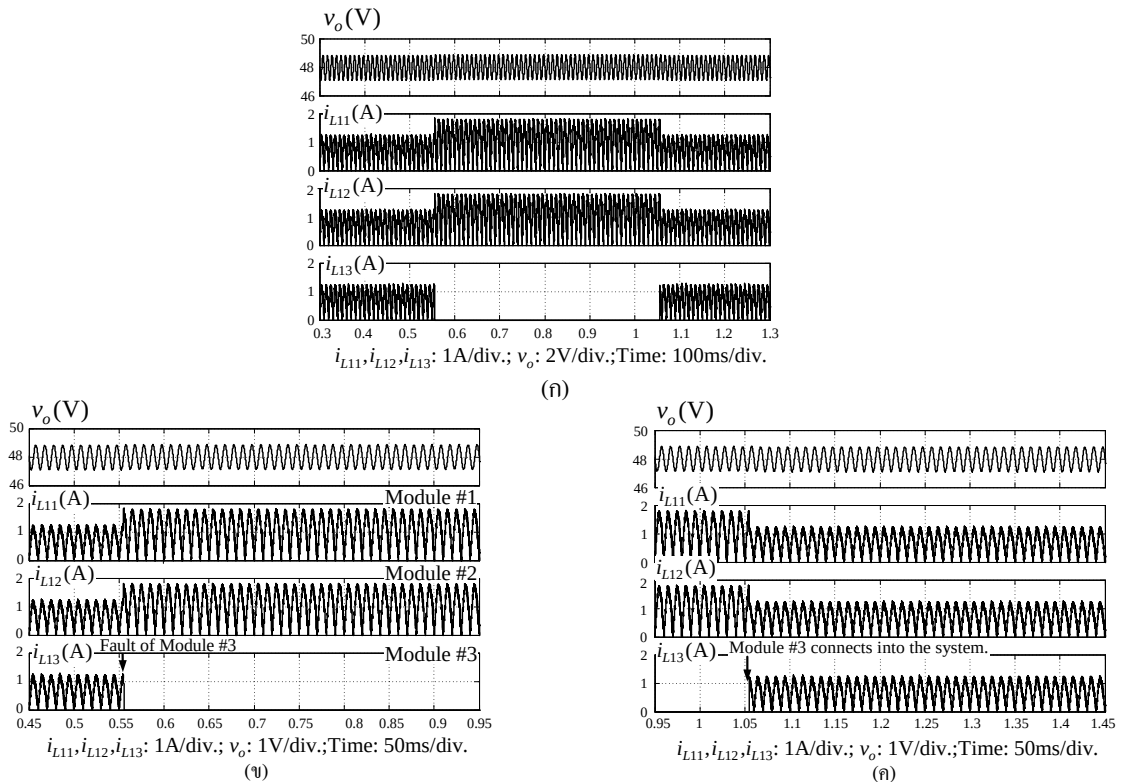
รูปที่ 22 (ง) รูปคลื่นแรงดันที่เอาต์พุตและกระแสที่โหลด (ข) และ (ค) ภาพขยายผลการทดสอบ



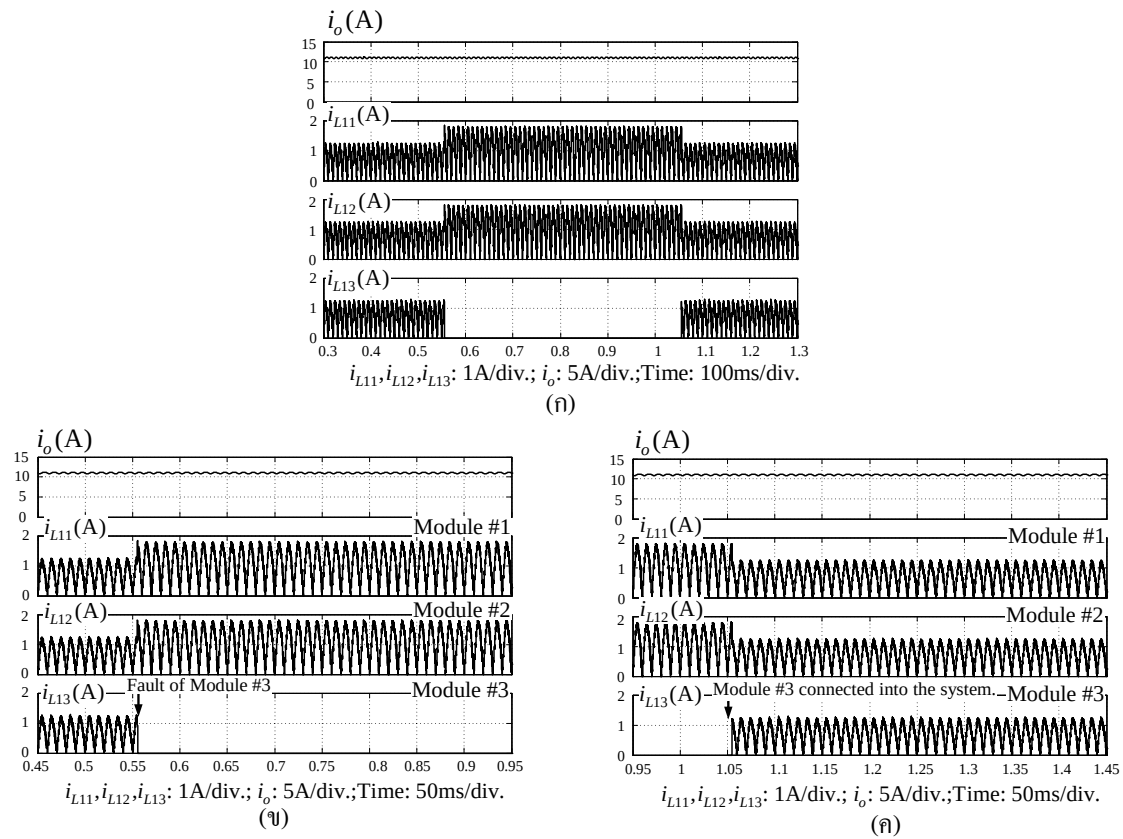
รูปที่ 23 (ก) กระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตของแต่ละมอดูลและกระแสโหลด (ข) และ (ค) ภาพขยายผลการทดสอบ



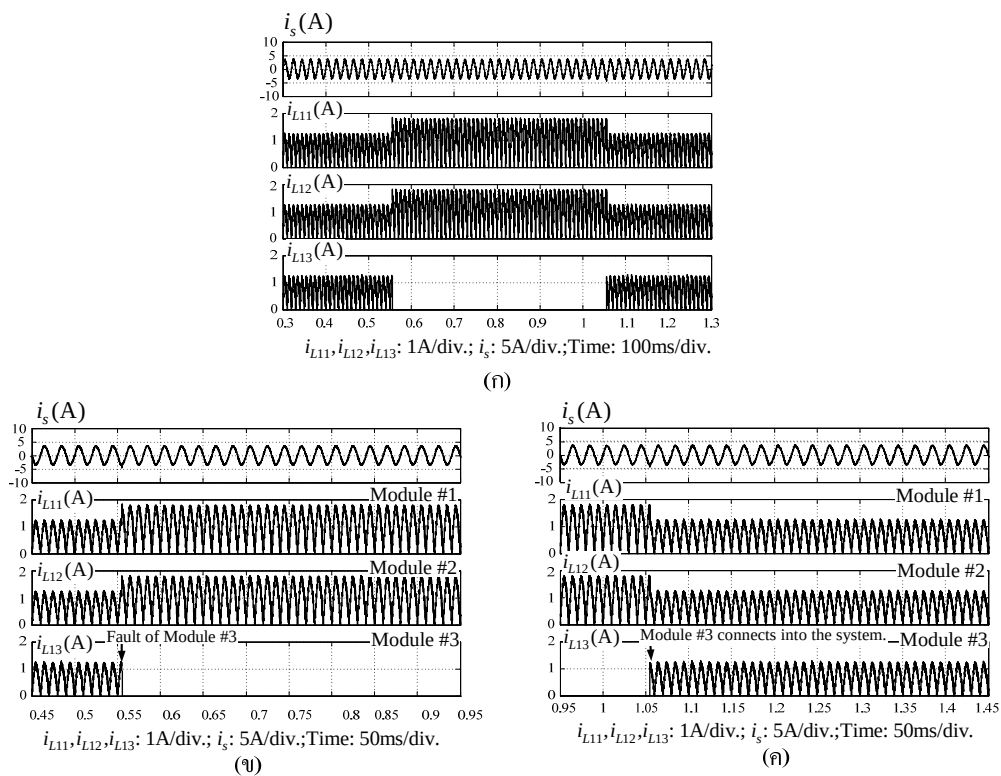
รูปที่ 24 (ก) กระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตของแต่ละมอดูลและกระแสที่แหล่งจ่าย (ข) และ (ค) ภาพขยายผลการทดสอบ



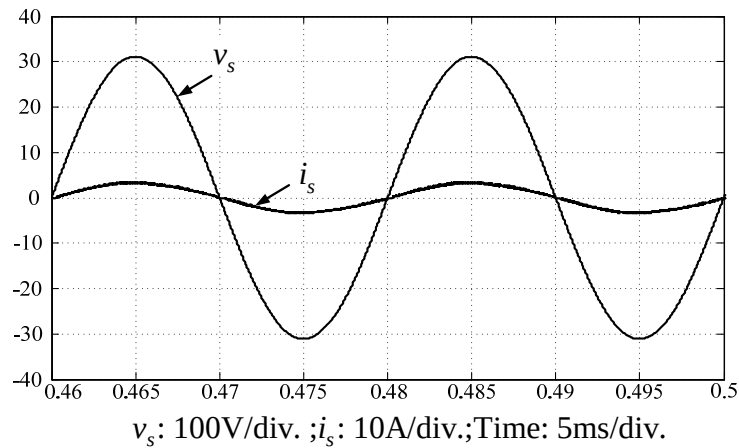
รูปที่ 25 (ก) กระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตของแต่ละมอดูลและแรงดันที่เอาต์พุตขณะปลดหรือต่อมอดูล 3 เข้าไปในระบบ (ข) และ (ค) ภาพขยายผลการทดสอบ



รูปที่ 26 (ก) กระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตของแต่ละมอดูลและกระแสที่โหลดขณะปลดหรือต่อมอดูล 3 เข้าไปในระบบ (ข) และ (ค) ภาพขยายผลการทดสอบ



รูปที่ 27 (ก) กระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตของแต่ละมอดูลและกระแสด้านอินพุตขณะระบบทำงานแบบสำรองได้ (ข) และ (ค) ภาพขยายผลการทดสอบ



รูปที่ 28 รูปคลื่นแรงดันกระแสต้านอินพุตของระบบ

จากผลการจำลองการทำงานของระบบโดยใช้ตัวควบคุมพีไอแบบกำหนดอัตราขยายด้วย ฟัซซี่ ทดสอบทั้งกรณีที่มีการรบกวนเข้ามาในระบบ การทำงานแบบสำรองได้รวมถึงการทำงานใน สภาวะคงตัว จากผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 22 ถึง 27 จะเห็นได้ว่าระบบสามารถทำงานด้วย ผลการตอบสนองเร็วกรณีที่มีการรบกวนเข้ามาในระบบ สามารถจ่ายกำลังงานเอาต์พุตได้อย่าง ต่อเนื่องไม่ขาดตอน กรณีที่มีมอดูลใดๆ เกิดความเสียหาย รวมถึงการแบ่งกระแสของแต่ละ มอดูลก็มีขนาดเท่าเทียมกัน และยิ่งกว่านั้นรูปคลื่นกระแสต้านอินพุตยังคงมีลักษณะใกล้เคียง รูปคลื่นไซน์และมีเฟสตรงกับแรงดันต้านอินพุตแสดงผลการจำลองดังรูปที่ 28 ตามลำดับ

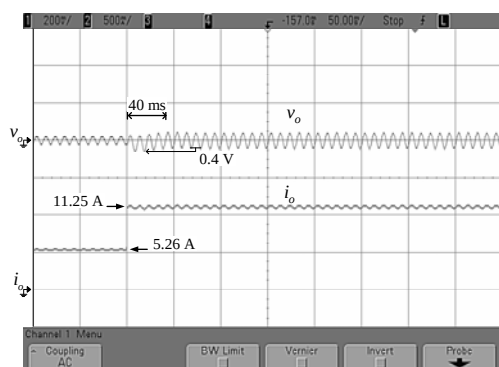
4.7 ผลการทดสอบระบบต้นแบบระดับห้องปฏิบัติการทดลอง

จากการจำลองการทำงานเบื้องต้นไว้ในหัวข้อก่อนหน้านี้ในหัวข้อนี้ จะทำการทดสอบระบบ ต้นแบบที่สร้างขึ้น ประกอบด้วยตัวขดเคเบิลทั้งสองแบบดังได้จำลองการทำงานเบื้องต้นไว้ใน หัวข้อก่อนหน้านี้

4.7.1 ผลการทดสอบการชดเชยค่าความผิดพลาดแรงดันเอาต์พุตด้วยตัวควบคุมแบบ พีไอ

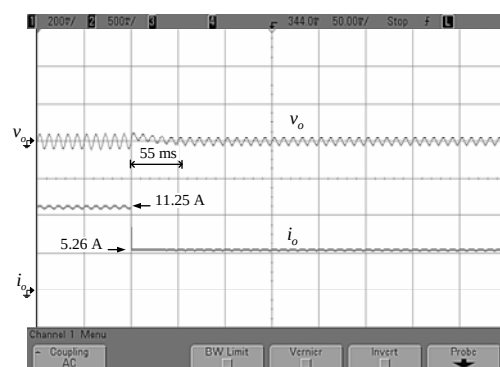
การทดสอบดำเนินการเสมือนกับการจำลอง โดยทดสอบการใส่การรบกวนเข้าไปในระบบ เพื่อดูผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต (v_o) หมายความว่าป้อนโหลดเข้าไปในระบบอย่าง ทันทีทันใด (i_o) จากประมาณ 50 % (5.26 A) ไปที่ 100 % (11.25 A) แล้วกลับมาที่ 50 % เพื่อยืนยันผลการตอบสนองของระบบที่นำเสนอทั้งทางด้านเอาต์พุตและอินพุต ผลการทดสอบแสดง รายละเอียดดังรูปที่ 29 ถึง 31 มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

จากรูปที่ 29 แสดงรูปคลื่นกระแสที่โหลดและแรงดันเอาต์พุตที่บัลไฟฟ้ากระแสตรง ขณะที่ความต้องการของโหลดเปลี่ยนแปลงจาก 5.26 A เป็น 11.25 A แสดงดังรูปที่ 29 (ก) แรงดันที่บัลไฟฟ้ากระแสตรงมีแรงดันดรูฟ (Droop) เท่ากับ 0.4 V และตัวควบคุมสามารถควบคุมการทำงานของระบบให้เข้าสู่สภาวะคงตัวประมาณ 40 ms นอกจากนั้นเมื่อเปลี่ยนโหลดกลับไปที่เคยจากรูปที่ 29 (ข) จะเห็นได้ว่าตัวควบคุมสามารถควบคุมการทำงานของระบบให้เข้าสู่สภาวะคงตัวประมาณ 55 ms ตามลำดับ เมื่อพิจารณาการแบ่งกระแสของแต่ละมอดูลแสดงดังรูปที่ 30 ทั้งสองกรณีจะเห็นได้ว่าแต่ละมอดูลสามารถแบ่งกระแสเพื่อช่วยกันจ่ายโหลดด้วยขนาดใกล้เคียงกัน รวมถึงรูปคลื่นกระแสด้านอินพุตของระบบก็มีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ แสดงดังรูปที่ 31 ตามลำดับ



v_o : 4V/div.; i_o : 5A/div.; Time: 50ms/div.

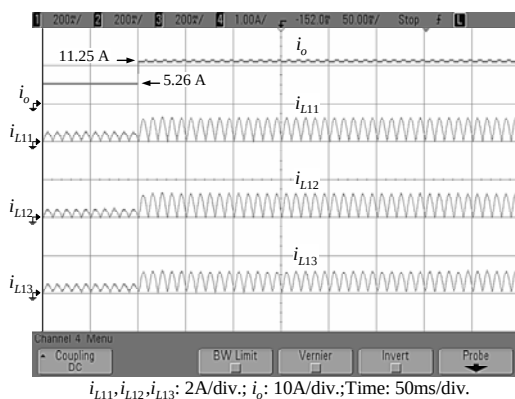
(ก) การเพิ่มโหลดจาก 5.26 A เป็น 11.25 A



v_o : 4V/div.; i_o : 5A/div.; Time: 50ms/div.

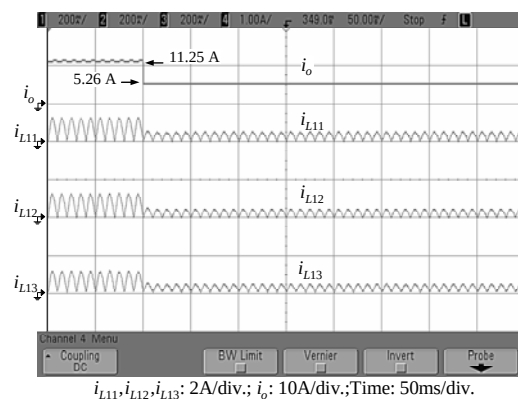
(ข) การลดโหลดจาก 11.25 A เป็น 5.26 A

รูปที่ 29 รูปคลื่นแรงดันที่เอาต์พุตและกระแสที่โหลด



$i_{L11}, i_{L12}, i_{L13}$: 2A/div.; i_o : 10A/div.; Time: 50ms/div.

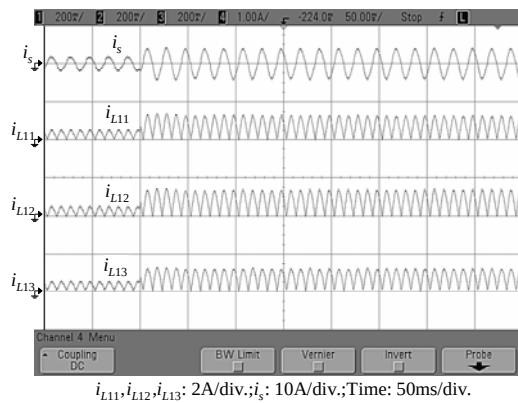
(ก) การเพิ่มโหลดจาก 5.26 A เป็น 11.25 A



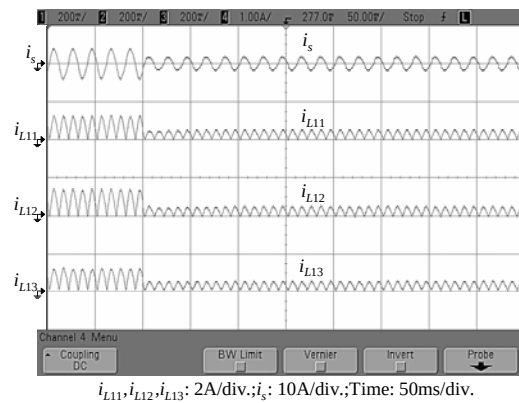
$i_{L11}, i_{L12}, i_{L13}$: 2A/div.; i_o : 10A/div.; Time: 50ms/div.

(ข) การลดโหลดจาก 11.25 A เป็น 5.26 A

รูปที่ 30 รูปคลื่นกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตของแต่ละมอดูลและกระแสที่โหลด



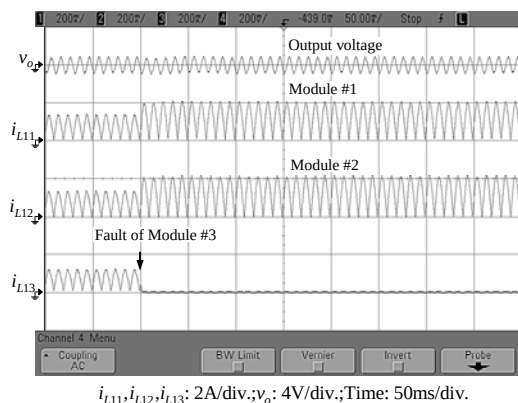
(ก) การเพิ่มโหลดจาก 5.26 A เป็น 11.25 A



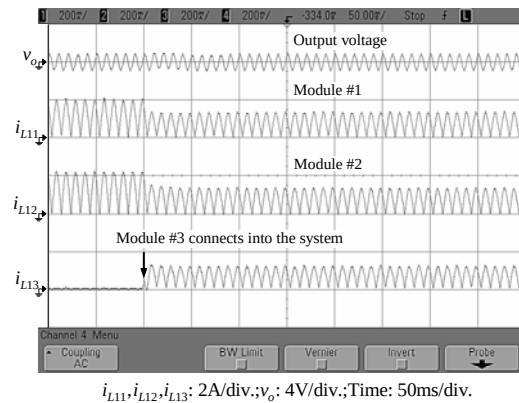
(ข) การลดโหลดจาก 11.25 A เป็น 5.26 A

รูปที่ 31 รูปคลื่นกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตของแต่ละมอดูลและกระแสที่แหล่งจ่าย

เมื่อดำเนินการทดสอบการทำงานแบบสำรองได้ของระบบโดยกำหนดให้มอดูล #3 เกิดความเสียหายขึ้นแสดงดังรูปที่ 32 (ก) ดังนั้นมอดูลที่เหลือจึงช่วยกันจ่ายกำลังงานเอาต์พุตอย่างทันทีทันใด ในทำนองเดียวกันเมื่อซ่อมแซมมอดูล #3 แล้วจึงต่อกลับเข้าไปในระบบแสดงผลการทดสอบดังรูปที่ 32 (ข) จากนั้นแต่ละมอดูลที่ต่ออยู่ในระบบก็ช่วยกันจ่ายกำลังงานเอาต์พุตด้วยขนาดใกล้เคียงกัน จากผลการทดสอบจะเห็นได้ว่าที่บัสไฟฟ้ากระแสตรงไม่มีการดรู๊ปและการพุ่งเกินของแรงดันเอาต์พุต ระบบสามารถจ่ายโหลดได้อย่างต่อเนื่องไม่ขาดตอนแสดงผลการทดสอบดังรูปที่ 33 และรูปคลื่นกระแสด้านอินพุต ก็มีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์แสดงดังรูปที่ 34 ส่งผลให้ค่าความผิดเพี้ยนของกระแสด้านอินพุตของระบบมีค่าอยู่ตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 Class A

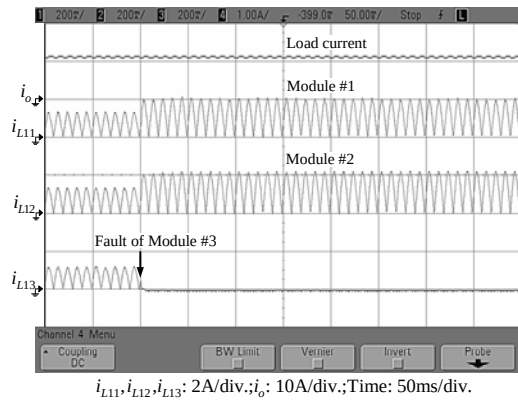


(ก) ปลดมอดูล # 3

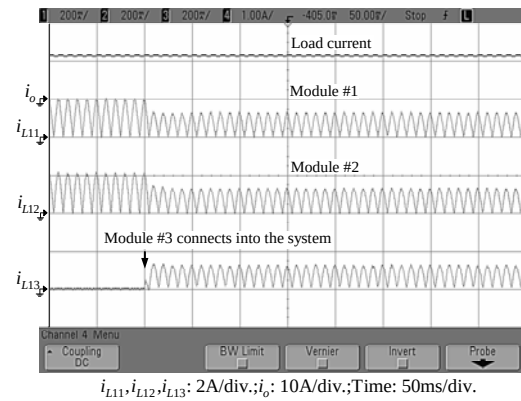


(ข) ต่อมอดูล # 3

รูปที่ 32 รูปคลื่นกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตของแต่ละมอดูลและแรงดันที่เอาต์พุตขณะปลดหรือต่อมอดูล 3 เข้าไปในระบบ

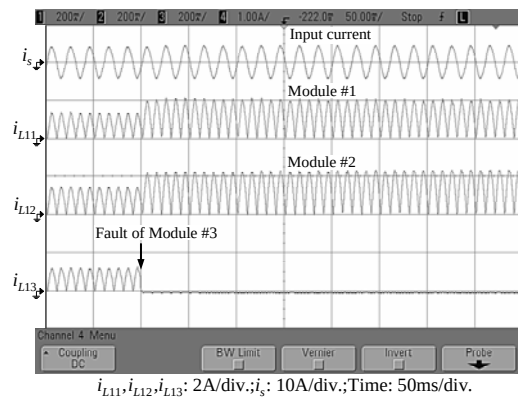


(ก) ปลดมอดูล # 3

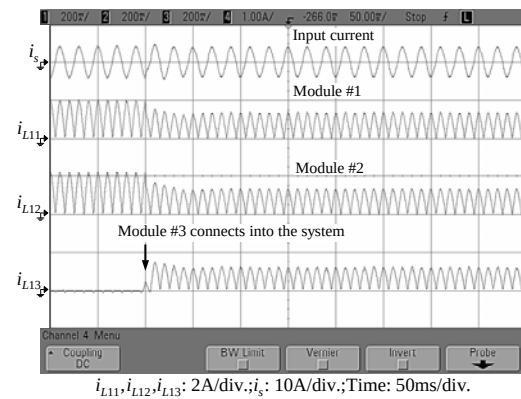


(ข) ต่อมอดูล # 3

รูปที่ 33 รูปคลื่นกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตของแต่ละมอดูลและกระแสที่โหลดขณะปลดหรือต่อมอดูล 3 เข้าไปในระบบ

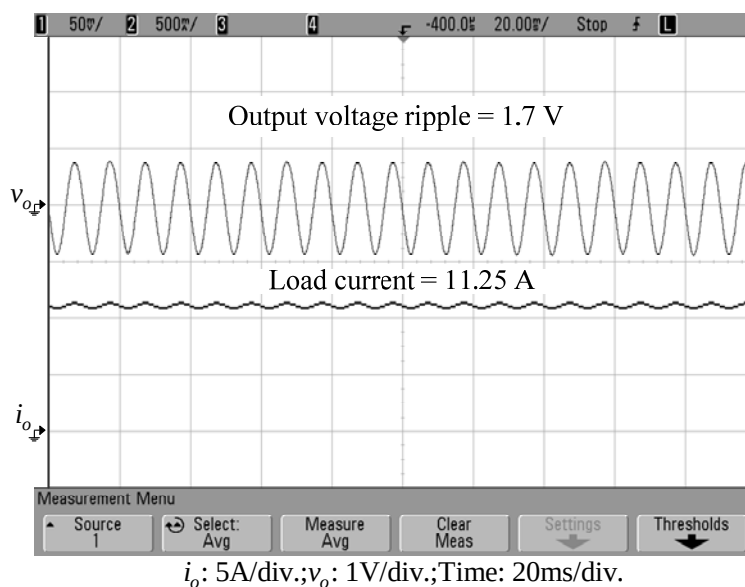


(ก) ปลดมอดูล # 3

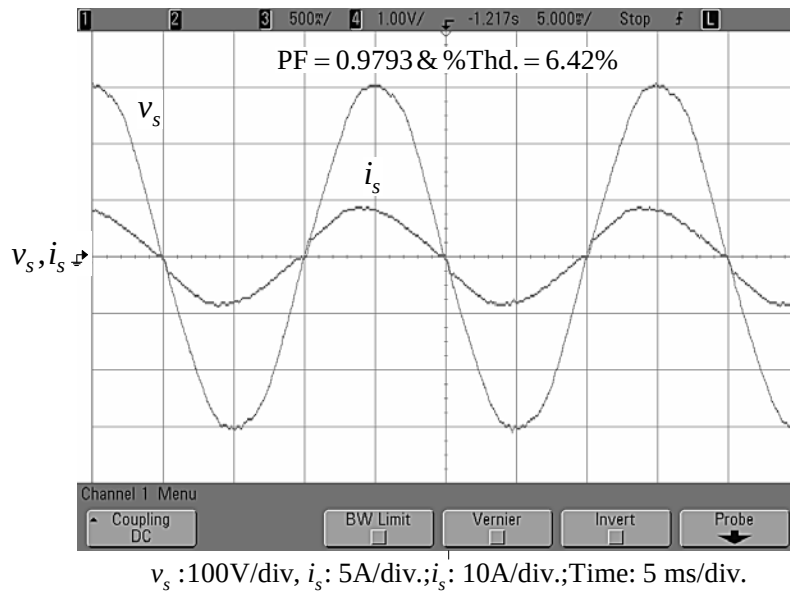


(ข) ต่อมอดูล # 3

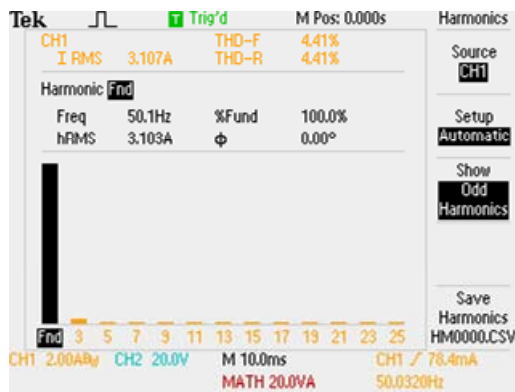
รูปที่ 34 รูปคลื่นกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตของแต่ละมอดูลและกระแสด้านอินพุตขณะระบบทำงานแบบสำรองได้



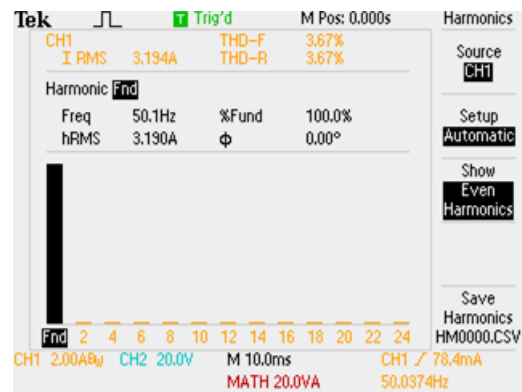
รูปที่ 35 การกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตขณะจ่ายโหลดที่พิกัด 11.25 A



รูปที่ 36 รูปคลื่นแรงดันและกระแสอินพุตขณะจ่ายโหลดที่ฟิวกัด 11.25 A

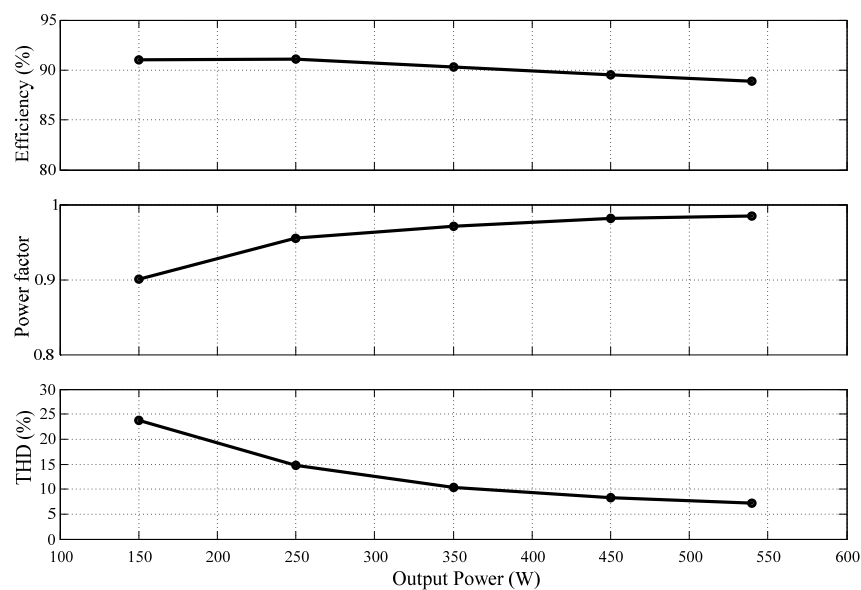


(ก) อันดับคี่



(ข) อันดับคู่

รูปที่ 37 อันดับฮาร์โมนิกส์



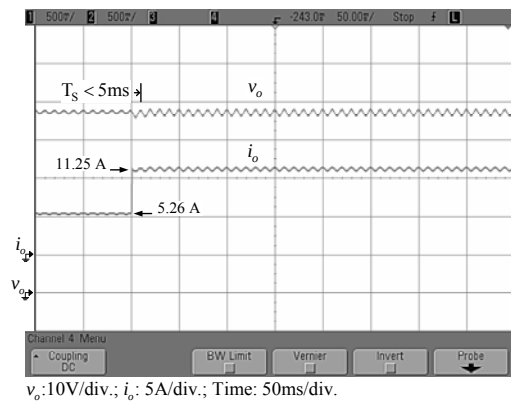
รูปที่ 38 การพิจารณาสมรรถนะการทำงานของระบบ

ในกรณีที่ระบบทำงานในสภาวะคงตัวทดสอบการทำงานพิกัดโหลดที่ประมาณ 67 % (จ่ายโหลดที่กระแส 11.25 A แรงดันเอาต์พุตคงที่ 48 V) รูปคลื่นการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตแสดงดังรูปที่ 35 มีค่าเท่ากับ 1.7 V ส่วนค่าคุณภาพทางด้านอินพุตแสดงดังรูปที่ 36 จากรูปคลื่นจะเห็นได้ว่ารูปคลื่นกระแสมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์และมีเฟสเกือบตรงกับแรงดันอินพุตส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าใกล้เคียงหนึ่ง (0.9793) และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสด้านอินพุตก็มีค่าอยู่ตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 class A โดยแสดงค่าอันดับความผิดเพี้ยนของกระแสดังรูปที่ 37 (ก) และ (ข) นอกจากนี้การทดสอบสมรรถนะการทำงานของระบบ เมื่อระบบทำหน้าที่จ่ายโหลดต่ำสุดไปจนถึงพิกัดโหลดของระบบผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 38 ด้านบนสุดแสดงประสิทธิภาพ ตรงกลางคือ ตัวประกอบกำลัง และล่างสุด คือ ร้อยละความผิดเพี้ยนของกระแสด้านอินพุต (Total Harmonic Distortion Current) จากผลการทดสอบจะเห็นว่าสมรรถนะการทำงานของระบบเป็นที่น่าพอใจ น่าจะเป็นต้นแบบสำหรับการนำไปผลิต เพื่อจำหน่ายในงานอุตสาหกรรมได้

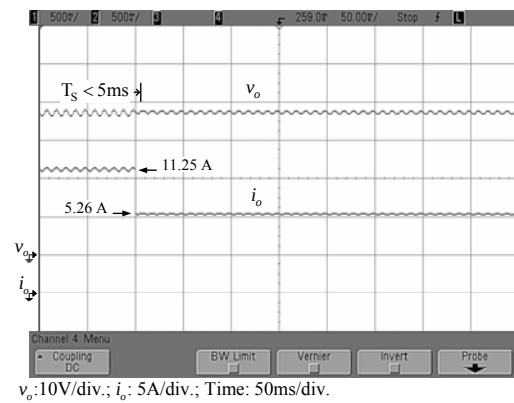
4.7.2 ผลการทดสอบการชดเชยค่าความผิดพลาดแรงดันเอาต์พุตด้วยตัวควบคุมแบบพีไอกำหนดอัตราขยายด้วยพีชชี

