



รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

ระบบจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง โซลาร์เซลล์ และแบตเตอรี่
Hybrid DC Distributed System Supplied by Fuel Cell/Solar Cell/Battery

โดย

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ปฏิพัทธ์ ทวนทอง และคณะ

สิงหาคม 2553

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

ระบบจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง โซลาร์เซลล์และแบตเตอรี่
Hybrid DC Distributed System Supplied by Fuel Cell/Solar Cell/Battery

คณะผู้วิจัย

สังกัด

- | | | |
|--------------------|---------|--|
| 1). ผศ.ดร.ปฏิพัทธ์ | ทวนทอง | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ |
| 2). รศ.ดร.วิบูลย์ | ชื่นแขก | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ |

สนับสนุนโดยสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย

(ความเห็นในรายงานนี้เป็นของผู้วิจัย สกว.ไม่จำเป็นต้องเห็นด้วยเสมอไป)

บทคัดย่อ

รหัสโครงการ : MRG5180348

ชื่อโครงการ : ระบบจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง โซลาร์เซลล์และแบตเตอรี่

ชื่อนักวิจัย :

- 1). ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ปวิพพัทธ์ ทวนทอง^{1,2}
- 2). รองศาสตราจารย์ ดร.วิบูลย์ ชื่นแขก³

¹ ศูนย์วิจัยพลังงานทดแทน

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

² ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

³ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

E-mail Address : phtt@kmutnb.ac.th

ระยะเวลาโครงการ : 2 ปี

โครงการวิจัยนี้นำเสนอโรงไฟฟ้าจากพลังงานทดแทน จ่ายไฟโดยเซลล์แสงอาทิตย์และเซลล์เชื้อเพลิง ที่มีซูเปอร์คาปาซิเตอร์เป็นอุปกรณ์เก็บพลังงาน สำหรับการประยุกต์ใช้ในงานจ่ายไฟฟ้า เซลล์แสงอาทิตย์ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายหลัก เซลล์เชื้อเพลิงทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายช่วยจ่ายไฟทั้งในสภาวะอยู่ตัวในกรณีที่ไฟไม่พอกจากเซลล์แสงอาทิตย์และซูเปอร์คาปาซิเตอร์ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายสำรองช่วยจ่ายไฟทั้งสภาวะไดนามิกส์และสภาวะอยู่ตัวในกรณีที่ไฟไม่พอกจากเซลล์แสงอาทิตย์และเซลล์เชื้อเพลิง

สำหรับการประยุกต์ใช้ในงานกำลังสูงและการทำงานที่เหมาะสมที่สุดของตัวแปลงไฟกำลังสูง ตัวแปลงไฟแบบทบแรงดันที่ขนานกัน 4 ชุดถูกออกแบบสำหรับเซลล์เชื้อเพลิง ตัวแปลงไฟแบบทบแรงดันที่ขนานกัน 2 ชุดถูกออกแบบสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์และตัวแปลงไฟแบบสองทิศทางที่ขนานกัน 4 ชุดถูกออกแบบสำหรับซูเปอร์คาปาซิเตอร์

โมเดลทางคณิตศาสตร์สำหรับตัวแปลงไฟของเซลล์เชื้อเพลิง เซลล์แสงอาทิตย์และซูเปอร์คาปาซิเตอร์ถูกนำเสนอสำหรับการควบคุมโรงไฟฟ้านี้ โดยทฤษฎีการควบคุมแบบไม่เชิงเส้นของวิธีการแบบเรียบ ทำให้สามารถแก้ปัญหาได้ง่ายขึ้นสำหรับปัญหาสำคัญด้านไดนามิกส์ ด้านเสถียรภาพ ด้าน

การเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ในระบบของโรงไฟฟ้า ด้วยวิธีการควบคุมแบบใหม่นี้ทำให้โครงงานวิจัยนี้นำเสนอผลงานต้นแบบ

โรงไฟฟ้าขนาดเล็กต้นแบบได้ถูกออกแบบและสร้างขึ้นจริง ประกอบไปด้วยระบบเซลล์เชื้อเพลิง (1.2 kW) แผงเซลล์แสงอาทิตย์ (0.8 kW) และโมดูลซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (100 F) ผลการทดลองพิสูจน์ยืนยันวิธีการควบคุมที่นำเสนอขณะมีโหลดหลายๆ แบบ

ผลงานวิจัยของโครงการนี้ ได้สรุปเป็นบทความวิจัยและบทความวิชาการตีพิมพ์เผยแพร่ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติที่มี impact factor สูง แล้วจำนวน 9 เรื่อง (6 เรื่องตีพิมพ์ใน IEEE Transactions กับ IEEE Magazine และ 3 เรื่องใน Elsevier Journals) และนำเสนอในที่ประชุมระดับนานาชาติจำนวน 9 เรื่อง ด้านการพัฒนาศักยภาพบุคลากรการวิจัยนั้น ประกอบด้วยนักวิจัยที่สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโทจำนวน 3 คน

คำหลัก : Converters, fuel cells, hybrid, nonlinear control, photovoltaic, supercapacitor.



Abstract

Project Code : MRG5180348

Project Title : Hybrid DC Distributed System Supplied by Fuel Cell/Solar Cell/Battery

Investigator :

- 1). Asst.Prof.Dr.Phatiphat Thounthong^{1,2}
- 2). Assoc.Prof.Dr.Viboon Chunkag³

¹Renewable Energy Research Centre
King Mongkut's University of Technology North Bangkok

²Department of Teacher Training in Electrical Engineering, Faculty of Technical Education
King Mongkut's University of Technology North Bangkok

³Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering
King Mongkut's University of Technology North Bangkok

E-mail Address : phtt@kmutnb.ac.th

Project Period : 2 years

A renewable energy hybrid power plant, fed by photovoltaic (PV) and fuel cell (FC) sources with a supercapacitor storage device and suitable for distributed generation applications, is proposed herein. The PV is used as the main generator; the FC acts as a power source, feeding only the insufficiency power (steady-state) from the PV; and the supercapacitor functions as an auxiliary source for supplying the deficiency power (transient and steady-state) from the PV and the FC.

For high power applications and optimization in power converters, 4-phase parallel boost converters, 2-phase parallel boost converters, and 4-phase parallel bidirectional converters are implemented for the FC converter, the PV converter, and a storage device, respectively.

A mathematical model (reduced-order model) of the FC, PV, and supercapacitor converters is described for the control of the power plant. Using the nonlinear approach based on the flatness property, we propose a simple solution to the dynamic optimization, stabilization,

and robustness problems in the hybrid power system. This is the key innovative contribution of this research project.

The prototype small-scale power plant studied was composed of a PEMFC system (1.2 kW), a PV array (0.8 kW), and a supercapacitor module (100 F). Experimental results authenticate the excellent control algorithm during load cycles.

The outputs from this research project are as follows. Nine (9) research and review papers were published in high impact factor international journals (6 papers published in *IEEE Transactions* and *IEEE Magazine* and 3 papers published in *Elsevier Journals*), and nine (9) technical papers were presented in international conferences. For human resource development, two (3) master degree students were graduated under the support of this project.

Keywords : Converters, fuel cells, hybrid, nonlinear control, photovoltaic, supercapacitor.



หน้าสรุปโครงการ (Executive Summary)

ทุนพัฒนาศักยภาพในการทำงานวิจัยของอาจารย์รุ่นใหม่

1. ชื่อโครงการ (ภาษาไทย) ระบบจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง โซลาร์เซลล์และแบตเตอรี่

(ภาษาอังกฤษ) Hybrid DC Distributed System Supplied by Fuel Cell/
Solar Cell/Battery

2. ชื่อหัวหน้าโครงการ

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ปัทม์ ทวนทอง

ตำแหน่งผู้ช่วยศาสตราจารย์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ที่อยู่ 1518 ถนนพินุลสงคราม บางซื่อ กรุงเทพฯ 10800

โทรศัพท์ 02-913-2500 Ext: 3332 โทรสาร 02-587-8255

E-mail: phtt@kmitnb.ac.th, phatiphat.thounthong@ensem.inpl-nancy.fr

3. สาขาวิชาที่ทำการวิจัย พลังงานทดแทนและพลังงานทางเลือก และอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

5. ระยะเวลาดำเนินงาน 2 ปี

6. ปัญหาที่ทำการวิจัย และความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบัน เป็นที่รู้ทราบกันดีว่าเกิดวิกฤตพลังงานไปทั่วโลก รวมทั้งมลภาวะด้วย ทำให้เซลล์เชื้อเพลิงและโซลาร์เซลล์เป็นแหล่งพลังงานทางเลือกในอนาคต มีนักวิจัยมากมายที่ทำการวิจัยในหัวข้อนี้เพื่อลดการใช้น้ำมันและลดการกำเนิดก๊าซคาร์บอนไดออกไซด์ โซลาร์เซลล์ทำงานโดยการแปลงพลังงานแสงอาทิตย์เป็นพลังงานไฟฟ้า ขณะที่เซลล์เชื้อเพลิงแปลงพลังงานไฮโดรเจนเป็นพลังงานไฟฟ้า แนนอนพลังงานแสงอาทิตย์เป็นพลังงานที่ได้มาเปล่าๆ ในขณะที่ก๊าซไฮโดรเจนมีราคาถูกมากในเมืองไทยเมื่อเทียบกับน้ำมัน ทั้งเซลล์เชื้อเพลิงและโซลาร์เซลล์แหล่งกำเนิดพลังงานที่สะอาด 100 เปอร์เซ็นต์ อีกทั้งมีราคาถูกลงมากแล้วในปัจจุบัน เพราะมีการวิจัยและนำไปใช้งานมากขึ้นนั่นเอง

ส่วนของโซลาร์เซลล์ มีการวิจัยมาหลายสิบปี ทั้งในและต่างประเทศ ส่วนเซลล์เชื้อเพลิงยังไม่มีหัวข้อวิจัยในประเทศไทยเลย ขณะที่ต่างประเทศในยุโรป อเมริกา ญี่ปุ่น หรือเกาหลี ได้ทำการวิจัยด้านเซลล์เชื้อเพลิงและการประยุกต์นำไปใช้งานมาหลายปีแล้ว หลายๆ แห่งได้ทำการสาธิตในการนำเซลล์เชื้อเพลิงไปใช้งานในรถยนต์หรือในโรงไฟฟ้า โดยเฉพาะอย่างยิ่งบริษัท Honda และ Toyota ได้สร้าง

รถยนต์ไฟฟ้าต้นแบบที่มีเซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM เป็นแหล่งพลังงานหลัก ซึ่งสามารถทำงานได้ดี ในอนาคต ข้างหน้า เซลล์เชื้อเพลิงจะถูกนำไปใช้งานจริงมากขึ้น และราคาจะถูกลง

เซลล์เชื้อเพลิงมีหลายชนิดขึ้นอยู่กับตัวอิเล็กทรอนิกส์ที่นำมาใช้ เซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM จะนิยมใช้งานกันมากโดยเฉพาะอย่างยิ่งสำหรับรถยนต์ไฟฟ้าในอนาคต เพราะมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และง่ายในการสร้างเมื่อเปรียบเทียบกับชนิดอื่น

งานวิจัยก่อนหน้านี้ได้แสดงให้เห็นว่าจุดด้อยทางเทคนิคของเซลล์เชื้อเพลิงคือมีความเฉื่อยทางไฟฟ้าที่สูง มีอิทธิพลมาจากอุณหภูมิ ระบบการจ่ายเชื้อเพลิงอินพุตของอากาศและก๊าซไฮโดรเจน ประกอบด้วยปั๊มและวาล์ว บางระบบอาจจะเป็นระบบแปลงก๊าซไฮโดรเจน ถ้าโพลดของเซลล์เชื้อเพลิง ดึงกำลังจากเซลล์เชื้อเพลิงที่รวดเร็วจะทำให้แรงดันตกต่ำกว่าปกติในช่วงสั้นๆ เราเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า “การกระหายเชื้อเพลิง” ซึ่งจะทำให้สมรรถนะและอายุการใช้งานของมันลดลง ดังนั้นการนำเซลล์เชื้อเพลิงไปใช้ในงานที่มีไดนามิกส์สูงๆ กระแสหรือกำลังไฟฟ้าของเซลล์เชื้อเพลิงจะต้องจำกัดเพื่อหลีกเลี่ยงปัญหานี้ ด้วยเหตุนี้เองระบบจ่ายไฟด้วยเซลล์เชื้อเพลิงจะต้องมีแหล่งจ่ายสำรองช่วยจ่ายไฟ อาจจะเป็นแบตเตอรี่หรือซูเปอร์คาปาซิเตอร์ เพื่อเพิ่มสมรรถนะของระบบเมื่อโพลดดึงกำลังสูงช่วงสั้นๆ เช่นช่วงมอเตอร์เร่งหรือเบรก