การทดสอบการทำงานดำเนินเช่นเดียวกับตัวควบคุมแบบพีไอ มีผลทดสอบการทำงานแสดงดังต่อไปนี้

สำหรับผลการทดลองในรูปที่ 39 (ก) และ (ข) แสดงผลการทดสอบการตอบสนองด้านเอาต์พุตของระบบจากการทดสอบจะเห็นได้ว่าระบบได้รับผลการตอบสนองดีกว่าตัวควบคุมแบบพีไอ โดยใช้เวลาเข้าที่น้อยกว่าตัวควบคุมแบบพีไอ รวมถึงการแบ่งกระแสของแต่ละมอดูลก็มีขนาดใกล้เคียงกัน แม้ว่าจะมีการคำนวณคำสั่งกระแสด้วยตัวควบคุมของแต่ละมอดูลยิ่งกว่านั้นสัญญาณกระแสด้านอินพุตยังคงมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ เมื่อมีการรบกวนเข้ามาในระบบสังเกตได้จากตัวควบคุมสามารถควบคุมให้ระบบทำงานในสภาวะคงตัวได้เร็วกว่าตัวควบคุมแบบพีไอ พิจารณาได้จากรูปที่ 40 ถึง 42 ตามลำดับ

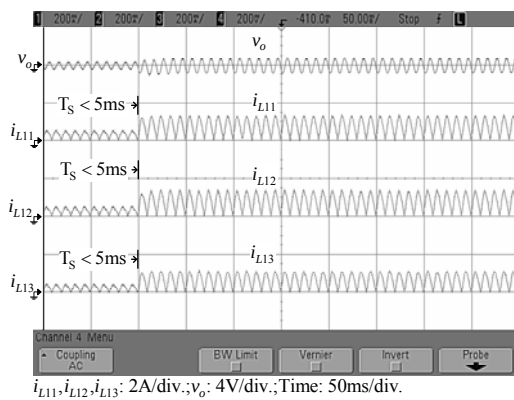


(ก) การเพิ่มโหลดจาก 5.26 A เป็น 11.25 A

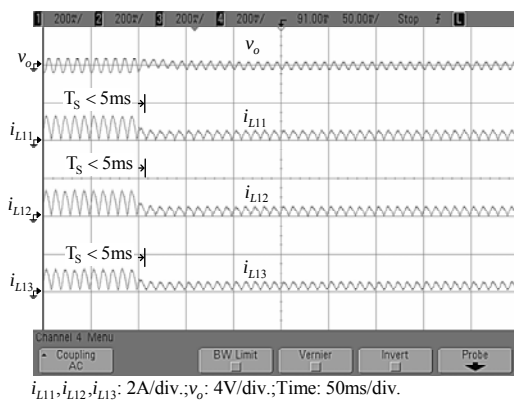


(ข) การลดโหลดจาก 11.25 A เป็น 5.26 A

รูปที่ 39 รูปคลื่นแรงดันที่เอาต์พุตและกระแสที่โหลด

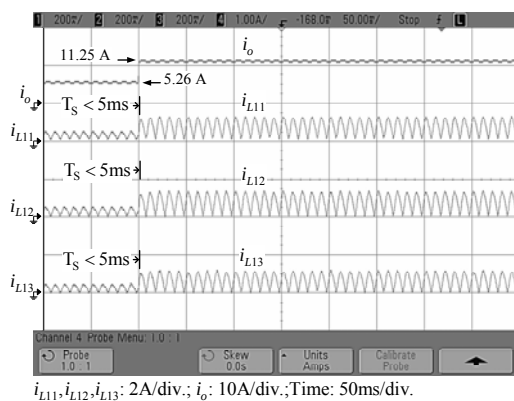


(ก) การเพิ่มโหลดจาก 5.26 A เป็น 11.25 A

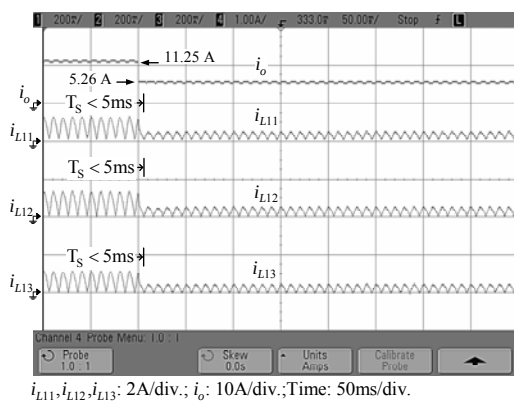


(ข) การลดโหลดจาก 11.25 A เป็น 5.26 A

รูปที่ 40 รูปคลื่นกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตของแต่ละมอดูลและแรงดันที่เอาต์พุต

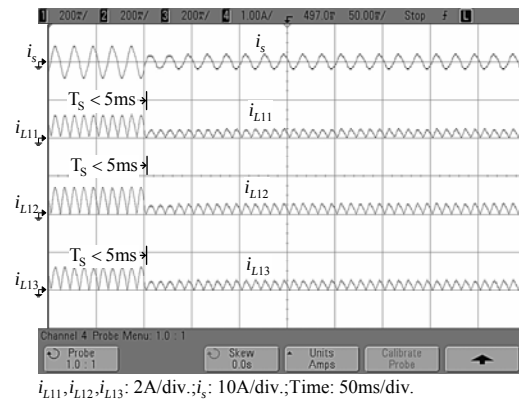
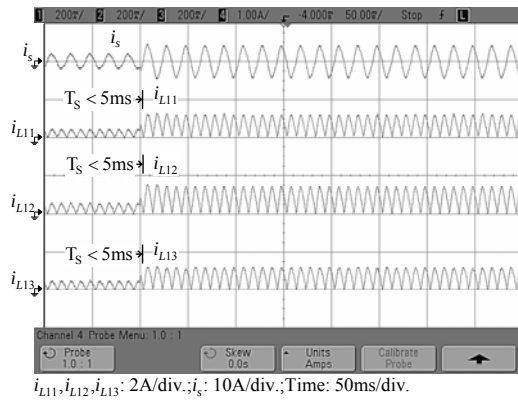


(ก) การเพิ่มโหลดจาก 5.26 A เป็น 11.25 A



(ข) การลดโหลดจาก 11.25 A เป็น 5.26 A

รูปที่ 41 รูปคลื่นกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตของแต่ละมอดูลและกระแสที่โหลด



(ก) การเพิ่มโหลดจาก 5.26 A เป็น 11.25 A

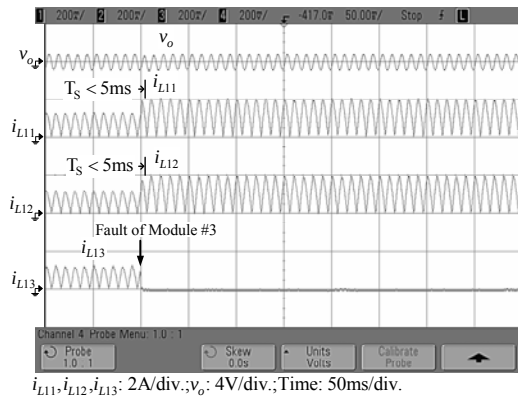
(ข) การลดโหลดจาก 11.25 A เป็น 5.26 A

รูปที่ 42 รูปคลื่นกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตของแต่ละมอดูลและกระแสที่แหล่งจ่าย

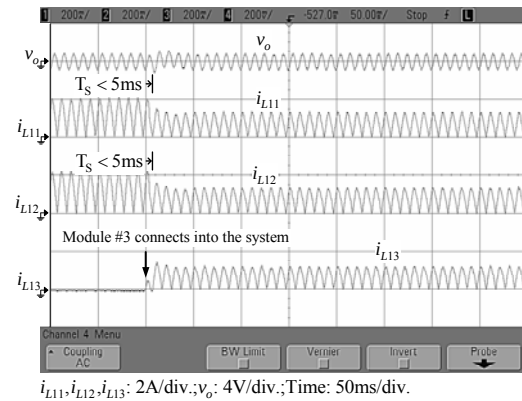
ผลทดสอบการทำงานแบบสำรองได้ของระบบดำเนินการ โดยกำหนดให้มอดูล #3 เกิดความเสียหาย จากนั้นจึงถูกถอดออกเพื่อดำเนินการซ่อมแซมบำรุงรักษานี้คือเหตุผลว่าทำไมไม่จ่ายโหลดเต็มพิกัด (750 W) จ่ายเพียงแค่ประมาณ 67 % จากนั้นมอดูลที่เหลือจึงช่วยกันจ่ายกำลังไฟฟ้าให้เพียงพอ แหล่งจ่ายแบบนี้ จึงเหมาะกับการจ่ายโหลดที่ทำงานต่อเนื่องตลอดเวลา ผลการทดสอบแสดงผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 43 ถึง 45 จากรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต กระแสโหลด กระแสของตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตของแต่ละมอดูลจะเห็นได้ว่าระบบมีผลการตอบสนองเร็วโดยใช้เวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวเร็วกว่าการใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ โดยสรุปไว้ในตารางที่ 4 ส่วนการแบ่งกระแสของแต่ละมอดูลก็มีขนาดใกล้เคียงกันซึ่งแสดงรายละเอียดไว้ในตารางที่ 5 โดยในสภาวะคงตัว ตัวควบคุมแบบพีไอและพีไอแบบกำหนดอัตราขยายด้วยฟัซซี่ จะมีผลลัพธ์เดียวกันในที่นี่จึงไม่แสดงผลการทดสอบการทำงานของระบบ ส่วนรายละเอียดการเผยแพร่งานวิจัยแสดงดังภาคผนวก

ตารางที่ 4 ตารางเปรียบเทียบผลการตอบสนองของระบบ

Load Change	DC bus	FGPI Controller	PI Controller
5.26 A ถึง 11.25 A	แรงดันพุ่งเกิน	น้อยมาก	0.4 V
	แรงดันดรูฟ	น้อยมาก	น้อยมาก
	เวลาเข้าที่	น้อยกว่า 5 ms	40 ms
5.26 A ถึง 11.25 A	แรงดันพุ่งเกิน	น้อยมาก	น้อยมาก
	แรงดันดรูฟ	น้อยมาก	น้อยมาก
	เวลาเข้าที่	น้อยกว่า 5 ms	55 ms

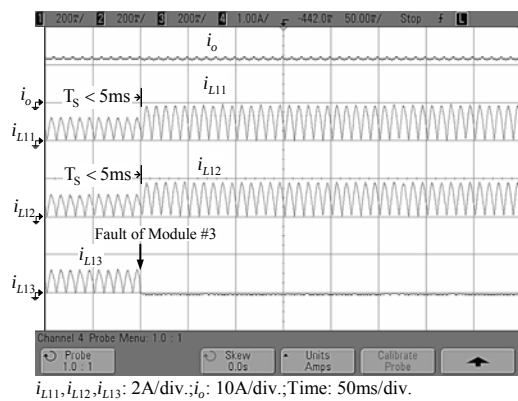


(ก) ปลดมอดูล # 3

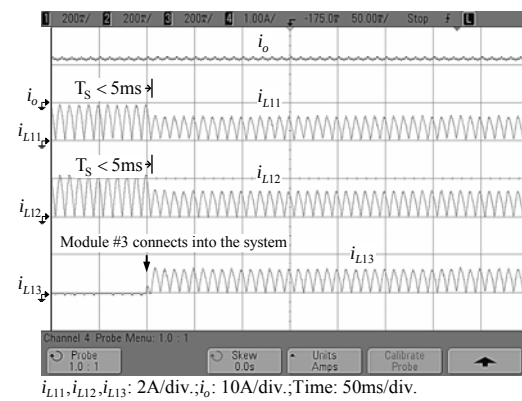


(ข) ต่อมอดูล # 3

รูปที่ 43 รูปคลื่นกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตของแต่ละมอดูลและแรงดันที่เอาต์พุตขณะปลดหรือต่อมอดูล 3 เข้าไปในระบบ

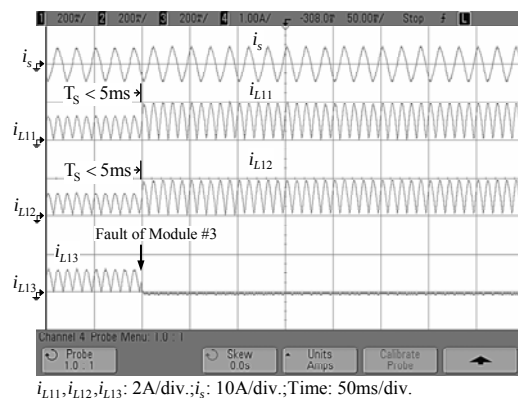


(ก) ปลดมอดูล # 3

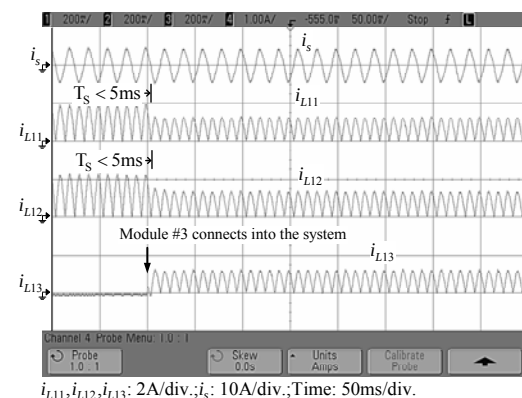


(ข) ต่อมอดูล # 3

รูปที่ 44 รูปคลื่นกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตของแต่ละมอดูลและกระแสที่ไหลขณะปลดหรือต่อมอดูล 3 เข้าไปในระบบ



(ก) ปลดมอดูล # 3



(ข) ต่อมอดูล # 3

รูปที่ 45 รูปคลื่นกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตของแต่ละมอดูลและกระแสด้านอินพุตขณะระบบทำงานแบบสำรองได้

ตารางที่ 5 ค่ากระแสและค่าความผิดพลาดของการแบ่งกระแสในแต่ละมอดูล

No.	P_o	I_{L11}	I_{L12}	I_{L13}	I_{LT}	I_{Lav}	$ \Delta I_{L11} $	$ \Delta I_{L12} $	$ \Delta I_{L13} $	$ I_{Lmax} $
	(W)	rms. (A)					(%)			
1	150	0.270	0.230	0.254	0.754	0.251	1.867	2.133	0.267	1.061
2	200	0.337	0.321	0.323	0.981	0.253	1.000	0.600	0.400	1.223
3	250	0.422	0.403	0.395	1.220	0.406	1.533	0.367	1.167	0.902
4	300	0.491	0.491	0.462	1.444	0.481	0.967	0.967	1.933	2.008
5	350	0.571	0.579	0.529	1.679	0.560	1.133	1.933	3.067	3.454
6	400	0.641	0.683	0.602	1.926	0.642	0.100	4.100	4.000	6.386
7	450	0.732	0.769	0.675	2.176	0.725	0.667	4.367	5.033	6.020
8	500	0.791	0.883	0.741	2.415	0.805	0.014	0.078	0.064	9.689
9	540	0.842	1.005	0.798	2.645	0.882	0.040	0.123	0.084	13.989

เมื่อ $I_{LT} = I_{L11} + I_{L12} + I_{L13}$

$$I_{Lav} = \frac{I_{LT}}{3}$$

$$|\Delta I_{L11}| = I_{Lav} - I_{L11}$$

$$|\Delta I_{L12}| = I_{Lav} - I_{L12}$$

$$|\Delta I_{L13}| = I_{Lav} - I_{L13}$$

และ $|I_{Lmax}| = \frac{I_{Lav} - I_{L1Nmax}}{I_{Lav}} \times 100\%$ โดยที่ N = 1, 2, หรือ 3

4.8 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

เมื่อพิจารณาจากผลการจำลองและทดสอบระบบต้นแบบ ระดับห้องปฏิบัติการ เพื่อยืนยันแนวความคิดการดำเนินการจัดทำวิจัยสามารถสรุปเป็นผลลัพธ์ ที่ได้รับได้เป็นประเด็นสำคัญดังต่อไปนี้

1. ดำเนินการโครงการตามวัตถุประสงค์และขอบเขตการดำเนินงานวิจัย ตรวจสอบได้จากผลการจำลองและผลการทดลอง

2. สามารถทดสอบการทำงานของระบบต้นแบบ ด้วยวิธีการจำลอง และทดสอบจากระบบต้นแบบจริง รวมถึงสามารถเก็บผลการทดลอง สำหรับเผยแพร่ผลงานตีพิมพ์ลงในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ (IET Power Electronics 2013, Advanced Materials Research 2014 และ IET Power Electronics 2014 มีจดหมายตอบรับอยู่ในขั้นตอนการตีพิมพ์) เพื่อปิดโครงการได้ทันตามระยะเวลาที่กำหนดตามสัญญาภายในระยะเวลา 2 ปี (2 กรกฎาคม 2555 ถึง 2 กรกฎาคม 2557)

3. สามารถนำประเด็นที่ได้จากโครงการนำไปเผยแพร่งานวิจัยในการประชุมวิชาการระดับชาติและนานาชาติได้

4. ได้รับองค์ความรู้และประสบการณ์ การบริหารโครงการ ด้วยตนเองหลังจากจบ การศึกษาระดับปริญญาเอก หากมีปัญหหรือประเด็นสงสัยก็ปรึกษา นักวิจัยที่ปรึกษา หรือ เพื่อนร่วมงาน

4.9 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต

สำหรับการดำเนินงานวิจัยในโครงการนี้ มีข้อเสนอแนะการดำเนินงานวิจัยในอนาคต ดังต่อไปนี้

1. ศึกษาวิธีการออกแบบระบบการควบคุมให้มีตัวควบคุมหลัก เพื่อคอยสังเกตการณ์ และ ตรวจสอบสถานะการทำงานของระบบ ซึ่งสามารถช่วยเพิ่มความน่าเชื่อถือได้ของแหล่งจ่าย กำลังไฟฟ้า ที่จะทำหน้าที่จ่ายโหลดได้อย่างต่อเนื่องและไม่ขาดตอน กรณีที่มีการซ่อมแซม บำรุงรักษา และเกิดความเสียหายขึ้นกับมอดูลใดๆ ในระบบ

2. ศึกษาขั้นตอนวิธีการสำหรับการคำนวณคำสั่งการแบ่งกระแสของแต่ละมอดูล โดยไม่ต้องรับคำสั่งจากบัสข้อมูลร่วมกัน

3. ศึกษาวิธีการออกแบบการควบคุมการทำงานของแต่ละมอดูล โดยให้แต่ละมอดูล สามารถจ่ายโหลดเหมาะสมกับความต้องการของโหลด ยกตัวอย่างเช่น กรณีที่ระบบมีความต้องการ กำลังเอาต์พุตลดลง ดังนั้นแต่ละมอดูลสามารถปลดตัวเองออกจากระบบ ถ้าหากระบบต้องการ กำลังงานเอาต์พุตเพิ่มขึ้น แต่ละมอดูลสามารถต่อตัวเองเข้าไปในระบบ เพื่อช่วยกันจ่ายกำลัง งานเอาต์พุตได้

Output จากโครงการวิจัยที่ได้รับทุนจาก สกว.

1. ผลงานตีพิมพ์ในวารสารวิชาการนานาชาติ

- 1.1 Viboon Chunkag, **Yutthana Kanthaphayao** and Uthen Kamnarn, "Distributed control system for a parallel-connected AC/DC converters", IET Power Electron., 2013, Vol. 6, Iss.3, pp.446–456.
- 1.2 **Yutthana Kanthaphayao** and Viboon Chunkag, "Current-sharing bus and fuzzy gain scheduling of proportional–integral controller to control a parallel-connected AC/DC converter", IET Power Electron., 2014, Vol. xx, Iss. x, pp. 1–8. (ตอบรับการตีพิมพ์)
- 1.3 **Yutthana Kanthaphayao** and Viboon Chunkag, "Technique to Improve the Transient Response of Parallel-Connected AC/DC Converter," Advanced Materials Research, 2014, Vols. 931-932, pp 883-887.

2. การเสนอผลงานในที่ประชุมวิชาการนานาชาติ

- 2.1 **Yutthana Kanthaphayao**, Uthen Kamnarn and Viboon Chunkag, "Centralized Control System for Parallel-Connected AC/DC Converters with a Fast Transient Response" IEECON2013, pp. 9-12.
- 2.2 **Yutthana Kanthaphayao**, Chalernpol Rueangepattanawiwat and Viboon Chunkag, "Improve the Transient Response of DC/DC Converter" IEECON2014, pp. 1-4.

3. ผลงานตีพิมพ์ลงในวารสารวิชาการระดับชาติ

- 3.1 **ยุทธนา กัณฑ์พะเยา** เฉลิมพล เรืองพัฒนาวิวัฒน์ และวิบูลย์ ชื่นแขก, "การออกแบบระบบควบคุมสำหรับควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสดตรงที่มีผลการตอบสนองเร็ว" วารสารวิชาการและวิจัย มทร.พระนคร, ฉบับพิเศษ, ปีที่ 2013, pp. 390-401.

4. การนำเสนอผลงานการประชุมวิชาการระดับชาติ

- 4.1 **ยุทธนา กัณฑ์พะเยา** และวิบูลย์ ชื่นแขก, "การวิเคราะห์และการออกแบบตัวควบคุมพีไอแบบกำหนดเกณฑ์ด้วยฟัซซีสำหรับควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสดตรง" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 35 (EECON 35), 12-14 ธันวาคม 2555, pp 433-436.

บทความที่ถูกตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ
3 เรื่อง



Distributed control system for a parallel-connected AC/DC converters

Viboon Chunkag¹, Yutthana Kanthaphayao², Uthen Kamnarn³

¹Department of Electrical and Computer Engineering, King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Thailand

²Department of Electrical Engineering, SERTTC, Rajamangala University of Technology Suvarnabhumi, Thailand

³Department of Electrical Engineering, Rajamangala University of Technology Lanna, Thailand

E-mail: yutthana.k@rmutsb.ac.th; yutthana_k44@hotmail.com

Abstract: This study presents a distributed control system for parallel-connected AC/DC converters. The proposed system composed of isolated CUK AC/DC converters which each converter has its own controller and a simple current-sharing circuit. The purposes are modular system and distributed control. The control system consists of an analogue circuit and a microcontroller. The analogue circuit is used for a current sharing and control the input current to be in-phase with the input voltage. The microcontroller is used for generating the control signals to adjust gain of the current sharing and to control the output voltage. The performance evaluation was conducted through the simulation and experimental results, on a three-module parallel-connected, with a 540 W load, a -48 V of DC bus output voltage. The performance of the proposed system has been achieved as follows: the current sharing is quite well; the redundant operation can be implemented in this system, the fast transient response and a high-power factor.

1 Introduction

Generally, a distributed power system composes of parallel-connected converter supply such as, AC/DC and DC/DC converters. The purposes of this system are redundancy, modularity, thermal management, maintainability and high-power capability, as explained in [1–5]. Normally, current sharing of the parallel-connected converters may be divided as a droop method and an active current-sharing method [6–8]. The droop method was explained in [9, 10]. This method is achieved on a higher system modularity and flexibility, which is no communication link among converter controller modules. Nevertheless, it has some drawback for example, the current sharing and the output voltage regulation is quite poor and slow transient response. The active current-sharing schemes have been presented such as a centralised control [11–13], and a master–slave control [14, 15]. These methods achieve the tight output voltage regulation and a good current sharing. However, these methods decreased system reliability, modularity and flexibility.

According to the current-sharing technique of a parallel-connected converter which are presented in [15, 16]. Each module has a current sensor of the load current to control current sharing among the modules, resulting in increasing cost of the system. In [17], a single current sensor method is proposed to implement the paralleled DC/DC converters. This method can share the current among modules to supply an output power. However, this method adds a switch into the power circuit, which leads to the complexity to control the system operation. In [18], another

current-sharing technique is proposed. In this method, the current sharing is performed by measuring the inductor voltage droop of each module and controlled in a hysteresis manner. Nevertheless, this technique required a more complicated circuit and interfacing buses to implement the current sharing such as average current bus and current-sharing reference bus. The distributed control of a parallel-connected AC/DC converter is proposed in [19] it achieved as a modular and a tight output voltage regulation. In this system, the current sharing of each module used data communication via a RS485 serial bus. However, the number of the converter module to parallel-connected is limited with the time slot for synchronising the data communication.

Therefore in order to achieve a high modularity, redundancy, good reliability and flexibility system, and also a tight output voltage regulation and a good current sharing, a distributed control method without inherent limited of the droop method and the active current-sharing method are desirable. In this study, a simple analogue circuit is proposed for current sharing of each converter module. The gain value for the current-sharing circuit is controlled by control signals, which generated from the microcontroller of each converter module. Moreover, the distributed control can be easily implemented for a redundant operation.

2 Distributed control of a parallel-connected AC/DC converter

Fig. 1a shows a parallel-connected AC/DC converter of the proposed system. Each module is an isolated CUK AC/DC

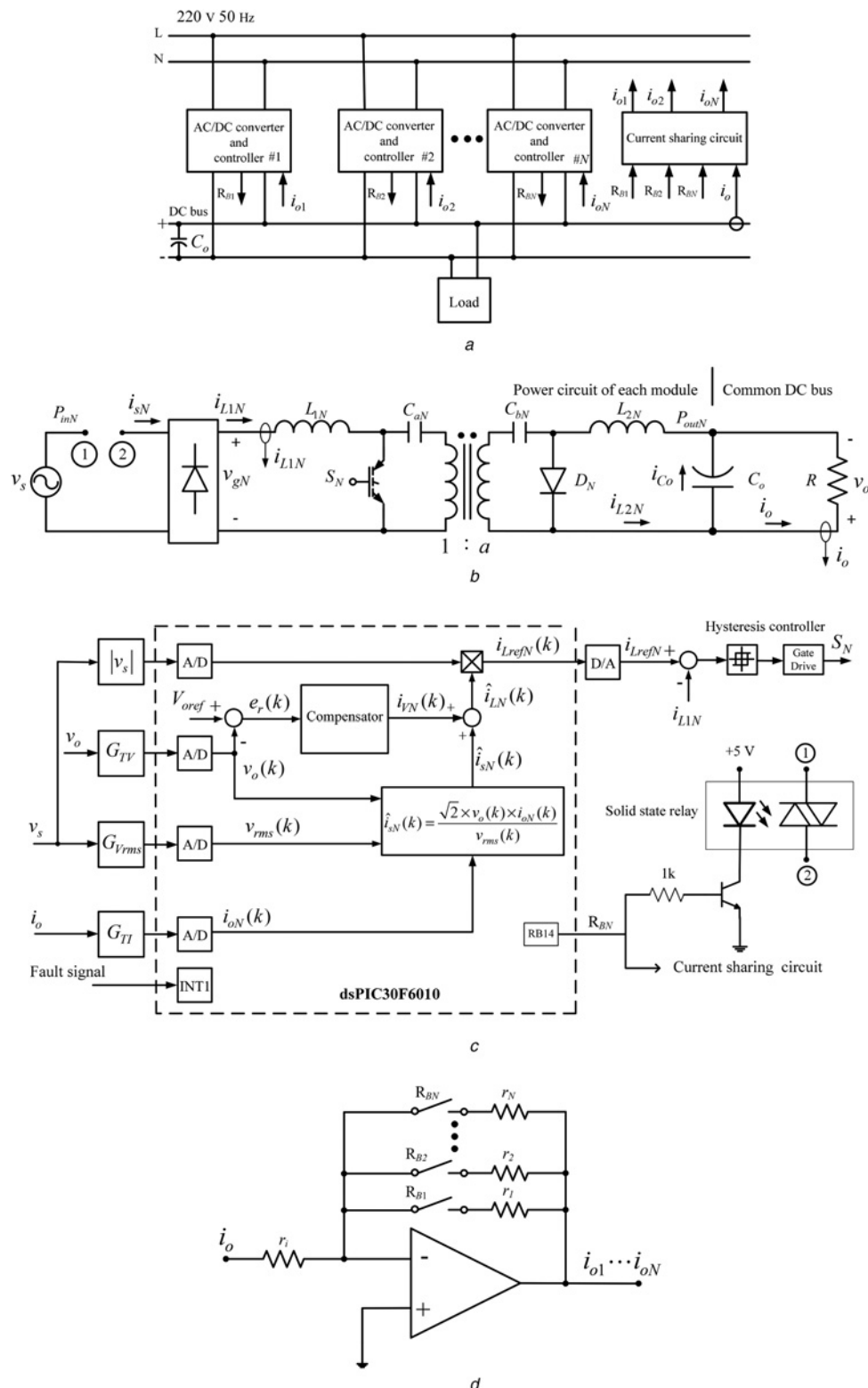


Fig. 1 Proposed system

- a* Parallel-connected AC/DC converters
- b* Power circuit
- c* Controller of each converter module
- d* Current-sharing circuit

in Fig. 1*b*. The controller of each module consists of a microcontroller and an analogue circuit as shown in Fig. 1*c*. The analogue circuit is used for hysteresis control of the current loop. A dsPIC30F6010 microcontroller performs a voltage loop control and generates control signals to control

the converter module to connect or disconnect into the system, and adjusts gain of the current-sharing circuit via port RB14.

The current command ($i_{LrefN}(k)$) of each module in the dashed line block is shown in Fig. 1*c*. This is generated

from a peak value of an input inductor current ($\hat{i}_{LN}(k)$) multiply with an absolute sinusoidal waveform (v_s) to be the current command for control the input current to be in-phase with the input voltage. The peak value of the inductor current is the peak value of the calculated power balance input current ($\hat{i}_{sN}(k)$) added with a control signal from a PI controller ($i_{VN}(k)$) as in (1). The peak value of the input current is derived from a power balance technique [20] as demonstrated in (2) and resulting as shown in (3)

$$\hat{i}_{IN}(k) = \hat{i}_{sN}(k) + i_{VR}(k) \quad (1)$$

$$P_{\text{in}N} = P_{\text{out}N} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} v_{\text{rms}}(k) i_{\text{sN}}(k) &= v_{\text{o}}(k) i_{\text{oN}}(k) \\ i_{\text{sN}}(k) &= \frac{v_{\text{o}}(k) i_{\text{oN}}(k)}{v_{\text{rms}}(k)} \\ \hat{i}_{\text{sN}}(k) &= \frac{\sqrt{2} v_{\text{o}}(k) i_{\text{oN}}(k)}{v_{\text{rms}}(k)} \end{aligned} \quad (3)$$

where $v_{\text{rms}}(k)$ is a root-mean square of the input voltage, $i_{\text{oN}}(k)$ is a load current and $v_{\text{o}}(k)$ is an output voltage, at k th sampling time.

In addition, Fig. 1d shows the analogue circuit which is used for the current sharing of each converter module. The current-sharing strategy in the system is performed by using a single current sensor to measure the load current (i_o) and feed into the circuit as presented in Fig. 1d. If a converter module is connected into the system to operate in a normal operating mode or a redundant operation, then, the individual controller will send a control signal to control a switch R_{BN} to adjust the gain value to control the current-sharing signal and it is given in (4)

$$i_{o1} = i_{o2} = i_{oN} = \frac{r_T}{r_i} i_o \quad (4)$$

where $(1/r_T) = (1/r_1) + (1/r_2) + \dots + (1/r_N)$, $r_i = r_1 = r_2 = r_N$ is the resistance to adjust the gain of the current sharing, $N = 1, 2, \dots, M$ and M is a number of the converter module. From (4), it can be seen that, it is very simple for sharing the load current of a parallel-connected AC/DC converter. In addition, it is used for distributing the output power among the converter modules in the system.

3 Modelling and control design of the voltage loop control

3.1 Mathematical modelling of parallel-connected converters

To simplify for a mathematical modelling, this system is divided into two parts as the following. Firstly, it is the power circuit, secondly, the common DC bus. Fig. 2 shows the power circuit of the system by assuming that the system is ideal and the input current waveform is sinusoidal and in-phase. The input voltage and the mathematical modelling of the system are based on a power balance. Equation (5) presents the power balance equation of each module which is considered at the input side and the common DC bus output voltage. A peak value of the power balance is shown in (6), where $i_{L1N} = i_{sN}$

$$P_{\text{in}N} = P_{\text{out}N} \quad (5)$$

$$v_{gN}i_{L1N} = v_o i_{L2N} \quad (6)$$

$$v_{gN}\hat{i}_{L1N} = \sqrt{2}v_o i_{L2N}$$

The small signal approximation of the system is demonstrated in (7)–(10), where capitalised quantities are a steady-state and carets indicate small perturbations. If we apply (7)–(10) by substituting into (6) and consider by neglecting the products of a small perturbation terms $\sim \cdot \sim$, and DC component or the higher-order terms. Thus, the transfer function of the power circuit as shown in Fig. 2 can be indicated by (12)

$$v_{gN} = V_{gN} + \tilde{v}_{gN} \quad (7)$$

$$i_{L1N} = I_{L1N} + \tilde{i}_{L1N}, \quad i_{L2N} = I_{L2N} + \tilde{i}_{L2N} \quad (8)$$

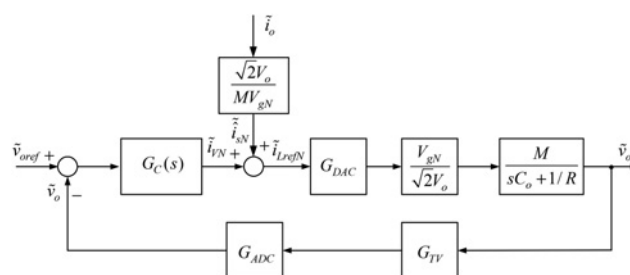


Fig. 3 Block diagram of the output voltage control of each converter module

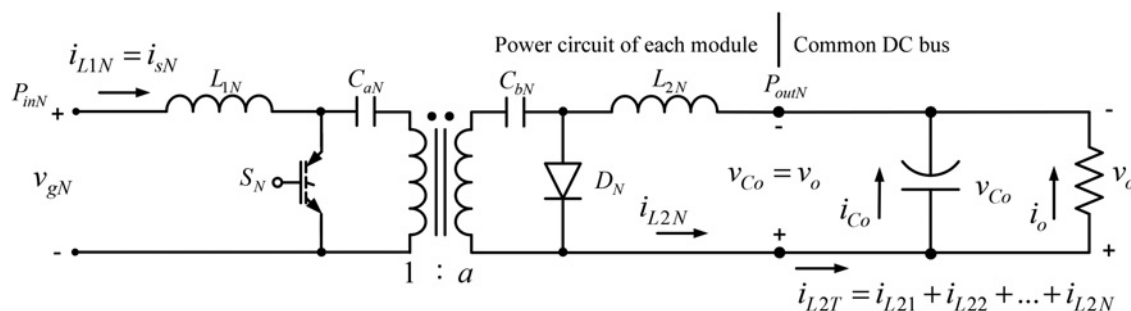


Fig. 2 Power circuit and common DC bus is used for a mathematical model

Table 1 Parameters of the proposed system

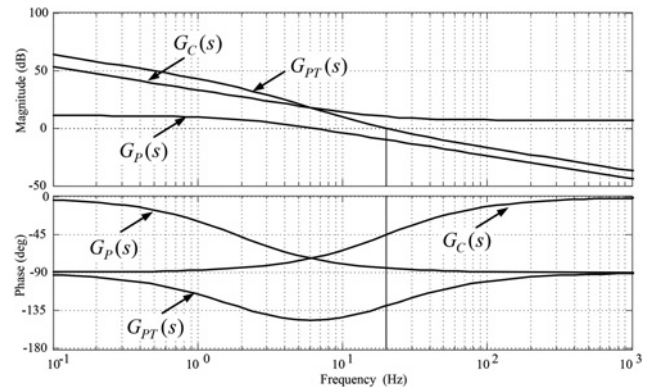
Characteristics	Values
input power source	220 V, 50 Hz
rated power	250 W/ module
output voltage	48 V
L_{11}, L_{12}, L_{13}	5.05 mH, 5.08 mH, 4.99 mH
L_{21}, L_{22}, L_{23}	1.06 mH, 1.08 mH, 1.02 mH
C_{a1}, C_{b1}, C_{c1}	0.68 μ F, 20 400 μ F
ratio transformer (a)	0.5
$G_{T1}, G_{TV}, G_{ADC}, G_{DAC}$	1/3.33, 1/12, 1/5, 5

$$v_o = V_o + \tilde{v}_o \quad (9)$$

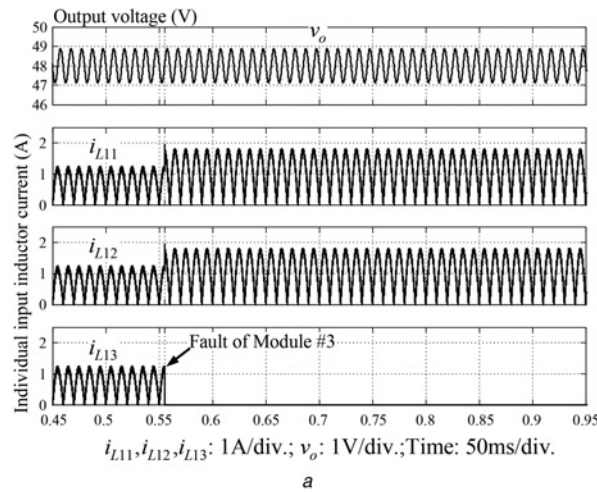
$$i_o = I_o + \tilde{i}_o \quad (10)$$

$$\begin{aligned} (V_{gN} + \tilde{v}_{gN})(I_{L1N} + \tilde{i}_{L1N}) &= \sqrt{2}(V_o + \tilde{v}_o) \\ &\times (I_{L2N} + \tilde{i}_{L2N}) \end{aligned} \quad (11)$$

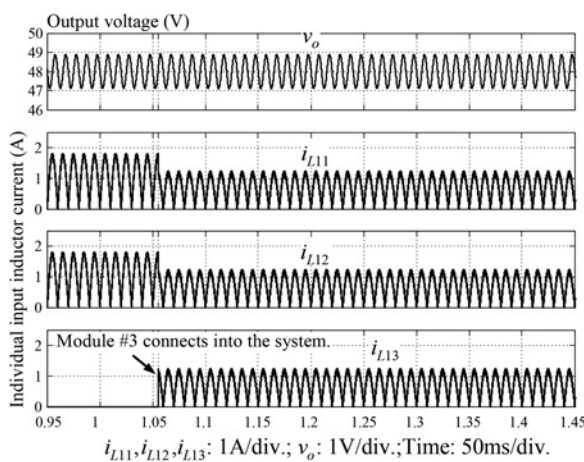
$$\frac{\tilde{i}_{L2N}}{\tilde{i}_{L1N}} = \frac{V_{gN}}{\sqrt{2}V_o} \quad (12)$$


Fig. 4 Bode diagram of the voltage loop control of each converter module

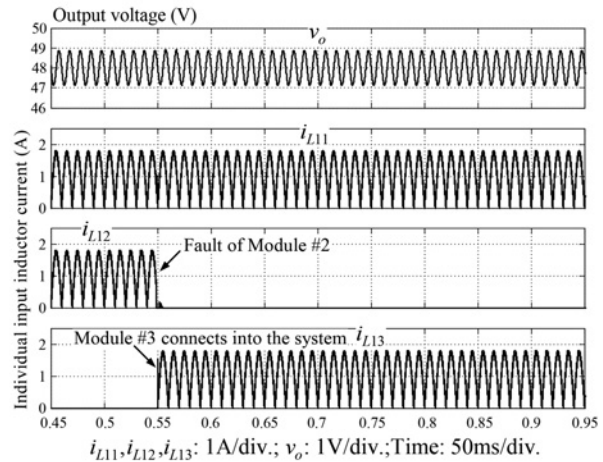
At the common DC bus of the system as shown in Fig. 2, a mathematical model of the parallel-connected AC/DC converter can be simplified as the following. It is assumed that the converter module operates in a steady state and the current sharing of each converter is equal. Thus, the total current (i_{L2T}) at the common DC bus is illustrated in (13)



a



b



c

Fig. 5 Simulation results of the system present the waveform of the output voltage and individual input inductor current

a Converter module 3 is fault

b Converter module 3 inserts into the system

c Converter module 2 is fault so module 3 is connected into the system

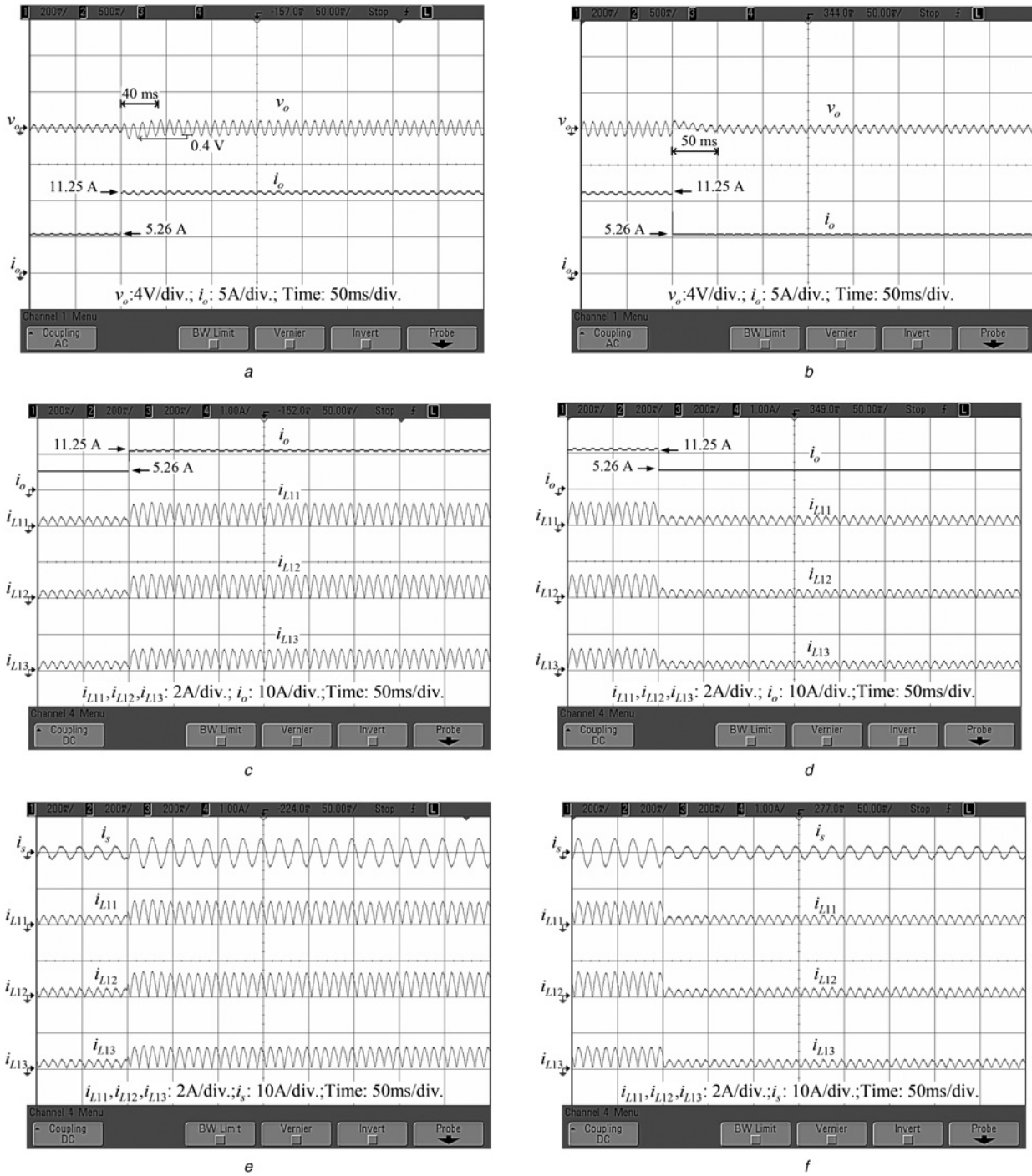


Fig. 6 Transient response of the system while the load current step-up from 5.26 to 11.25 A and back to 5.26 A

a and b Output voltage and load current waveforms

c and d Waveforms of the load current and individual input inductor current

e and f are the waveforms of the input current and individual input inductor current

and also in (14)

$$i_{L2T} = i_{L21} + i_{L22} + \dots + i_{L2N} \quad (13)$$

$$i_{L2T} = Mi_{L21} = Mi_{L22} = Mi_{L2N} \quad (14)$$

where M is a number of the converter module, i_{L2N} is a current through output inductor L_{2N} . Therefore if we consider at the output capacitor and load, then the current at DC bus

voltage is given by

$$Mi_{L2N} = i_{Co} + i_o \quad (15)$$

$$i_{Co} = Mi_{L2N} - i_o \quad (16)$$

where i_{Co} is a current through output capacitor. The dynamic

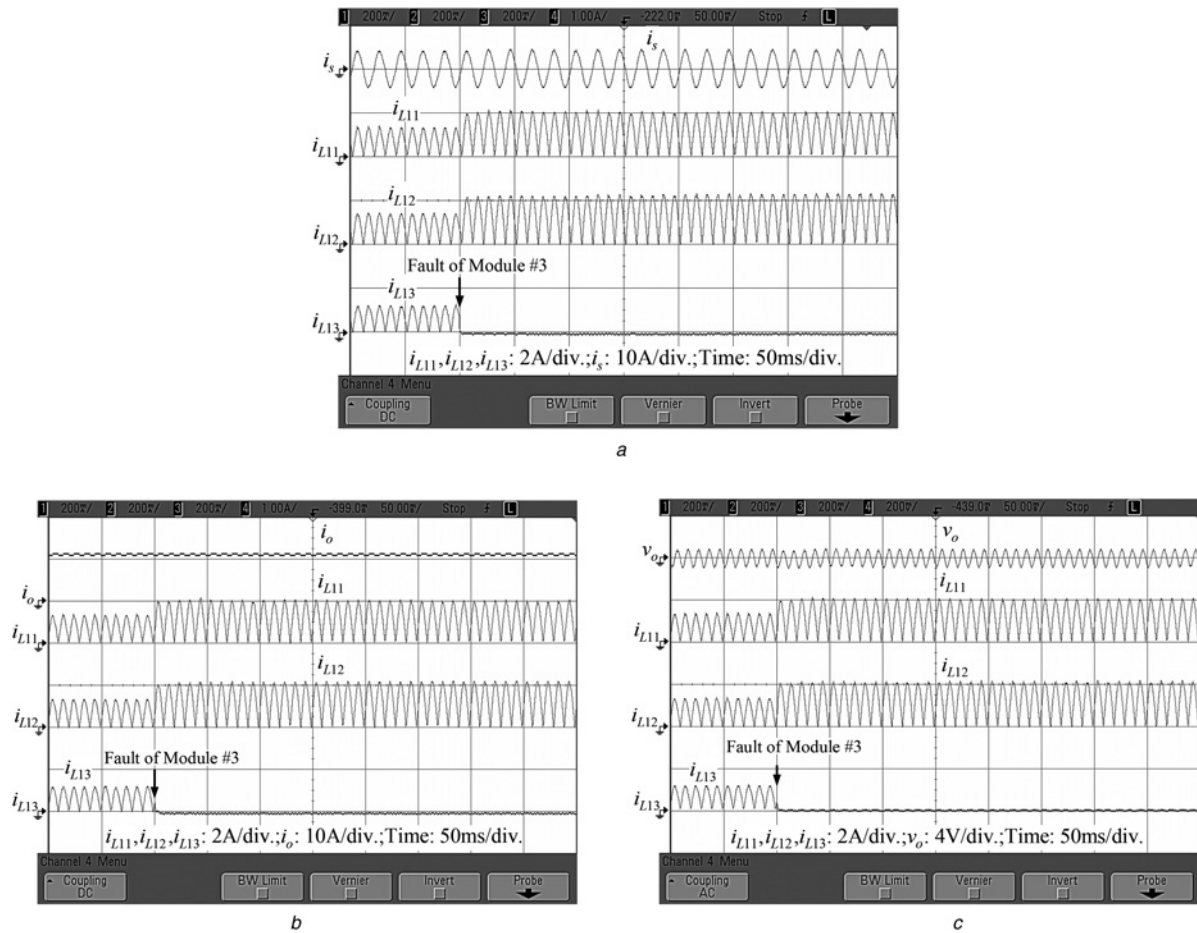


Fig. 7 Individual input inductor current waveform of experimental results while the single converter module is fault

- a Response at the input current (i_s)
b Response of the load current (i_o)
c Response at a common DC bus (v_o)

equation at the DC bus can be expressed as in (17) and (18)

$$C_o \frac{dv_o}{dt} = Mi_{L2N} - \frac{v_o}{R} \quad (17)$$

$$sC_o v_o(s) = Mi_{L2N}(s) - \frac{v_o(s)}{R} \quad (18)$$

where $i_{L2N} = I_{L2N} + \tilde{i}_{L2N}$ and v_o is indicated in (9), then substituting into (18), we can find the transfer function at the common DC bus of the system as follows

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_{L2N}(s)} = \frac{M}{sC_o + (1/R)} \quad (19)$$

According to (12) and (19), it is the transfer function of the system. This is used for designing the output voltage loop control. The error of the output voltage is compensated by the PI controller as indicated in (20)

$$G_C(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (20)$$

where

$$K_P = \frac{\cos \theta}{|G_P(j\omega)H(j\omega)|}$$

$$K_I = \frac{-\omega \sin \theta}{|G_P(j\omega)H(j\omega)|}$$

3.2 Voltage loop control design

The voltage loop control is designed to control the output voltage and has to consider the parameters as follows: gain of analogue to digital (G_{ADC}) and digital to analogue (G_{DAC}) converter, the output voltage gain (G_{TV}) and the transfer function of the system as indicated in (12) and (19), respectively. Block diagram of the voltage loop control is represented in Fig. 3. In addition, the open loop transfer function of the output voltage control is shown in (21), it is used for designing the PI controller ($G_C(s)$) to compensate the error of the output voltage. The open loop transfer function of the system with the compensator is given by (22). To obtain the fast transient response, the cross-over frequency (ω) at 20 Hz, and 50° phase margin (θ) are chooses and the parameters of the system are indicated in Table 1. According to (20), thus the gain value of the PI

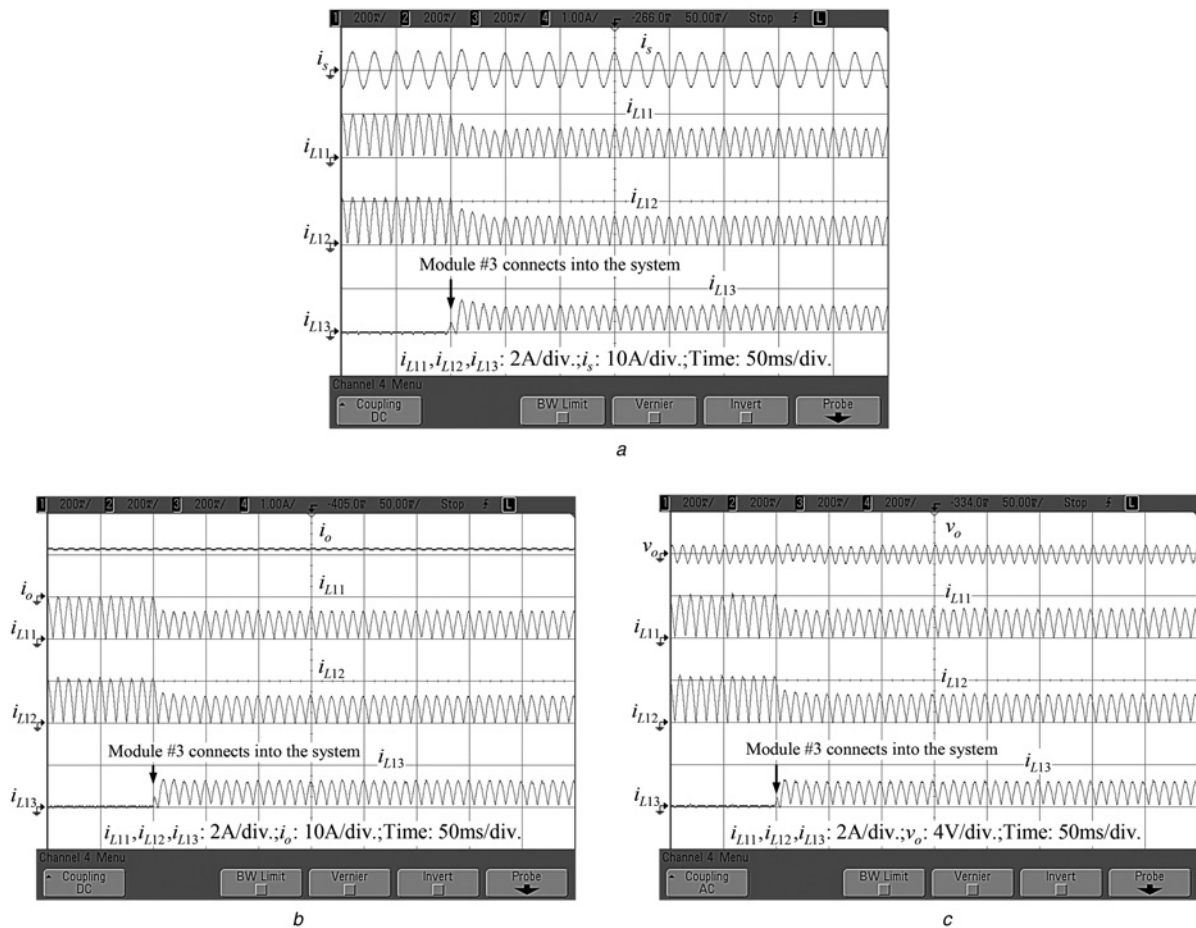


Fig. 8 Individual input inductor current waveform of experimental results while the converter module 3 is inserted into the system

- a Response at the input current (i_s)
b Response of the load current (i_o)
c Response at a common DC bus (v_o)

controller are $K_P = 2.24$, $K_I = 283$, and the bode diagram of the system are indicated in Fig. 4

$$G_P(s) = \frac{V_{gN}}{\sqrt{2}V_o} \frac{M}{C_o s + 1/R} G_{TV} G_{ADC} G_{DAC} \quad (21)$$

$$G_{PT}(s) = G_C(s) \frac{V_{gN}}{\sqrt{2}V_o} \frac{M}{C_o s + 1/R} G_{TV} G_{ADC} G_{DAC} \quad (22)$$

4 Simulation results

The system was simulated in MATLAB/Simulink to evaluate the performance of the parallel-connected AC/DC converters. The simulation results of the system are shown as the following. In the case of three-converter modules are connected in the system. The waveforms of the individual input inductor current (i_{L11} , i_{L12} , i_{L13}), the output voltage (v_o) by assuming in that a single module fault (module 3) are shown in Fig. 5a. It can be seen that remained converter modules are able to supply the output power, immediately.

Table 2 Value of the individual input inductor current of each module at the difference load

No.	P_o , W	I_{L11}	I_{L12}	I_{L13}	I_{LT}	I_{Lav}	$ \Delta I_{L11} $	$ \Delta I_{L12} $	$ \Delta I_{L13} $	I_{Lmax}
rms, A							%			
1	150	0.270	0.230	0.254	0.754	0.251	1.867	2.133	0.267	1.061
2	200	0.337	0.321	0.323	0.981	0.253	1.000	0.600	0.400	1.223
3	250	0.422	0.403	0.395	1.220	0.406	1.533	0.367	1.167	0.902
4	300	0.491	0.491	0.462	1.444	0.481	0.967	0.967	1.933	2.008
5	350	0.571	0.579	0.529	1.679	0.560	1.133	1.933	3.067	3.454
6	400	0.641	0.683	0.602	1.926	0.642	0.100	4.100	4.000	6.386
7	450	0.732	0.769	0.675	2.176	0.725	0.667	4.367	5.033	6.020
8	500	0.791	0.883	0.741	2.415	0.805	0.014	0.078	0.064	9.689
9	540	0.842	1.005	0.798	2.645	0.882	0.040	0.123	0.084	13.989

Here $I_{LT} = I_{L11} + I_{L12} + I_{L13}$, $I_{Lav} = (I_{LT}/3)$, $|\Delta I_{L11}| = I_{Lav} - I_{L11}$, $|\Delta I_{L12}| = I_{Lav} - I_{L12}$, $|\Delta I_{L13}| = I_{Lav} - I_{L13}$, and $I_{Lmax} = (I_{Lav} - I_{L1Nmax}/I_{Lav}) \times 100\%$

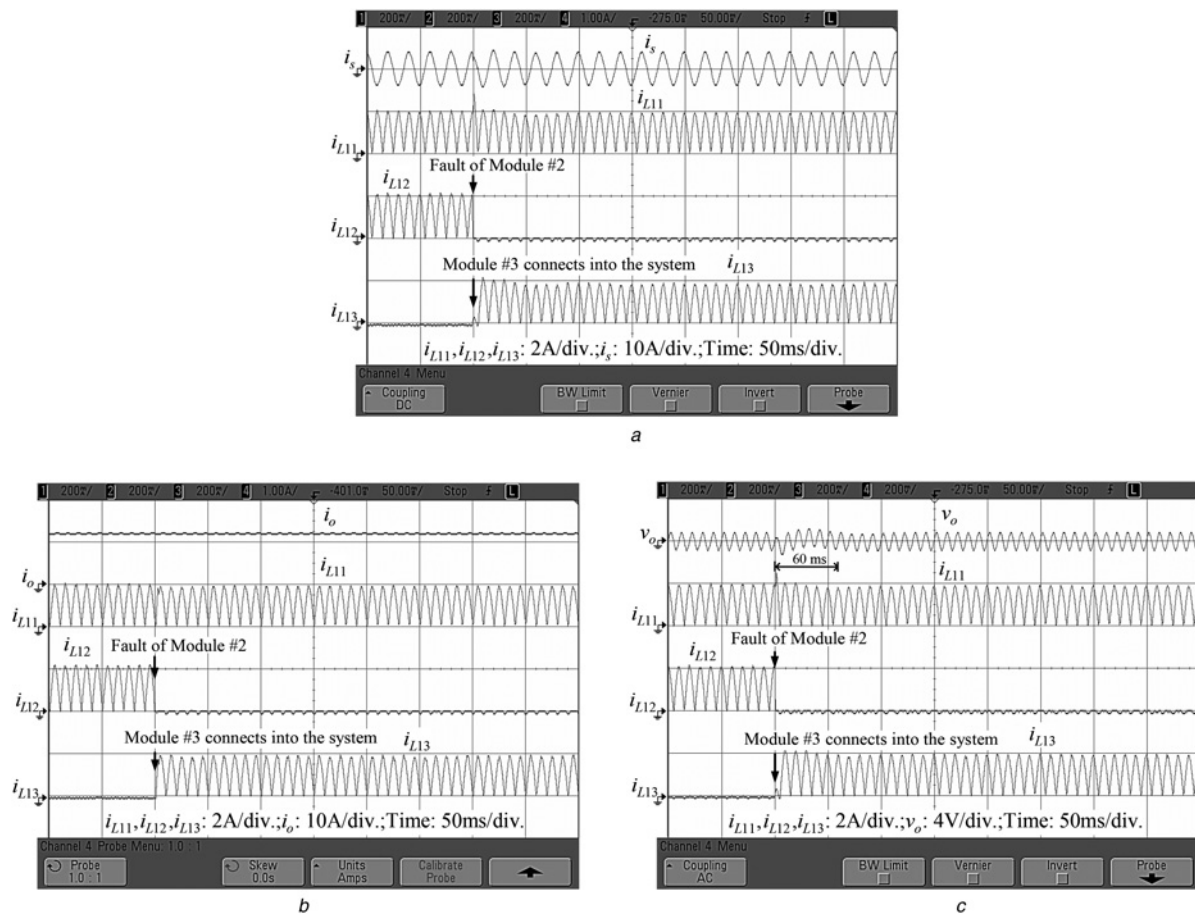


Fig. 9 Individual input inductor current waveform while a converter module is disconnected or connected into the system

a Response at the input current (i_s)
 b Response of the load current (i_o)
 c Response at the common DC bus (v_o)

Next, in the case of the converter module 3 is connected back into the system, then all modules supply the output power as demonstrated in Fig. 5b. For the redundant operation, while two-converter modules operate in the system (modules 1 and 2), then if the fault occurred at module 2, the redundant module (module 3) will be inserted into the system, suddenly. In this case, modules 1 and 3 are operated and the input inductor current waveforms can be seen as in Fig. 5c, and the system can supply power without any effect to the load.

5 Experimental results

The parameters of the system for the implementation are presented in Table 1. The output voltage control and the control signal to adjust the gain of the current sharing are realised by using the dsPIC30F6010 microcontroller [21]. It has a 10 bit A/D converter and a 16 bit fixed-point computational unit. The analogue signals consist of $|v_s|$, v_{rms} , v_o , i_o those are sampled at a frequency of 4 kHz, which is sufficient to implement for the voltage loop control. The experimental results are demonstrated as follows.

5.1 Transient responses of the system

Fig. 6 shows the transient response of the system by changing the load current from 5.26 to 11.25 A and back

to 5.26 A. Figs. 6a and b show the waveforms of the output voltage and the load current. It can be seen that the overshoot and droop of the output voltage is a very small and the settling times of the system are 40 and 50 ms, respectively. Figs. 6c and d indicate the current sharing while the load is changing, where i_{L11} , i_{L12} and i_{L13} are current through the input inductor of the converter modules 1, 2 and 3, respectively. The experimental result shows that the individual input inductor current can be nearly equal shared among the converter modules. Figs. 6e and f present the input current and the individual input inductor current of the converter. It can be seen that the waveform of the input current is sinusoidal both at the light load (5.26 A) and the full load (11.25 A). In addition, the system is achieved with the fast transient response when the load changes.

5.2 Redundant operation of the system

5.2.1 Three modules operate in the system:

Normally, there are three modules connecting in the system to supply the output power. There if a single module fault, for instant the converter module 3. In this situation, the remained modules have to share the load current, immediately. Fig. 7 shows the waveforms of the individual input inductor current comparing with: the input current of the system as indicated in Fig. 7a, the load current as presented in Fig. 7b, and the output voltage as shown in

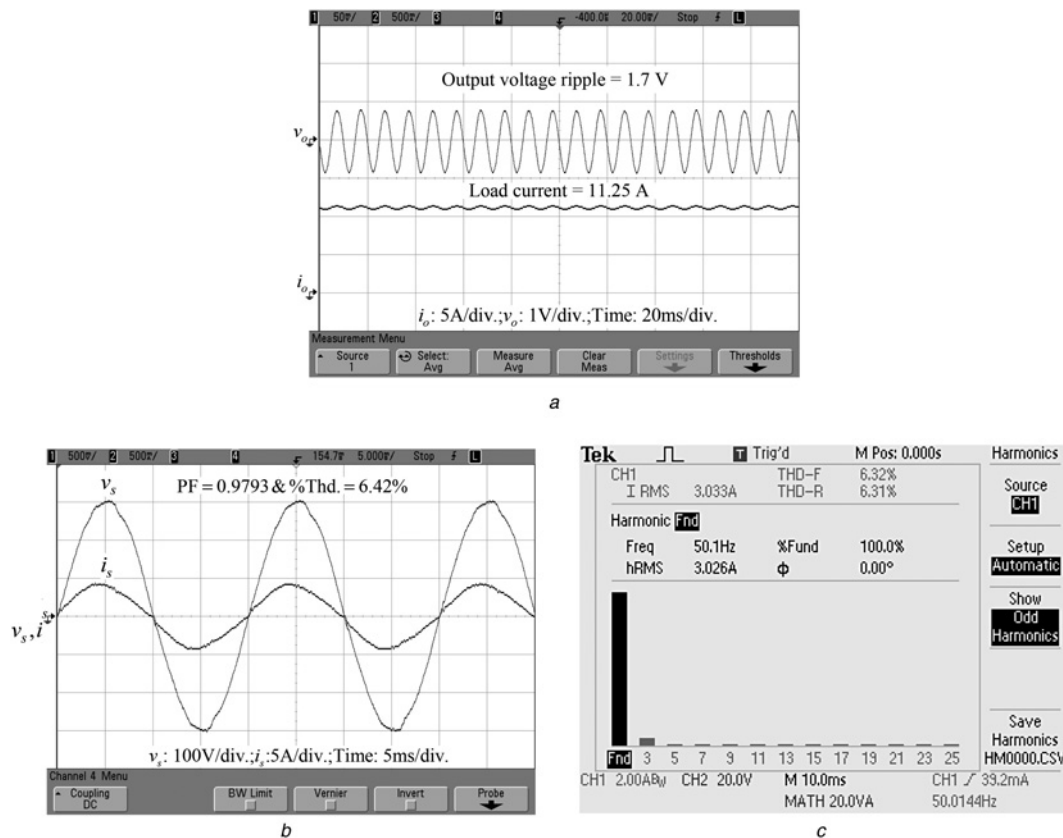


Fig. 10 Power quality of the system at a 540 W load

a Output voltage ripple waveform
b Input voltage and current waveforms
c Order of odd harmonics

Fig. 7c. As a result, the system can operate to supply the output power as the demand. Moreover, the system offers the fast transient response when a module fault or disconnect from the system.

5.2.2 Converter module is inserted into the system:

In this case, assuming that a constant power is supplied by two modules (1 and 2); whereas module 3 is in the idle condition. If the converter module 3 is inserted into the system, then the power will be the supplied by all modules. Fig. 8 shows the waveforms of the individual input inductor current, the input current of the system, the load current and the output voltage as shown in Figs. 8a–c, respectively. It can be seen that inductor current of all modules are shared nearly equal to supply the output power, immediately. In addition, the overshoot and droop of the output voltage is a very small. This condition is suitable for maximising converter efficiency [22].

5.2.3 Redundancy operation: In this condition, two converter modules are operated for supplying the output power. Assuming that, if a single-module fault, for instant the converter module 2. Then, the redundant module which is the converter module 3 will automatically insert into the system. The waveforms indicate the current through the input inductor of modules 1, 2 and 3 related to the input current, the load current, and the output voltage those demonstrated in Figs. 9a–c, respectively. In this case, the system can supply a continuous power to the load and the output voltage is also very small overshoot and droop.

Moreover, the settling time to the steady state of the system is approximately 60 ms.

5.3 Performance of the system in the steady state

Fig. 10a shows the output voltage ripple at the load current 11.25 A (540 W), which is 1.7 V or 3.54% of – 48 V. The input voltage and current waveform to evaluate a power quality at the input AC power source of the converter is presented in Fig. 10b. It can be seen the input current waveform is a nearly sinusoidal and in-phase with the input voltage as resulting in a high-power factor and a low harmonic distortion of the input current. The power factor and total harmonic current distortion are 0.98 and 6.32%, respectively. In addition, the input current harmonic contents are shown in Fig. 10c.

The performance of the system operating at a 220 V input voltage while the load varied from 150 to 540 W is indicated in Fig. 11a. The upper curve indicates the overall efficiency around 90%, the middle curve shows the input power factor it achieves a high-power factor, nearly unity, and the bottom curve presents the total harmonic distortion of the input current which is <10% at the full load. Fig. 11b shows the harmonic content at the input AC power source against the different load. Apparently, the harmonic distortion is complied with IEC61000-3-2 class A limit. Fig. 11c shows the performance evaluated at the 540 W output power by varying the input voltage. The upper curve indicates the overall efficiency nearly 90%, the middle curve shows the input power factor with achieves a high-power factor, and the bottom curve presents the total

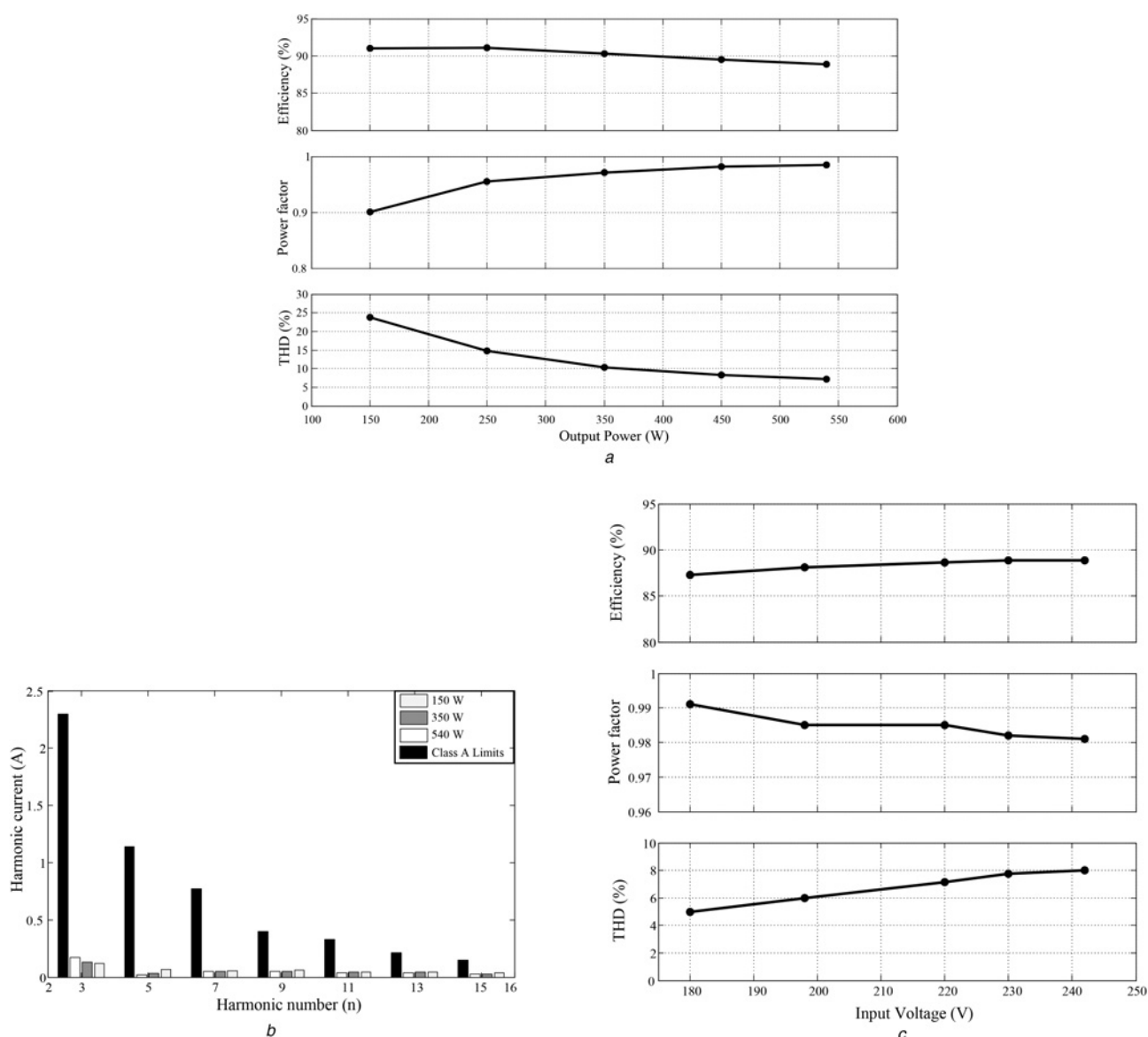


Fig. 11 Performance and quality of the system

a Voltage source at input voltage 220 V against the difference load

b Harmonic current at AC power source of the converter on the difference load 150, 350 and 540 W

c 540 W load against the difference input voltage

harmonic distortion of the input current is $<10\%$. The current value of each converter module presents in Table 2. The difference between the maximum inductor current module and the average inductor current of all module is around 14%. This may be caused by the unsymmetrical of all components in the system such as inductor L_{1N} , L_{2N} and the part of analogue hysteresis current control.