เป้าหมายของโครงการ เพื่อนำเสนอองค์ความรู้ใหม่ในการจ่ายไฟร่วมกันของเซลล์เชื้อเพลิง โซลาร์เซลล์และแบตเตอรี่ชนิดซูเปอร์คาปาซิเตอร์ สิ่งที่ยากลำบากคือการบริหารจัดการพลังงานในระบบให้สมดุล (Energy Management Algorithm) เพราะระบบมีแหล่งจ่ายหลายตัว งานวิจัยส่วนใหญ่ก่อนหน้านี้ที่เกี่ยวกับเซลล์เชื้อเพลิง จะนำเสนอผลการจำลองมากกว่า ผลลัพธ์ที่ได้จริงทำให้ความน่าเชื่อถือลดลงมาก ดังนั้นโครงการนี้เน้นทดลองจริงในห้องวิจัย

ผู้วิจัยและที่ปรึกษา ทั้งในประเทศและต่างประเทศ (ฝรั่งเศส) มีประสบการณ์ด้านเซลล์เชื้อเพลิง โซลาร์เซลล์ แบตเตอรี่ และอิเล็กทรอนิกส์กำลังมากกว่า 10 ปี และปัจจุบันก็ยังเป็นที่ปรึกษาเครือข่ายวิชาการ ด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังให้กับกรมพัฒนาพลังงานทดแทนและอนุรักษ์พลังงาน กระทรวงพลังงาน จึงได้มีแนวคิดที่จะออกแบบ สร้าง และทดสอบระบบจ่ายไฟกระแสตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง โซลาร์เซลล์และแบตเตอรี่ชนิดซูเปอร์คาปาซิเตอร์ เพื่อเป็นการประยุกต์นำเซลล์เชื้อเพลิงและโซลาร์เซลล์ไปใช้งานในประเทศให้มีมากขึ้น เพื่อทดแทนการขาดแคลนพลังงานในอนาคตและการกำเนิดพลังงานไฟฟ้าที่สะอาด

7. วัตถุประสงค์

- 1). สร้างระบบจ่ายไฟฟ้าที่มาจากแหล่งพลังงานทางเลือกคือโซลาร์เซลล์เป็นแหล่งจ่ายหลักและเซลล์เชื้อเพลิงเป็นแหล่งจ่ายช่วย
- 2). เพื่อใช้แบตเตอรี่ชนิดซูเปอร์คาปาซิเตอร์เป็นตัวเก็บพลังงานจากเซลล์เชื้อเพลิงและโซลาร์เซลล์ ช่วยจ่ายไฟช่วงที่มีการกระชากของโพลดและเก็บสะสมพลังงานที่ได้จากโซลาร์เซลล์ (แสงแดด ตอนกลางวัน)
- 3). เพื่อสร้างตัวแปลงไฟฟ้ากระแสตรงสำหรับเซลล์เชื้อเพลิงไปยังระบบจ่ายไฟตรงที่มีราคาถูก
- 4). เพื่อสร้างตัวแปลงไฟฟ้ากระแสตรงสำหรับโซลาร์เซลล์ไปยังระบบจ่ายไฟตรงที่มีราคาถูก

- 5). เพื่อสร้างระบบควบคุมอัตโนมัติในการจัดการพลังงานของระบบทั้งเซลล์เชื้อเพลิง โซลาร์เซลล์ ชูปเปอร์คาปาซิเตอร์

8. ระเบียบวิธีวิจัย

- 1). ค้นคว้างานวิจัยที่เกี่ยวข้องในส่วนของวงจรแปลงไฟสำหรับเซลล์เชื้อเพลิงและโซลาร์เซลล์ ตัดสินใจเลือกวงจรที่เหมาะสม
- 2). ค้นคว้างานวิจัยที่เกี่ยวข้องในส่วนเทคนิคการชาร์จชูปเปอร์คาปาซิเตอร์ ตัดสินใจเลือกวิธีการที่เหมาะสมกับระบบเซลล์เชื้อเพลิงและโซลาร์เซลล์
- 3). ค้นคว้างานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการจัดการพลังงานที่เป็นระบบจ่ายไฟแบบผสม ตัดสินใจเลือกวิธีการที่เหมาะสม
- 4). วิเคราะห์และเขียน Context Diagram ทั้งระบบ
- 5). แดกระบบเป็น Modules แล้วเขียนออกมาเป็นบล็อกไดอะแกรมย่อย แล้วกระจายงานกันระหว่างทีมวิจัย
- 6). สมการทางคณิตศาสตร์และโปรแกรมคอมพิวเตอร์ MATLAB จะถูกนำมาใช้เพื่อจำลองการทำงานของระบบก่อนทดลองกับงานจริงและเพื่อเปรียบเทียบผลจากงานจริงกับการคำนวณ
- 7). บล็อกแต่ละบล็อกจะถูกออกแบบเพื่อสร้างวงจรจริง ทั้งวงจรกำลังและวงจรควบคุม
- 8). บล็อกย่อยแต่ละบล็อกถูกสร้างและทดสอบแยกกันอย่างอิสระก่อน ซึ่งจะมีการปรับปรุงถ้าจำเป็น
- 9). รวมบล็อกทั้งหมดเข้าด้วยกัน แล้วทำการทดสอบ
- 10). เขียนรายงาน สรุปงานวิจัย

9. การเชื่อมโยงกับนักวิจัยที่เป็นผู้เชี่ยวชาญในสาขาวิชาที่ทำการวิจัย

โครงการวิจัยนี้อยู่ภายใต้ความร่วมมือระหว่างมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ กับ Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy University, ประเทศฝรั่งเศส เป็นงานวิจัยภายใต้กรอบงานวิจัย “Franco-Thai Cooperation Program in Higher Education and Research 2009-2010” โดยสำนักงานคณะกรรมการการอุดมศึกษา (สกอ.) กับกระทรวงศึกษาธิการของประเทศฝรั่งเศส มีนักวิจัยและคณะที่ปรึกษาที่ Nancy University จำนวน 3 ท่านคือ

- 1). Prof.Dr.Bernard Davat
- 2). Prof.Dr.Stéphane Raël
- 3). Prof.Dr.Serge Pierfederici

Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy,

Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy Université

2, Avenue de la Forêt de Haye, 54516 Vandœuvre-lès-Nancy, France

E-mail : Bernard.Davat@ensem.inpl-nancy.fr, Stephane.Rael@ensem.inpl-nancy.fr

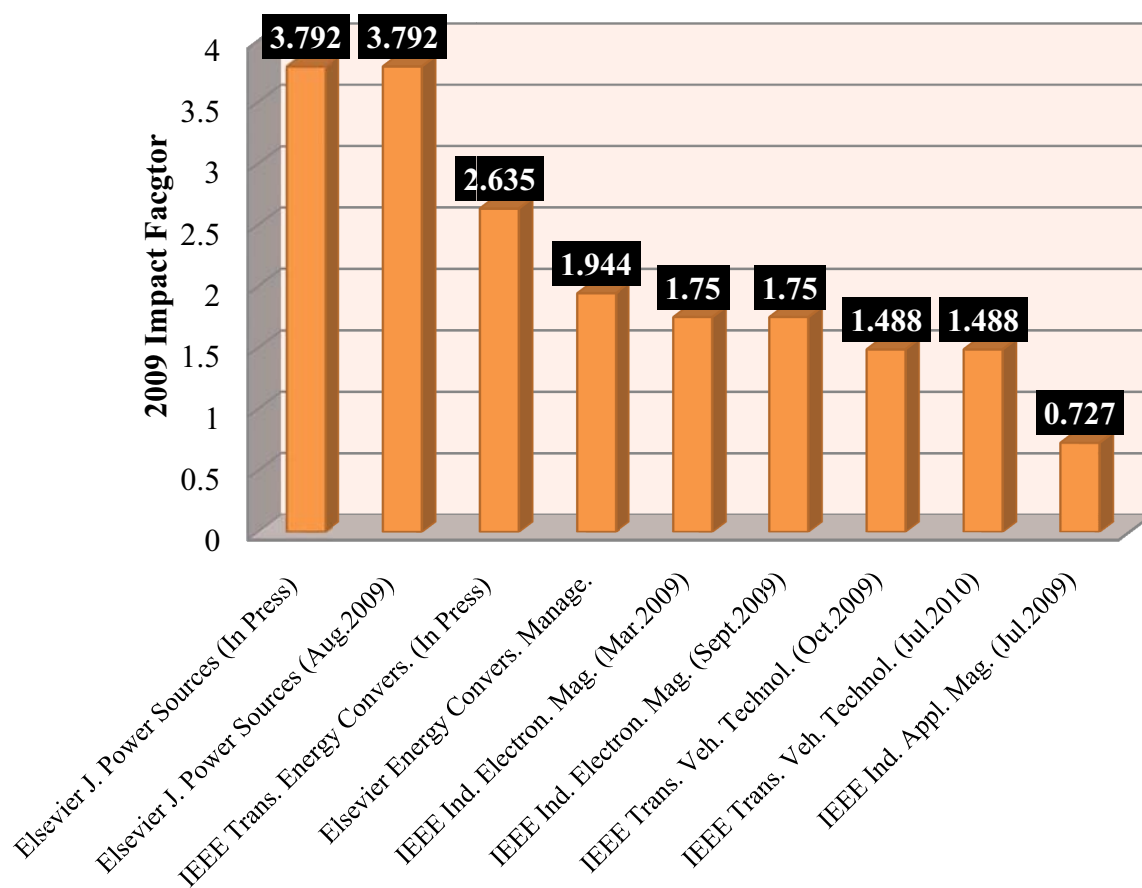
Serge.Pierfederici@ensem.inpl-nancy.fr

10. Output จากโครงการวิจัย

10.1. ผลงานวิจัยตีพิมพ์ในวารสารวิชาการนานาชาติ (The Thailand Research Fund (TRF) under Grant MRG5180348)

- 10.1.1 **P. Thounthong**, V. Chunkag, P. Sethakul, B. Davat, and M. Hinaje, "Comparative study of fuel-cell vehicle hybridization with battery or supercapacitor storage device," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 8, pp. 3892–3904, Oct. 2009. (2009 Impact Factor: **1.488**) (ดูเอกสารแนบ)
- 10.1.2 **P. Thounthong**, V. Chunkag, P. Sethakul, S. Sikkabut, S. Pierfederici, and B. Davat, "Energy management of fuel cell/solar cell/supercapacitor hybrid power source," *J. Power Sources*, 2010 (in press). (2009 Impact Factor: **3.792**) (ดูเอกสารแนบ)
- 10.1.3 **P. Thounthong**, B. Davat, S. Raël, and P. Sethakul, "Fuel cell high power applications," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 3, no. 1, pp. 32–46, Mar. 2009. (2009 Impact Factor: **1.750**) (ดูเอกสารแนบ)
- 10.1.4 **P. Thounthong**, B. Davat, S. Raël, and P. Sethakul, "Fuel starvation: Analysis of a PEM fuel cell system," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 15, no. 4, pp. 52–59, Jul./Aug. 2009. (2009 Impact Factor: **0.727**) (ดูเอกสารแนบ)
- 10.1.5 **P. Thounthong**, S. Raël, and B. Davat, "Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications," *J. Power Sources*, no. 193, no. 1, pp. 376–385, August 2009. (2009 Impact Factor: **3.792**) (ดูเอกสารแนบ)
- 10.1.6 **P. Thounthong** and S. Raël, "The Benefits of hybridization," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 3, no. 3, pp. 25–37, Sept. 2009. (2009 Impact Factor: **1.750**) (ดูเอกสารแนบ)
- 10.1.7 **P. Thounthong** and B. Davat, "Study of a multiphase interleaved step-up converter for fuel cell high power applications," *Energy Convers. Manage.*, vol. 51, no. 1, pp. 826–832, April 2010. (2009 Impact Factor: **1.944**) (ดูเอกสารแนบ)
- 10.1.8 **P. Thounthong**, S. Pierfederici, J.-P. Martin, M. Hinaje, and B. Davat, "Modeling and control of fuel cell/supercapacitor hybrid source based on differential flatness control," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 9, pp. 2700–2710, July 2010. (2009 Impact Factor: **1.488**) (ดูเอกสารแนบ)
- 10.1.9 **P. Thounthong**, S. Pierfederici, and B. Davat, "Analysis of differential flatness-based control for a fuel cell hybrid power source," *IEEE Trans. Energy Convers.*, 2010 (in press). (2009 Impact Factor: **2.635**) (ดูเอกสารแนบ)