6 Conclusions

The performance evaluation of the distributed control of the parallel-connected AC/DC converters is presented. The experimental results are based on parallel-connected of a three-module isolated CUK AC/DC converter. As a result, the system is achieved quite well for the current sharing of each module, the maximum current difference is $<14\%$. The output voltage regulation is very good both the transient response and the steady state. Besides, the current-sharing

circuit can be implemented based on the converter operate in normal operation mode and the redundant operation. The overall performances of the system are obtained as follows: the power factor at a full load is 0.98, the harmonic distortion at AC input power source of the converter is under control in IEC61000-3-2 class A limit, and the overall efficiency equals 88%.

7 Acknowledgments

This work was supported by the Commission on Higher Education (CHE), of the Thailand Research Fund (TRF) under a Research Grant for New Scholars (MRG5580123), by the Rajamangala University of Technology Suvornabhumi, Nonthaburi (RMUTSB), the King Mongkut's University of Technology North Bangkok (KMUTNB) and the Rajamangala University of Technology Lanna (RMUTL), Thailand.

8 References

- 1 Luo, S.: 'A review of distributed power systems part I: DC distributed power system', *IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag.*, 2005, **20**, pp. 5–16
- 2 Mao, H., Yao, L., Wang, C., Batarseh, I.: 'Analysis of inductor current sharing in nonisolated and isolated multiphase dc-dc converters', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2007, **54**, (6), pp. 3379–3388
- 3 Cid-Pastor, A., Martinez-Salamero, L., Alonso, C., Leyva, R., Singer, S.: 'Paralleling DC-DC switching converters by means of power gyrators', *IEEE Trans. Power. Electron.*, 2007, **22**, (6), pp. 2444–2453
- 4 Lin, R.-L., Liu, W.-S., Chen, J.-F., Chen, M.-H., Liu, C.-H.: 'Voltage allocation control for multi-module power conversion system with parallel-input and series-output connection', *IET Power Electron.*, 2012, **5**, (1), pp. 86–94
- 5 Wu, C., Ruan, X., Hong, Y., Tse, C.: 'DC/DC conversion systems consisting of multiple converter modules: stability, control, and experimental verifications', *IEEE Trans. Power. Electron.*, 2009, **24**, (6), pp. 1463–1474
- 6 Luo, S., Ye, Z., Lin, R.-L., Lee, F.C.: 'A classification and evaluation of paralleling methods for power supply modules'. 30th Annual IEEE PESC 99, 1999, vol. **2**, pp. 901–908
- 7 Genc, N., Iskender, I.: 'DSP-based current sharing of average current controlled two-cell interleaved boost power factor correction converter', *IET Power Electron.*, 2011, **4**, (9), pp. 1015–1022
- 8 Sha, D., Guo, Z., Liao, X.Z.: 'Control strategy for input-parallel-output-parallel connected high-frequency isolated inverter modules', *IEEE Trans. Power. Electron.*, 2011, **26**, (8), pp. 1463–1474
- 9 Kim, J.-W., Choi, H.-S., Cho, B.H.: 'A novel droop method for converter parallel operation', *IEEE Trans. Power. Electron.*, 2002, **17**, (1), pp. 25–32
- 10 Irving, B.T., Jovanovic, M.M.: 'Analysis, design, and performance evaluation of droop current-sharing method'. Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000, pp. 235–241
- 11 Li, S.-H., Liaw, C.-M.: 'Paralleled DSP-based soft switching-mode rectifiers with robust voltage regulation control', *IEEE Trans. Power. Electron.*, 2004, **19**, (4), pp. 937–946
- 12 Kim, S., Enjeti, P.N.: 'Control of multiple single-phase PFC modules with a single low-cost DSP', *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2003, **39**, (5), pp. 1379–1385
- 13 Kamnarn, U., Chunkag, V.: 'Analysis and design of a modular three-phase AC-to-DC converter using CUK rectifier module with nearly unity power factor and fast dynamic response', *IEEE Trans. Power. Electron.*, 2009, **24**, (8), pp. 2000–2012
- 14 Panov, Y., Rajagopalan, J., Lee, F.C.: 'Analysis and design of N paralleled DC-DC converters with master-slave current-sharing control'. Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997, pp. 436–442
- 15 Mazumder, S.K., Tahir, M., Acharya, K.: 'Master-slave current-sharing control of a parallel DC-DC converter system over an RF communication interface', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2008, **55**, (1), pp. 55–66
- 16 Abu-Qahouq, J.A.: 'Analysis and design of N-phase current-sharing auto tuning controller', *IEEE Trans. Power. Electron.*, 2010, **25**, (6), pp. 1641–1651
- 17 Singh, R.P., Khambadkone, A.M.: 'Current sharing and sensing in N-paralleled converters using single current sensor', *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2010, **46**, (3), pp. 1212–1219
- 18 Cheng, D.K.-W., Lee, Y.-S., Chen, Y.: 'A current-sharing interface circuit with new current-sharing technique', *IEEE Trans. Power. Electron.*, 2005, **25**, (1), pp. 35–43
- 19 Kanthaphayao, Y., Kamnarn, U., Chunkag, V.: 'Implementation of distributed control for parallel AC/DC Converters'. IEEE ECTI-CON 2011, pp. 734–737
- 20 Chunkag, V., Kamnarn, U.: 'Paralleling three-phase AC to DC converter using CUK rectifier modules based on power balance control technique', *IET Power Electron.*, 2010, **3**, (4), pp. 511–524
- 21 'dsPIC30F6010 data sheet high-performance digital signal controllers' (Microchip Technology Inc., 2004)
- 22 Jang, Y., Jovanovic, M.M.: 'Light-load efficiency optimization method', *IEEE Trans. Power. Electron.*, 2010, **25**, (1), pp. 67–74

Decision on your Revised Paper

From: **onbehalf of +iet_pel+theiet.org@manuscriptcentral.com** on behalf of **iet_pel@theiet.org** This sender is in your [contact list](#).

Sent: Friday, March 21, 2014 11:24:56 PM

To: Yutthana_k44@hotmail.com; Yutthana_k44@yahoo.com; vck@kmutnb.ac.th; chunkag_v@yahoo.com

Dear Dr. Kanthaphayao

PEL-2013-0807.R2

Current-Sharing Bus and Fuzzy Gain Scheduling of PI Controller to Control a Parallel-Connected AC/DC Converter

Thank you for revising your paper for IET Power Electronics. Prof. Mellitt is pleased to accept the paper for publication since the criticisms of the reviewers have now been answered.

The IET now offers authors an Open Access publication option alongside our standard Subscription Access. The standard Subscription Access option involves you assigning copyright to the publisher. If you choose the Open Access option you will retain the copyright for your work by selecting one of four Creative Commons Licences. Please be aware that if you choose an Open Access licence there is an Article Processing Charge (APC) of \$1,150. Please see our Author Guide for more information: <http://digital-library.theiet.org/journals/author-guide>

You will be contacted shortly asking you to take a decision and sign either a copyright or licence form.

Your paper is ready to be typeset. Once the proofs are ready, you will be sent a notification asking you to view them and make any corrections needed.

Thank you for your interest in the journal.

Yours sincerely

Issy McKenzie
IET Power Electronics
Editorial Office

Please Submit Copyright Form for PEL-2013-0807.R2

From: **onbehalf+iet_pel+theiet.org@manuscriptcentral.com** on behalf of
iet_pel@theiet.org This sender is in your [contact list](#).

Sent: Friday, March 21, 2014 11:24:55 PM

To: Yutthana_k44@hotmail.com; Yutthana_k44@yahoo.com

21-Mar-2014

Dear Dr. Yutthana Kanthaphayao,

Please submit the copyright form for your recently accepted manuscript, PEL-2013-0807.R2, to IET Power Electronics as soon as possible. You can use the link below to go directly to your IET Power Electronics Author Center to complete the form.

http://mc.manuscriptcentral.com/iet-pel?URL_MASK=337799cf3c534b74be7cc941237442a8

Please be aware if you select one of the Creative Commons Licences you will be choosing to publish your paper Open Access and there will be an Article Processing Charge (APC). For more information see our Author Guide: <http://digital-library.theiet.org/journals/author-guide>

Sincerely,

Issy McKenzie

IET Power Electronics Editorial Office

iet_pel@theiet.org

Complimentary copy PEL-2013-0807.R2

From: **iet_pel@theiet.org**
Sent: Wednesday, June 18, 2014 3:57:15 PM
To: Yutthana_k44@hotmail.com
1 attachment
PEL-2013-0807.pdf (1738.6 KB)

Dear Dr. Kanthaphayao,

PEL-2013-0807.R2

Current-Sharing Bus and Fuzzy Gain Scheduling of PI Controller to Control a Parallel-Connected AC/DC Converter

Please find attached a PDF of the final corrected version of your paper. This should be used in conjunction with our pre- and post-print policy (http://digital-library.theiet.org/files/pre_postprint_policy.pdf). If your paper is open access please refer to the terms of your chosen license agreement.

Your paper is now awaiting assignment to an issue and will be published as soon as possible. Please note that no further changes can now be made.

Yours sincerely,

Issy McKenzie

IET

Power Electronics

The Institution of Engineering and Technology is registered as a Charity in England and Wales (No. 211014) and Scotland (No. SC038698). The information transmitted is intended only for the person or entity to which it is addressed and may contain confidential and/or privileged material. Any review, retransmission, dissemination or other use of, or taking of any action in reliance upon, this information by persons or entities other than the intended recipient is prohibited. If you received this in error, please contact the sender and delete the material from any computer. The views expressed in this message are personal and not necessarily those of the IET unless explicitly stated.



Current-sharing bus and fuzzy gain scheduling of proportional–integral controller to control a parallel-connected AC/DC converter

Yutthana Kanthaphayao¹, Viboon Chunkag²

¹Department of Electrical Engineering, Solar Energy Research and Technology Training Centre, Faculty of Engineering and Architecture, Rajamangala University of Technology, 7/1 Nonthaburi 1 Rd. Suan Yai, Mueang District, Nonthaburi 11000, Thailand

²Department of Electrical and Computer Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Bangkok, Thailand
 E-mail: yutthana.k@rmutsb.ac.th

Abstract: In this study, a current-sharing bus and fuzzy gain scheduling of proportional–integral (PI) controller to control a parallel-connected AC/DC converter are proposed. A simple current-sharing circuit is applied to divide the load current to calculate the peak input current of each converter module. Fuzzy gain scheduling of PI controller is used to compensate for the error of the output voltage. The dsPIC30F6010 microcontroller is applied in the voltage loop control. In addition, a hysteresis control circuit is used to control the current loop. The experimental performance evaluation is conducted on a prototype, with three converter modules that are parallel-connected, has 250 W/module and has a –48 V DC output voltage. The system offers the following advantages: the tight output voltage regulates both the steady-state operation and the transient response. The current sharing is quite good, and it is simpler to operate in the redundant mode.

1 Introduction

A current-sharing method to control the system operation of a parallel-connected power converter, for example, AC/DC, DC/AC or DC/DC converter is described in [1–3]. Current sharing is very important to control system operation because it leads directly to system reliability, modularity, thermal management and system flexibility. According to a current-sharing command of a parallel-connected power converter module, this is generated from a voltage control loop. Thus, the data regarding current sharing of each module depend on the number of converters connected in parallel in the system. This will be fed into the voltage control loop to calculate the current command of each converter. The voltage control loop is very important because it performs two functions: generating the current-sharing command and controlling the output voltage regulation. In addition, the control system of a parallel-connected power converter consists of a signal wire connected between the controller of each converter module, namely, current-sharing bus [4], power-sharing bus [2] and data communication bus [5–7]. This signal wire is used to control the system operation.

The control system is used to control the parallel-connected power converter in [8–11], which is a master-slave control. The advantage of the control technique is that it is simple to implement, and it produces a tight output voltage regulation. However, it reduces system modularity and reliability. Recently, distributed control [12, 13], decentralised control or droop method [14, 15] has been used to control the

parallel-connected power converter. These control methods have both advantages and disadvantages as explained in [2].

Power conversion circuits are inherent to a non-linear plant. In this plant, the mathematic model and the control design for the design procedure are complicated because parameter uncertainty occurs in the system [16]. This affects the change in the operating point of the system. To solve this problem, a controller is presented in [17–19], which can be used to control a non-linear system. In this paper, we also focus on the technique of fuzzy gain scheduling of proportional–integral (PI) controller [20] to control the system.

To achieve system reliability, a simple current sharing, a redundant operation system and an easy-to-control design of a parallel-connected AC/DC converter are desirable. This paper studies the current-sharing bus of a parallel-connected AC/DC converter by using a simplicity circuit, whereas fuzzy gain scheduling of PI controller is used to compensate for the error of output voltage. After the introduction, this paper discusses the following sections. Section 2 presents the configuration of the proposed system. Section 3 describes the proposed control system. Section 4 demonstrates the experimental results. Finally, Section 5 discusses the conclusion.

2 Configuration of the proposed system

Fig. 1 shows the parallel-connected AC/DC converter of the proposed system. Each converter is an isolated CUK AC/

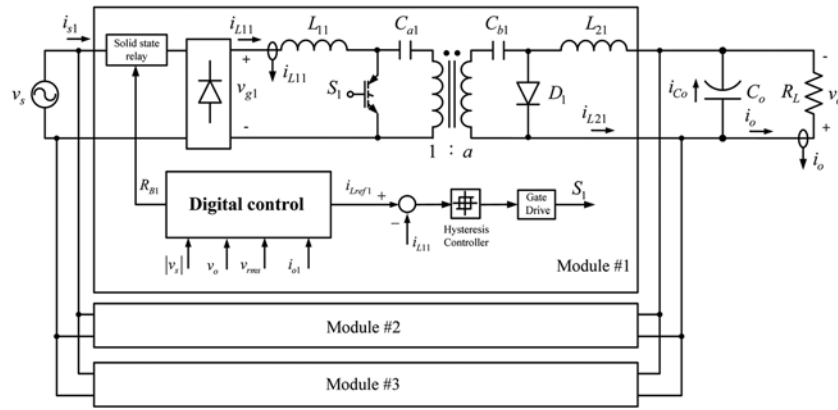


Fig. 1 Parallel-connected AC/DC converters

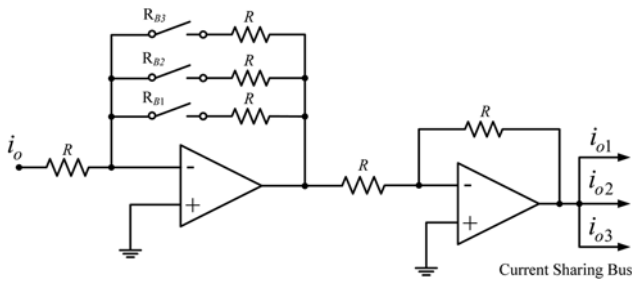


Fig. 2 Current-sharing circuit

DC converter and has an individual controller. A solid-state relay is used to connect/disconnect a converter module into the system. The dsPIC30F6010 microcontroller is conducted to control the output voltage, generate a signal to control a solid-state relay and adjust the gain of a current-sharing circuit. The current-sharing circuit shown in Fig. 2 is used to control the current sharing of each converter module. In addition, a hysteresis circuit is used to control the input current in-phase with the input voltage.

3 Proposed control system

Fig. 3 shows the control system of each converter module. This control system includes the voltage loop control and the current loop control. The voltage loop control consists of fuzzy gain scheduling of PI controller added to the peak input current of each converter module, resulting in the current command, which is described in the following sections.

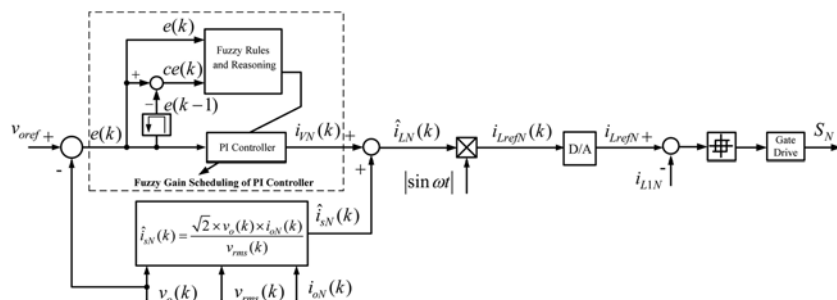


Fig. 3 Control system of each converter module

3.1 Current sharing of each converter module

The current sharing of each converter module is performed using the current-sharing circuit as shown in Fig. 2. The load current (\$i_o\$) is measured and fed into the current-sharing circuit, resulting in the current-sharing bus. This is used for calculating the peak input current for the current sharing of each converter module to help supply an output power. According to switches \$R_{B1}\$, \$R_{B2}\$ and \$R_{B3}\$, this is controlled by the signal from the microcontroller of each converter. If a converter module is connected into the system, the individual controller will send a signal to control a switch for adjusting the gain value of the current-sharing circuit as indicated in (1)

$$i_{o1} = i_{o2} = i_{o3} = \frac{R_T}{R} i_o \quad (1)$$

where \$R_T = R/3\$.

In [21], the system offered fast transient response as power balance control technique that is applied in the voltage control loop. Furthermore, this technique is used to share the current of each converter module. The algorithm of the power balance is considered at the AC input power source of each converter and at the DC bus of the output voltage. To obtain the input current sharing, the load current will be shared by the gain value as indicated in (1). Thus, the power balance can be written as (2), and the resulting peak input current of each converter can be written as (3)

$$v_{rms}(k) \hat{i}_{sN} = \sqrt{2} v_o(k) i_{oN}(k) \quad (2)$$

$$\hat{i}_{sN}(k) = \frac{\sqrt{2} v_o(k) i_{oN}(k)}{v_{rms}(k)} \quad (3)$$

where $i_{sN}(k)$ is the peak input current of each converter, $v_o(k)$ is the output voltage, $i_{oN}(k)$ is the load current used to form a current-sharing bus and $v_{rms}(k)$ is a root-mean-square value of the input voltage

$$\hat{i}_{LN}(k) = \hat{i}_{sN}(k) + i_{VN}(k) \quad (4)$$

$$i_{LrefN}(k) = \hat{i}_{LN}(k)|\sin \omega t| \quad (5)$$

Then, the peak input current, $\hat{i}_{sN}(k)$, is added to the signal from the fuzzy gain scheduling of PI controller, $i_{VN}(k)$, as indicated in (4). The signal, $\hat{i}_{LN}(k)$, is then multiplied by the absolute sine waveform, $|\sin \omega t|$, as given in (5), resulting in the current command, $i_{LrefN}(k)$. This signal is converted by a 12 bit digital-to-analogue converter to form the current command (i_{LrefN}) of the current loop control. A fixed hysteresis band control is used to control the current loop because of its simplicity in implementation and fast response to control the input current in-phase with the input voltage.

3.2 Fuzzy gain scheduling of PI controller

According to Fig. 3, the dashed outline block is the fuzzy gain scheduling of the PI controller. It is used to adjust the gain of the PI controller to compensate for the error of the output voltage. In conclusion, in the output voltage loop controller, the main controller is the PI controller, but the parameters K_P and K_I are adjusted by the fuzzy rules, where K_P is a proportional gain and K_I is an integral gain. The inputs of fuzzy rules and reasoning are based on the output voltage error, $e(k)$, and the change of error, $ce(k)$, as indicated in (6) and (7), respectively, to determine the PI controller gains (K_P and K_I)

$$e(k) = v_{oref} - v_o(k) \quad (6)$$

$$ce(k) = e(k) - e(k-1) \quad (7)$$

where $e(k-1)$ is a previous error.

The membership function of the output voltage error and change of error are shown in Fig. 4. These fuzzy sets include: negative big (NB), negative small (NS), zero equal (ZE), positive small (PS) and positive big (PB). The proposed system must have a fast transient response, an output voltage with minimum overshoot and undershoot and a tight output voltage regulation.

In the parameters of PI controller, assumptions K_P and K_I are in the prescribed ranges $[K_{P(min)}, K_{P(max)}]$ and $[K_{I(min)}, K_{I(max)}]$, respectively. For convenience, K_P and K_I are normalised into a range between zero and one by the linear

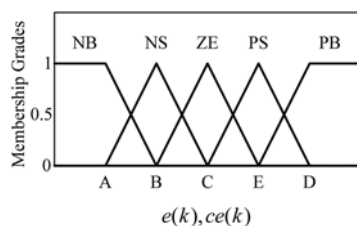


Fig. 4 Membership function of error and change of error

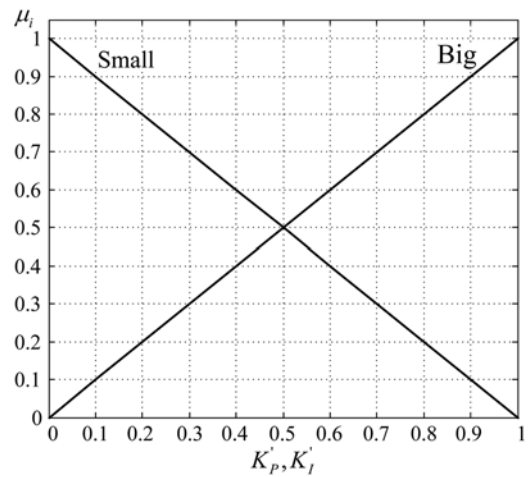


Fig. 5 Membership function of K_P and K_I

transformation [20], as given by (8) and (9)

$$K'_P = (K_P - K_{P(min)}) / (K_{P(max)} - K_{P(min)}) \quad (8)$$

$$K'_I = (K_I - K_{I(min)}) / (K_{I(max)} - K_{I(min)}) \quad (9)$$

The parameters K'_P and K'_I are determined by a set of fuzzy IF-THEN rules from the following

$$\text{If } e(k) \text{ is } A_i \text{ and } ce(k) \text{ is } B_i, \text{ then } K'_{Pi} \text{ is } C_i \text{ and } K'_{Ii} \text{ is } D_i, \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (10)$$

A_i and B_i are the fuzzy sets or condition cases and C_i and D_i are the operation cases, which can be either big (B) or small (S). The membership functions of K'_P and K'_I are shown in Fig. 5, which are used for considering the operation case. The rule base of fuzzy gain scheduling is considered from the step response of the system. For example, in the case of transient response, the gain of K'_P is big to improve the transient response, but the gain of K'_I is small to prevent the overshoot. In the case of steady state, to eliminate the steady-state error, the gain of K'_I is big and that of K'_P is small to reduce the system oscillations. Thus, the operation cases of the parameters of K'_P and K'_I are shown in Tables 1 and 2.

Fig. 6 indicates a membership function of the output voltage error $[e(k)]$ and change of output voltage error $[ce(k)]$, which are equal to 0.8 and 1.4, respectively. Thus, the output voltage error equivalent to 0.8 belongs to the fuzzy set ZE and PS with the grade of membership of $\mu_{e1}=0.2$ and $\mu_{e2}=0.8$, same as the change of output voltage error equivalent to 1.4 that belongs to fuzzy sets PB and PS with $\mu_{ce1}=0.4$ and $\mu_{ce2}=0.6$, respectively. Thus, the

Table 1 Fuzzy rules of K'_P

$e(k)$	$ce(k)$				
	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	B	B	B	B	B
NS	B	B	B	B	S
ZE	S	S	S	S	S
PS	B	B	B	B	S
PB	B	B	B	B	B

Table 2 Fuzzy rules of K'_i

$e(k)$	$ce(k)$				
	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	S	S	S	S	S
NS	S	B	B	B	S
ZE	B	B	B	B	B
PS	S	B	B	B	S
PB	S	S	S	S	S

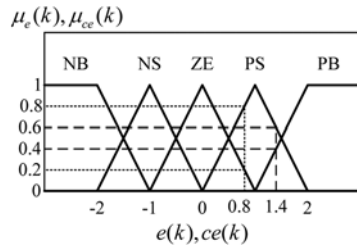


Fig. 6 Error and change of error are equal to 0.8 and 1.4

compositional rule of inference is equal to four rules as indicated in (11)

$$\mu_k = \mu_{cx} \mu_{cey} \quad (11)$$

where k is 1, 2, 3, 4, x and y is 1, 2.

Table 3 Parameters of the system

Characteristics	Values
input power source	220 V, 50 Hz
rated power	250 W/module
output voltage	-48 V
input inductor: L_{11}, L_{12}, L_{13}	5, 5, 5 mH
output inductor: L_{21}, L_{22}, L_{23}	1, 1, 1 mH
$C_{1a}, C_{1b}, C_{2a}, C_{2b}, C_{3a}, C_{3b}$	0.68 μ F
output capacitor, C_O	20, 400 μ F
transformer ratio (a)	0.5
output voltage gain (G_{TV})	1/12
load current gain (G_{TI})	1/3.3
sampling time	4 kHz

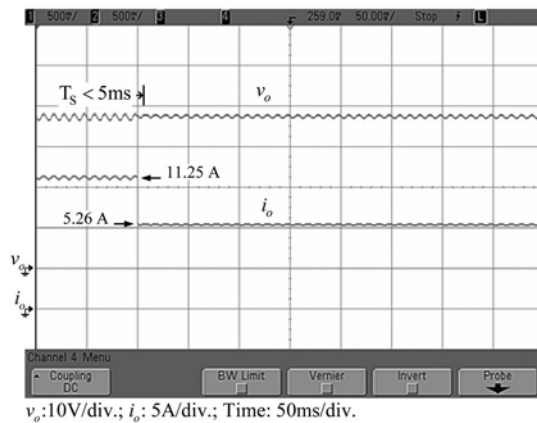
According to the membership function as shown in Fig. 5, defuzzification method can be seen as

$$\sum_{i=1}^4 \mu_i = 1 \quad (12)$$

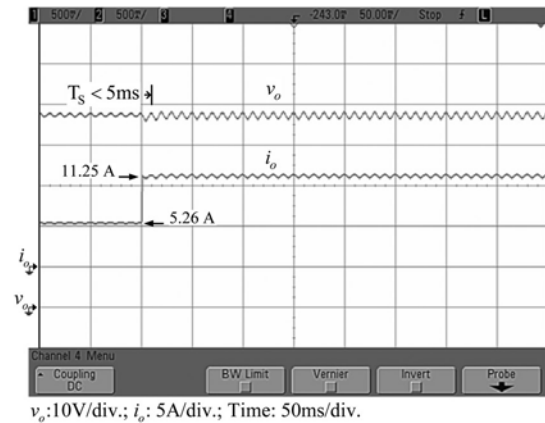
Then, the parameters K'_p and K'_i are calculated from

$$K'_p = \sum_{k=1}^4 \mu_k K'_{pk} \quad (13)$$

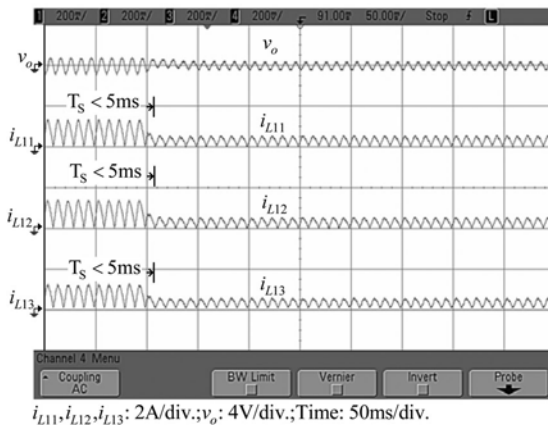
$$K'_p = \mu_1 K'_{p1} + \mu_2 K'_{p2} + \mu_3 K'_{p3} + \mu_4 K'_{p4} \quad (14)$$



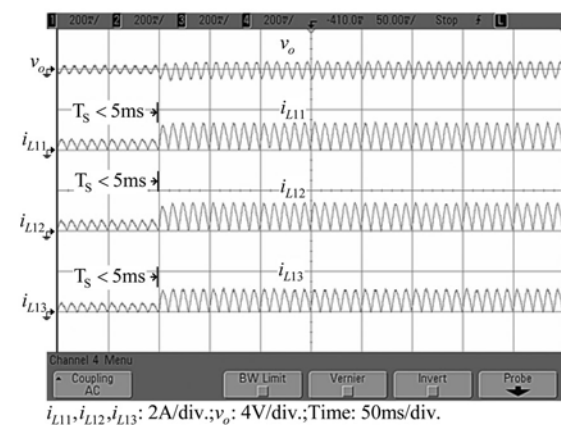
a



b



c



d

Fig. 7 Transient response while the load current changes from 11.25 to 5.26 A and back to 11.25 A

a and *b* Waveforms of the output voltage and load current

c and *d* Waveforms of the output voltage and the individual input inductor current

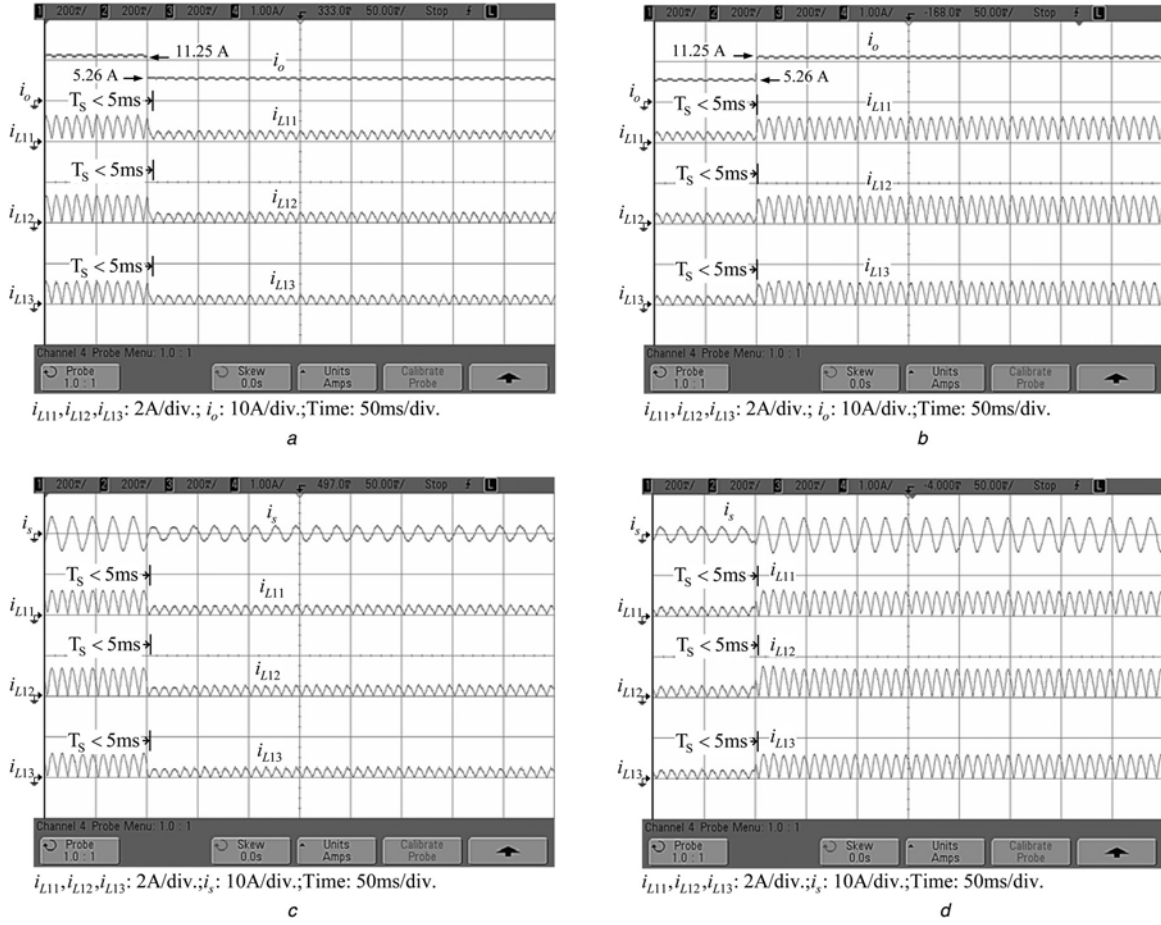


Fig. 8 Transient response while the load current changes from 11.25 to 5.26 A and back to 11.25 A

a and b Waveforms of the load current and the individual input inductor current
c and d Waveforms of the input current and the individual input inductor current

$$K'_I = \sum_{k=1}^4 \mu_k K'_{Ik} \quad (15)$$

$$K'_I = \mu_1 K'_{I1} + \mu_2 K'_{I2} + \mu_3 K'_{I3} + \mu_4 K'_{I4} \quad (16)$$

According to (2) and (3), we can calculate the parameters K_P

and K_I as

$$K_P = (K_{P(\max)} - K_{P(\min)})K'_P + K_{P(\min)} \quad (17)$$

$$K_I = (K_{I(\max)} - K_{I(\min)})K'_I + K_{I(\min)} \quad (18)$$

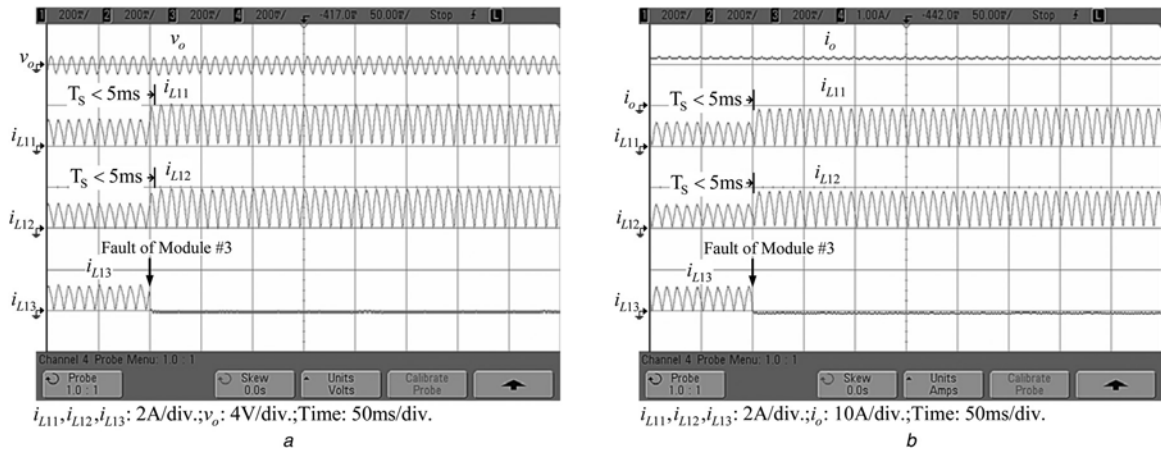


Fig. 9 Redundant operation mode

a Waveforms of the output voltage and the individual input inductor current
b Waveforms of the load current and the individual input inductor current

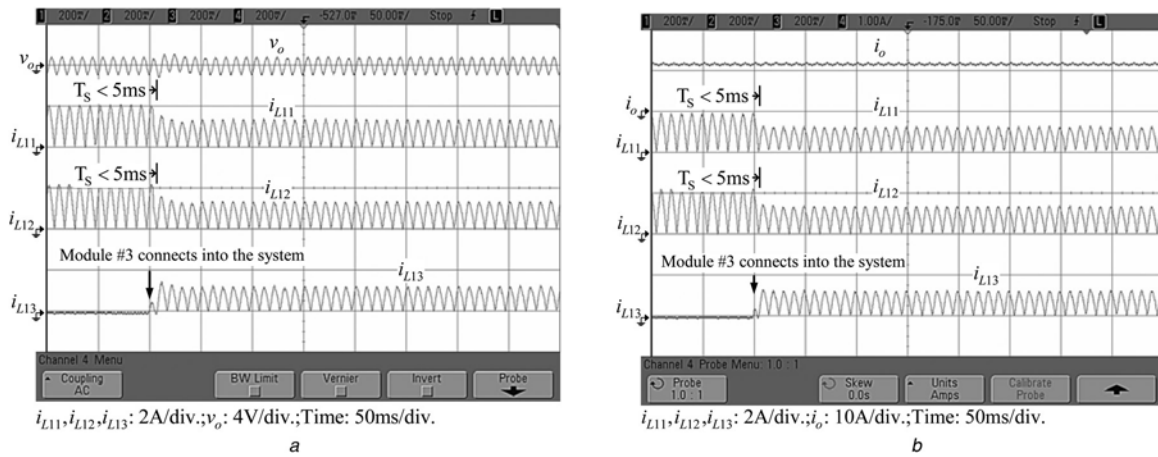


Fig. 10 Converter module inserted into the system

a Waveforms of the output voltage and the individual input inductor current
b Waveforms of the load current and the individual input inductor current

3.3 Consideration of the prescribed range $[K_{P(min)}, K_{P(max)}]$ and $[K_{I(min)}, K_{I(max)}]$

In the considerate method, the parameters of $[K_{P(min)}, K_{P(max)}]$ and $[K_{I(min)}, K_{I(max)}]$ are employed either by trial and error or

empirically. The systems are controlled through a fast transient response and an output voltage with minimum overshoot and undershoot when the system disturbance occurs. Thus, the gain of PI controller is set as K_P in range $[3, 4.15]$ and K_I in range $[0.12, 0.22]$.