กราฟสรุปจำนวนบทความที่ตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ



10.2. การเสนอผลงานวิจัยในที่ประชุมวิชาการระดับนานาชาติ (The Thailand Research Fund (TRF) under Grant MRG5180348)

- 10.2.1 **P. Thounthong**, V. Chunkag, P. Sethakul, S. Pierfederici, and B. Davat, “Energy Management of Fuel Cell/Solar Cell/Battery/Supercapacitor Hybrid Power Source for Distributed Generation System,” in *Proceeding of the Eleventh Grove Fuel Cell Symposium*, Queen Elizabeth II Conference Centre, Westminster, London, United Kingdom, 22-24 September 2009. Organized by Elsevier Publisher.
- 10.2.2 **P. Thounthong**, V. Chunkag, P. Sethakul, and B. Davat, “High-gain high-power converter for fuel cell applications,” in *Proceeding of the Eleventh Grove Fuel Cell Symposium*, Queen Elizabeth II Conference Centre, Westminster, London, United Kingdom, 22-24 September 2009. Organized by Elsevier Publisher.
- 10.2.3 **P. Thounthong**, P. Sethakul, S. Raël, and B. Davat, “Performance Evaluation of Fuel Cell/Battery/Supercapacitor Hybrid Power Source for Vehicle Applications,” in *Proceeding of the 2009 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS-2009)*, Houston, Texas, USA, 4-8 October 2009. pp. 1-8 (CD-ROM).
- 10.2.4 **P. Thounthong**, N. Poonnoi, P. Sethakul, and B. Davat, “Performance Evaluation of Modified 4-phase Interleaved Fuel Cell Converter for High-Gain High-Power Applications,” in *Proceeding of the 2009 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS-2009)*, Houston, Texas, USA, 4-8 October 2009. pp. 1-8 (CD-ROM).
- 10.2.5 **P. Thounthong**, P. Sethakul, S. Raël, and B. Davat, “Fuel Cell Current Ripple Mitigation by Interleaved Technique for High Power Applications,” in *Proceeding of the 2009 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS-2009)*, Houston, Texas, USA, 4-8 October 2009. pp. 1-8 (CD-ROM).
- 10.2.6 **P. Thounthong**, S. Sikkabut, P. Sethakul, and B. Davat, “Control Algorithm of Renewable Energy Power Plant Supplied by Fuel Cell/Solar Cell/Supercapacitor Power Source,” in *Proceeding of the 2010 International Power Electronics Conference (IPEC-Sapporo, ECCE ASIA)*, Sapporo, Hokkaido, Japan, USA, 21-24 June 2010, pp. 1155-1162, Organized by The Industry Applications Society of the Institute of Electrical Engineers of Japan (IEEJ) and IEEE.
- 10.2.7 **P. Thounthong**, S. Sikkabut, P. Sethakul, S. Pierfederici, and B. Davat, “Fuel Cell Power Regulation Based-on Differential Flatness Theory for High-Power Converter Applications,” in *Proceeding of the 2010 IEEE-XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM2010)*, Rome, Italy, 6-10 September 2010.
- 10.2.8 **P. Thounthong**, S. Pierfederici, and B. Davat, “Performance Evaluation of Differential Flatness Based-Control of Fuel Cell/Supercapacitor Hybrid Power Source,” in *Proceeding of the 2010 IEEE-XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM2010)*, Rome, Italy, 6-10 September 2010.
- 10.2.9 **P. Thounthong**, P. Mungporn, and B. Davat, “A Nonlinear Control Approach to the Energy Management of Solar Power Plant with Supercapacitor for Grid-Independent Applications,” in *Proceeding of the 2010 IEEE-XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM2010)*, Rome, Italy, 6-10 September 2010.

10.3 นักวิจัยที่สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโทจำนวน 3 คน

10.3.1 นายณิชนัน พูนน้อย

หัวข้อวิทยานิพนธ์เรื่อง “High Voltage Gain Non-Isolated Converter for Fuel Cell Distributed Generation”

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

10.3.1 นายสิทธิกร ธนาวุฒิ

หัวข้อวิทยานิพนธ์เรื่อง “Hybrid DC Source by Fuel Cell and Lithium-ion Battery”

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

10.3.1 นายประเสริฐ สารการ

หัวข้อวิทยานิพนธ์เรื่อง “The Investigation in Hybrid DC Energy Control of Fuel Cell and Battery”

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี



กิตติกรรมประกาศ

คณะผู้วิจัยโครงการ “ระบบจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง โซลาร์เซลล์และแบตเตอรี่” ขอขอบพระคุณการสนับสนุนจากทุน “พัฒนาศักยภาพในการทำงานวิจัยของอาจารย์รุ่นใหม่” ของสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย (สกว.) ที่มีส่วนสำคัญในการผลักดันให้คณะผู้วิจัยดำเนินการวิจัยดำเนินการวิจัยอย่างมีประสิทธิภาพ ทั้งในส่วนที่เป็นการพัฒนาองค์ความรู้ใหม่และการสร้างทรัพยากรมนุษย์ในระดับบัณฑิตศึกษา ตลอดจนการสร้างผลงานวิจัยที่ตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติและการสร้างต้นแบบโรงไฟฟ้าจากพลังงานทดแทนหรือพลังงานทางเลือก ซึ่งมีประโยชน์ในงานด้านวิศวกรรมต่อไป

ขอขอบคุณเจ้าหน้าที่ทุกท่านที่อำนวยความสะดวกในการยืมใช้เครื่องมือต่างๆ ที่สถาบันนวัตกรรมเทคโนโลยีไทย-ฝรั่งเศส (TFII) และที่ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า (TE) และที่ขาดไม่ได้ขอขอบคุณนายสุวิจน์ สิกบุตรและนายพงษ์ศิริ มุ่งพร วิศวกรไฟฟ้า ที่สถาบันนวัตกรรมเทคโนโลยีไทย-ฝรั่งเศส ที่ช่วยเหลืองานวิจัยด้านฮาร์ดแวร์เป็นอย่างมาก

ความร่วมมือด้านงานวิจัยและคำที่ปรึกษาจาก Prof.Dr.Bernard Davat, Prof.Dr.Stéphane Raël และ Prof.Dr.Serge Pierfederici ที่ Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy (GREEN), Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy University, France ยังมีส่วนกระตุ้นส่งเสริมให้มีการวิจัยระดับแนวหน้า มีการแลกเปลี่ยนบุคลากรซึ่งกันและกัน ขณะทำงานวิจัยบางส่วนได้รับการสนับสนุนจาก French National Center for Scientific Research (CNRS) และมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ หัวหน้าโครงการวิจัยต้องเดินทางไปทำวิจัยบางส่วนที่ GREEN Lab. ต้องขอบคุณวิศวกรและช่างเทคนิคที่ GREEN Lab. ที่ให้ความอนุเคราะห์การใช้เครื่องมือและช่วยเหลืออื่นๆ

โครงการวิจัยนี้อยู่ภายใต้ความร่วมมือระหว่างมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ กับ Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy University, ประเทศฝรั่งเศส เป็นงานวิจัยภายใต้กรอบงานวิจัย “Franco-Thai Cooperation Program in Higher Education and Research 2009-2010” โดยสำนักงานคณะกรรมการการอุดมศึกษา (สกอ.) กับกระทรวงศึกษาธิการของประเทศฝรั่งเศส

สุดท้ายที่ขาดไม่ได้ ขอขอบพระคุณคุณสุภาภรณ์ เลขพัฒน์ หัวหน้าสำนักงาน สถาบันนวัตกรรมเทคโนโลยีไทย-ฝรั่งเศส ที่ติดต่อประสานงานโครงการวิจัย “Franco-Thai Cooperation Program in Higher Education and Research 2009-2010” และให้กำลังใจเสมอ



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	ii
Abstract	iv
หน้าสรุปโครงการ (Executive Summary)	vi
สารบัญ	xii
สารบัญตาราง	xiii
สารบัญภาพ	xiv
บทที่	
1 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	1
1.1 เซลล์เชื้อเพลิง	1
1.2 เซลล์แสงอาทิตย์	6
1.3 แบตเตอรี่ชนิดซูเปอร์คาปาซิเตอร์	11
1.4 วงจรแปลงไฟแบบทิศทางเดียวสำหรับเซลล์เชื้อเพลิงและเซลล์แสงอาทิตย์	20
1.5 วงจรแปลงไฟแบบสองทิศทางสำหรับแบตเตอรี่	27
1.6 ทฤษฎีระบบควบคุมแบบไม่เชิงเส้นโดยทฤษฎีอนุพันธ์แบบแฟลต (Differential Flatness Based Control)	31
2 ขั้นตอนการดำเนินงาน	33
2.1 ตัวแปลงไฟสำหรับเซลล์เชื้อเพลิง	33
2.2 ตัวแปลงไฟสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์	48
2.3 ตัวแปลงไฟสำหรับแบตเตอรี่ชนิดซูเปอร์คาปาซิเตอร์	54
2.4 การบริหารจัดการพลังงานในระบบจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสม ด้วยเซลล์เชื้อเพลิง เซลล์แสงอาทิตย์และแบตเตอรี่ชนิดซูเปอร์คาปาซิเตอร์	62
3 วิธีการทดลอง ผลการทดลองและวิจารณ์ผลการทดลอง	70
3.1 รายละเอียดชุดทดลอง	70
3.2 รายละเอียดระบบควบคุม	72
3.2 ผลการทดลอง	74
4 สรุป	83
เอกสารอ้างอิง	84
Output จากโครงการวิจัยที่ได้รับทุนจาก สกว.	87



สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
1-1	ลักษณะสมบัติของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ที่มีจำหน่ายในปัจจุบัน	17
2-1	ตัวแปรต่าง ๆ ของแกนเฟอร์ไรต์เบอร์ EE55/55/21	36
3-1	รายละเอียดแหล่งจ่ายไฟแต่ละตัว	71
3-2	พารามิเตอร์ของระบบควบคุมพลังงานที่บัสไฟตรง	73
3-3	พารามิเตอร์ของระบบควบคุมพลังงานรวม (หรือพลังงานของซูเปอร์คาปาซิเตอร์)	73



สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
1-1 แนวคิดเซลล์เชื้อเพลิงต้นแบบที่คิดค้นโดย Sir William Robert Grove	1
1-2 เซลล์เชื้อเพลิง 12 kW สำหรับสถานีอวกาศของนาซา	2
1-3 ชั้นต่าง ๆ ของเซลล์พื้นฐานในเซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM	2
1-4 การต่อเซลล์แบบอนุกรมของเซลล์เชื้อเพลิงเพื่อเพิ่มแรงดัน	3
1-5 เซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM ที่มี 23 เซลล์ต่ออนุกรม	4
1-6 เซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM ที่มี 47 เซลล์ต่ออนุกรม	4
1-7 ระบบเซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM	5
1-8 กราฟแรงดันต่อกระแสของเซลล์เชื้อเพลิงหนึ่งเซลล์ชนิด PEM	5
1-9 ลักษณะสมบัติสภาวะอยู่ตัวของเซลล์เชื้อเพลิงขนาด 500 W	6
1-10 ชนิดของเซลล์แสงอาทิตย์	6
1-11 การทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์	7
1-12 กราฟลักษณะสมบัติของเซลล์แสงอาทิตย์	8
1-13 ระบบเซลล์แสงอาทิตย์สำหรับที่พักอาศัยที่เกาะง่าม จังหวัดตราด	9
1-14 ระบบเซลล์แสงอาทิตย์สำหรับระบบนำร่องเครื่องบินในประเทศสวิตเซอร์แลนด์	9
1-15 ระบบโซลาร์เซลล์ที่ต่อไฟเข้ากับระบบ (Grid Connected)	10
1-16 สนามเซลล์แสงอาทิตย์ที่ใหญ่ที่สุดในโลก	10
1-17 ระบบส่งจ่ายไฟด้วยเซลล์แสงอาทิตย์	11
1-18 แนวคิดรถยนต์เซลล์เชื้อเพลิงในอนาคต	11
1-19 โครงสร้าง Microscopic ของวัสดุอิเล็กโทรดแบบ active carbon ในซูเปอร์คาปาซิเตอร์	12
1-20 หลักการทำงานของซูเปอร์คาปาซิเตอร์	13
1-21 โครงสร้างของซูเปอร์คาปาซิเตอร์	13
1-22 ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ขนาดเล็กของบริษัท NEC	14
1-23 ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ขนาดเล็ก (24 V, 0.4 F, 5.7 kW)	15
1-24 ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ต้นแบบของบริษัท SAFT	15
1-25 ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ของบริษัท SAFT โมดูลขนาดเล็ก 12 ตัว ต่ออนุกรมกัน	16
1-26 ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ของบริษัท SAFT โมดูลขนาดใหญ่ 108 ตัว ต่ออนุกรมกัน	16
1-27 ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ของบริษัท Maxwell (เรียกว่า Booscap) 1 เซลล์ และโมดูลที่ BCAP1200 ต่ออนุกรมกัน 12 ตัว	16
1-28 ซูเปอร์คาปาซิเตอร์โมดูลสำหรับรถยนต์ไฟฟ้า	17

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
1-29 ลักษณะสมบัติของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ 1 เซลล์	18
1-30 ลักษณะสมบัติของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ของบริษัท SAFT โมดูลขนาดใหญ่ 108 ตัว	18
1-31 ลักษณะสมบัติของซูเปอร์คาปาซิเตอร์โมดูล รุ่น BCAP010A ของบริษัท Maxwell	19
1-32 เปรียบเทียบพลังงานต่อน้ำหนัก ($\text{Wh}\cdot\text{kg}^{-1}$) กับกำลังงานต่อน้ำหนัก ($\text{W}\cdot\text{kg}^{-1}$) ของเทคโนโลยีซูเปอร์คาปาซิเตอร์ แบตเตอรี่แบบตะกั่ว (Lead-Acid) แบบลิเทียมไอออนและแบบนิเกิลเมทาบอลไฮไดรส์	20
1-33 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์	20
1-34 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส	21
1-35 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ	22
1-36 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส	22
1-37 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราการแปลงผันและวัฏจักรงาน เมื่อ r_{L1}/R มีการเปลี่ยนแปลง R คือค่าความต้านทานที่ต่อเป็นโหลดทางไฟฟ้า r_{L1} คือค่าความต้านทานภายในขดลวดเหนี่ยวนำ	23
1-38 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการขนานกัน 2 วงจร	25
1-39 สัญญาณการสวิตช์ที่ต่างเฟสกัน 180 องศา กระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ	25
1-40 กระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ ($I_{CBus,RMS}$) กับวัฏจักรงานของวงจรแปลงผันที่มีการขนาน 2 วงจร	26
1-41 วงจรสมมูลของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	28
1-42 วงจรการทำงานของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	28
1-43 สัญญาณต่าง ๆ ของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	29
1-44 แนวคิดระบบควบคุมแบบฟลัด ซึ่ง y คือตัวแปรเอาต์พุต y_{REF} คือตัวแปรเอาต์พุตที่อ้างอิง u คือตัวแปรอินพุตที่ควบคุม	32
2-1 วงจรทบแรงดันขนานกัน 4 เฟส	34
2-2 การควบคุมกระแสแบบลูปปิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส	39
2-3 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์อ้างอิง	40
2-4 สัญญาณพัลส์ที่ห่างกัน 180 องศา และลดความถี่เหลือ 25 kHz	41
2-5 วงจรโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ใช้ไอซี SN74LS123	42
2-6 สัญญาณกระตุ้นจากไอซี 74LS123 ให้มีการเลื่อนเฟส	42
2-7 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม	43
2-8 สัญญาณสามเหลี่ยม	44

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
2-9 วงจรมอดูเลตตามความกว้างของสัญญาณพัลส์ (PWM)	44
2-10 สัญญาณมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์	45
2-11 วงจรควบคุมแบบพีไอ	46
2-12 วงจรขับนำเกตโดยใช้ไอซีเบอร์ TLP250	47
2-13 สัญญาณที่ผ่านวงจรขับนำเกต	48
2-14 วงจรทบทแรงดันขนาด 2 เฟส	49
2-15 แนวทางการทำงานของโปรแกรมควบคุมการทำงานของวงจรทบทแรงดัน	51
2-16 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแบบพีไอ	51
2-17 การต่อขาสัญญาณของ dsPIC30F2010	52
2-18 วงจรขับเกต	53
2-19 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทาง	54
2-20 วงจรควบคุมกระแสของตัวแปลงไฟสำหรับแบตเตอรี่	58
2-21 วงจรเดดไทม์ (Dead time circuit)	59
2-22 เดดไทม์ของการขับมอสเฟต	60
2-23 วงจรขับนำเกตโดยใช้ไอซีเบอร์ TLP250	61
2-24 ไดอะแกรมของระบบจ่ายไฟด้วยเซลล์เชื้อเพลิง เซลล์แสงอาทิตย์ และซูเปอร์คาปาซิเตอร์	63
2-25 วงจรเทียบเคียงของแหล่งจ่ายไฟแบบผสมที่นำเสนอ	64
2-26 ไดอะแกรมระบบควบคุมแหล่งจ่ายไฟแบบผสม	69
3-1 ชุดทดลองระบบจ่ายไฟแบบผสมต้นแบบขนาดเล็ก	70
3-2 แผงโซล่าเซลล์ (ติดตั้งบนดาดฟ้าสถาบันนวัตกรรมเทคโนโลยี ไทย-ฝรั่งเศส)	71
3-3 โมดูลซูเปอร์คาปาซิเตอร์	71
3-4 จุดวัดแรงดันและกระแสของชุดทดลอง	72
3-5 การกำหนดค่าของตัวควบคุมโดยเลือกกำหนดค่า cutoff frequency	73
3-6 ไดนามิกส์ของระบบควบคุมกำลังของเซลล์เชื้อเพลิง	75
3-7 ไดนามิกส์ของระบบควบคุมกำลังของโซล่าเซลล์	76
3-8 ไดนามิกส์ของระบบควบคุมกำลังของซูเปอร์คาปาซิเตอร์	77
3-9 การตอบสนองต่อการสลับโหลดจาก 0 W ถึง 760 W ที่เวลา $t = 10$ ms	78
3-10 เปรียบเทียบไดนามิกส์การควบคุมแรงดันที่บัสไฟตรงของแหล่งจ่ายไฟแบบผสม ขณะที่มีการสลับของโหลดค่าสูง	79

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3-11 การตอบสนองของแหล่งจ่ายไฟแบบผสมต่อโหลดรอบเดียว	81
3-12 การตอบสนองของแหล่งจ่ายไฟแบบผสมต่อโหลดหลายรอบ	82

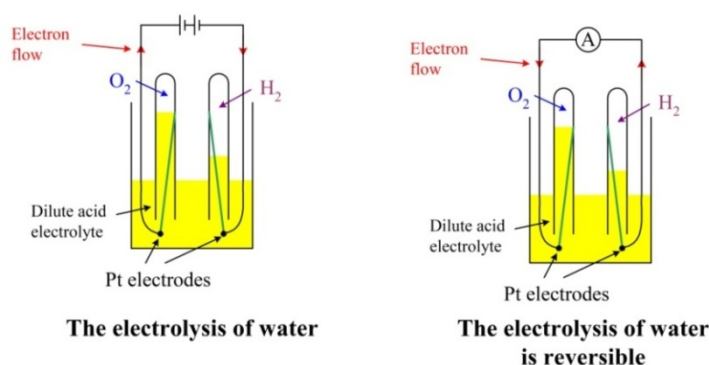


ในการทำการวิจัยเรื่องระบบจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง เซลล์แสงอาทิตย์ และแบตเตอรี่นั้น มีทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง ดังนี้

- 1.1 เซลล์เชื้อเพลิง
- 1.2 เซลล์แสงอาทิตย์
- 1.3 แบตเตอรี่ชนิดซูเปอร์คาปาซิเตอร์
- 1.4 วงจรแปลงไฟแบบทิศทางเดียวสำหรับเซลล์เชื้อเพลิงและเซลล์แสงอาทิตย์
- 1.5 วงจรแปลงไฟแบบสองทิศทางสำหรับแบตเตอรี่
- 1.6 ทฤษฎีระบบควบคุมแบบไม่เชิงเส้นโดยทฤษฎีอนุพันธ์แบบแฟลต (Differential Flatness Based Control)

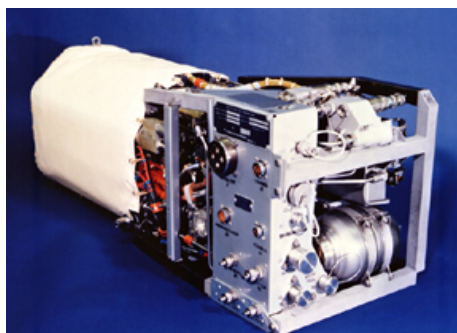
1.1 เซลล์เชื้อเพลิง

เซลล์เชื้อเพลิงได้ถูกคิดค้นและทดลองครั้งแรกเมื่อปี ค.ศ. 1838 โดย Sir William Robert Grove ศาสตราจารย์สาขาปรัชญาการทดลองที่ The Royal Institution ในกรุงลอนดอน [1] จนทุกวันนี้เขาเป็นที่รู้จัก ในฐานะบิดาแห่งเซลล์เชื้อเพลิง การทดลองของเขาเรื่องขบวนการอิเล็กโทรไลต์ (Electrolysis) โดยใช้กระแสไฟฟ้าแยกน้ำให้เป็นไฮโดรเจนและออกซิเจน นำมาซึ่งการกล่าวถึงอุปกรณ์ชิ้นหนึ่งเป็นครั้งแรก ต่อมาเรียกว่า “เซลล์เชื้อเพลิง” (Fuel Cell) เขาให้สมมุติฐานว่าน่าจะเป็นไปได้ในการแปลงย้อนกลับขั้นตอนขบวนการอิเล็กโทรไลต์ โดยการผลิตกระแสไฟฟ้าจากปฏิกิริยาระหว่างออกซิเจนกับไฮโดรเจน และเพื่อที่จะทดสอบทฤษฎีนี้ เขาได้วางแผ่นแพลตินัม (Platinum) 2 แผ่น ไว้ในขวดที่ปิดแยกกัน ขวดหนึ่งมีไฮโดรเจนและอีกขวดมีออกซิเจน เมื่อขวดสองอันนี้ถูกจุ่มรวมกันด้วยกรดซัลฟิวริกเจือจางทำให้เกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าระหว่างขั้วทั้งสองและเกิดน้ำขึ้นในขวดที่บรรจุก๊าซทั้งสอง ดังแสดงในภาพที่ 1-1 เพื่อที่จะเพิ่มแรงดันต่ำที่ผลิตออกมานั้น เขาได้ต่ออุปกรณ์เหล่านี้แบบอนุกรมกันและเขาได้เรียกอุปกรณ์นี้ในขณะนั้นว่า “ก๊าซแบตเตอรี่” ซึ่งเป็นต้นแบบของเซลล์เชื้อเพลิงในปัจจุบัน