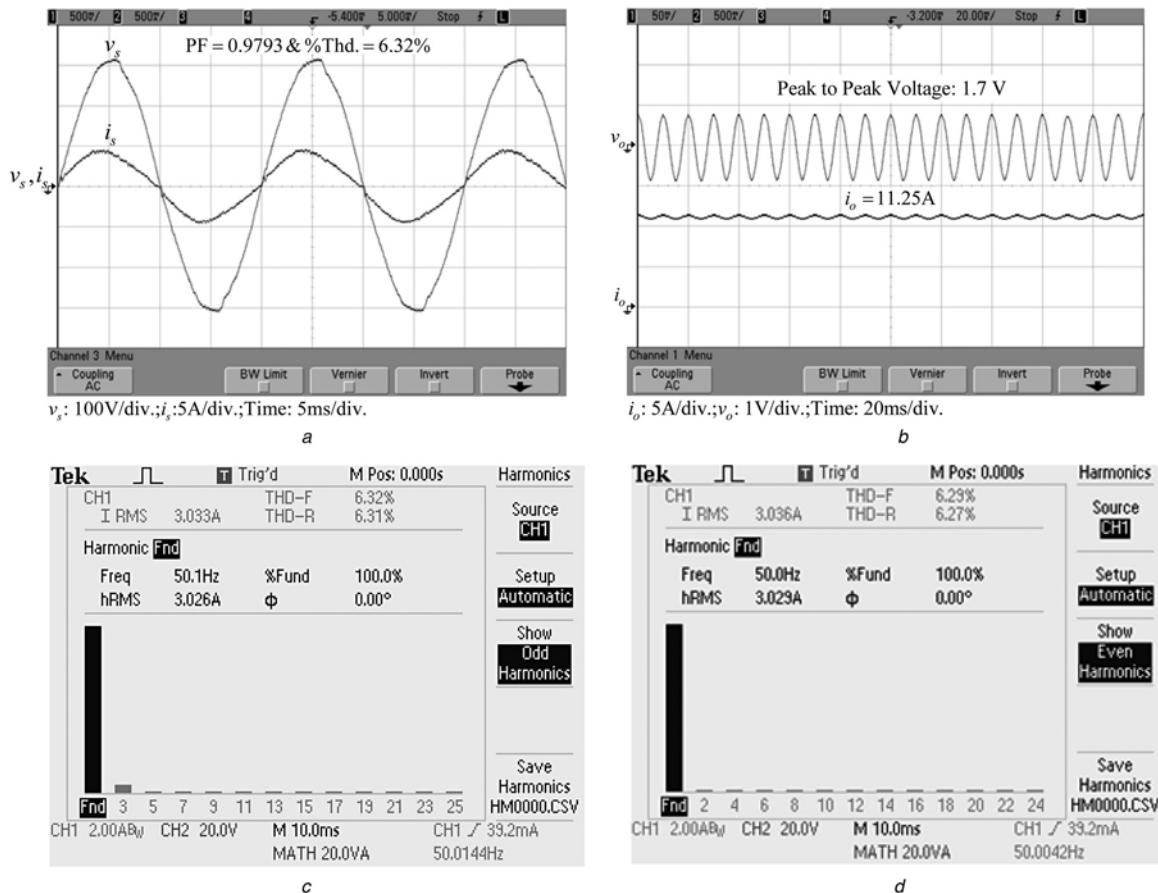


Fig. 11 Power quality of the system at 540 W load

a Waveforms of the input voltage and current
b Waveforms of the output voltage ripple and load current
c Odd harmonic order
d Even harmonic order

4 Experimental results

In this paper, a control algorithm of the parallel-connected AC/DC converters is proposed. The experiment is performed using three modules of an isolated CUK power factor correction circuit as shown in Fig. 1. The parameters of the system are shown in Table 3. In addition, the output voltage and the load current throughout the experiment are shown with inverted polarity. The evaluated performances are explained in the following sections.

4.1 Transient responses at the DC bus

Figs. 7 and 8 indicate the transient response at the DC bus obtained by changing the load current from 11.25 to 5.26 A and back to 11.25 A. The waveforms of the output voltage at the DC bus (v_o), the load current (i_o), the input current (i_s) and the individual input inductor current (i_{L11} , i_{L12} , i_{L13}) are shown in Figs. 7 and 8. It can be seen that the system achieves fast transient response. The settling time (T_s) to steady state is very fast, which is <5 ms, and the output voltage is achieved at minimum overshoot and undershoot. Moreover, the current sharing of each converter module is good.

4.2 Redundant operation of the system

To verify the proposed system, redundant operation mode is utilised. In this case, there are three modules operating in the system. By setting the single converter module, the fault is generated by converter module #3. Thus, the remaining converter modules immediately start sharing the current to supply the output power. Fig. 9a shows the waveforms of the output voltage and the individual input inductor current. Fig. 9b indicates the waveforms of the load current and the individual input inductor current.

In one case, two converter modules are operated for supplying an output power. In another case, a single converter module is inserted into the system, which is generated by converter module #3. Thus, all converter modules would eventually share the current to supply the output power. The result of the waveforms of each input inductor current, particularly output voltage and load current, is shown in Figs. 10a and b, respectively.

According to the experimental results in the redundant operation mode, the control system responded immediately when it meets the converter module that is lost from the system or is inserted into the system. Apparently, the settling time is <5 ms. In addition, the current sharing of each converter module is quite good.

4.3 System is operated in the steady-state

Fig. 11 indicates the input voltage and current waveform, the output voltage ripple and load current, the odd harmonic and the even harmonic orders at 540 W load. It can be seen in Fig. 11a that the input current is nearly sinusoidal and in-phase with the input voltage. Thus, the harmonic distortion at input AC power source of the converter is also low, and the power factor is nearly in unity. As the experimental results indicate, the measured power factor and total harmonic distortion were conducted using the digital power meter model 2531 A, and it equaled 0.98 and 6.32%, respectively. Fig. 11b indicates the output voltage ripple, which is 1.7 V. In addition, the odd and even harmonic orders are as low as shown in Figs. 11c and d.

Moreover, the overall efficiency of the proposed system equal to 88%. According to the overall efficiency is 88% because the proposed system is implemented by a hard switch operation, resulting in the overall efficient is rather low.

5 Conclusions

A current-sharing bus and fuzzy gain scheduling of PI controller to control the parallel-connected AC/DC converters were proposed. A simple current-sharing circuit was used to divide the current sharing of each converter module to help supply the output power. The fuzzy gain scheduling of PI controller was performed to compensate for the error of the output voltage. According to the experimental results, the performance evaluation was conducted on the three modules that are parallel-connected, have a 540 W load and have a -48 V DC output voltage. The proposed system achieved the following: a tight output voltage regulation and good current sharing in both transient response and steady state. The converter module was able to commence the current sharing immediately when the converter module was disconnected or inserted into the system. The step load change and redundant operation mode were both good for the transient response; as a result, the output voltage was achieved at minimum overshoot and undershoot, and the settling time was <5 ms. Furthermore, the power factor at a full load was 0.98. The harmonic distortion at AC input power source of the converter was also low and the overall efficiency of the proposed system equal to 88%.

6 Acknowledgments

This study was supported by the Commission on Higher Education (CHE) of the Thailand Research Fund (TRF) under a Research Grant for New Scholars (MRG5580123), by the Rajamangala University of Technology Suvannabhumi, Nonthaburi (RMUTSB) and the King Mongkut's University of Technology North Bangkok (KMUTNB), Thailand.

7 References

- 1 Deshang, S., Zhiqiang, G., Xiao Zhong, L.: 'Control strategy for input-parallel-output-parallel connected high-frequency isolated inverter modules', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2011, **26**, (8), pp. 2237–2248
- 2 Josep, M.G., Lijun, H., Javier, U.: 'Control of distributed uninterruptible power supply systems', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2008, **55**, (8), pp. 2845–2858
- 3 Kasemsan, S., Michael, W., Kenneth, C.: 'Uniform voltage distribution control for series connected DC–DC converters', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2007, **22**, (4), pp. 1269–1279
- 4 Kasemsan, S., Michael, A.W.: 'Uniform current/voltage-sharing for interconnected DC–DC converters'. Aerospace Conf., 2007, pp. 1–17
- 5 Lai, Y.M., Tan, S.-C., Tsang, Y.M.: 'Wireless control of load current sharing information for parallel-connected DC/DC power converters', *IET Power Electron.*, 2009, **2**, (1), pp. 14–21
- 6 Yao, Z., Hao, M.: 'Theoretical and experimental investigation of networked control for parallel operation of inverters', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2012, **59**, (4), pp. 1961–1970
- 7 Gerald, F., Rolando, B., Fred, W., Dushan, B.: 'A universal controller for distributed control of power electronics conversion systems'. IEEE COMPEL Workshop, 2006, pp. 8–14
- 8 Juanjuan, S., Yang, Q., Ming, X., Fred, C.L.: 'High-frequency dynamic current sharing analyses for multiphase buck VRs', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2007, **22**, (6), pp. 2424–2431

- 9 Jaber, A.A.Q., Lilly, H., Doug, H.: 'Efficiency-based auto-tuning of current sensing and sharing loops in multiphase converters', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2008, **23**, (2), pp. 1009–1013
- 10 Jianjiang, S., Lingbing, Z., Xiangning, H.: 'Common-duty-ratio control of input-parallel output-parallel (IPOP) connected DC–DC converter modules with automatic sharing of currents', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2012, **27**, (7), pp. 3272–3291
- 11 Petar, J.G.: 'Master/slave control of input-series- and output-parallel-connected converters: concept for low-cost high-voltage auxiliary power supplies', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2009, **24**, (2), pp. 316–328
- 12 Zhongyi, H., Yan, X.: 'Distributed control for UPS modules in parallel operation with RMS voltage regulation', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2008, **55**, (8), pp. 2860–2869
- 13 Tsai-Fu, W., Yu-En, W., Hui-Ming, H., Yu-Kai, C.: 'Current weighting distribution control strategy for multi-inverter systems to achieve current sharing', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2007, **22**, (1), pp. 160–168
- 14 Yuri, P., Milan, M.J.: 'Loop gain measurement of paralleled DC–DC converters with average-current-sharing control', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2008, **23**, (6), pp. 2942–2948
- 15 Jung-Won, K., Hang-Seok, C., Bo, H.C.: 'A novel droop method for converter parallel operation', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2002, **17**, (1), pp. 25–32
- 16 Abdul, R.O., Ahmed, R.: 'Real-time implementation of a fuzzy logic controller for switch-mode power-stage DC–DC converters', *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2006, **6**, (42), pp. 1367–1374
- 17 Amulfo, R.M., Raul, G.R., Luis Gerardo, V.V.: 'PI fuzzy gain-scheduling speed control at startup of a gas-turbine power plant', *IEEE Trans. Energy Convers.*, 2011, **26**, (1), pp. 310–317
- 18 Rong-Jong, W., Li-Chung, S.: 'Adaptive fuzzy-neural-network design for voltage tracking control of a DC–DC boost converter', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2012, **27**, (4), pp. 2104–2115
- 19 Hsu, C.-F., Chung, I.-F., Lin, C.-M., Hsu, C.-Y.: 'Self-regulating fuzzy control for forward DC–DC converters using an 8-bit microcontroller', *IET Power Electron.*, 2009, **2**, (1), pp. 1–13
- 20 Chang, C.S., Weihui, F.: 'Area load frequency control using fuzzy gain scheduling of PI controllers', *Artic. Electr. Power Syst. Res.*, 1997, **42**, (2), pp. 145–152
- 21 Viboon, C., Yutthana, K., Uthen, K.: 'Distributed control system for a parallel-connected AC/DC converters', *IET Power Electron.*, 2013, **6**, (3), pp. 446–456

Technique to Improve the Transient Response of Parallel-Connected AC/DC Converters

Yutthana Kanthaphayao^{1,a*} and Viboon Chunkag^{2,b}

¹Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering and Architecture, RMUTSB
Nonthaburi, Thailand

²Department of Electrical and Computer Engineering, Faculty of Engineering, KMUTNB
Bangkok, Thailand

^ayutthana.k@rmutsb.ac.th, ^bvcck@kmutnb.ac.th

Keywords: Transient Response, Parallel-Connected AC/DC Converter.

Abstract. In this paper, a technique to improve the transient response of a parallel-connected AC/DC converter has been studied. The proposed technique is used to improve the transient response while disturbance is injected into the system. Generally, a conventional voltage loop control uses a PI controller, because of which a slow transient response is observed. In this paper, the voltage loop control is composed of a signal from the PI controller added with a peak input current and gain scheduling of change in peak input current. The performance evaluation was experimented on a three-module isolated CUK AC/DC converter, with a 500W load and -48V DC output voltage. The system achieves the following: tight output voltage regulation, good current sharing, and low harmonic distortion. Moreover, the disturbance occurs in the system by an immediate load change, and the output voltages are at minimum overshoot and undershoot with a fast settling time.

Introduction

Normally, AC/DC converter at the front end of a distributed power system is composed of many converter modules [1]. Those are parallel-connected to supplement a load converter. The purpose of the distributed power system is as follows: system reliability, flexibility, redundant operation, simplicity of maintenance, and easy increase in power to supply output power [2]. Thus, the control system design is very important for controlling the system operation. In [3], the centralized control of a parallel-connected converter module is presented. The system achieves a good current sharing and a tight output voltage regulation. However, system reliability is reduced because the system has a single controller. In [4], the technique to improve the transient response is explained. However, the algorithm to improve the transient response is complex.

This paper presents the system to control a parallel-connected AC/DC converter. For the flexibility of the system, fast transient response is aimed. Each converter has an individual controller and current-sharing circuit. This circuit is used for the current sharing of each converter module. The details of the proposed system will be demonstrated.

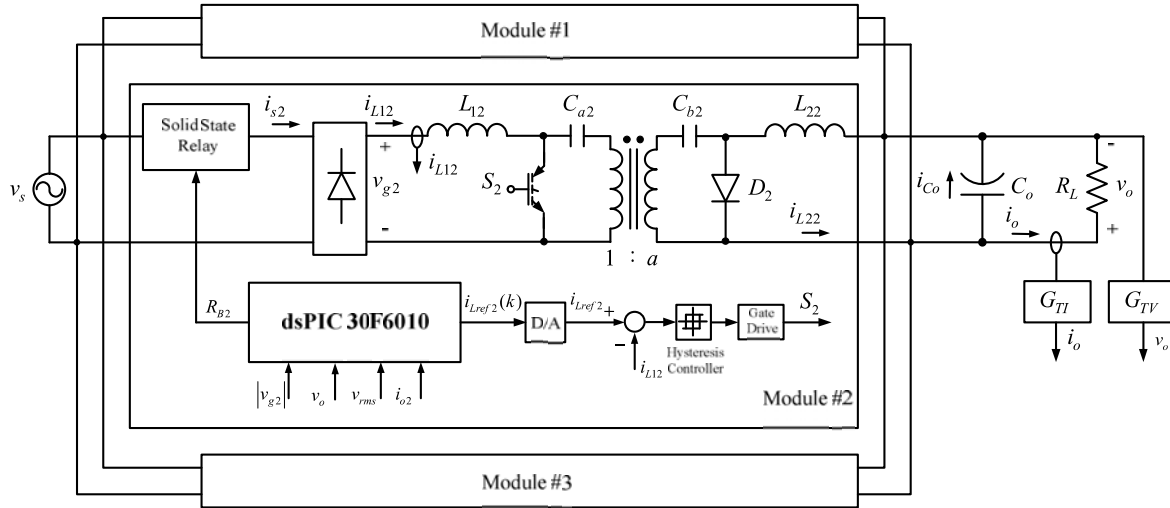
The Power Circuit and the Proposed Controller

The proposed system is shown in Fig. 1. The power circuit is an isolated CUK AC/DC converter as indicated in Fig. 1(a). Those are parallel-connected at an input power source with a common DC bus to supply power to a load. The voltage loop control is shown in Fig. 1(b). Moreover, the current-sharing bus is used to share the current of each converter as shown in Fig. 1(c). The dsPIC30F6010 microcontroller is used to the voltage loop control. It generates a signal (R_{BN}) to control a solid-state relay, signal for adjusting gain of a current-sharing circuit, and generates a current command. According to the load current, $i_{oN}(k)$ is generated by the current-sharing circuit as shown in Fig. 1(c). The value of the load current sharing is indicated in Eq. (1).

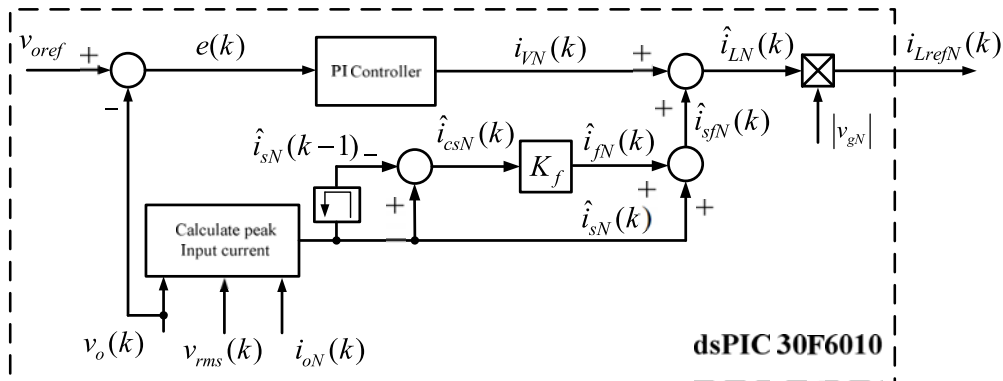
$$i_{o1} = i_{o2} = i_{o3} = \frac{R_T}{R} i_o \quad (1)$$

where $R_T = \frac{R}{3}$

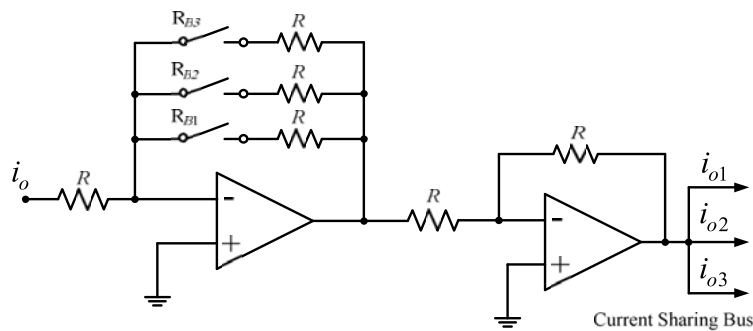
In addition, a hysteresis control circuit is used to control the current loop because of its simplicity of implementation and fast response to control the input current in-phase with the input voltage.



(a) The power circuit



(b) The proposed voltage loop control



(c) Current sharing bus

Fig. 1. The system of a parallel-connected AC/DC converter

Improving the Transient Response

According to the dashed line indicated in Fig. 1(b), the dsPIC30F6010 microcontroller is used to control the voltage loop control with the sampling time $250\mu s$ and the details of the control

algorithm are explained as follows. The PI controller is used to compensate the output voltage error. In the design, a crossover frequency equal to 45Hz and a phase margin of 45° is set. Thus, the parameter of PI controller is equal to $K_p = 2.03$ and $K_I = 306.8$. The peak input current ($\hat{i}_{sN}(k)$) is given in Eq. (2) as explained in [5].

$$\hat{i}_{sN}(k) = \frac{\sqrt{2}v_o(k)i_{oN}(k)}{v_{rms}(k)} \quad (2)$$

where $v_{rms}(k)$ is a root-mean-square value of the input voltage, $v_o(k)$ is the output voltage, and $i_{oN}(k)$ is the load current, N is 1, 2, and 3. According to the algorithm, the gain scheduling of change in peak input current ($\hat{i}_{jN}(k)$) can be computed as shown in Eqs. (3) and (4), where $\hat{i}_{sN}(k-1)$ is a previous peak input current. After that, it is multiplied with a K_f gain, which results in $\hat{i}_{jN}(k)$ as indicated in Eq. (4).

$$\hat{i}_{csN}(k) = \hat{i}_{sN}(k) + \hat{i}_{sN}(k-1) \quad (3)$$

$$\hat{i}_{jN}(k) = \hat{i}_{csN}(k)K_f \quad (4)$$

Then, the $\hat{i}_{sfN}(k)$ signal indicates Eq. (5). It is added to the signal from PI controller ($i_{VN}(k)$) as shown in Eq. (6). Subsequently, $\hat{i}_{LN}(k)$ is multiplied by the absolute sinusoidal waveform ($|v_{gn}(k)|$). As a result of the current command ($i_{LrefN}(k)$), this signal is converted by a 12-bit D/A to control the input current in-phase with the input voltage.

$$\hat{i}_{sfN}(k) = \hat{i}_{sN}(k) + \hat{i}_{jN}(k) \quad (5)$$

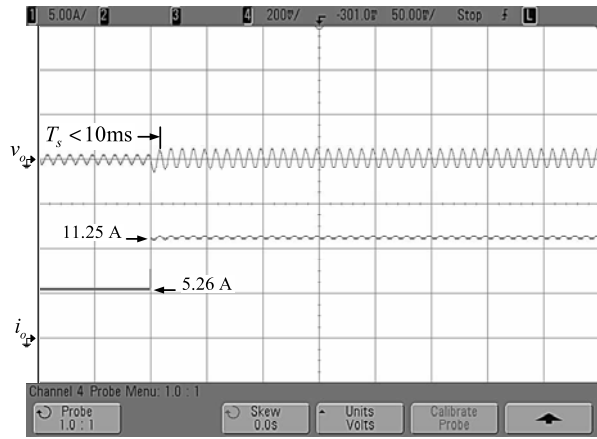
$$\hat{i}_{LN}(k) = i_{VN}(k) + \hat{i}_{sfN}(k) \quad (6)$$

Experimental Results

The implementation of the proposed system is conducted through a three 250W/module, a -48V output DC voltage, and the parameters of the system are shown in Table 1. Figure 2 shows the waveforms of the output voltage (v_o), the load current (i_o), and the individual input inductor current of each converter (i_{L11} , i_{L12} , and i_{L13}), while changing a load current from 5.26 to 11.25A and back to 5.26A. It can be seen that the system achieves the fast transient response by the settling time (T_s) less than 10ms with a minimum overshoot and droop of the output voltage as indicated in Fig. 2(a) and (b). In addition, the current sharing each converter module is good, as shown in Fig. 2(c) and (d), respectively.

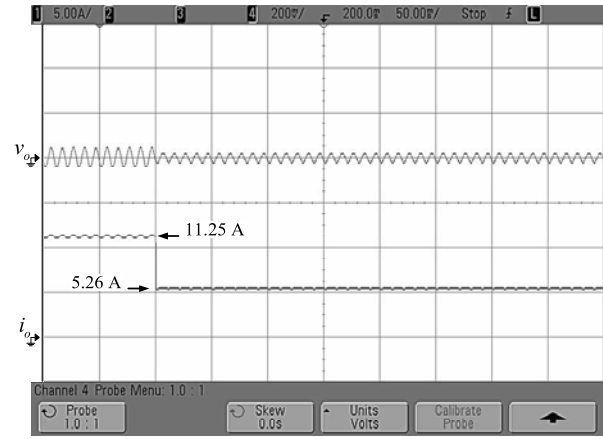
Table 1. Parameters for the system

Parameter	Value
Input power source	220V, 50Hz
Input inductor: L_{11} , L_{12} , L_{13}	5mH, 5mH, 5mH
Output inductor: L_{21} , L_{22} , L_{23}	1mH, 1mH, 1mH
C_{1a} , C_{1b} , C_{2a} , C_{2b} , C_{3a} , C_{3b}	0.68μF
Output capacitor, C_o	20400μF
Transformer ratio (a)	0.5
Output voltage gain (G_{TV})	1/12
Load current gain (G_{TI})	1/3.3



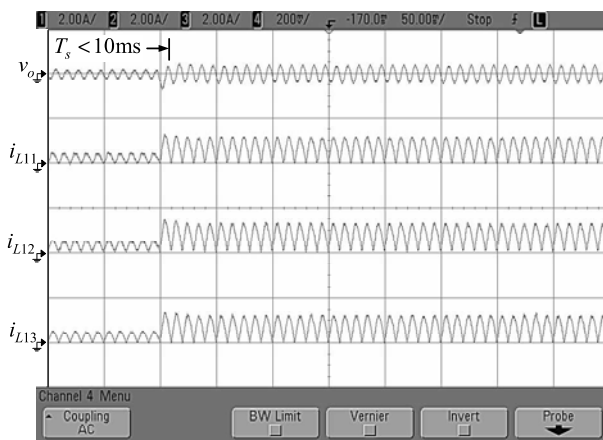
v_o : 4V/div.; i_o : 5A/div.; Time: 50ms/div.

(a)



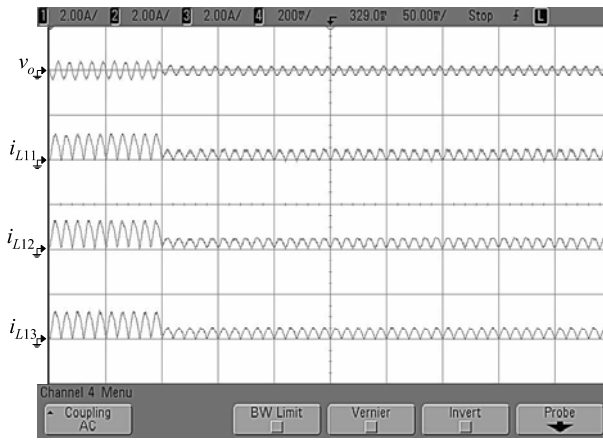
v_o : 4V/div.; i_o : 5A/div.; Time: 50ms/div.

(b)



$i_{L11}, i_{L12}, i_{L13}$: 2A/div.; v_o : 4V/div.; Time: 50ms/div.

(c)



$i_{L11}, i_{L12}, i_{L13}$: 2A/div.; v_o : 4V/div.; Time: 50ms/div.

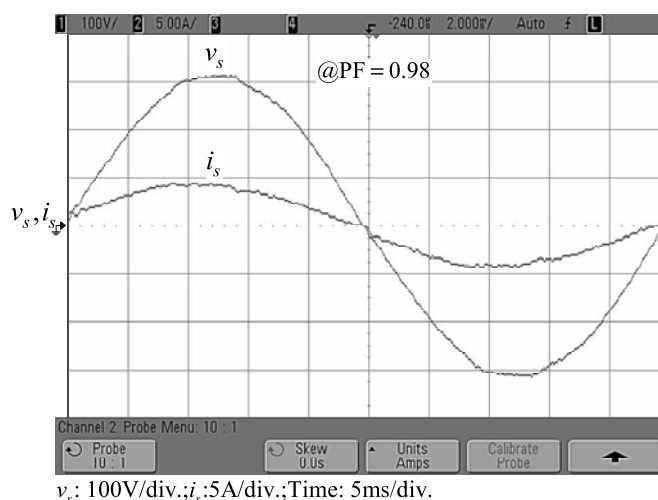
(d)

Fig. 2. Transient response during a load change from 5.26 to 11.25A and back to 5.26A: (a) and (b) waveforms of the output voltage and load current, (c) and (d) waveforms of the output voltage and individual input current

The experiment of the system is operated in the steady state as shown in Fig. 3. The waveform of the input voltage and current is indicated in Fig. 3(a). It can be seen that the input current in-phase with the input voltage results in a power factor near to unity, 0.98. Similarly, the waveform of the input current is sinusoidal waveform. Thus, the total harmonic distortion of the input current is also low as shown in the order odd and even harmonic in Fig. 3(b) and (c), respectively.

Conclusions

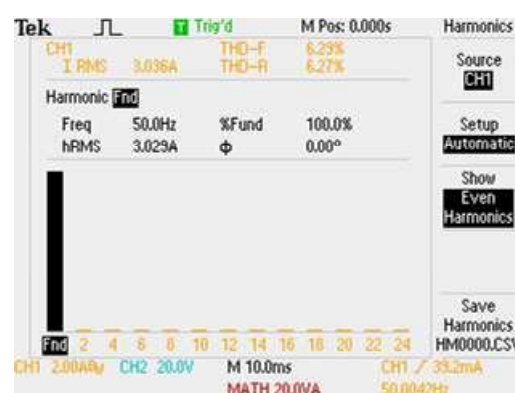
A technique to improve the transient response of a parallel-connected AC/DC converter is proposed. According to the experimental results of the system, the system achieves the following: fast transient response, power factor of 0.98, good current sharing of each converter, and low total harmonic distortion.



(a)



(b)



(c)

Fig. 3. Experimental results of the system operated in the steady state: (a) waveforms of the input voltage and current, (b) order odd harmonic, and (c) order even harmonic

Acknowledgments

This work was supported by the Commission on Higher Education (CHE) of the Thailand Research Fund (TRF) under a Research Grant for New Scholars (MRG5580123), Department of Electrical Engineering, Solar Energy Research and Technology Training Center (SERTTC) by the Rajamangala University of Technology Suvarnabhumi, Nonthaburi (RMUTSB).

References

- [1] C. D. Xu, K. W. E. Cheng, A survey of distributed power system -AC versus DC distributed power system, PESA (2011) 1-12.
- [2] S. Luo, A review of distributed power system part I: DC distributed power system, IEEE A&E Systems Magazine 20 (2005) 5-16.
- [3] S. Kim, P. N. Enjeti, Control of multiple single-phase PFC modules with a single low-cost DSP, IEEE Trans. Ind. Appl. 39 (2003) 1379-1385.
- [4] M. Pahlevaninezhad, P. Das, G. Moschopoulos, P. Jain, Sensorless control of a boost PFC AC/DC converter with a very fast transient response, APEC (2013) 356-360.
- [5] V. Chunkag, U. Kamnarn, Paralleling three-phase AC to DC converter using CUK rectifier modules based on power balance control technique, IET Power Electron 3 (2010) 511-524.

บทความที่ถูกตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ
2 เรื่อง

Centralized Control System for Parallel-Connected AC/DC Converters with a Fast Transient Response

Yutthana Kanthaphayao¹ Uthen Kamnarn² and Viboon Chunkag³

¹Dept. of Electrical Eng. and SERTTC, RMUTSB, yutthana.k@rmutsb.ac.th

²Dept. of Electrical Eng., RMUTL, Uthen@rmutl.ac.th

³Dept. of Electrical and Computer Eng., KMUTNB, vck@kmutnb.ac.th

ABSTRACT

This paper studies a centralized control system for parallel-connected AC/DC converters. In the system, the converter is composed of CUK converters and it operates in a continuous conduction mode. For a good current sharing and easily controlling each converter to connected or disconnected in the system, the centralized control is used to control the system operation. MATLAB/Simulink is verified of the proposed system. The simulation results show the system provides the fast transient response, the current sharing is a good, the waveform of the input current is a nearly sinusoidal and in-phase with the input voltage, and a high power factor.

Keywords: Centralized control, AC/DC Converter

1. INTRODUCTION

The centralized control system is used to control the system operation such as the parallel-connected AC/DC [1], DC/DC [2] and DC/AC [3] converters. Because of the centralized control has advantage as the following, a tight output voltage regulation, easily adjusting a control signal, and a current sharing each converter module is a good.

The parallel-connected converter modules in the distributed power system, is employed to increase the power capacity and reliability of DC power supplies [4]. Thus, the converter module has been employed to achieve the following characteristics in [5]: thermal management, reliability, redundancy, modularity, maintainability, and size reduction. Especially for the parallel operation control, the converter module is included by the system reconfiguration and flexibility. For example, if the power demand increases the redundant converter module will be connected into the system related to the required power. A single state parallel AC/DC converter is explained in [1]. The power circuit of the proposed system is complexity for the mathematical model. In [2], the control system is used to control the parallel converter. This control method is consisted of a multiple signal line connects among the controller of each converter. It has an increasing cost and a complexity to control the system. This paper studies the centralized control system of the parallel-connected AC/DC converters to control the converter operation related to the required power of a

load. For a good current sharing, the tight output voltage regulation, the system has a single control of the voltage control. The rest of the paper is organized as the following: the proposed system is indicated in Section 2, the mathematical modeling of the system shows in Section 3. The simulations results and conclusion illustrated in Section 4 and 5, respectively.