ภาพที่ 1-1 แนวคิดเซลล์เชื้อเพลิงต้นแบบที่คิดค้นโดย Sir William Robert Grove

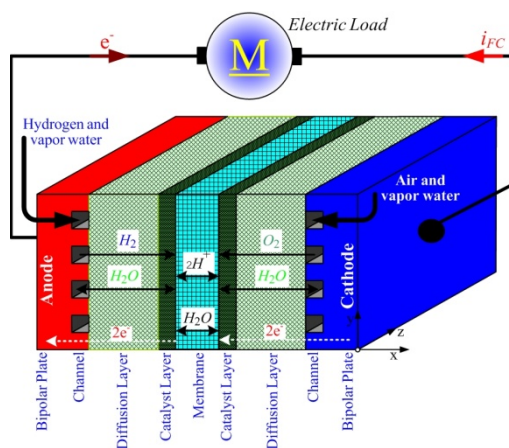
เซลล์เชื้อเพลิงคืออุปกรณ์แปลงพลังงานเคมีของเชื้อเพลิงเป็นพลังงานไฟฟ้าโดยตรง โดยไม่ก่อมลพิษ พลังงาน (อิเล็กตรอน) จะถูกส่งออกมาเมื่อเชื้อเพลิง (ไฮโดรเจน) ทำปฏิกิริยาเคมีกับออกซิเจนในอากาศและทำให้เกิดน้ำบริสุทธิ์และความร้อนควบคู่ตามมา ปฏิกิริยาไฟฟ้าเคมีได้เกิดขึ้นและพลังงานถูกส่งออกมาในรูปแบบของพลังงานไฟฟ้าคือไฟฟ้ากระแสตรงและแรงดันต่ำพร้อมกับความร้อน เซลล์เชื้อเพลิงมีอยู่หลายชนิดขึ้นอยู่กับเชื้อเพลิงและสารอิเล็กโทรไลต์ (electrolyte) ที่ใช้งาน เซลล์เชื้อเพลิงชนิดที่มีน้ำหนักเบา ง่ายต่อการผลิต และมีขนาดเล็ก คือเซลล์เชื้อเพลิงชนิดพอลิเมอร์อิเล็กโทรไลต์เมมเบรน (Polymer Electrolyte Membrane: PEMFC) [2] ผลิตเป็นครั้งแรกโดยบริษัท General Electric (GE) และถูกนำไปใช้โดยองค์การอวกาศนาซา ในปีช่วงปี ค.ศ. 1960 ในส่วนหนึ่งของโครงการอวกาศเจมินี (Gemini space program) ดังแสดงในภาพที่ 1-2 ในปัจจุบันเซลล์เชื้อเพลิงชนิดนี้กำลังถูกนำไปใช้งานมากขึ้นในรถยนต์และรถไฟเพราะมีน้ำหนักเบาและทำงานที่อุณหภูมิต่ำ



ภาพที่ 1-2 เซลล์เชื้อเพลิง 12 kW สำหรับสถานีอวกาศของนาซา

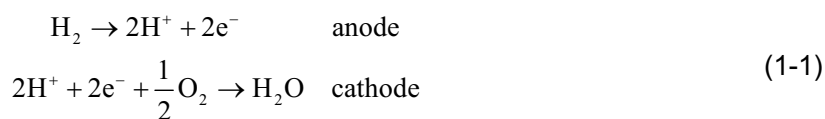
1.1.1 หลักการทำงานของเซลล์เชื้อเพลิง

โครงสร้างของเซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM แสดงในภาพที่ 1-3 [3] ก๊าซซึ่งไหลมาตามทิศทาง x มาจากช่องที่ถูกออกแบบเป็นแผ่นแบบสองชั้น (หนา 1-10 mm) ไอน้ำถูกนำมารวมกับก๊าซเพื่อให้ความชื้นกับเมมเบรน ชั้นการกระจายตัว (diffusion layers: 100-500 μm) มีไว้เพื่อการแพร่กระจายที่ดีของก๊าซไปยังชั้นปฏิกิริยา (reaction layers : 5-50 μm) ชั้นเหล่านี้ได้ประกอบด้วยขั้วไฟฟ้าของเซลล์ซึ่งทำด้วยแพลตินัมทำหน้าที่เป็นตัวเร่งปฏิกิริยา



ภาพที่ 1-3 ชั้นต่างๆ ของเซลล์พื้นฐานในเซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM

การทำปฏิกิริยาของไฮโดรเจนและออกซิเจนคือ



ถูกแยกจากกันโดยเมมเบรน (20-200 μm) ซึ่งนำโปรตอนจากขั้วแอโนด (Anode) ไปขั้วแคโทด (Cathode) ซึ่งอิเล็กตรอนไม่สามารถทะลุผ่านไปได้ การเคลื่อนที่ของโปรตอนนี้ได้ดึงโมเลกุลของน้ำมาด้วยทำให้เกิดการกระจายของความชื้นในเมมเบรน โมเลกุลของน้ำสามารถแพร่กระจายไปได้ทั้งสองทิศทางภายในเมมเบรน ตามฝั่งที่ก๊าซมีความชื้นมากและตามความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า ซึ่งสัมพันธ์กันโดยตรงกับการไหลของโปรตอนผ่านเมมเบรนและโดยตรงกับการปริมาณน้ำที่ผลิตในฝั่งแคโทด อิเล็กตรอนที่เกิดขึ้นในฝั่งแอโนดนั้นไม่สามารถผ่านเมมเบรนและได้ถูกใช้ในวงจรไฟฟ้าภายนอกเช่น มอเตอร์ หลอดไฟ อื่นๆ ก่อนย้อนกลับสู่แคโทด การไหลของอิเล็กตรอนหรือเรียกว่ากระแสไฟฟ้านั้น สัมพันธ์โดยตรงกับความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า

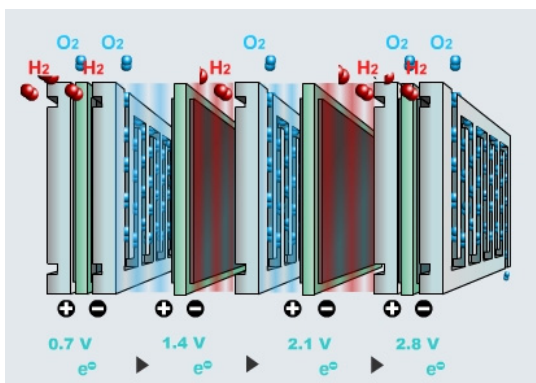
$$J_{\text{H}^+} = \frac{i}{F} \quad (1-2)$$

F คือ ค่าคงที่ของฟาราเดย์ (Faraday)

ค่าแรงดันเอนทัลปีของเซลล์หนึ่งเซลล์มาจากพลังงานปลดปล่อยอิสระของกิบส์ (Gibb's free energy ΔG) คือ

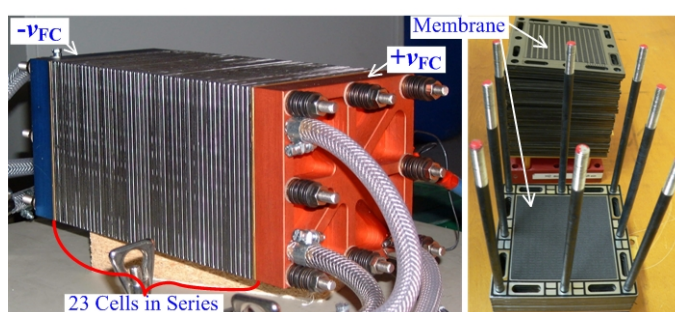
$$V_{\text{rev}} = -\frac{\Delta G}{2F} = 1.23 \text{ V} \quad (1-3)$$

ซึ่งแรงดันนี้ไม่เคยได้ถึงค่าทางทฤษฎี แม้กระทั่งในสภาพที่ไม่มีโหลด แรงดันของเซลล์เชื้อเพลิงหนึ่งเซลล์ที่พิกัดกระแส (ประมาณ $0.5 \text{ A}\cdot\text{cm}^{-2}$) มีค่าประมาณ $0.6 - 0.7 \text{ V}$ ดังนั้นเซลล์เชื้อเพลิงได้ถูกสร้างโดยนำเซลล์มาต่ออนุกรมกัน โดยประกอบเป็นชั้นๆ ดังภาพที่ 1-4 เพื่อที่จะเพิ่มแรงดันให้สูงขึ้น

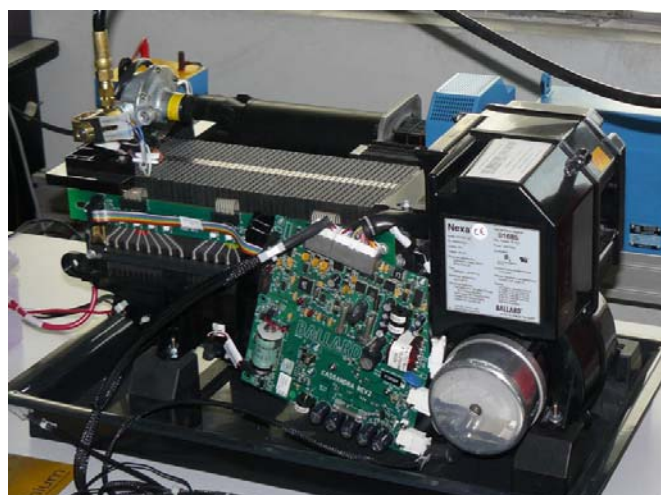


ภาพที่ 1-4 การต่อเซลล์แบบอนุกรมของเซลล์เชื้อเพลิงเพื่อเพิ่มแรงดัน

ตัวอย่างการอนุกรมเซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM ที่มี 23 เซลล์ต่ออนุกรม ขนาด 500 W, 40 A ประมาณ 13 V ออกแบบและผลิตโดย Centre for Solar Energy and Hydrogen Research Baden-Württemberg (ZSW) ประเทศเยอรมัน เซลล์เชื้อเพลิงนี้ปัจจุบันถูกนำไปใช้ในงานวิจัยที่ Nancy Research Group in Electrical Engineering (GREEN) ประเทศฝรั่งเศส ดังแสดงในภาพที่ 1-5 และ เซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM ที่มี 47 เซลล์ต่ออนุกรมขนาด 1200 W, 46 A ประมาณ 26 V (น้ำหนัก: 13 กิโลกรัม ขนาดความยาว: 56 เซนติเมตร กว้าง: 25 เซนติเมตร สูง: 33 เซนติเมตร) ออกแบบและผลิตโดย Ballard Power System ประเทศแคนาดา เซลล์เชื้อเพลิงนี้ปัจจุบันถูกนำไปใช้ในงานวิจัยที่ สถาบันเทคโนโลยีไทย-ฝรั่งเศส มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ดังแสดงในภาพที่ 1-6



ภาพที่ 1-5 เซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM ที่มี 23 เซลล์ต่ออนุกรม

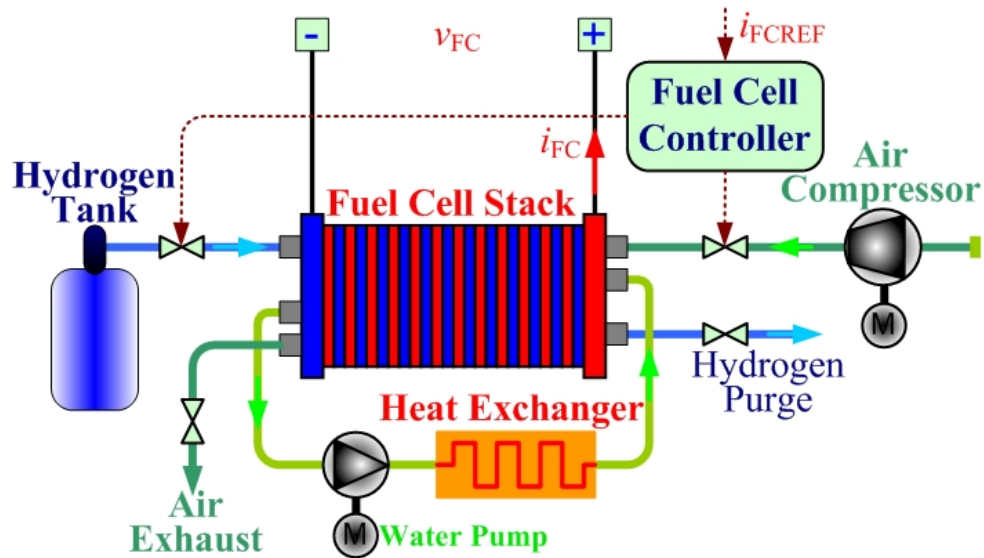


ภาพที่ 1-6 เซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM ที่มี 47 เซลล์ต่ออนุกรม