2. THE PROPOSED SYSTEM

Figure 1 show the power circuit and control system. The power circuit is a CUK converter which operated in a continuous conduction mode. The control system is the centralized controls which perform control the output voltage regulation, the input current in-phase with the input voltage and to control the converter module connected or disconnected follow the required power of a load. The digital control is applied in the voltage loop control and generates the current command of the current loop control. According to the current loop control, the system requires the fast response and easy control thus a hysteresis controller is employed.

3. THE MATHEMATICAL MODELLING OF THE SYSTEM

The AC/DC converter is based on a CUK converter as shown in Figure 2 (a). The CUK converter is operated in a continuous conduction mode and parameter is considered ideals, thus the mathematical model of the system as explain as the following.

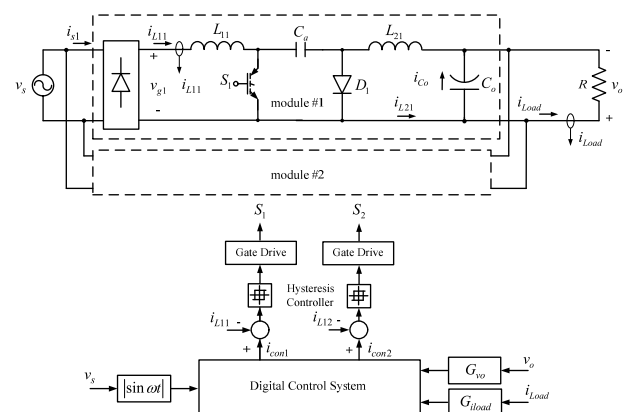
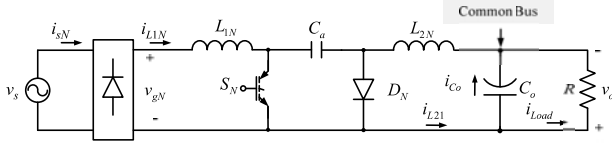
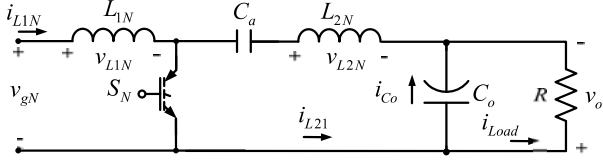


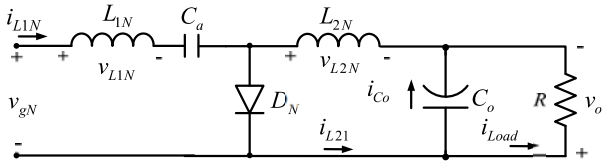
Figure 1 The proposed system



(a) CUK AC/DC converter



(b) S_N on D_N off



(c) S_N off D_N on

Figure 2 The mathematical model for MATLAB/Simulink

In the switch S_N on and D_N off as shown in Figure 2 (b), where considers the state space averaging. It can be wrote the state space equation as the following. The voltage drop across the input inductor (v_{L1N}) is equal to input voltage (v_{gN}).

$$\begin{aligned} v_{L1N} &= v_{gN} \\ L_{1N} \frac{di_{L1N}}{dt} &= v_{gN} \\ i_{L1N} &= \frac{v_{gN}}{L_{1N}} \end{aligned} \quad (1)$$

The current via a capacitor C_a equals the output inductor current (i_{L2N}).

$$\begin{aligned} i_{Ca} &= i_{L2N} \\ C_a \frac{dv_{Ca}}{dt} &= i_{L2N} \\ \dot{v}_{Ca} &= \frac{i_{L2N}}{C_a} \end{aligned} \quad (2)$$

The voltage drop across the output inductor (L_{2N}) is

$$\begin{aligned} v_{L2N} &= -v_{Ca} - v_{Co} \\ L_{2N} \frac{di_{L2N}}{dt} &= -v_{Ca} - v_{Co} \\ i_{L2N} &= -\frac{v_{Ca}}{L_{2N}} - \frac{v_{Co}}{L_{2N}} \end{aligned} \quad (3)$$

And the current through the output capacitor is given by

$$i_{Co} = i_{L2N} - i_{Load}$$

$$\begin{aligned} C_o \frac{dv_{Co}}{dt} &= i_{L2N} - \frac{v_o}{R} \\ \dot{v}_{Co} &= \frac{i_{L2N}}{C_o} - \frac{v_o}{C_o R} \end{aligned} \quad (4)$$

In the switch S_N off and D_N on as shown in Figure 2(c), the state space equation is given by

$$\begin{aligned} v_{L1N} &= v_{gN} - v_{Ca} \\ L_{1N} \frac{di_{L1N}}{dt} &= v_{gN} - v_{Ca} \\ i_{L1N} &= \frac{v_{gN}}{L_{1N}} - \frac{v_{Ca}}{L_{1N}} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} i_{CN} &= i_{L1N} \\ C_a \frac{dv_{Ca}}{dt} &= i_{L1N} \\ \dot{v}_{Ca} &= \frac{i_{L1N}}{C_a} \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} v_{L2N} &= -v_{Co} \\ L_{2N} \frac{di_{L2N}}{dt} &= -v_{Co} \\ i_{L2N} &= -\frac{v_{Co}}{L_{2N}} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} i_{Co} &= i_{L2N} - i_o \\ C_o \frac{dv_{Co}}{dt} &= i_{L2N} - \frac{v_o}{R} \\ \dot{v}_{Co} &= \frac{i_{L2N}}{C_o} - \frac{v_o}{C_o R} \end{aligned} \quad (8)$$

According to, Eqs. (1)-(8) we can represents the system with the state space equation as indicated in Eq. (9).

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (9)$$

where

$$A = A_1 D + A_2 (1-D) \quad (10)$$

$$B = B_1 D + B_2 (1-D)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_a & 0 \\ 0 & -1/L_{2N} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_o & -1/C_o R \end{bmatrix} D$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1/L_{1N} & 0 & 0 \\ 1/C_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/L_{2N} \\ 0 & 0 & -1/C_o & -1/C_o R \end{bmatrix} (1-D)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1/L_{1N} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} D + \begin{bmatrix} 1/L_{1N} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} (1-D)$$

D and $(1-D)$ is a control signal of a switch S_N on and off, respectively. Thus, we achieve the equation is used to simulate by the MATLAB/Simulink as indicated in Eqs. (11)-(14), respectively.

$$\dot{i}_{L1N} = -\frac{(1-D)}{L_{1N}}v_{Ca} + \frac{1}{L_{1N}}v_{gN} \quad (11)$$

$$\dot{v}_{Ca} = \frac{(1-D)}{C_a}i_{L1N} + \frac{D}{C_a}i_{L2N} \quad (12)$$

$$\dot{i}_{L2N} = \frac{-D}{L_{2N}}v_{Ca} - \frac{1}{L_{2N}}v_{Co} \quad (13)$$

$$\dot{v}_{Co} = \frac{i_{L2N}}{C_o} - \frac{v_o}{C_o R} \quad (14)$$

The transfer function of the voltage loop control of CUK converter is illustrated in [6] and given by

$$\frac{\tilde{i}_{L2N}}{\tilde{i}_{L1N}} = \frac{V_{gN}}{\sqrt{2}V_o} \quad (15)$$

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_{L2N}(s)} = \frac{M}{sC_o + (1/R)} \quad (16)$$

where $\tilde{i}_{L2N}$ is the output inductor current, $\tilde{i}_{L1N}$ is a peak value of the input inductor current, V_{gN} is the root mean square value of the rectifier voltage, V_o is the output voltage, M is the converter number, and C_o is the output capacitor. The output voltage error is compensated by the PI controller as shown in Eq. (17). The open loop transfer function is used to design the voltage loop control as indicated in Eq. (18). The parameter values of the system are $M=1$, $R=9.216 \Omega$, $V_{gN}=311 \text{ V}$, and $C_o=20400 \mu\text{F}$. For the fast transient response is purposed. The cross over frequency chose 15 Hz and the phase margin is 70° . As resulting the gain value of the PI controller are $K_P=6.55$, and $K_I=265.10$. Figure 3 shows the bode diagram of the system.

$$G_C(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (17)$$

$$G_P(s) = \frac{V_{gN}}{\sqrt{2}V_o} \frac{M}{C_o s + 1/R} G_{VT} \quad (18)$$

Moreover, the voltage loop control is indicated in Figure 4. The signal i_{Lref} is come from the PI control signal adds with the peak value of the input current ($\hat{i}_s$). It is calculated from the power balance technique as illustrated in [7], resulting in the system achieves the fast transient response.

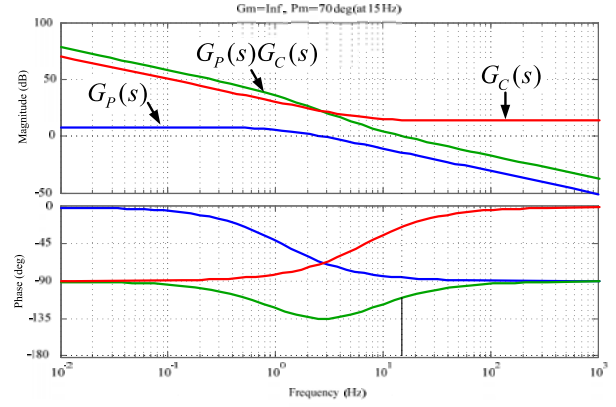


Figure 3 Bode diagram of the system

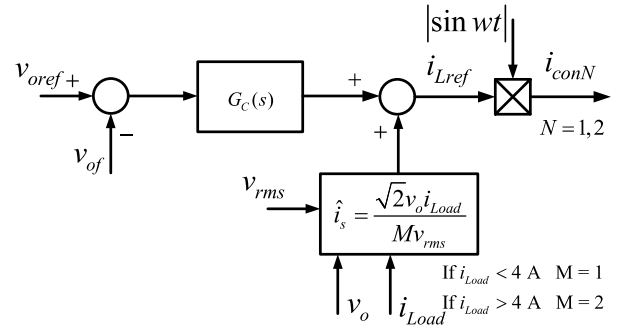


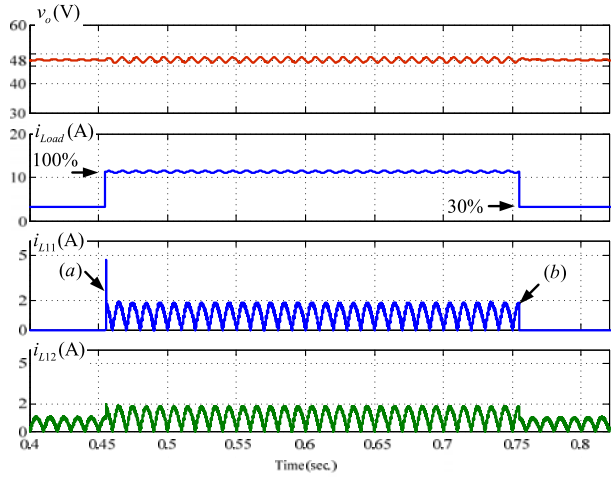
Figure 4 the voltage loop control

4. THE SIMULATION RESULTS

The performance evaluation of the system is demonstrated as the following. Figure 5 show waveforms of the input inductor current of the converter module #1 and #2 (i_{L11}, i_{L12}), the load current (i_{Load}) and the output voltage (v_o). In the simulation results, the converter module is operated with the required power of the load. The redundant converter is represented by the converter module #1. If the system is supply the output power to a load while the load current is less than 30%. In this condition, the converter module #2 is operated only one module. However when the load current is increased more than 30% the converter module #2 is connected to the system immediately. It can be seen that the system achieves the fast transient response with a minimum overshoot and undershoot of the output voltage. In addition, while the both converter operate the current sharing of each converter is equal. It can be seen from the waveforms of the input inductor current i_{L11} and i_{L12} as shown in Figure 5.

Figure 6 indicates the waveforms of the input voltage and current while the system is operated in the required power. As results, the waveform of the input current is a sinusoidal and in-phase with the input voltage.

In the case of the disturbance occurred in the system, this is performed by the load chance from 60% to 100% and back to 60% as shown in Figure 7. As resulting, the system achieves the fast transient response.



(a) Module #1 connects into the system. (b) Module #1 disconnects from the system.

Figure 5 the waveform of the input inductor current (i_{L11} , i_{L12}), the load current (i_{Load}), and the output voltage

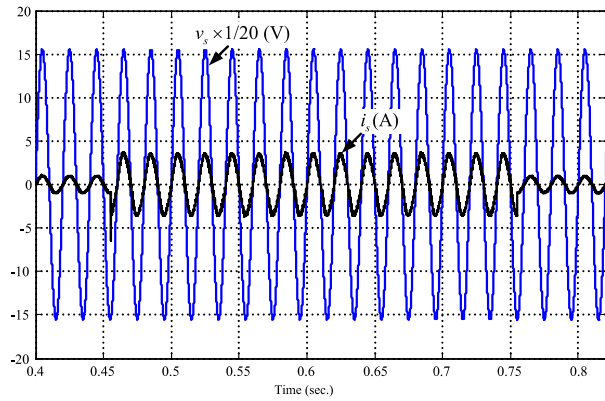


Figure 6 The waveform of the input voltage and inductor value.

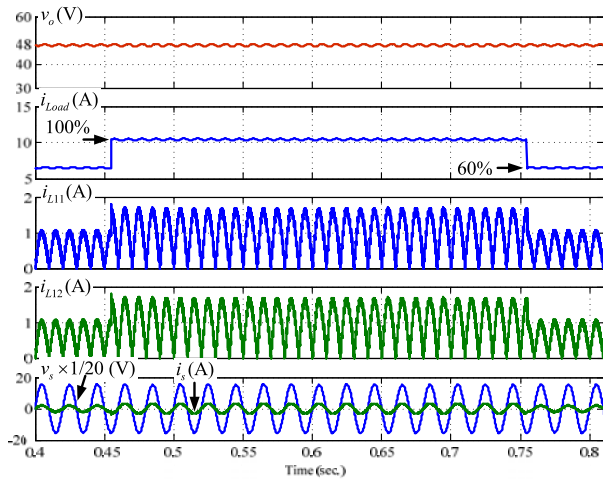


Figure 7 The load charge from 60% to 100% and back to 60%

5. CONCLUSION

The centralized control system has been used to control the parallel-connected AC/DC converters. According to

the simulation results the system achieve as the following: the operation control to the required power, the fast transient response while a connected and disconnected converter module, the current sharing is a good, and the waveform of the input current is a nearly sinusoidal and in-phase with the input voltage, resulting in the system achieve a low harmonic distortion at an AC power source, and a high power factor.

In the future research will be used to fabricate prototype modules to experimentally verification of the system.

6. ACKNOWLEDGMENTS

This work was supported by the Commission on Higher Education (CHE), of the Thailand Research Fund (TRF) under a Research Grant for New Scholars (MRG5580123), Department of Electrical Engineering, Solar Energy Research and Technology Training Center (SERTTC) by the Rajamangala University of Technology Suvarnabhumi, Nonthaburi (RMUTSB)

7. REFERENCES

- [1] Heng-Yi Li, Hung-Chi Chen, and Lon-Kou Chang, "Analysis and Design of a Single-Stage Parallel AC-to-DC Converter," *IEEE Trans. Power. Electron*, Vol.24, No.12, pp. 2989-3002, December 2009.
- [2] Josep M. Guerrero, Senior, Lijun Hang, and Javier Uceda, "Control of Distributed Uninterruptible Power Supply Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron*, Vol.55, No.8, pp. 2845-2859, August 2008.
- [3] Kasemsan Siri, Michael Willhoff, and Kenneth Conner, "Uniform Voltage Distribution Control for Series Connected DC-DC Converters," *IEEE Trans. Power. Electron*, Vol.22, No.4, pp. 1269-1279, July 2007.
- [4] Fred C. Lee, Ming Xu, Shuo Wang and Bing Lu, "Design Challenges For Distributed Power Systems," *IPEMC 2006*, Vol.2, pp.1-15.
- [5] Wojciech A. Tabiszt, Milan M. Jovanovit and Fred C. Lee, "Present and Future of Distributed Power Systems," *APEC '92*, pp. 11-18.
- [6] Yutthana Kanthaphayao, Uthen Kamnarn and Viboon Chunkag, "Implementation of Distributed Control for Parallel AC/DC Converters," *ECTI-CON 2011*, pp. 735-738.
- [7] Uthen Kamnarn and Viboon Chunkag: "Analysis and design of a parallel CUK power factor correction circuit based on power balance control technique", *IEEJ Trans. IA*, Vol.126, No.5, pp.533-540, 2006.

Improve the Transient Response of DC/DC Converter

Yutthana K. Chalermopol R.

Dept. of Electrical Engineering
Faculty of Engineering and Architecture RMUTSB
Nonthaburi, Thailand
Yutthana.k@rmutsb.ac.th

Viboon Chunkag

Dept. Electrical and Computer Engineering
Faculty of Engineering, KMUTNB
Bangkok, Thailand
vck@kmutnb.ac.th

Abstract— In this paper, a fuzzy gain scheduling of PI controller added with gain of the error rate to improve the transient response of a boost DC/DC converter is proposed. The proposed control system is easy for implementation. The performance evaluation is performed by the simulation through a MATLAB/Simulink program, with a 24 W load, a 12 V input and 24 V output voltage. The system has achieved as the following: the tight output voltage regulation both the transient response and the steady state. In addition, the transient response occurs in the system and the output voltages are at their minimum overshoot and undershoot with the minimum settling time.

Index Terms—Fuzzy gain scheduling, PI controller, DC/DC converter

I. INTRODUCTION

The power conversion circuits to supply a load are inherent nonlinear plants such as an AC/DC converter, a DC/DC converter or a DC/AC converter. According to this plant, the mathematic model and the control design are complicated for the design procedure because of parameter uncertainty in the system. This effects the change of the operating point of the system. To solve this problem, the controllers are illustrated in [1-6] can be used to control a nonlinear system.

In this paper, a fuzzy gain scheduling of a PI controller [2] added with the gain of the error rate to improve the transient response of DC/DC converter is studied. A controller of the proposed system will be explained as the following.

II. THE PROPOSED SYSTEM

Figure 1 show the power circuit and control system of boost DC/DC converter. The digital control is used in the voltage loop control to generate the control signal for controlling the system operation. The detail of the voltage loop control is indicated in Fig. 2. This is composed of the fuzzy gain scheduling of PI controller added with gain of the error rate which will be explained as the following.

A. Fuzzy gain scheduling of PI controller

According to a dashed line is shown in Fig. 2. This is a block diagram of the output voltage control. In this controller, the main controller of the output voltage is a PI controller but the parameters K_p and K_i are adjusted by the fuzzy rules. The input of fuzzy rules and reasoning are based on the error ($e(k)$) and the change in error ($\Delta e(k)$) of output voltage to

determine the PI controller gains. The membership function of the output error and the change of error are shown in Fig. 3. These fuzzy sets include: NB negative big, ZE zero equal, and PB positive big. The proposed system will be satisfied with a fast transient response, an output voltage with the minimum overshoot and undershoot, and the tight output voltage regulation.

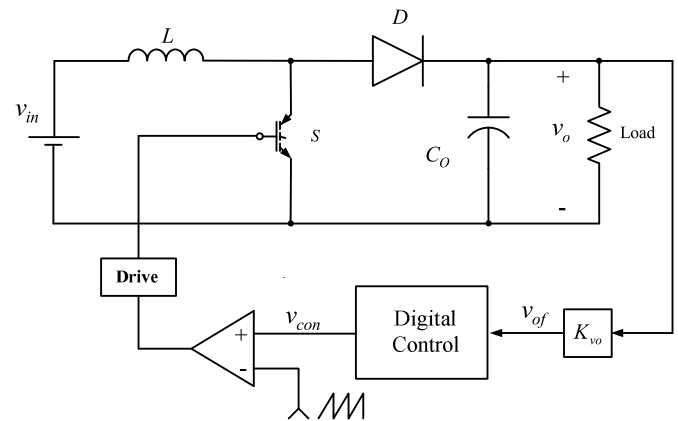


Fig.1. Power circuit and control system

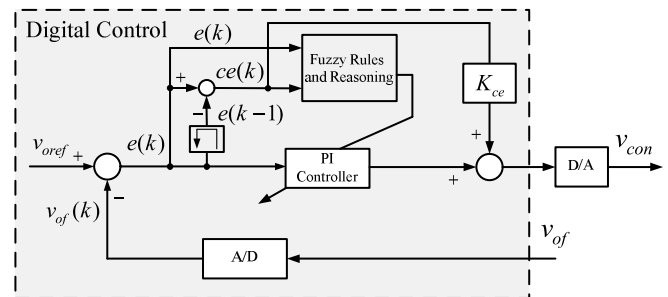


Fig.2. Output voltage control

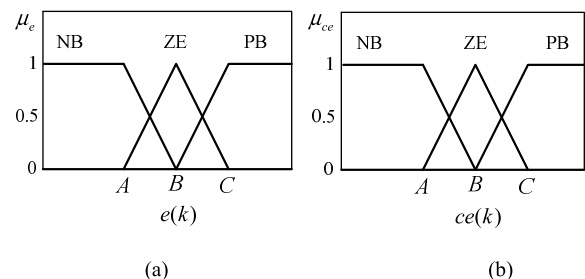


Fig.3. Member ship function of output voltage (a) Error (b) Change of error

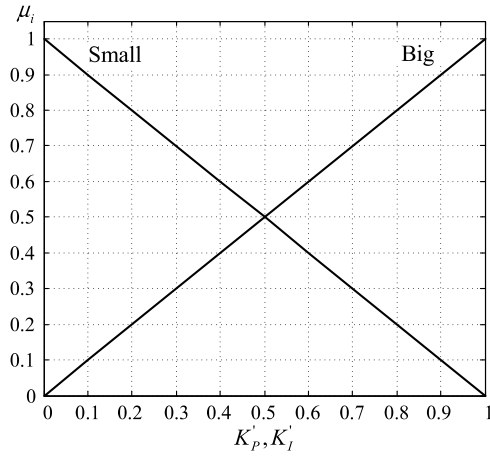


Fig.4. Membership function of K'_P and K'_I

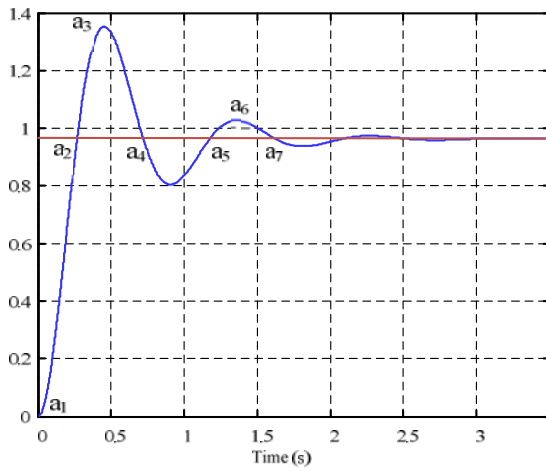


Fig.5. Response to consider the fuzzy rules of K'_P and K'_I

Table I Parameter of K'_P

$\Delta e(k)$ $e(k)$	NB	ZE	PB
NB	B	B	B
ZE	S	S	S
PB	B	B	B

Table II Parameter of K'_I

$\Delta e(k)$ $e(k)$	NB	ZE	PB
NB	S	B	S
ZE	B	B	B
PB	S	B	S

For the parameters of the PI controller, the assumptions K_P and K_I are in the prescribed ranges $[K_{P(\min)}, K_{P(\max)}]$ and $[K_{I(\min)}, K_{I(\max)}]$. For convenience, K_P and K_I are normalized into a range between zero and one by the following linear transformation [2], as indicated in Eq. (1) and (2).

$$K'_P = (K_P - K_{P(\min)}) / (K_{P(\max)} - K_{P(\min)}) \quad (1)$$

$$K'_I = (K_I - K_{I(\min)}) / (K_{I(\max)} - K_{I(\min)}) \quad (2)$$

The parameters K'_P and K'_I are determined by a set of fuzzy IF-THEN rules, from the following:

$$\text{If } e(k) \text{ is } A_i \text{ and } \Delta e(k) \text{ is } B_i, \text{ then } K'_P \text{ is } C_i \text{ and } K'_I \text{ is } D_i \quad (3)$$

where $i = 1, 2, \dots, m$.

where A_i and B_i are the fuzzy sets or the condition cases, and C_i and D_i are the operation cases, which can be either big (B) or small (S). The membership functions of K'_P and K'_I are shown in Fig. 4 which is used for considering the operation case. A rule base of fuzzy gain scheduling is considered from the step response of the system as shown in Fig. 5. For example, in Fig. 5, around point a_1 the control signal of K'_P should be as big to improve the transient response, but the gain of K'_I is small to prevent an overshoot. In case of the steady-state, to eliminate the steady-state error, the gain of K'_I is big and the gain of K'_P is small to reduce the system oscillations. Thus, the operation case for the parameters of K'_P and K'_I are shown in Table I and II, respectively.

The step by step equation for fuzzy gain scheduling to adapt the parameters K_P and K_I can be summarized as follows [2].

1) Calculate the output error and the change of error as:

$$e(k) = V_{ref} - V_o(k) \quad (4)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (5)$$

2) Evaluate the membership functions of the output error and the change of error, as indicated in Fig. 3.

3) The membership functions of the output error and the change of error are applied in Eq. (6) for implicating the process of the fuzzy rules.

$$\mu_i = \mu_i[e(k)] \cdot \mu_i[\Delta e(k)] \quad (6)$$

4) When, we get the membership function μ_i which is related to adapt the parameters K'_P and K'_I , the parameters K'_P or K'_I from Fig. 4 can be found.

5) According to the membership function, as shown in Fig. 4, the defuzzification method can be seen as:

$$\sum_{i=1}^m \mu_i = 1 \quad (7)$$

Then, the parameters K'_P and K'_I are calculated from:

$$K'_P = \sum_{i=1}^m \mu_i K_{P,i} \quad (8)$$

$$K'_I = \sum_{i=1}^m \mu_i K_{I,i} \quad (9)$$

6) Calculate the parameters K_P and K_I as in the follows:

$$K_P = (K_{P(\max)} - K_{P(\min)}) K'_P + K_{P(\min)} \quad (10)$$

$$K_I = (K_{I(\max)} - K_{I(\min)}) K'_I + K_{I(\min)} \quad (11)$$

B. The consideration of the prescribed ranges $[K_{P(min)}, K_{P(max)}]$ $[K_{I(min)}, K_{I(max)}]$ and gain of the error rate (K_{ce})

In the considerate method, the parameters of $[K_{P(min)}, K_{P(max)}]$, $[K_{I(min)}, K_{I(max)}]$, and K_{ce} , trial and error or empirically are employed. The system exhibits a fast transient response, and the output voltage has a minimum overshoot and undershoot when there is a disturbance into the system.

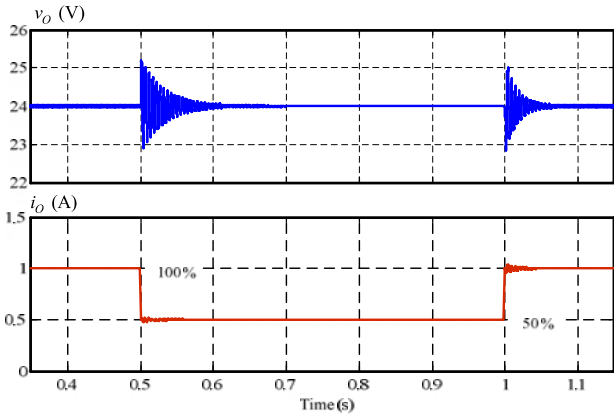
III. THE SIMULATION RESULTS

The parameters of the systems are shown in Table III. The performance evaluation of the system is performed by MATLAB/Simulink. This is conducted through a boost DC/DC converter. To evaluate the fuzzy gain scheduling of PI (FGPI) controller added with the gain of the error rate is performed to control the output voltage both the steady state and transient response. Thus, the transient response is implemented by step load change from 100 % (1 A) to 50 % (0.5 A) and back to 100 %. Figures 6 (a) and (b) are demonstrated the output voltage waveform and load current, which is compared between the conventional PI controller with the proposed controller to control the boost DC/DC converter. Close up of the output voltage waveform are indicated in Figs. 7 (a) and (b). As you can be seen the output

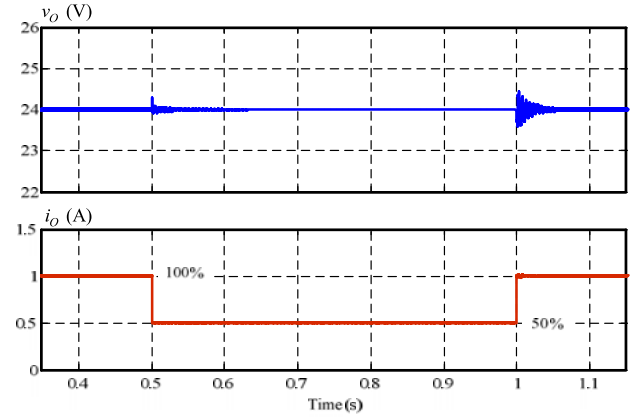
voltage waveforms while the step load change from 100 % to 50 %. In the case of PI controller, that shows Fig. 7 (a), the output voltage has an overshoot and undershoot equal 1.1V with the settling time is 50ms. On the contrary, in the proposed control, the output voltage is without overshoot and undershoot as indicated in Fig. 7 (b). In addition while a load change from 50 % to 100 %, Fig. 8 (a) shows PI controller and Fig. 8 (b) demonstrated the proposed control. As results, we can be compared both the controller as indicated in Table IV. To sum up, the proposed control is achieved as the following: a fast transient response with very the minimum overshoot and undershoot output voltage.

Table III Parameter of the system

Characteristics	Values
Input power source	12 V
Rated power	24 W
Output voltage	24 V
L	500 μ H
C	330 μ F
Switching frequency	25 kHz

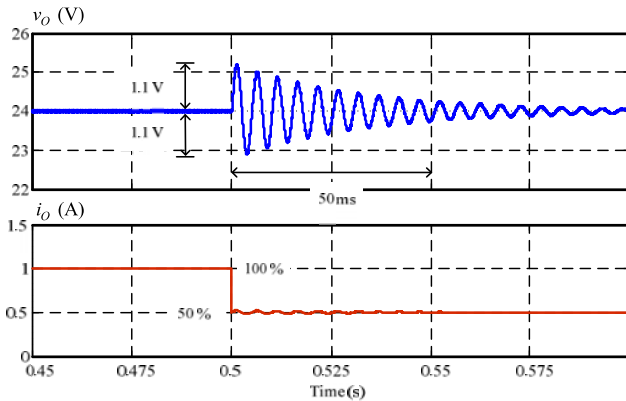


(a) Conventional of PI controller

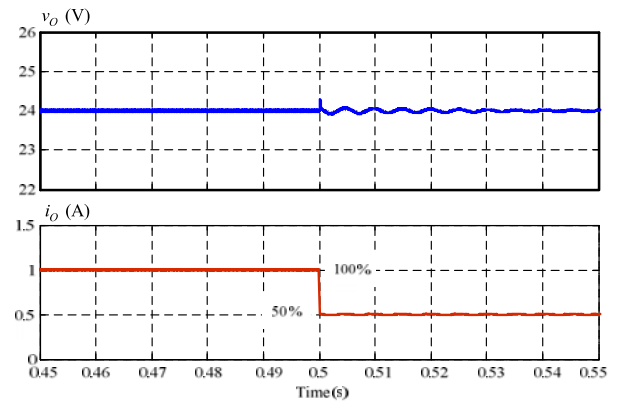


(b) FGPI controller added with gain of the error rate

Fig.6. Response of the output voltage

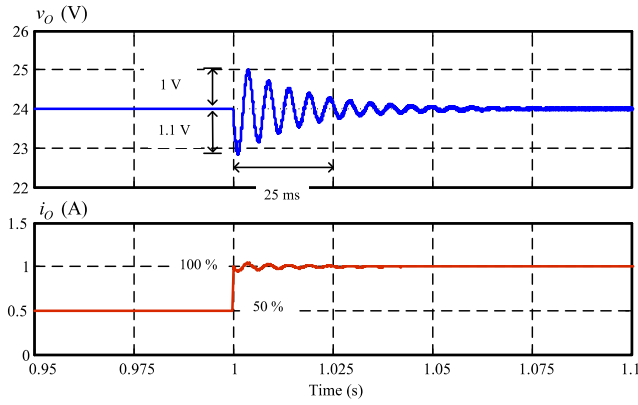


(a) Conventional PI controller

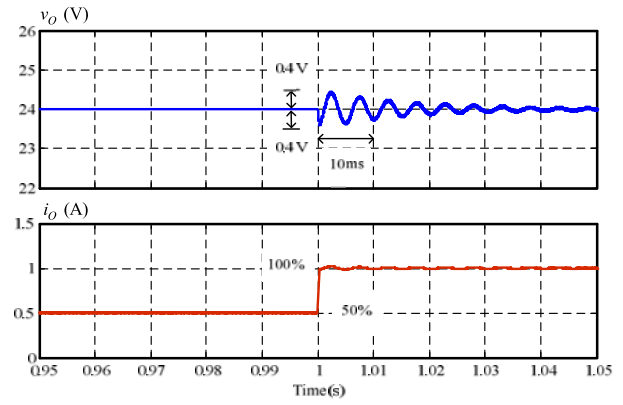


(b) FGPI controller added with gain of the error rate

Fig.7. Close up the waveform of the output voltage and load current while load change from 1 to 0.5 A (100 to 50%)



(a) Conventional PI controller



(b) FGPI controller added with gain of the error rate

Fig.8. Close up the waveform of the output voltage and load current while load change from 0.5 to 1 A (50 to 100%)

Table IV The simulation results

Load change	DC bus	The proposed controller	PI controller
100 % to 50 %	Overshoot voltage	Very small	1.1 V
	Undershoot voltage	Very small	1.1 V
	Settling time	Very fast	50 ms
50 % to 100 %	Overshoot voltage	0.4 V	1 V
	Undershoot voltage	0.4 V	1.1 V
	Settling time	10 ms	25 ms

IV. CONCLUSION

The fuzzy gain scheduling of PI controller added with the gain of the error rate to improve transient response of boost DC/DC converter is proposed. According to the simulation results, the system has achieved as the following: the tight output voltage regulation both the transient response and the steady state. In addition, there is the disturbance occurs in the system. The output voltages are at their very minimum overshoot and undershoot with the minimum settling time, respectively.

ACKNOWLEDGMENTS

This work was supported by the Commission on Higher Education (CHE), of the Thailand Research Fund (TRF) under a Research Grant for New Scholars (MRG5580123), Department of Electrical Engineering, Solar Energy Research and Technology Training Center (SERTTC) by the

Rajamangala University of Technology Suvarnabhumi, Nonthaburi (RMUTSB)

REFERENCES

- [1] A. R. Ofoli and A. Rubaai, "Real-time implementation of a fuzzy logic controller for switch-mode power-stage DC-DC converter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.42, No.6, October 2006.
- [2] Yutthana Kanthaphayao, Uthen Kamnarn and Viboon Chunkag, "Redundant operation of a parallel AC to DC converter via a serial communication bus," *Journal of Power Electronic*, Vol.11, No.4, pp.533-541, July 2011.
- [3] S. Md. Ayob, Z. Salam, and N. A. Azli, "A new optimum design for a single input fuzzy controller applied to DC to AC converters," *Journal of Power Electronics*, Vol.10, No.3, pp. 306-312, May 2010.
- [4] L. Guo, J. Y. Hung, and R. M. Nelms, "Evaluation of DSP-based PID and fuzzy controllers for DC-DC converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.* Vol56. No.6. pp. 2237-2248, June 2009.
- [5] G.-B. Chung, "Investigation of PID fuzzy controller for output voltage regulation of current-doubler-rectified asymmetric half-bridge DC/DC converter," *Journal of Power Electronics*, Vol. 7. No.1, pp.21-27, January 2007.
- [6] S. Md. Ayob, N. A. Azli, and Z. Salam, "PWM DC-AC converter regulation using a multi-loop single input fuzzy PI controller," *Journal of Power Electronics*, Vol.9, No.1, pp. 124-131, January 2009.

บทความที่ถูกตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับชาติ
1 เรื่อง

การออกแบบระบบควบคุมสำหรับควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็น กระแสตรงที่มีผลการตอบสนองเร็ว

Design of the Control System to Control AC/DC Converter with a Fast Transient Response

ยุทธนา กัณฑ์พะเยา^{1*} เฉลิมพล เรืองพัฒนาวิวัฒน์¹ และ วิบูลย์ ชื่นแขก²

¹สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ศูนย์วิจัยและถ่ายทอดเทคโนโลยีพลังงานแสงอาทิตย์ คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลสุวรรณภูมิ จังหวัดนนทบุรี 11000

²ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ กรุงเทพฯ 10800

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการออกแบบระบบควบคุมสำหรับควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง โดยขั้นตอนวิธีการออกแบบระบบควบคุมที่นำเสนอ ในรูปควบคุมแรงดันเอาต์พุตใช้ตัวควบคุมพีไอแบบกำหนดเกณฑ์ด้วย ฟัซซี่ ส่วนในรูปควบคุมกระแสใช้วิธีการควบคุมแบบฮิสเทอรีซิส ซึ่งทั้งหมดนี้จะอธิบายรายละเอียดไว้ในบทความนี้ การ ประเมินผลระบบควบคุมที่นำเสนอใช้ควบคุมการทำงานวงจรแยกโดดของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็น กระแสตรงแบบชุก พิกัดกำลังไฟฟ้า 250W แรงดันเอาต์พุต -48V พบว่าระบบสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้คงที่ ทั้งการทำงานในสถานะอยู่ตัวและการตอบสนองชั่วคราว ระบบมีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง และรูปคลื่นของ กระแสด้านอินพุตมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ ยิ่งกว่านั้นการออกแบบระบบควบคุมไม่ยุ่งยากและไม่ซับซ้อน

Abstract

This paper presents a design of the control system to control AC/DC converter. Algorithm of a control system design consists of the output voltage loop control used a fuzzy gain scheduling of PI control and the current loop control used a hysteresis control, which is described in this paper. The evaluation of the proposed control system is used to control an isolated CUK AC/DC converter operation, with a 250W load and a -48V output voltage. The system is achieved as the following; the tight output voltage both the steady state operation and the transient response, a power factor is nearly unity and the waveform of input current is nearly sinusoidal. In addition, the control system design is simple and uncomplicated

คำสำคัญ : วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง ผลการตอบสนองเร็ว

Keywords : AC/DC converter, Fast transient response

*ผู้นิพนธ์ประสานงานไปรษณีย์อิเล็กทรอนิกส์ yutthana.k@mutsb.ac.th โทร. 0 29691369-74 ต่อ 2923

1. บทนำ

ในปัจจุบันการนำเสนองานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสดตรงจะมุ่งเน้นการศึกษาในประเด็นกว้างๆ คือ การลดสัญญาณการป้อนกลับการควบคุมการทำงานของวงจร และการนำเสนอขั้นตอนการปรับปรุงผลตอบสนองการทำงานของระบบ สำหรับงานวิจัยที่มุ่งเน้นศึกษาประเด็นแรกนั้นข้อดี คือ สามารถลดต้นทุนการสร้างวงจรแต่มีข้อจำกัด คือต้องใช้สมการทางคณิตศาสตร์ที่ซับซ้อนสำหรับควบคุมการทำงานของระบบ ส่วนประเด็นการนำเสนอขั้นตอนแบบที่สองนั้นจะนำเสนอเทคนิคการป้อนสัญญาณเข้าไปในลู่วัดควบคุมแรงดันเอาต์พุตเพื่อปรับปรุงผลการตอบสนองของระบบกรณีมีสัญญาณรบกวนเข้ามาในระบบ

แต่ทั้งนี้ทั้งนั้นการควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า ต้องคำนึงถึงการคุมค่าแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ระบบมีผลการตอบสนองเร็วขณะมีสัญญาณรบกวนเข้ามาในระบบ รวมถึงค่าคุณภาพทางไฟฟ้าทางด้านอินพุตของระบบต้องอยู่ภายใต้ข้อกำหนดตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 เป็นต้นงานวิจัยที่เกี่ยวข้องที่มุ่งเน้นศึกษาประเด็นดังกล่าว เช่นใน ได้พิจารณาข้อจำกัดผลการตอบสนองชั่วคราวการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสดตรง สรุปได้ว่าข้อจำกัดของผลการตอบสนองชั่วคราวและการคุมค่าแรงดันเอาต์พุต คือ การกำหนดความถี่ตัดข้ามสำหรับการออกแบบตัวควบคุมในลู่วัดควบคุมแรงดัน โดยปกติแล้วค่าความถี่ที่เหมาะสมจะประมาณ 10-20 Hz สำหรับแหล่งจ่ายไฟฟ้าในประเทศไทย 50 Hz หากกำหนดค่าความถี่มากกว่านี้ ข้อดีคือระบบจะได้รับการตอบสนองเร็วแต่รูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตผิดเพี้ยน ส่งผลให้ค่าคุณภาพทางไฟฟ้าด้านอินพุตของระบบแย่

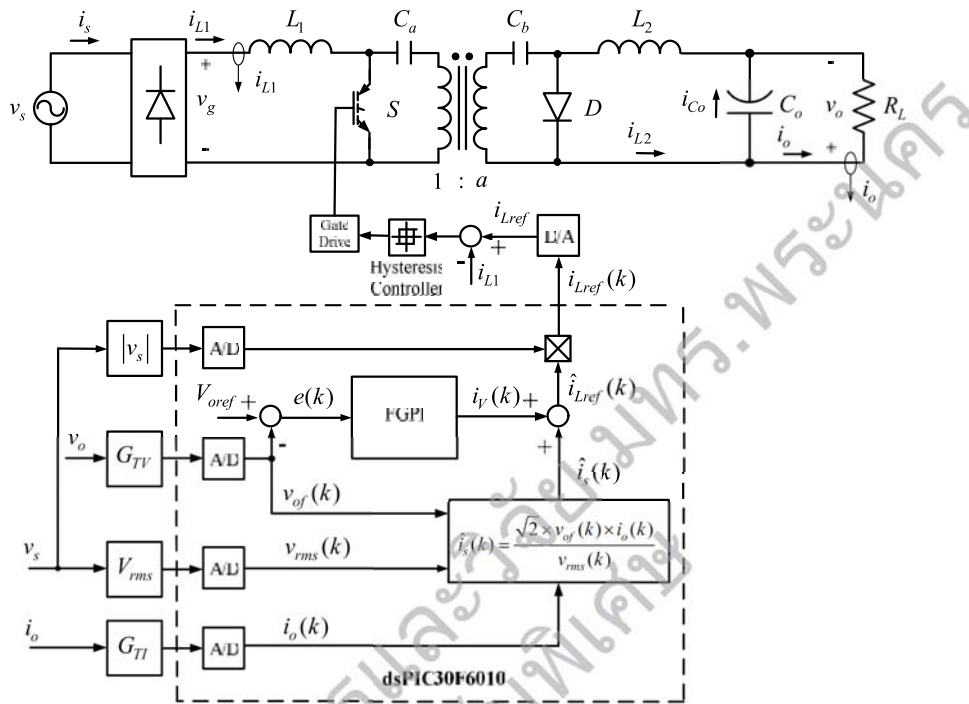
จากข้อจำกัดการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสำหรับชดเชยค่าความผิดพลาดแรงดันเอาต์พุตในลู่วัดควบคุมแรงดันของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสดตรง ประเด็นหลักก็คือ การกำหนดความถี่ตัดข้ามสำหรับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม บทความนี้จะนำเสนอการออกแบบระบบควบคุมโดยไม่จำเป็นต้องสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า ยิ่งกว่านั้นพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอยังสามารถปรับเปลี่ยนได้อย่างอัตโนมัติตามค่าความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุต เพื่อรองรับการสัญญาณรบกวนที่เข้ามาในระบบ โดยตัวควบคุมที่นำมาใช้จะอ้างอิงจากงานวิจัยที่นำเสนอใน การทดสอบเพื่อยืนยันระบบควบคุมที่นำเสนอจะถูกนำมาทดสอบบนวงจรต้นแบบที่สร้างขึ้นระดับห้องปฏิบัติการ โดยใช้วงจรแยกโหนดของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสดตรง แบบชุก ขนาดพิกัดโหลด 250W แรงดันเอาต์พุต -48V รายละเอียดการนำเสนอแสดงดังหัวข้อต่อไปนี้

2. วิธีการทดลอง

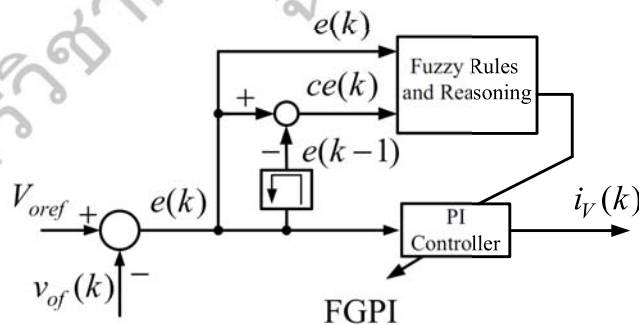
2.1 ระบบควบคุมที่นำเสนอ

พื้นฐานวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสดตรง ที่นำมาใช้ทำหน้าที่ดังกล่าวจะใช้วงจรแปลงผันแบบบูสต์ แบบซีฟิกและแบบชุก ในงานวิจัยนี้เลือกวงจรแปลงผันแบบชุก เพราะว่าด้านอินพุตและด้านเอาต์พุตมีตัวเหนี่ยวนำซึ่งจะทำให้กระแสไหลต่อเนื่อง แล้วส่งผลให้สามารถลดขนาดอุปกรณ์การกรองความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสด้านอินพุตและแรงดันด้านเอาต์พุตได้ ข้อดีของวงจรชุกอีกประเด็นหนึ่งคือการแยกโหนดทางไฟฟ้าทำได้ง่าย รวมถึงแรงดันเอาต์พุตสามารถกำหนดให้มีค่ามากหรือน้อยกว่าแรงดันอินพุตได้ ตามการกำหนดแรงดันอ้างอิงแต่ทว่าโดยภาพรวมแล้ววงจรแปลงผันแบบชุก จะจัดอยู่ในระบบอันดับสี่ซึ่งจะทำให้การออกแบบการชดเชยค่าความผิดพลาดของระบบค่อนข้างยุ่งยาก สำหรับในงานวิจัยวิจัยนี้สามารถหลีกเลี่ยงได้เนื่องจากการออกแบบควบคุมในลู่วัดควบคุมแรงดันจะใช้ตัวควบคุมพีไอแบบกำหนดเกณฑ์ด้วยพีซีโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ (dSPIC30F6010) ควบคุมการทำงาน ส่วนในลู่วัดควบคุมกระแสจะใช้การควบคุมแบบแอนะล็อกด้วยวงจรฮีสเทรีซิสซึ่งมีข้อดี คือ ง่ายต่อการออกแบบและให้ผลตอบสนองเร็ว และวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าจะออกแบบให้ทำงานในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง

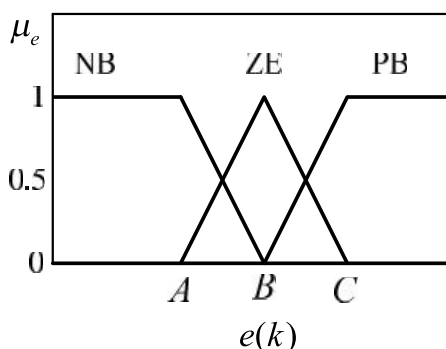
ระบบที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 1 ประกอบด้วยวงจรกำลังและวงจรควบคุม สำหรับอุปกรณ์ควบคุมแรงดันเอาต์พุตสัญญาณที่ได้รับจะเป็นคำสั่งการทำงานในรูปควบคุมกระแส ($i_{Lref}(k)$) ซึ่งมาจากสัญญาณที่แก้ไขค่าความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุต ($i_V(k)$) บวกกับค่ายอดของกระแสด้านอินพุต ($i_s(k)$) ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้รับคือระบบได้รับผลการตอบสนองเร็ว ส่วนการแก้ไขค่าความผิดพลาดแรงดันเอาต์พุตใช้ตัวควบคุมฟuzzyแบบกำหนดเกณฑ์ด้วยฟuzzyแสดงดังบล็อกในรูปที่ 2 ซึ่งรายละเอียดจะอธิบายในหัวข้อต่อจากนี้



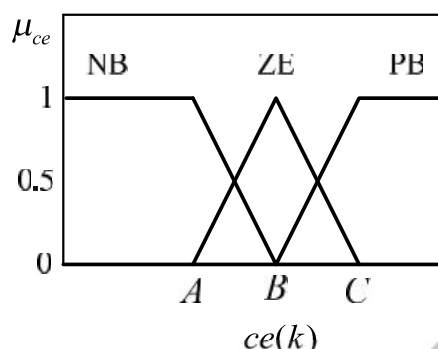
รูปที่ 1 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง



รูปที่ 2 ตัวควบคุมฟuzzyแบบกำหนดเกณฑ์ด้วยฟuzzy



(ก) ค่าความผิดพลาด



(ข) การเปลี่ยนแปลงค่าความผิดพลาด

รูปที่ 3 ฟังก์ชันภาวะสมาชิก

2.2 ตัวควบคุมพีไอแบบกำหนดเกณฑ์ด้วยฟัซซี

หลักการของตัวควบคุมพีไอแบบกำหนดเกณฑ์ด้วยฟัซซี ตัวควบคุมหลักก็คือ ตัวควบคุมแบบพีไอ แต่วิธีการของฟัซซี จะทำหน้าที่ปรับค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบพีไอ (K_P, K_I) โดยขนาดของอัตราขยายจะขึ้นอยู่กับค่าความผิดพลาดและการเปลี่ยนแปลงค่าความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุต ซึ่งมีขั้นตอนวิธีการดังนี้ เริ่มจากการสร้างกฎฟัซซีประกอบด้วย 2 อินพุต คือ ค่าความผิดพลาด ($e(k)$) และการเปลี่ยนแปลงค่าความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุต ($ce(k)$) แสดงดังสมการที่ (1) และ (2) สำหรับฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตฟัซซีทั้งสอง แสดงดังรูปที่ 3 (ก) และ (ข) กฎการสร้างฟัซซี ในบทความนี้ใช้กฎจำนวน 9 กฎ ก็เพียงพอ เพื่อรองรับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบและการคุมค่าแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ โดยพิจารณาจากช่วงเวลาเข้าที่ของระบบ การพุ่งเกินและการพุ่งต่ำของแรงดันเอาต์พุต ในกรณีมีสัญญาณรบกวนเข้ามาในระบบ

สำหรับการกำหนดค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบพีไอในแต่ละกรณี ซึ่งแทนด้วยสัญลักษณ์ของ NB คือ ค่าลบมาก ZE คือ ค่าศูนย์ และ PB คือ ค่าบวกมาก ตามลำดับ

$$e(k) = v_{oref} - v_{of}(k) \quad (1)$$

$$ce(k) = e(k) - e(k-1) \quad (2)$$

จากรูปที่ 3 การคำนวณหาฟังก์ชันภาวะสมาชิกของอินพุตฟัซซี แสดงดังสมการที่ (3) ถึง (5) มีรายละเอียดดังต่อไปนี้ กรณีที่อินพุตอยู่ในย่าน NB ($A \leq X \leq B$) ค่าฟังก์ชันภาวะสมาชิกหาได้จาก

$$\mu_e, \mu_{ce} = \begin{cases} 1 & : X \leq A \\ \frac{B-X}{B-A} & : A \leq X \leq B \\ 0 & : B \leq X \end{cases} \quad (3)$$

เมื่อค่าอินพุตอยู่ในย่าน ZE ($A \leq X \leq C$) ค่าฟังก์ชันภาวะสมาชิกหาได้จาก

$$\mu_e, \mu_{ce} = \begin{cases} 0 & : X \leq A \\ \frac{X-A}{B-A} & : A \leq X \leq B \\ \frac{C-X}{C-B} & : B \leq X \leq C \\ 0 & : C \leq X \end{cases} \quad (4)$$

และเมื่อค่าอินพุตอยู่ในย่าน PB ($B \leq X \leq C$) ค่าฟังก์ชันภาวะสมาชิก คือ

$$\mu_e, \mu_{ce} = \begin{cases} 0 & : X \leq C \\ \frac{X-C}{C-B} & : B \leq X \leq C \\ 1 & : C \leq X \end{cases} \quad (5)$$

เมื่อ X คือ $e(k)$ หรือ $ce(k)$

การกำหนดค่าเกนของตัวควบคุมแบบฟuzzy โดยสมมติให้ค่า K_p อยู่ในช่วง $[K_{P(\min)}, K_{P(\max)}]$ เช่นเดียวกัน K_I ก็อยู่ในช่วง $[K_{I(\min)}, K_{I(\max)}]$ เพื่อความสะดวกค่า K_p และ K_I ปกติจะกำหนดให้อยู่ในย่านระหว่าง 0 และ 1 ถูกแปลงให้เป็นเชิงเส้นกระทำได้โดยใช้สมการที่ (6) และ (7) ซึ่งได้อธิบายไว้ใน [11] คือ

$$K'_p = (K_p - K_{P(\min)}) / (K_{P(\max)} - K_{P(\min)}) \quad (6)$$

$$K'_I = (K_I - K_{I(\min)}) / (K_{I(\max)} - K_{I(\min)}) \quad (7)$$

หลักการพิจารณาค่า K'_p และ K'_I จะพิจารณาได้จากฟuzzyเซต IF-THEN Rules ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{If } e(k) \text{ is } A_i \text{ and } ce(k) \text{ is } B_i, \text{ then } K'_p \text{ is } C_i \text{ and } K'_I \text{ is } D_i \\ i = 1, 2, \dots, m \end{aligned} \quad (8)$$

เมื่อ A_i และ B_i คือ เซตฟuzzyของข้อมูลอินพุต ส่วน C_i และ D_i คือ เอาต์พุต ซึ่งมีค่าเป็น Big (B) หรือ Small (S) พิจารณาได้จากฟังก์ชันภาวะสมาชิกในรูปที่ 4 สำหรับการกำหนดเกนฟuzzyจะพิจารณาจากงานวิจัยที่นำเสนอใน ซึ่งใช้หลักการพิจารณาได้จากผลการตอบสนองแบบขั้นแสดงดังรูปที่ 5 ประกอบการพิจารณา ยกตัวอย่างเช่นเมื่อเอาต์พุตมีค่าอยู่ในย่าน b_1 ระบบควบคุมต้องการค่า K_p มากเพื่อที่จะเร่งให้เอาต์พุตเข้าสู่เป้าหมายได้เร็วแต่ขณะนั้นระบบต้องการค่า K_I ที่ค่าน้อยเพื่อป้องกันการออสซิลเลตของสัญญาณเอาต์พุต ในทางกลับกันถ้าสัญญาณเอาต์พุตมีค่าอยู่ในย่าน b_3 ระบบควบคุมในขณะนี้ต้องการค่า K_I ค่ามากเพื่อให้ระบบเข้าสู่สถานะอยู่ตัวเร็ว แต่ค่า K_p ต้องการค่า น้อยเพื่อป้องกันการฟุ้งเกิน โดยสรุปแสดงได้ดังตารางที่ 1 และ 2 ตามลำดับ

สำหรับการทำให้ไม่เป็นฟuzzyแสดงดังสมการที่ 9 และ 10

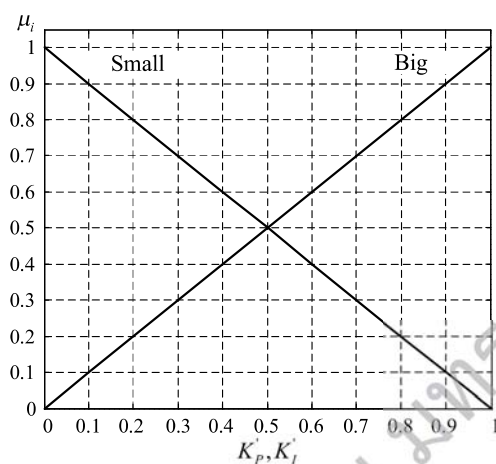
$$\sum_{i=1}^m \mu_i = 1 \quad (9)$$

$$\mu_i = \mu_e[e(k)]\mu_{ce}[ce(k)] \quad (10)$$

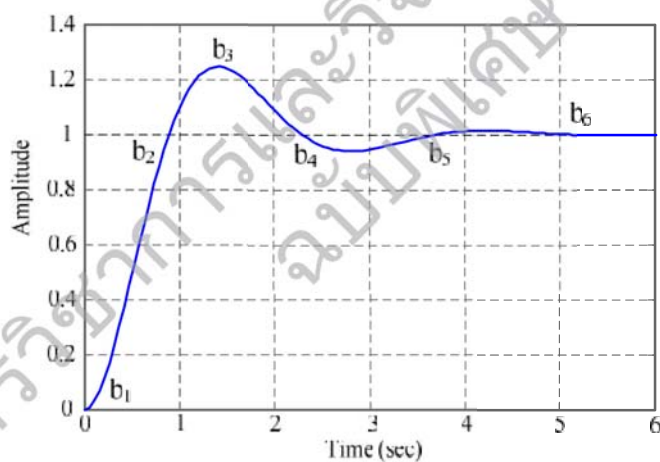
จากนั้นจะได้ว่าการกำหนดค่าเกนแบบฟัซซีสำหรับตัวควบคุมแบบพีไอ จะได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$K'_P = \sum_{i=1}^m \mu_i K'_{P,i} \quad (11)$$

$$K'_I = \sum_{i=1}^m \mu_i K'_{I,i} \quad (12)$$



รูปที่ 4 ฟังก์ชันภาวะสมาชิกของ K'_P และ K'_I



รูปที่ 5 สัญญาณแบบขั้นสำหรับพิจารณาค่า K'_P และ K'_I

ตารางที่ 1 กฎฟัซซีของ K'_P

$\Delta e(k)$ $e(k)$	NB	ZE	PB
NB	B	B	B
ZE	S	S	S
PB	B	B	B

ตารางที่ 2 กฎฟัซซีของ K_I'

$\Delta e(k)$ $e(k)$	NB	ZE	PB
NB	S	B	S
ZE	B	B	B
PB	S	B	S

2.3 การออกแบบการควบคุมแรงดันเอาต์พุต

ขั้นตอนวิธีการหาค่า K_P' และ K_I' ของตัวควบคุมฟัซซีแบบกำหนดเกณฑ์ด้วยฟัซซีสมัลล์เวิร์ทที่ได้รับจะนำไปสู่การหาค่า K_P และ K_I เพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ซึ่งมีวิธีการ ดังต่อไปนี้

คำนวณหาค่าความผิดพลาดและการเปลี่ยนแปลงค่าความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตจากสมการที่ (1) และ (2) จากนั้นคำนวณหาฟังก์ชันภาวะสมาชิกของอินพุตฟัซซี แล้วนำฟังก์ชันภาวะสมาชิกของค่าความผิดพลาดคูณกับการเปลี่ยนแปลงค่าความผิดพลาดตามสมการที่ (10) ซึ่งเป็นวิธีพิจารณาการเข้าสู่กฎฟัซซี เมื่อได้ฟังก์ชันภาวะสมาชิก แล้วซึ่งจะมีความเกี่ยวข้องกับการกำหนดค่าอัตราขยาย K_P' และ K_I' สามารถหาค่าได้จากรูปที่ 4 พบว่าค่า K_P' และ K_I' ที่มีค่า Big (B) จะมีค่าเท่ากับ μ_i ส่วน K_P' และ K_I' ที่มีค่า small (S) จะมีค่าเท่ากับ $1 - \mu_i$ จากฟังก์ชันภาวะสมาชิกที่แสดงในรูปที่ 4 วิธีการทำให้ไม่เป็นฟัซซีปฏิบัติได้ดังสมการที่ (11) และ (12) สุดท้ายสามารถคำนวณค่าเกณฑ์ของ K_P และ K_I ได้จากสมการที่ (13) และ (14) ตามลำดับ

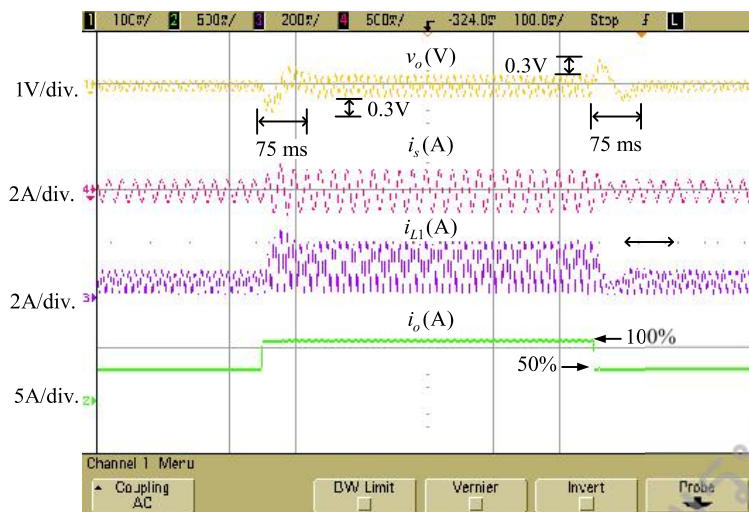
$$K_P = (K_{P(\max)} - K_{P(\min)})K_P' + K_{P(\min)} \quad (13)$$

$$K_I = (K_{I(\max)} - K_{I(\min)})K_I' + K_{I(\min)} \quad (14)$$

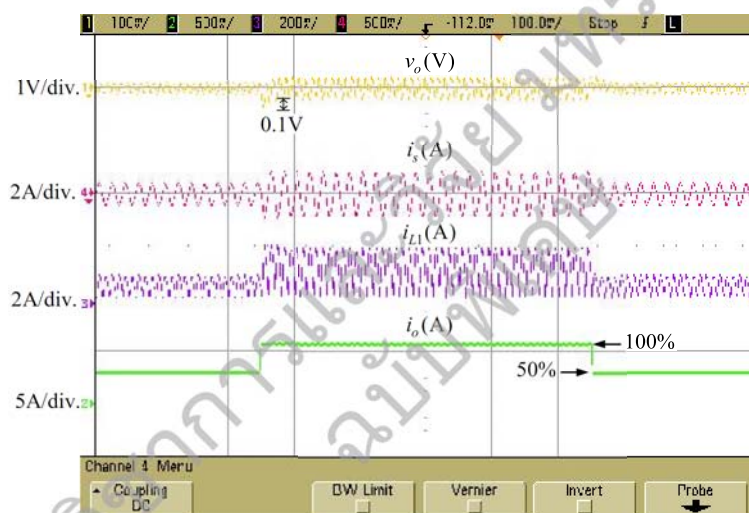
การกำหนดเกณฑ์ต่ำสุด สูงสุดของตัวควบคุมฟัซซีแบบกำหนดเกณฑ์ด้วยฟัซซี ($[K_{P(\min)}, K_{P(\max)}]$ และ $[K_{I(\min)}, K_{I(\max)}]$) จะกำหนดโดยอ้างอิงค่าเกณฑ์อยู่ในขอบเขตของการออกแบบตัวควบคุมแบบฟัซซีโบนโดเมนความถี่ประกอบ เมื่อกำหนดความถี่ตัดผ่านเท่ากับ 10Hz และเฟสมาร์จินเท่ากับ 70° จะได้ K_P เท่ากับ 4.4 และ K_I เท่ากับ 126 ดังนั้นจึงกำหนดค่าอัตราขยายของ $K_P[K_{P(\min)}, K_{P(\max)}] = K_P[4, 10]$ และ $K_I[K_{I(\min)}, K_{I(\max)}] = K_I[126, 200]$ สำหรับการสุ่มค่าสัญญาณมาคำนวณค่าสั่งกระแส ($i_{Lref}(k)$) จะสุ่มสัญญาณมาคำนวณทุกๆ 250 μs ตามลำดับ

ตารางที่ 3 รายละเอียดของระบบที่นำเสนอ

รายการ	ค่าพารามิเตอร์
แรงดันอินพุต	220V 50Hz
แรงดันเอาต์พุต	-48V
พิกัดกำลังงานเอาต์พุต	250W
ตัวเก็บประจุ C_a และ C_b	0.68 μF
อัตราส่วนของหม้อแปลงแยกโดด 1 : a	0.5
ตัวเก็บประจุ C_o	20,400 μF
ตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุต L_1	1mH
ตัวเหนี่ยวนำด้านเอาต์พุต L_2	5mH
อัตราขยายแรงดันเอาต์พุต G_{TV}	1/12
อัตราขยายกระแสอินพุต G_{TI}	10/3
FGPI $[K_{Pmin}, K_{Pmax}], [K_{Imin}, K_{Imax}]$	[4 10], [126 200]



รูปที่ 6 ผลการทดสอบกรณีใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ



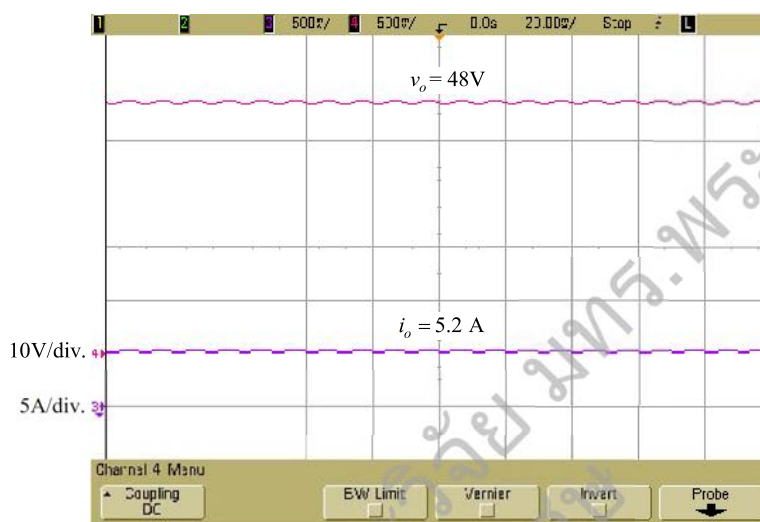
รูปที่ 7 ผลการทดสอบกรณีใช้ตัวควบคุมแบบที่นำเสนอในงานวิจัยนี้

3. ผลการทดลองและวิจารณ์ผล

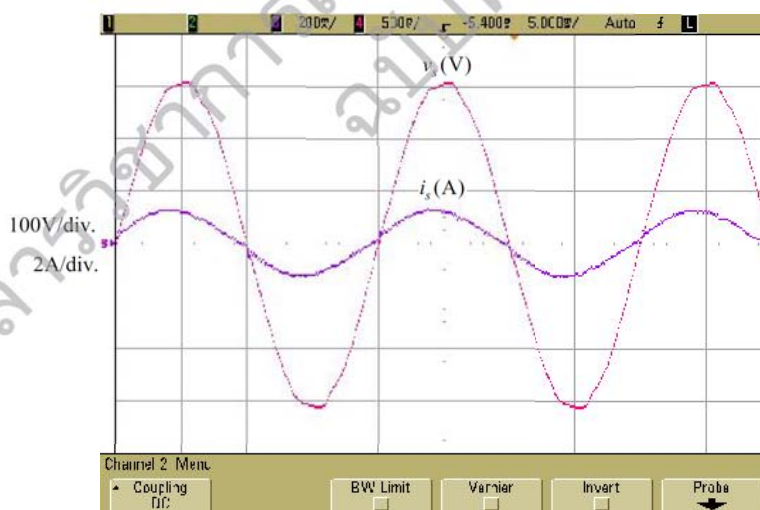
การทดสอบระบบที่นำเสนอใช้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรงที่มีการแยกโดดโดยใช้วงจรพื้นฐานแบบซุก รายละเอียดของวงจรแสดงดังตารางที่ 3 การสุ่มสัญญาณเพื่อนำมาคำนวณคำสั่งกระแสในรูปควบคุมแรงดัน ในระบบนี้จะใช้เวลา $250 \mu\text{s}$ สำหรับการทดสอบระบบควบคุมที่นำเสนอจะทดสอบการทำงาน 2 สถานะคือ การทำงานในกรณีที่สัญญาณรบกวนเข้ามาในระบบ และขณะที่ระบบทำงานในสถานะอยู่ตัว ซึ่งการวัดแรงดันเอาต์พุตและกระแสโหลดจะวัดกลับสัญญาณ

การทำงานของระบบขณะมีการรบกวนเข้ามาในระบบ ทดสอบโดยการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใดจากโหลด 50% เป็น 100% แล้วกลับมาที่ 50% แสดงผลการทดสอบดังรูปที่ 6 และ 7 โดยรูปที่ 6 กรณีใช้ตัวควบคุมพีไอแบบดั้งเดิม จากผลการทดสอบจะเห็นได้ว่าขณะมีการรบกวนเข้ามาในระบบแรงดันที่บัสไฟฟ้ากระแสตรงมีแรงดันพุ่งต่ำและเกินประมาณ 0.3V และตัวควบคุมต้องใช้เวลาประมาณ 75ms เพื่อให้ควบคุมแรงดันเอาต์พุตคงที่ ในทางตรงกันข้ามเมื่อใช้ตัวควบคุมพีไอแบบกำหนดเกณฑ์ฟัซซีผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 7 จะเห็นได้ว่าระบบได้รับการตอบสนองเร็วขณะมีการรบกวนเข้ามาในระบบ รวมถึงมีแรงดันพุ่งต่ำและพุ่งเกินน้อย

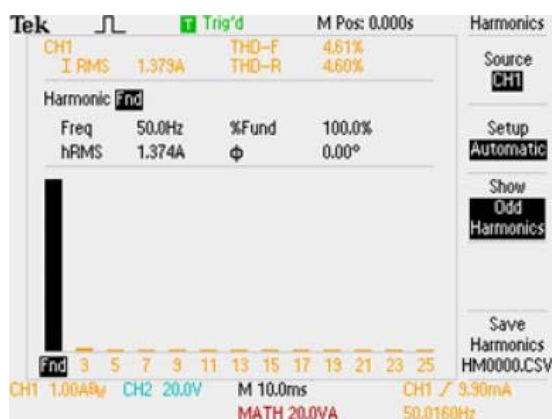
การทดสอบการทำงานในสถานะอยู่ตัว แสดงผลการทดสอบทางด้านอินพุต เพื่อพิจารณาค่าคุณภาพทางไฟฟ้า ส่วนด้านเอาต์พุตสำหรับพิจารณาการคุมค่าแรงดันเอาต์พุต รูปที่ 8 แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตและกระแสที่โหลดขณะจ่ายโหลดที่พิกัด (250W) พบว่าระบบสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตคงที่ ส่วนรูปที่ 9 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสด้านอินพุต จะเห็นได้ว่ากระแสด้านอินพุตมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์และมีเฟสตรงกับแรงดันอินพุต ส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง เมื่อใช้ออสซิลโลสโคปยี่ห้อ Tektronix รุ่น TPS2000 วิเคราะห์ฮาร์โมนิกส์อันดับคี่และคู่แสดงดังรูปที่ 10 (ก) และ (ข) จะเห็นได้ว่าอันดับฮาร์โมนิกส์มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ยกเว้นอันดับพื้นฐานเป็นขนาดของกระแสที่จ่ายให้กับวงจร