1.1.2 ระบบเซลล์เชื้อเพลิง

ระบบเซลล์เชื้อเพลิงมีความจำเป็นในการทำงานของเซลล์เชื้อเพลิง [4], [5] เช่น การป้อนก๊าซและการระบายความร้อนให้กับเซลล์เชื้อเพลิง ดังนั้นระบบเซลล์เชื้อเพลิงจึงประกอบด้วยอุปกรณ์ต่างๆ ภาพที่ 1-7 แสดงระบบอย่างง่ายของเซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM ประกอบด้วยถังไฮโดรเจน ตัวควบคุม

ความชื้นวาล์ว ตัวระบายและแลกเปลี่ยนความร้อน ซึ่ง V_{FC} คือแรงดันของเซลล์เชื้อเพลิง i_{FC} คือกระแสของเซลล์เชื้อเพลิง i_{FCREF} คือกระแสอ้างอิงของเซลล์เชื้อเพลิงเพื่อควบคุมการจ่ายไฮโดรเจนและอากาศ

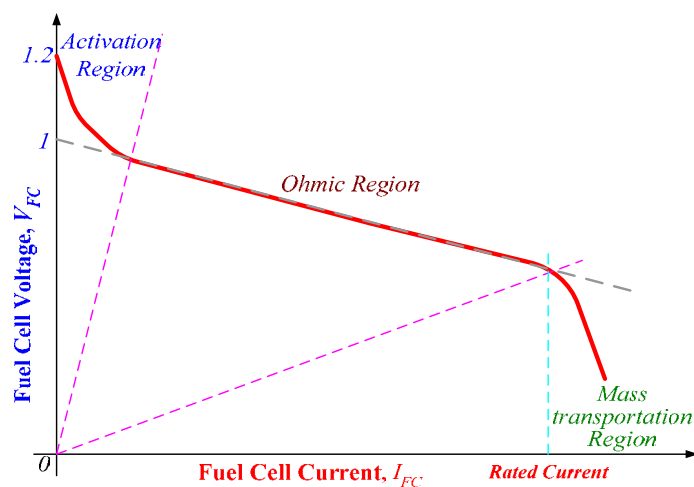


ภาพที่ 1-7 ระบบเซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM

ภาพที่ 1-8 แสดงแรงดันไฟฟ้าของเซลล์เชื้อเพลิงในฟังก์ชันของกระแสไฟฟ้า [6] กราฟที่ได้ประกอบด้วยสามส่วนหลัก คือ

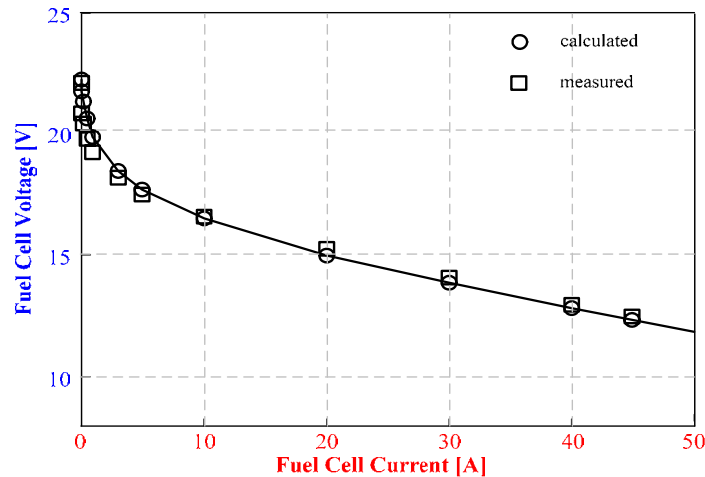
- ปรากฏการณ์กระตุ้นปฏิกิริยาเคมีไฟฟ้า
- ส่วนที่เป็นเชิงเส้นที่แรงดันตก มีสาเหตุจากความต้านทานภายใน
- ส่วนสุดท้ายคือพลังงานจลน์ในการแตกตัวของก๊าซผ่านอิเล็กโทรด กลายเป็นปัจจัย

จำกัดทำให้แรงดันตกอย่างมาก



ภาพที่ 1-8 กราฟแรงดันต่อกระแสของเซลล์เชื้อเพลิงหนึ่งเซลล์ชนิด PEM

ภาพที่ 1-9 แสดงการเปรียบเทียบผลทดลองกับผลคำนวณที่ได้จากตัวแปรต่างๆ ของเซลล์เชื้อเพลิง (ดังแสดงในภาพที่ 1-5) จะสังเกตได้ว่าประสิทธิภาพทางไฟฟ้าของเซลล์เชื้อเพลิงคือ 50 เปอร์เซ็นต์ เนื่องจากแรงดันไฟฟ้าตกจาก 23 V ที่ไม่มีโหลดเป็น 13 V ที่พิกัดกำลัง 500 W



ภาพที่ 1-9 ลักษณะสมบัติสภาวะอยู่ตัวของเซลล์เชื้อเพลิงขนาด 500 W

1.2 เซลล์แสงอาทิตย์ (หรือโซลาร์เซลล์)

1.2.1 เซลล์แสงอาทิตย์

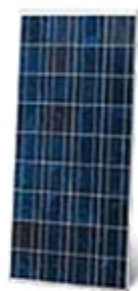
เป็นสิ่งประดิษฐ์ที่ทำจากสารกึ่งตัวนำ เช่นซิลิคอน (Silicon) แกลเลียม อาร์เซไนด์ (Gallium Arsenide) อินเดียมฟอสไฟด์ (Indium Phosphide) แคดเมียมเทลลูไรด์ (Cadmium Telluride) และคอปเปอร์อินเดียมไดเซเลไนด์ (Copper Indium Diselenide) เป็นต้น ซึ่งเมื่อได้รับแสงอาทิตย์โดยตรงก็จะเปลี่ยนเป็นพาหะนำไฟฟ้าและจะถูกแยกเป็นประจุไฟฟ้าบวกและประจุไฟฟ้าลบเพื่อให้เกิดแรงดันไฟฟ้าที่ขั้วทั้งสองของเซลล์แสงอาทิตย์ เมื่อนำขั้วไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์ต่อเข้ากับอุปกรณ์ไฟฟ้ากระแสตรง กระแสไฟฟ้าจะไหลเข้าสู่อุปกรณ์เหล่านั้น ทำให้สามารถทำงานได้

1.2.2 ชนิดของเซลล์แสงอาทิตย์

แบ่งตามวัสดุที่ใช้เป็น 3 ชนิดหลัก ๆ คือ



Single Crystalline Silicon Solar Cell



Polycrystalline Silicon Solar Cell



Amorphous Silicon Solar Cell

ภาพที่ 1-10 ชนิดของเซลล์แสงอาทิตย์

- Single Crystalline Silicon Solar Cell เซลล์แสงอาทิตย์ที่ทำจากซิลิคอนชนิดผลึกเดี่ยว (Single Crystalline Silicon Solar Cell) หรือที่รู้จักกันในชื่อ Monocrystalline Silicon Solar Cell และชนิดผลึกรวม (Polycrystalline Silicon Solar Cell) ลักษณะเป็นแผ่นซิลิคอนแข็งและบางมาก

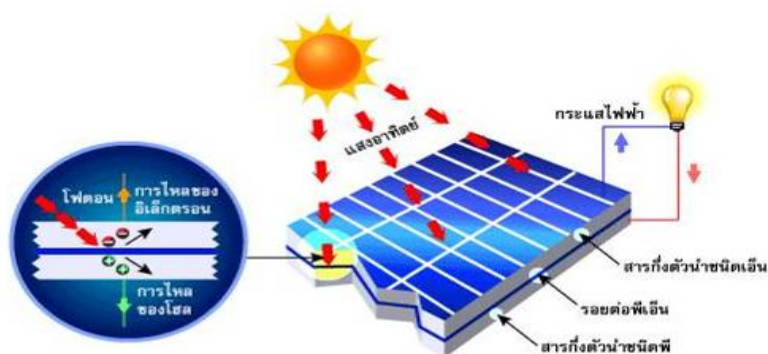
- Polycrystalline Silicon Solar Cell เซลล์แสงอาทิตย์ที่ผลิตจากอะมอร์ฟัสซิลิคอน (Amorphous Silicon Solar Cell) ลักษณะเป็นฟิล์มบางเพียง 0.5 ไมครอน (0.0005 มิลลิเมตร) น้ำหนักเบาและประสิทธิภาพเพียง 5-10 เปอร์เซ็นต์

- Amorphous Silicon Solar Cell เซลล์แสงอาทิตย์ที่ทำจาก สารกึ่งตัวนำอื่นๆ เช่น แกลเลียมอาร์เซไนด์ แคดเมียม เทลลูไรด์ และคอปเปอร์ อินเดียม ไดเซเลไนด์ เป็นต้น มีทั้งชนิดผลึกเดี่ยว (Single Crystalline) และผลึกรวม (Polycrystalline) เซลล์แสงอาทิตย์ที่ทำจากแกลเลียมอาร์เซไนด์ จะให้ประสิทธิภาพสูงถึง 20-25 เปอร์เซ็นต์

1.2.3 โครงสร้างของเซลล์แสงอาทิตย์

มีลักษณะโครงสร้างแบบรอยต่อพีเอ็นของสารกึ่งตัวนำ ซิลิคอนจึงถูกนำมาสร้างเซลล์แสงอาทิตย์ โดยนำซิลิคอนมาถลุงและผ่านขั้นตอนการทำให้บริสุทธิ์จนกระทั่งทำให้เป็นผลึก จากนั้นนำมาผ่านกระบวนการแพร่ซึมสารเจือปนเพื่อสร้างรอยต่อพีเอ็น โดยเมื่อเติมสารเจือฟอสฟอรัสจะเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น เพราะนำไฟฟ้าด้วยอิเล็กตรอนซึ่งมีประจุลบ เมื่อเติมสารเจือโบรอนจะเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี ดังนั้นเมื่อนำสารกึ่งตัวนำชนิดพีและเอ็นมาต่อกัน จะเกิดรอยต่อพีเอ็นขึ้น โครงสร้างของเซลล์แสงอาทิตย์ชนิดซิลิคอนอาจมีรูปร่างเป็นแผ่นวงกลม หรือสี่เหลี่ยมจัตุรัสความหนา 200-400 ไมครอน (0.2-0.4 มิลลิเมตร) ผิวด้านรับแสงจะมีชั้นแพร่ซึมที่มี การนำไฟฟ้า ขั้วไฟฟ้าด้านหน้าที่จะรับแสงจะมีลักษณะคล้ายก้างปลาเพื่อให้ได้พื้นที่รับแสงมากที่สุด ส่วนขั้วไฟฟ้าด้านหลังเป็นขั้วโลหะเติมพื้นผิว

1.2.4 หลักการทำงานทั่วไปของเซลล์แสงอาทิตย์



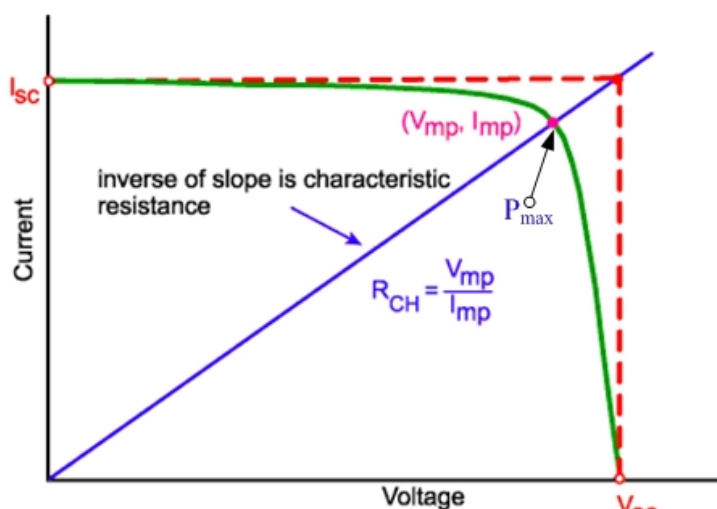
ภาพที่ 1-11 การทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์

เมื่อมีแสงอาทิตย์ตกกระทบบนเซลล์แสงอาทิตย์ จะเกิดการสร้างพาหะนำไฟฟ้าประจุลบและประจุบวกขึ้น ได้แก่อิเล็กตรอนและโฮล โครงสร้างรอยต่อของสารพีเอ็นจะทำหน้าที่สร้างสนามไฟฟ้าขึ้น

ภายในเซลล์เพื่อแยกพาหะนำไฟฟ้าชนิดอิเล็กตรอนไปที่ขั้วลบ และพาหะนำไฟฟ้าชนิดโฮลไปที่ขั้วบวก ปกติพื้นฐานจะใช้สารกึ่งตัวนำชนิดพี ขั้วไฟฟ้าด้านหลังจึงเป็นขั้วบวก ส่วนด้านรับแสงใช้สารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น ขั้วไฟฟ้าจึงเป็นขั้วลบทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าแบบกระแสตรงที่ขั้วไฟฟ้าทั้งสองขั้ว เมื่อต่อครบวงจรจะเกิดกระแสไฟฟ้าไหลขึ้น

1.2.5 คุณสมบัติกระแสและแรงดันของเซลล์แสงอาทิตย์

การทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์นั้น ในขณะที่เซลล์แสงอาทิตย์จ่ายกระแสเพิ่มขึ้นค่าแรงดันจะค่อย ๆ ลดลงจนถึง 0 V ซึ่งจะทำให้ไม่สามารถจ่ายแรงดันคงที่ได้ จึงต้องใช้การทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์ที่อยู่ในช่วงค่าแรงดันไม่ต่ำมากเกินไป โดยจะมีจุดที่เซลล์แสงอาทิตย์ทำงานได้สูงสุด (P_{Max}) ดังภาพที่ 1-12 แสดงกราฟลักษณะสมบัติการทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์ที่จะจ่ายกระแสและแรงดันให้กับโหลด โดยจะมีจุดที่ทำให้สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงสุดที่จุด P_{max}



ภาพที่ 1-12 กราฟลักษณะสมบัติของเซลล์แสงอาทิตย์

1.2.6 ระบบจ่ายกำลังไฟฟ้าโดยเซลล์แสงอาทิตย์ มี 4 ระบบใช้งานดังนี้ [7]

1.2.6.1 ระบบจ่ายไฟสำหรับที่พักอาศัยที่เป็นอิสระ (Off-grid domestic) ระบบนี้จ่ายไฟสำหรับให้บ้านเรือนและหมู่บ้าน ระบบไฟฟ้านี้ไม่ต่อเข้าระบบไฟฟ้าของการไฟฟ้า โดยเซลล์แสงอาทิตย์ผลิตไฟฟ้าสำหรับแสงสว่าง ตู้เย็นและอุปกรณ์ไฟฟ้าอื่นๆ ที่กำลังต่ำๆ และจากข้อมูลหลายๆ ประเทศที่มีระบบจ่ายไฟแบบนี้ จะมีกำลังไฟฟ้าอยู่ประมาณ 1000 W และเป็นทางเลือกทางหนึ่งในการประหยัดและช่วยระบบจ่ายไฟหลักสำหรับบ้านหรือหมู่บ้านที่อยู่ห่างจากระบบจ่ายไฟหลักมากกว่า 1 ถึง 2 กิโลเมตร ในภาพที่ 1-13 แสดงตัวอย่างการติดตั้งเซลล์แสงอาทิตย์ สำหรับที่พักอาศัยที่เกาะง่าม หมู่เกาะช้าง จังหวัดตราด โดยไม่ต่อเข้ากับระบบจ่ายไฟของการไฟฟ้าขนาด 2.5 kW โดยใช้แผงเซลล์แสงอาทิตย์ของบริษัทเอกรัฐโซล่า



ภาพที่ 1-13 ระบบเซลล์แสงอาทิตย์สำหรับที่พักอาศัยที่เกาะง่าม จังหวัดตราด

1.2.6.2 ระบบจ่ายไฟฟ้าสำหรับไม่ใช่ที่พักอาศัยที่ไม่ต่อเข้าระบบจ่ายไฟฟ้าของการไฟฟ้า (Off-grid non-domestic) ระบบจ่ายไฟแบบนี้ถือได้ว่าเป็นงานที่มีการประยุกต์ใช้งานแรกทางด้านการค้าที่ใช้งานบนโลก เพราะเดิมทีนั้นระบบจ่ายไฟด้วยเซลล์แสงอาทิตย์มีใช้งานมานานแล้วในยานหรือกระสวยอวกาศ มีงานจำนวนมากที่ต้องการระบบจ่ายไฟจากเซลล์แสงอาทิตย์แบบนี้ เช่น ระบบสื่อสาร บั๊มน้ำ ตู้แช่ วัคซีน หรือระบบนำร่อง งานเหล่านี้ไม่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูงมากนัก แต่มีความจำเป็นต้องการกำลังไฟฟ้าจ่ายไฟเลี้ยงระบบ ทำให้ราคากระบบจ่ายไฟด้วยเซลล์แสงอาทิตย์นี้สามารถแข่งขันกับระบบจ่ายไฟกำลังต่ำด้วยแหล่งจ่ายอื่นได้ ซึ่งภาพที่ 1-14 แสดงระบบไฟเลี้ยงด้วยเซลล์แสงอาทิตย์สำหรับระบบนำร่องเครื่องบินในประเทศสวิตเซอร์แลนด์



ภาพที่ 1-14 ระบบเซลล์แสงอาทิตย์สำหรับระบบนำร่องเครื่องบินในประเทศสวิตเซอร์แลนด์

1.2.6.3 ระบบจ่ายไฟฟ้าที่ต่อเข้าระบบ (Grid Connected) ระบบเซลล์แสงอาทิตย์แบบนี้ถูกติดตั้งเพื่อจ่ายไฟฟ้าเข้ากับระบบให้ผู้บริโภคหรือต่อโดยตรงเข้ากับระบบไฟของการไฟฟ้า โดยเฉพาะอย่างยิ่งในพื้นที่ของระบบไฟฟ้าที่มีวงพื้นที่จำกัดผู้บริโภคแทนที่จะเป็นระบบจ่ายไฟขนาดใหญ่ ขนาดของระบบนี้ไม่เป็นที่แน่นอน อาจจะมีขนาดถึง 1 MW ที่ติดตั้งบนหลังคาบ้านพักอาศัย ซึ่งในภาพที่ 1-15 แสดงระบบเซลล์แสงอาทิตย์ที่ต่อไฟเข้ากับระบบ (Grid Connected) ที่โรงงานของ บริษัทเอกรัฐโซล่า ที่จังหวัดระยอง มีขนาด 8.28 kW โดยใช้แผงเซลล์แสงอาทิตย์ของบริษัทเอกรัฐโซล่า



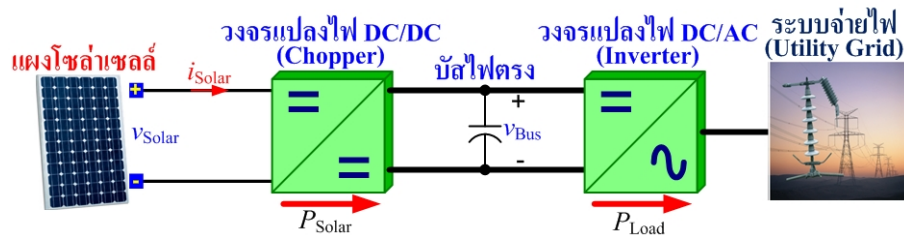
ภาพที่ 1-15 ระบบโซลาร์เซลล์ที่ต่อไฟเข้ากับระบบ (Grid Connected)

1.2.6.4 ระบบจ่ายไฟฟ้าแบบศูนย์กลางที่ต่อเข้าระบบ (Grid Connected) ระบบนี้ทำหน้าที่เป็นศูนย์กลางการจ่ายไฟหรือโรงไฟฟ้าเซลล์แสงอาทิตย์หรือสนามเซลล์แสงอาทิตย์ กำลังไฟฟ้าแบบนี้จะไม่จ่ายไฟให้กับกลุ่มผู้บริโภคกลุ่มใดโดยเฉพาะ เป็นการจ่ายไฟเข้าระบบใหญ่ ดังแสดงในภาพที่ 1-16 เป็นสนามเซลล์แสงอาทิตย์ที่ใหญ่ที่สุดในโลก กำลังสร้างขึ้นที่รัฐออริโซนา ประเทศสหรัฐอเมริกา สามารถผลิตกำลังไฟฟ้าได้ 280 MW ซึ่งจ่ายไฟสำหรับบ้านได้ 70,000 หลังคาเรือน



ภาพที่ 1-16 สนามเซลล์แสงอาทิตย์ที่ใหญ่ที่สุดในโลก

เซลล์แสงอาทิตย์กำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงดังนั้นมีจำเป็นต้องแปลงระดับไฟตรงเป็นระดับไฟตรงที่ต้องการ ก่อนด้วยวงจรแปลงไฟที่เรียกว่า “ซีอ็อปเปอร์” (DC/DC Converter) หลังจากนั้นจึงต้องมีตัวแปลงไฟตรงเป็นไฟสลับ เรียกว่า “อินเวอร์เตอร์” (Inverter, DC/AC Converter) จ่ายไฟฟ้าให้ผู้บริโภคหรือต่อเข้ากับระบบจ่ายไฟของการไฟฟ้า ดังแสดงในภาพที่ 1-17

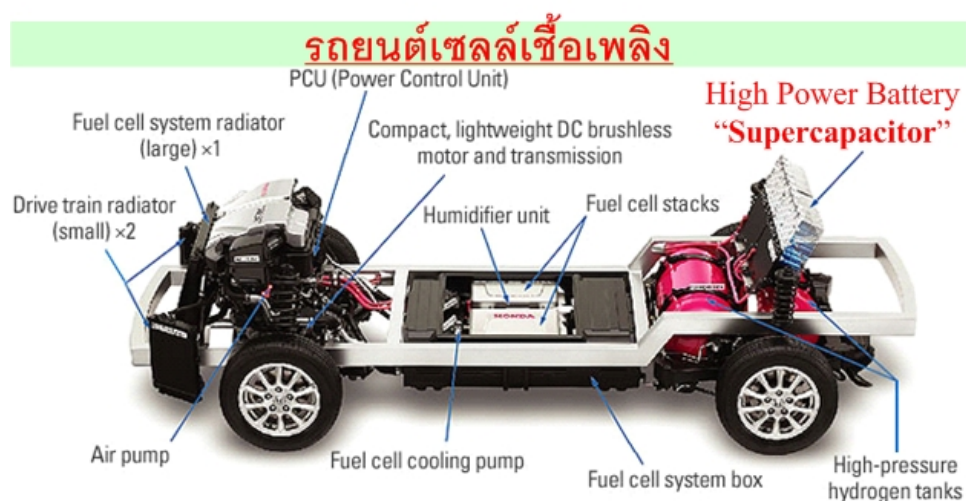


ภาพที่ 1-17 ระบบส่งจ่ายไฟฟ้าด้วยเซลล์แสงอาทิตย์

1.3 แบตเตอรี่ชนิดซูเปอร์คาปาซิเตอร์

ตั้งแต่ต้นทศวรรษที่ 90 ซูเปอร์คาปาซิเตอร์เป็นอุปกรณ์ชนิดใหม่สำหรับนำไปใช้กับงานกำลังไฟฟ้าที่สูงได้เริ่มถูกผลิตขึ้น [8] หน่วยความจุของคาปาซิเตอร์จะมีหน่วย ฟาราดส์ (Farads) ปัจจุบันความจุของซูเปอร์คาปาซิเตอร์มีค่าสูงมากถึงเป็น “พันฟาราดส์” โดยมีระดับความจุของพลังงานที่ประมาณ $5 \text{ Wh} \cdot \text{kg}^{-1}$ ซึ่งมีความจุเป็นล้านเท่าเมื่อเปรียบเทียบกับคาปาซิเตอร์ชนิดอิเล็กทรอนิกส์ (เป็นคาปาซิเตอร์ที่ใช้ในงานวงจรอิเล็กทรอนิกส์) แต่ซูเปอร์คาปาซิเตอร์หนึ่งเซลล์จะทนต่อแรงดันไฟฟ้าได้น้อยไม่เกิน 3 V นอกจากนี้กระบวนการทางไฟฟ้าสถิตของอุปกรณ์ชนิดนี้ คือพยายามลดค่าความต้านทานภายในให้น้อยที่สุด ทำให้ได้ระดับกำลังงาน $\text{kW} \cdot \text{kg}^{-1}$ ที่สูง ในปริมาณมากกว่า 2 เท่าเมื่อเปรียบเทียบกับแบตเตอรี่แบบตะกั่ว [9]