รูปที่ 8 แรงดันและกระแสที่เอาต์พุต



รูปที่ 9 รูปคลื่นแรงดันและกระแสด้านอินพุต

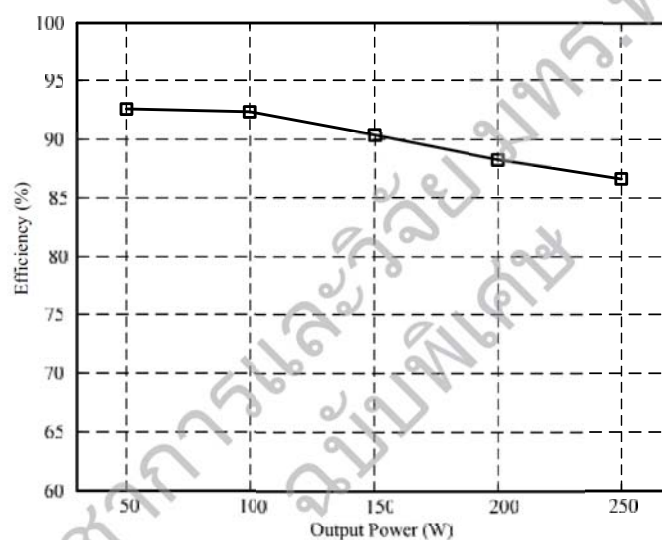


(ก) ฮาร์โมนิกอันดับคี่ของกระแสด้านอินพุต

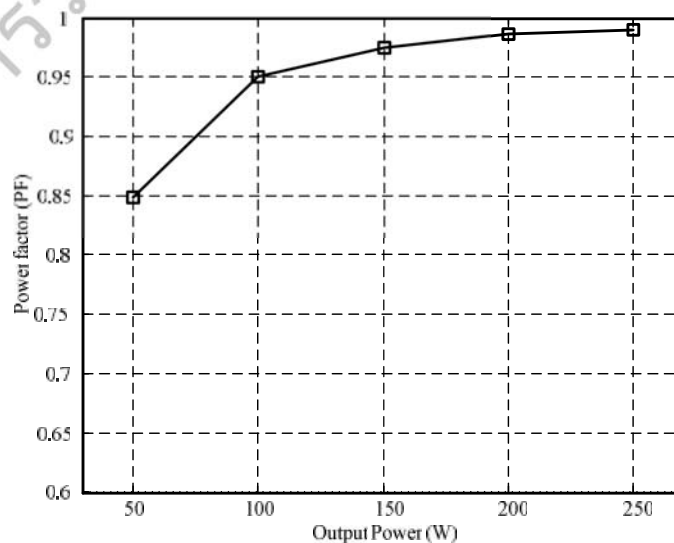


(ข) ฮาร์โมนิกอันดับคู่ของกระแสด้านอินพุต

รูปที่ 10 อันดับฮาร์โมนิกของกระแสด้านอินพุต

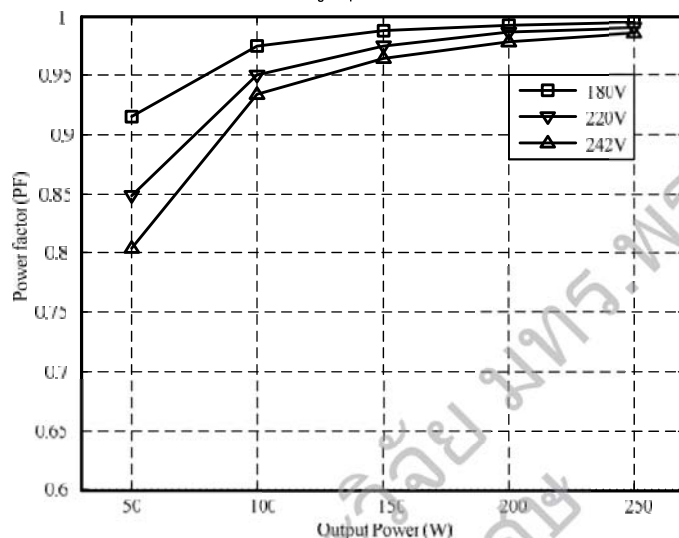


รูปที่ 11 ผลการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรขณะจ่ายโหลด 50W ถึง 250W แรงดันอินพุต 220V



รูปที่ 12 ผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังของวงจรขณะจ่ายโหลด 50W ถึง 250W แรงดันอินพุต 220V

การประเมินประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าขณะจ่ายโหลดที่พิกัด 50W 100W 150W 200W และ 250W แรงดันอินพุต 220V มีผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 11 จะเห็นได้ว่าระบบมีประสิทธิภาพสูงสุดประมาณ 93% ขณะจ่ายโหลด 50W และต่ำสุดประมาณ 86% ที่พิกัดโหลดสูงสุด ส่วนการพิจารณาค่าตัวประกอบกำลังของวงจร (Power Factor) พิจารณาได้จากรูปที่ 12 และ 13 ในรูปที่ 12 ผลการทดสอบเมื่อกำหนดแรงดันอินพุตคงที่ 220V ขณะจ่ายโหลดที่พิกัด 50W 100W 150W 200W และ 250W จากผลการทดสอบจะเห็นได้ว่าระบบมีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง เช่นเดียวกันในรูปที่ 13 เมื่อกำหนดให้แรงดันอินพุต 180V 220V และ 242V จะเห็นได้ว่าระบบมีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่งพบได้ขณะที่จ่ายโหลดสูงสุด



รูปที่ 13 ผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังของวงจรขณะจ่ายโหลด 50W ถึง 250W แรงดันอินพุต 180V 220V และ 242V

4. สรุป

การออกแบบระบบควบคุมสำหรับควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสดตรงที่นำเสนอในบทความนี้ อ้างอิงผลการทดสอบการทำงานของระบบทั้งในสถานะอยู่ตัวและการตอบสนองชั่วคราวพบว่า วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าสามารถคุมค่าแรงดันเอาต์พุตคงที่ ระบบมีการตอบสนองเร็วกรณีมีการรบกวนเข้ามาในระบบเมื่อเทียบกับตัวควบคุมพีไอแบบดั้งเดิม เห็นได้ชัดเจนจากเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวซึ่งตัวควบคุมแบบพีไอต้องใช้เวลา 75ms ในส่วนรูปคลื่นของกระแสด้านอินพุตมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ส่งผลให้ค่าความผิดเพี้ยนของกระแสด้านอินพุตมีค่าต่ำรวมถึงกระแสด้านอินพุตมีเฟสตรงกับแรงดันด้านอินพุต เป็นเหตุให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าใกล้เคียงหนึ่ง (0.98) และประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรประมาณ 86% ขณะทำงานที่พิกัด

5. กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณสำนักงานคณะกรรมการการอุดมศึกษา สำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย ในทุนพัฒนาศักยภาพในการทำงานวิจัยของอาจารย์รุ่นใหม่ (MRG5580123) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า และคณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลสุวรรณภูมิ ที่ให้ทุนสนับสนุนการทำวิจัย

6. เอกสารอ้างอิง

- Francisco Javier Azcondo Angel de Castro Víctor Manuel López and Oscar García M. 2010. **Power Factor Correction Without Current Sensor Based on Digital Current Rebuilding**. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS. VOL. 25. NO. 6: 1527-1536.
- Hung-Chi Chen. 2009. **Single-Loop Current Sensorless Control for Single-Phase Boost-Type SMR**. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS. VOL. 24. NO. 1: 163-171.
- Javier Sebastián, Diego G. Lamar, Marta María Hernando, Alberto Rodríguez-Alonso and Arturo Fernández. 2009. **Steady-State Analysis and Modeling of Power Factor Correctors With Appreciable Voltage Ripple in the Output-Voltage Feedback Loop to Achieve Fast Transient Response**. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS. VOL. 24, NO. 11: 2555-2566.
- Fei Zhang and Jianping Xu. 2011. **A Novel PCCM Boost PFC Converter With Fast Dynamic Response**. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS. VOL. 58. NO. 9: 4207-4216.
- A. Fernandez J. Sebastih P. Villegas M.M. Hernando and J. Garcia. 2005. **Dynamic Limits of a Power-Factor Preregulation**. IEEE Ind. Electron. Vol. 52.: 71-87.
- ยุทธนา กันทะพะเยา และวิบูลย์ ชื่นแขก. 2555. การวิเคราะห์และออกแบบตัวควบคุมพีไอแบบกำหนดเกณฑ์ฟัซซีสำหรับควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 35 (EECON-35): 433-436
- Jian Sun. 2005. **Input Impedance Analysis of Single-Phase PFC Converters**. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS. VOL. 20. NO. 2: 308-314.
- Ahmad J. Sabzali, Member, IEEE, Esam H. Ismail tafa A. Al-Saffar and Abbas A. Fardoun. 2011. **New Bridgeless DCM Sepic and Cuk PFC Rectifiers With Low Conduction and Switching Losses**. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS. VOL. 47 NO. 2: 873-881.
- Hongbo Ma Jih-Sheng Lai Quanyuan Feng Wensong Yu Cong Zheng and Zheng Zhao. 2012. **A Novel Valley-Fill SEPIC-derived Power Supply Without Electrolytic Capacitors for LED Lighting Application**. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS VOL. 27 NO. 6: 3057-3071.
- Ahmad J. Sabzali Esam H. Ismail stafa A. Al-Saffar and Abbas A. Fardoun. 2011. **New Bridgeless DCM Sepic and Cuk PFC Rectifiers With Low Conduction and Switching Losses**. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS VOL. 47 NO. 2: 873-881.
- Yutthana Kanthaphayao Viboon Chunkag and Uthen Kamnarn. 2011. **Fuzzy Gain Scheduling of PI Controller for Distributed Control of Parallel AC/DC Converters**. IJICIC. Vol. 7.:6757-6771.

บทความที่ถูกตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการระดับชาติ
1 เรื่อง

การวิเคราะห์และออกแบบตัวควบคุมฟuzzyแบบกำหนดเกณฑ์ฟuzzyสำหรับควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้า กระแสสลับเป็นกระแสตรง

Analysis and Design for Fuzzy Gain Scheduling of PI Controller to Control AC/DC Converter

ยุทธนา กันทะพะเยา¹ และ วินุช ชื่นแซก²

¹สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและศูนย์วิจัยและถ่ายทอดเทคโนโลยีพลังงานแสงอาทิตย์ คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลสุวรรณภูมิ 7/1 ถ. นนทบุรี 1 ต.สวนใหญ่ อ.เมือง จ.นนทบุรี 11000 E-mail: yutthana.k@rmutsb.ac.th

²ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

1518 ถ. พิบูลสงคราม แขวงวงศ์สว่าง เขตบางซื่อ กรุงเทพฯ 10800 E-mail: vck@kmutnb.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบตัวควบคุมฟuzzyแบบกำหนดเกณฑ์ฟuzzyสำหรับควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง ตัวควบคุมที่นำมาใช้มีเป้าประสงค์เพื่อลดความผิดเพี้ยนรูปคลื่นของกระแสด้านอินพุต ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังและผลตอบสนองชั่วคราว การประเมินสมรรถนะการทำงานของระบบที่นำเสนอโดยการจำลองบนโปรแกรม MATLAB/Simulink พบว่าระบบได้รับการตอบสนองชั่วคราวเร็วเมื่อมีสัญญาณรบกวนเข้ามาในระบบ มีค่าตัวประกอบกำลังสูงและค่าความผิดเพี้ยนของกระแสด้านอินพุตต่ำ

คำสำคัญ: ตัวควบคุมฟuzzyแบบกำหนดเกณฑ์ฟuzzy, วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง

Abstract

This paper present analysis and design for a fuzzy gain scheduling of PI controller (FGPI) to Control an AC/DC converter. In the FGPI, this is purposed to reduce the harmonic distortion of the input current and to improve the power factor and transient response. The performance evaluation is performed via MATLAB/Simulink. The proposed system achieve the fast transient response while a disturbance into the system, a high power factor and a low harmonic distortion of input current, respectively.

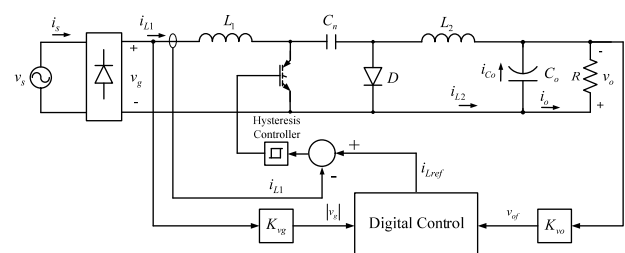
Keywords: Fuzzy gain scheduling of PI controller, AC/DC converter

1. บทนำ

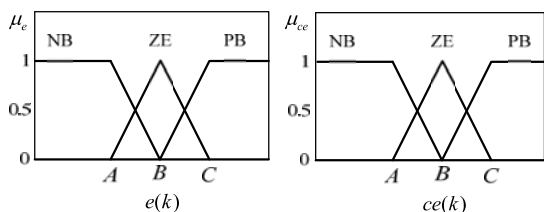
การออกแบบระบบควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง ต้องคำนึงถึงการคุมค่าแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ระบบมีผลตอบสนองเร็วขณะมีสัญญาณรบกวนเข้ามาในระบบ รวมถึงค่าคุณภาพทางไฟฟ้าทางด้านอินพุตของระบบต้องอยู่ภายใต้ข้อกำหนดตามมาตรฐาน เช่น IEC61000-3-2 [1-2] เป็นต้น งานวิจัยที่เกี่ยวข้องที่มุ่งเน้นศึกษาประเด็นดังกล่าว เช่นใน [2] ได้พิจารณาข้อจำกัดผลการตอบสนองชั่วคราวการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง

สรุปได้ว่าข้อจำกัดของผลตอบสนองชั่วคราวและการคุมค่าแรงดันเอาต์พุต คือ การกำหนดความถี่ตัดข้ามสำหรับการออกแบบตัวควบคุมในรูปควบคุมแรงดัน โดยปกติแล้วค่าความถี่ที่เหมาะสม จะประมาณ 10-20 Hz สำหรับแหล่งจ่ายไฟฟ้าในประเทศไทย 50 Hz หากกำหนดค่าความถี่มากกว่านี้ แนนอนระบบจะได้รับการตอบสนองเร็วแต่รูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตผิดเพี้ยนส่งผลให้ค่าคุณภาพทางไฟฟ้าด้านอินพุตของระบบแย่ ใน [3] ได้นำเสนอการปรับปรุงผลการตอบสนองของระบบ สืบเนื่องจากผลกระทบการควบคุมการทำงานของวงจรด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ วิธีการควบคุมที่นำเสนอแม้ว่าระบบได้รับการตอบสนองเร็ว แต่วิธีการควบคุมค่อนข้างยุ่งยาก ใน [4] ได้นำเสนอการควบคุมของระบบดังกล่าวโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมการทำงาน แม้ว่าจะระบบได้รับค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่งและมีผลการตอบสนองเร็ว แต่เมื่อพิจารณาการคุมค่าแรงดันเอาต์พุตของระบบพบว่าค่อนข้างแย่

จากข้อจำกัดการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสำหรับชดเชยค่าความผิดพลาดแรงดันเอาต์พุตในรูปควบคุมแรงดันของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง ประเด็นหลักก็คือการกำหนดความถี่ตัดข้ามสำหรับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม บทความนี้จึงนำเสนอตัวควบคุมฟuzzyแบบกำหนดเกณฑ์ฟuzzy สำหรับควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง แสดงดังรูปที่ 1 ซึ่งวิธีการควบคุมที่นำเสนอเป็นวิธีการแบบง่ายๆ ไม่ยุ่งยาก สำหรับรายละเอียดขั้นตอนวิธีการที่นำเสนอจะแสดงรายละเอียดในหัวข้อต่อจากนี้

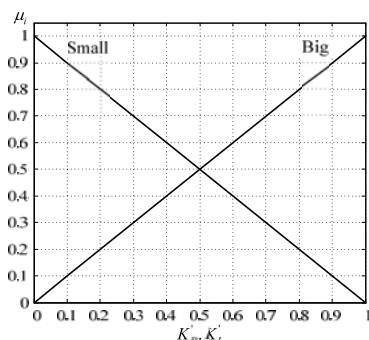


รูปที่ 1. วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรงแบบชุก

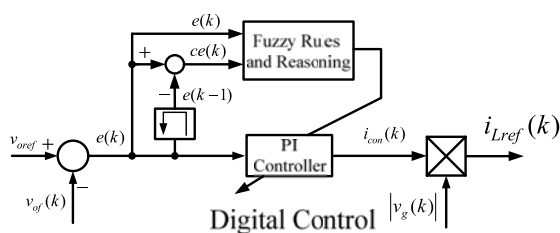


(ก) ค่าความผิดพลาด (ข) การเปลี่ยนแปลงค่าความผิดพลาด

รูปที่ 2 ฟังก์ชันภาวะสมาชิก



รูปที่ 3 ฟังก์ชันภาวะสมาชิกของ K_p' และ K_I'



รูปที่ 4 ตัวควบคุมฟuzzyแบบกำหนดเกณฑ์ด้วยฟuzzy

ตารางที่ 1 กฎฟuzzyของ K_p'

$\Delta e(k)$ $e(k)$	NB	ZE	PB
NB	B	B	B
ZE	S	S	S
PB	B	B	B

ตารางที่ 2 กฎฟuzzyของ K_I'

$\Delta e(k)$ $e(k)$	NB	ZE	PB
NB	S	B	S
ZE	B	B	B
PB	S	B	S

2. ตัวควบคุมฟuzzyแบบกำหนดเกณฑ์ด้วยฟuzzy

หลักการของตัวควบคุมฟuzzyแบบกำหนดเกณฑ์ด้วยฟuzzy ตัวควบคุมหลักก็คือ ตัวควบคุมแบบฟuzzy แต่วิธีการของฟuzzy จะทำหน้าที่ปรับค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบฟuzzy (K_p, K_I) โดยขนาดของอัตราขยายจะขึ้นอยู่กับค่าความผิดพลาดและการเปลี่ยนแปลงค่าความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุต ซึ่งมีขั้นตอนวิธีการดังนี้ เริ่มจากการสร้างกฎฟuzzy ประกอบด้วย 2 อินพุต คือ ค่าความผิดพลาด ($e(k)$) และการเปลี่ยนแปลงค่าความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุต ($ce(k)$) แสดงดังสมการที่ (1) และ (2) สำหรับฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตฟuzzyทั้งสองแสดงดังรูปที่ 2 (ก) และ (ข) กฎการสร้างฟuzzy ในบทความนี้ใช้กฎ

จำนวน 9 กฎ ที่เพียงพอ เพื่อรองรับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบ และการคุมค่าแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ โดยพิจารณาจากช่วงเวลาเข้าที่ของระบบ การพุ่งเกินและการพุ่งต่ำของแรงดันเอาต์พุต ในกรณีมีสัญญาณรบกวนเข้ามาในระบบ

สำหรับการกำหนดค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบฟuzzyในแต่ละกรณี ซึ่งแทนด้วยสัญลักษณ์ของ NB คือ ค่าลบมาก ZE คือ ค่าศูนย์ และ PB คือ ค่าบวกมาก ตามลำดับ

$$e(k) = v_{oref} - v_{of}(k) \quad (1)$$

$$ce(k) = e(k) - e(k-1) \quad (2)$$

จากรูปที่ 2 การคำนวณหาฟังก์ชันภาวะสมาชิกของอินพุตฟuzzy แสดงดังสมการที่ (3) ถึง (5) มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

กรณีที่อินพุตอยู่ในย่าน NB ($A \leq X \leq B$) ค่าฟังก์ชันภาวะสมาชิกหาได้จาก

$$\mu_e, \mu_{ce} = \begin{cases} 1 & : X \leq A \\ \frac{B-X}{B-A} & : A \leq X \leq B \\ 0 & : B \leq X \end{cases} \quad (3)$$

เมื่ออินพุตอยู่ในย่าน ZE ($A \leq X \leq C$) ค่าฟังก์ชันภาวะสมาชิกหาได้จาก

$$\mu_e, \mu_{ce} = \begin{cases} 0 & : X \leq A \\ \frac{X-A}{B-A} & : A \leq X \leq B \\ \frac{C-X}{C-B} & : B \leq X \leq C \\ 0 & : C \leq X \end{cases} \quad (4)$$

และเมื่ออินพุตอยู่ในย่าน PB ($B \leq X \leq C$) ค่าฟังก์ชันภาวะสมาชิกคือ

$$\mu_e, \mu_{ce} = \begin{cases} 0 & : X \leq C \\ \frac{X-C}{C-B} & : B \leq X \leq C \\ 1 & : C \leq X \end{cases} \quad (5)$$

เมื่อ X คือ $e(k)$ หรือ $ce(k)$

การกำหนดค่าเกณฑ์ของตัวควบคุมแบบฟuzzy โดยสมมติให้ค่า K_p อยู่ในช่วง $[K_{p(min)}, K_{p(max)}]$ เช่นเดียวกัน K_I ก็อยู่ในช่วง $[K_{I(min)}, K_{I(max)}]$ เพื่อความสะดวกค่า K_p และ K_I ปกติจะกำหนดให้อยู่ในย่านระหว่าง 0 และ 1 ถูกแปลงให้เป็นเชิงเส้นกระทำได้โดยใช้สมการที่ (6) และ (7) ซึ่งได้อธิบายไว้ใน [5] คือ

$$K_p' = (K_p - K_{p(min)}) / (K_{p(max)} - K_{p(min)}) \quad (6)$$

$$K_I' = (K_I - K_{I(min)}) / (K_{I(max)} - K_{I(min)}) \quad (7)$$

หลักการพิจารณาค่า K'_P และ K'_I จะพิจารณาได้จากพีชชีเซต IF-THEN Rules ดังนี้

$$\text{If } e(k) \text{ is } A_i \text{ and } ce(k) \text{ is } B_i, \text{ then } K'_P \text{ is } C_i \text{ and } K'_I \text{ is } D_i \quad (8)$$

$$i = 1, 2, \dots, m$$

เมื่อ A_i และ B_i คือ เซตพีชชีของข้อมูลอินพุต ส่วน C_i และ D_i คือ เอาต์พุต ซึ่งมีค่าเป็น Big (B) หรือ Small (S) พิจารณาได้จากฟังก์ชันภาวะสมาชิกในรูปที่ 3 สำหรับการกำหนดเกณฑ์พีชชีจะพิจารณาจากงานวิจัยที่นำเสนอใน [5] โดยสรุปแสดงได้ดังตารางที่ 1 และ 2 ตามลำดับ การทำให้ไม่เป็นพีชชีมีขั้นตอนดังนี้ คือ

$$\sum_{i=1}^m \mu_i = 1 \quad (9)$$

$$\mu_i = \mu_e[e(k)] \mu_{ce}[ce(k)] \quad (10)$$

จากนั้นจะได้อำนาจการกำหนดค่าเกณฑ์พีชชีสำหรับตัวควบคุมแบบฟuzzy จะได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$K'_P = \sum_{i=1}^m \mu_i K'_{P,i} \quad (11)$$

$$K'_I = \sum_{i=1}^m \mu_i K'_{I,i} \quad (12)$$

3. การออกแบบการควบคุมแรงดันเอาต์พุต

ขั้นตอนวิธีการหาค่า K'_P และ K'_I ของตัวควบคุมฟuzzy แบบกำหนดเกณฑ์ด้วยพีชชีผลลัพธ์ที่ได้รับจะนำไปสู่การหาค่า K_P และ K_I เพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่แสดงดังรูปที่ 4 ซึ่งมีวิธีการ ดังต่อไปนี้

คำนวณหาค่าความผิดพลาดและการเปลี่ยนแปลงค่าความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตจากสมการที่ (1) และ (2) จากนั้นคำนวณหาฟังก์ชันภาวะสมาชิกของอินพุตพีชชี แล้วนำฟังก์ชันภาวะสมาชิกของค่าความผิดพลาดคูณกับการเปลี่ยนแปลงค่าความผิดพลาดตามสมการที่ (10) ซึ่งเป็นวิธีพิจารณาการเข้าสู่กฎฟuzzy เมื่อได้ฟังก์ชันภาวะสมาชิกแล้วซึ่งจะมีความเกี่ยวข้องกับการกำหนดค่าอัตราขยาย K'_P และ K'_I สามารถหาค่าได้จากรูปที่ 3 พบว่าค่า K'_P และ K'_I ที่มีค่า Big (B) จะมีค่าเท่ากับ μ_i ส่วน K'_P และ K'_I ที่มีค่า small (S) จะมีค่าเท่ากับ $1 - \mu_i$ จากฟังก์ชันภาวะสมาชิกที่แสดงในรูปที่ 3 วิธีการทำให้ไม่เป็นพีชชีปฏิบัติได้ดังสมการที่ (11) และ (12) สุดท้ายสามารถคำนวณหาเกณฑ์ของ K_P และ K_I ได้จากสมการที่ (13) และ (14) ตามลำดับ

$$K_P = (K_{P(\max)} - K_{P(\min)}) K'_P + K_{P(\min)} \quad (13)$$

$$K_I = (K_{I(\max)} - K_{I(\min)}) K'_I + K_{I(\min)} \quad (14)$$

การกำหนดเกณฑ์ต่ำสุด สูงสุดของตัวควบคุมฟuzzy แบบกำหนดเกณฑ์ด้วยพีชชี $[K_{P(\min)}, K_{P(\max)}]$ และ $[K_{I(\min)}, K_{I(\max)}]$ จะกำหนดโดยอ้างอิงค่าเกณฑ์อยู่ในขอบเขตของการออกแบบตัวควบคุมแบบฟuzzy โบนโดเมน

ความถี่ประกอบ เมื่อกำหนดความถี่ตัดผ่านเท่ากับ 10 Hz และเฟสมาร์จินเท่ากับ 70° จะได้ K_P เท่ากับ 4.4 และ K_I เท่ากับ 126 ดังนั้นจึงกำหนดค่าอัตราขยายของ $K_P[K_{P(\min)}, K_{P(\max)}] = K_P[4, 110]$ และ $K_I[K_{I(\min)}, K_{I(\max)}] = K_I[126, 600]$ สำหรับการหาค่าสัญญาณมาคำนวณค่าสั่งกระแส $(i_{con}(k))$ จะหาค่าสัญญาณมาคำนวณทุกๆ 100 μs ตามลำดับ

4. ผลการจำลองการทำงานของระบบ

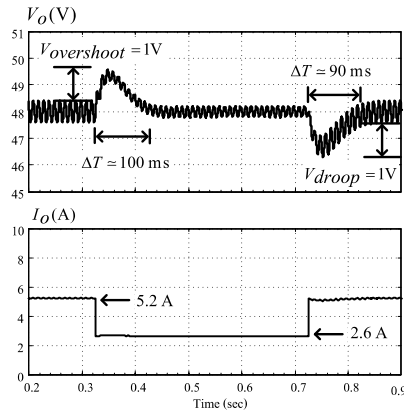
การประเมินสมรรถนะของระบบทดสอบด้วยการจำลองการทำงานบนโปรแกรม MATLAB/Simulink พิกัดของวงจรแปลงผัน คือ แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต 220 V ความถี่ 50 Hz พิกัดโหลด 250 W แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ -48 V มีรายละเอียดของมอดูลดังนี้ $L_1 = 5 \text{ mH}$ $L_2 = 1 \text{ mH}$ $C_n = 0.68 \text{ } \mu F$ และค่าคาปาซิเตอร์ที่เอาต์พุตเท่ากับ 20400 μF ตามลำดับ มีผลการจำลองของระบบควบคุมที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 6 เทียบกับตัวควบคุมแบบฟuzzy แสดงดังรูปที่ 5 แสดงรายละเอียดดังต่อไปนี้

ผลการทดสอบการตอบสนองชั่วคราว ทดสอบโดยการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใดจาก 100% (5.2 A) ไปที่ 50% (2.6 A) แล้วกลับมาที่ 100% รูปที่ 5 (ก) แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่เอาต์พุต จากผลการทดสอบจะเห็นได้ว่าที่บัสไฟฟ้ายกแรงดันมีแรงดันพุ่งเกินและแรงดันพุ่งต่ำประมาณ 1 V และระบบใช้เวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวประมาณ 100 ms และ 90 ms ตามลำดับ แต่เมื่อพิจารณารูปที่ 6 (ก) ระบบควบคุมใช้ตัวควบคุมฟuzzy แบบกำหนดเกณฑ์ด้วยพีชชี จากผลการทดสอบจะเห็นได้ว่าที่บัสไฟฟ้ายกแรงดันมีแรงดันพุ่งเกินประมาณ 0.5 V และระบบใช้เวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวเพียง 40 ms และ 25 ms

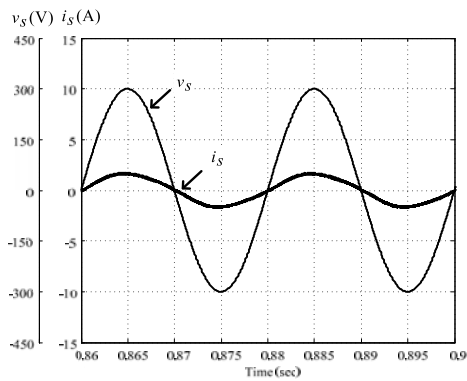
คุณภาพทางไฟฟ้าที่ด้านอินพุตของระบบแสดงผลดังต่อไปนี้ รูปที่ 5 (ข) คือ รูปคลื่นแรงดันและกระแสด้านอินพุต จากผลการทดสอบจะเห็นได้ว่ารูปคลื่นกระแสด้านอินพุตมีลักษณะใกล้เคียงกับรูปคลื่นไซน์ และมีเฟสตรงกันกับแรงดันด้านอินพุต ส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าใกล้เคียงหนึ่งและค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของกระแสมีค่าต่ำแสดงอันดับฮาร์มอนิกของกระแส ดังรูปที่ 5 (ค) จะเห็นได้ว่ามีขนาดกระแสฮาร์มอนิกมีค่าต่ำมาก เมื่อเทียบกับขนาดที่ความถี่มูลฐาน ส่วนผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6 (ข) และ (ค) จะเห็นได้ว่าค่าคุณภาพทางไฟฟ้าด้านอินพุตของระบบ ระบบได้รับผลเช่นเดียวกับการควบคุมแบบฟuzzy

5. สรุป

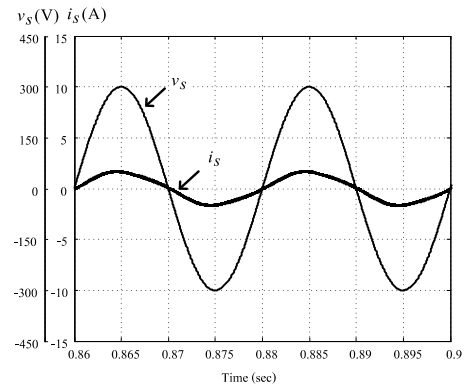
จากผลการทดสอบระบบการควบคุมฟuzzy แบบกำหนดเกณฑ์ด้วยพีชชีที่นำเสนอ จะเห็นได้ว่า ระบบได้รับการตอบสนองเร็วเมื่อมีสัญญาณรบกวนเข้ามาในระบบการคุมค่าแรงดันเอาต์พุตคงที่ซึ่งกว่านั้นรูปคลื่นกระแสด้านอินพุตมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์และมีเฟสตรงกันกับแรงดันด้านอินพุต ส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังของระบบมีค่าใกล้เคียงหนึ่งและค่าความผิดเพี้ยนของกระแสด้านอินพุตมีค่าต่ำ และขั้นตอนวิธีการควบคุมไม่ยุ่งยากและซับซ้อน



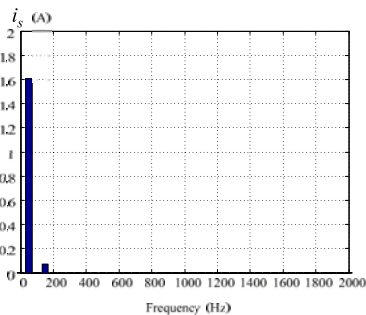
(ก)



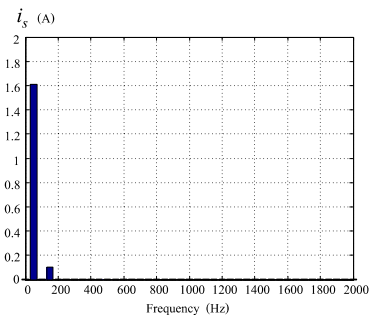
(ข)



(ค)



(ง)



(จ)

รูปที่ 5 การควบคุมแบบพีไอ

รูปที่ 6 การควบคุมพีไอแบบกำหนดเกณฑ์ด้วยฟัซซี่

6. กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณกองทุนสนับสนุนการวิจัย ในทุนพัฒนาศักยภาพในการทำงานวิจัยของอาจารย์รุ่นใหม่ (MRG5580123) และคณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลสุวรรณภูมิ ที่ให้ทุนสนับสนุนการทำวิจัย

เอกสารอ้างอิง

- [1] Arturo Fernandez, Javier Sebastian, Marta Maria Hernando, Pedro Villegas and Jorge Garcia, "Helpful Hints to Select a Power Factor-Correction Solution for Low- and Medium-Power Single-Phase Power Supplies," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 52, February 2005, pp. 46-55.

- [2] A. Fernhdez, J. Sebastih, P. Villegas, M.M. Hernando and J. Garcia, "Dynamic Limits of a Power-Factor Preregulation," IEEE Ind. Electron., Vol. 52, February 2005, pp. 71-87.
- [3] Aleksandar Prodic, Dragan Maksimovic, and Robert W. Erickson, "Dead-Zone Digital Controllers for Improved Dynamic Response of Low Harmonic Rectifiers," IEEE Trans. Electron., Vol. 21, January 2006, pp. 173-181.
- [4] Diego G. Lamar, Arturo Fernandez, Manuel Arias, Javier Sebastian, and Marta Maria Hernando, "A Unity Power Factor Correction Preregulator with Fast Dynamic Response Based on a Low-Cost Microcontroller," IEEE Trans. Electron., Vol. 23, March 2008, pp. 635-642.
- [5] Yutthana Kanthaphayao, Viboon Chunkag and, Uthen Kamnarn "Fuzzy Gain Scheduling of PI Controller for Distributed Control of Parallel AC/DC Converters," IJICIC, Vol. 7, December 2011, pp. 6757-6771.