ส่วนประกอบที่ใหม่ของอุปกรณ์เก็บพลังงานชนิดนี้ ช่วยเติมเต็มช่องว่างระหว่างคาปาซิเตอร์ชนิดอิเล็กทรอนิกส์กับแบตเตอรี่แบบเดิม และยังทำให้เกิดการจัดการพลังงานไฟฟ้าในแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบผสม แหล่งจ่ายแบบนี้จะใช้ซูเปอร์คาปาซิเตอร์เป็นแหล่งพลังงานสำรองควบคู่ไปกับแหล่งจ่ายพลังงานหลัก จากหลักการดังกล่าวจะรวมเอาข้อดีของเทคโนโลยีในการเก็บสะสมพลังงานคือระดับปริมาณพลังงาน และกำลังไฟฟ้าที่มีมากพอสำหรับการใช้งานที่ยาวนาน อีกทั้งลดปริมาตรและน้ำหนักของแหล่งจ่ายให้น้อยที่สุด ภาพที่ 1-18 แสดงรถยนต์ไฮโดรเจน (รถยนต์เซลล์เชื้อเพลิง) ต้นแบบที่มีซูเปอร์คาปาซิเตอร์เป็นแหล่งจ่ายไฟสำรองให้กับระบบ



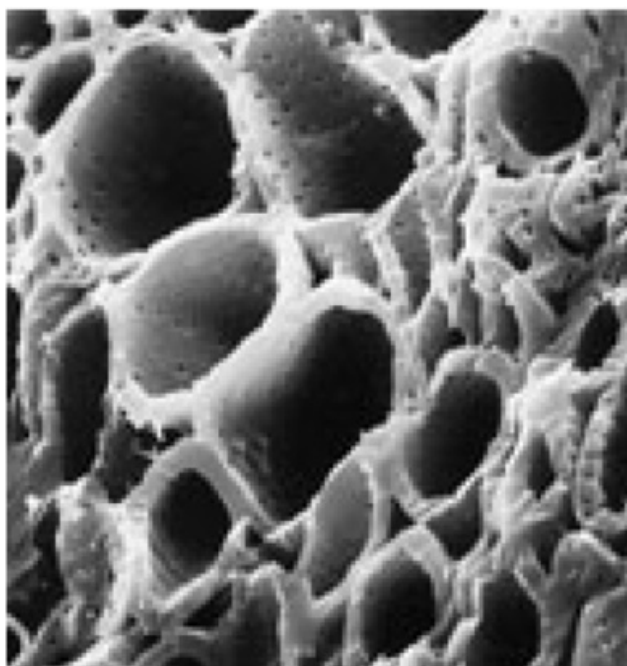
ภาพที่ 1-18 แนวคิดรถยนต์เซลล์เชื้อเพลิงในอนาคต

1.3.1 หลักการทำงานของซูเปอร์คาปาซิเตอร์

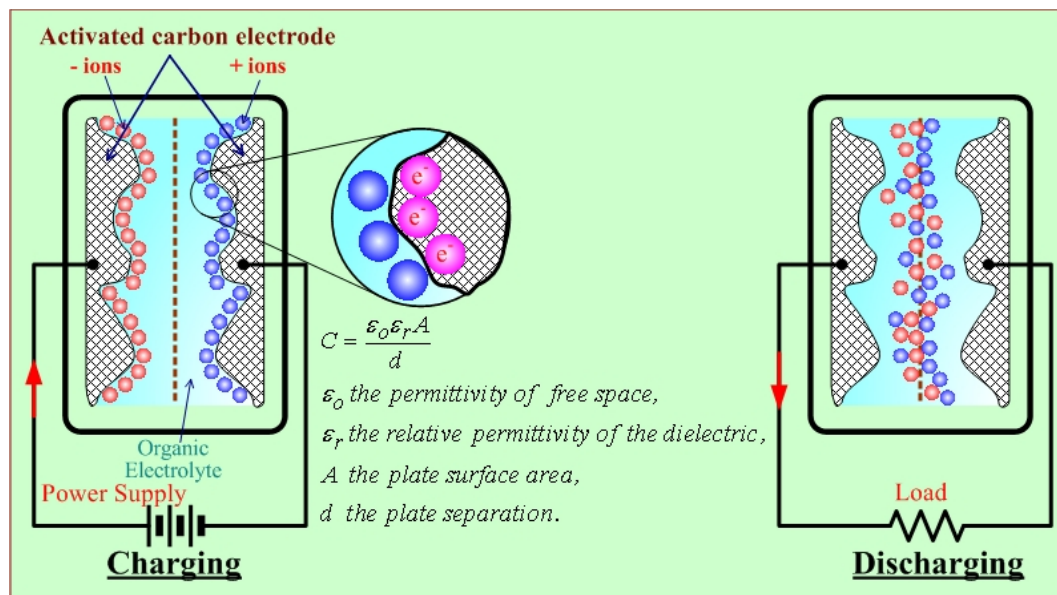
เป็นหลักการพื้นฐานของคาปาซิเตอร์แบบประจุไฟฟ้า 2 ชั้น (Electric Double-Layer) จากคุณสมบัติประจุไฟฟ้าระหว่างตัวนำไฟฟ้าชนิดแข็งกับตัวนำประจุไฟฟ้าของเหลว คุณสมบัตินี้ถูกค้นพบในปี ค.ศ. 1853 โดย Helmholtz (นักวิทยาศาสตร์ที่ยิ่งใหญ่และผู้คิดสูตรทฤษฎีเทอร์โมไดนามิกส์ ในศตวรรษที่ 19) การเก็บพลังงานได้จากพื้นที่ถ่ายเทประจุระหว่างของแข็งกับของเหลวภายใต้ไฟฟ้าสถิตจากแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้พื้นที่ถ่ายเทประจุนี้เรียกว่าประจุไฟฟ้า 2 ชั้น มีความหนาจำกัดในระดับนาโนเมตร ตามหลักฟิสิกส์ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ก็คือตัวเก็บประจุไฟฟ้า (Capacitor) ที่รู้จักกันทั่วไป การเก็บสะสมพลังงานใช้หลักการของไฟฟ้าสถิต ไม่ใช่แบบไฟฟ้าเคมีที่ใช้กับแบตเตอรี่จึงทำให้ศักยภาพของซูเปอร์คาปาซิเตอร์สูงขึ้น วัสดุไดอิเล็กทริกส์ประกอบด้วยโมเลกุลความเข้มสูง อย่างแรกทำให้มีค่าความจุที่สูง (ระหว่าง $10 \mu\text{F}\cdot\text{cm}^{-2}$ ถึง $30 \mu\text{F}\cdot\text{cm}^{-2}$) แต่ทนแรงดันได้ต่ำ (ประมาณ 2.5 V สำหรับสารละลายชนิดออร์แกนิก (organic solvent)) เนื่องจากถูกจำกัดด้วยการแยกตัวของสารละลาย

เพื่อรักษาข้อดีของหลักการประจุไฟฟ้า 2 ชั้นในด้านพลังงานและความจุไฟฟ้า จึงจำเป็นที่จะต้องเพิ่มพื้นที่ผิวสัมผัสระหว่างอิเล็กโทรดกับอิเล็กโทรไลต์ โดยไม่เพิ่มปริมาตรมากเกินไปเพื่อให้ได้ตามจุดประสงค์นี้ จึงมีการใช้วัสดุอิเล็กโทรดแบบมีพรongที่มีพื้นที่ผิวสัมผัสสูงมาก เทคโนโลยีที่ใช้กันแพร่หลายมากที่สุดโดยการใช้แอคทีฟคาร์บอน ดังแสดงในภาพที่ 1-19 ที่ทำให้พื้นที่ผิวสัมผัสมีมากกว่า $1000 \text{ m}^2\cdot\text{g}^{-1}$ จนถึง $3000 \text{ m}^2\cdot\text{g}^{-1}$ และทำให้ได้ความจุสูงหลายร้อยฟาราดส์ต่อหนึ่งเซลล์ดังแสดงในภาพที่ 1-20 และ 1-21 ประกอบด้วย

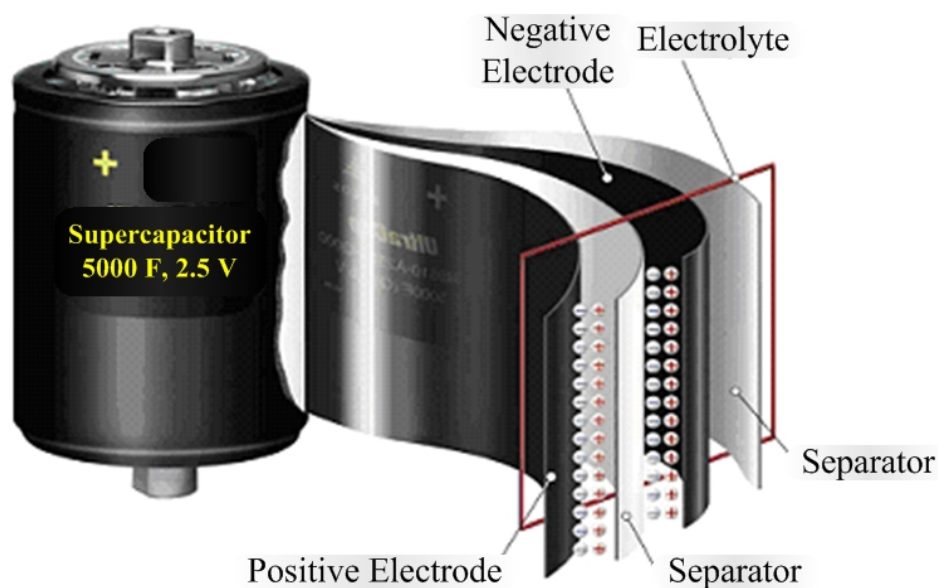
- อิเล็กโทรด 2 ตัวชนิดคาร์บอนเป็นพรongในอิเล็กโทรไลต์
- เมมเบรนที่เป็นฉนวนทางไฟฟ้าแต่เป็นตัวนำประจุระหว่างอิเล็กโทรด ป้องกันการลัดวงจร
- ขั้วต่อที่เป็นโลหะ โดยปกติเป็นอะลูมิเนียม



ภาพที่ 1-19 โครงสร้าง Microscopic ของวัสดุอิเล็กโทรดแบบ active carbon ในซูเปอร์คาปาซิเตอร์



ภาพที่ 1-20 หลักการทำงานของซูเปอร์คาปาซิเตอร์



ภาพที่ 1-21 โครงสร้างของซูเปอร์คาปาซิเตอร์

1.3.2 เทคโนโลยีซูเปอร์คาปาซิเตอร์

แนวคิดของซูเปอร์คาปาซิเตอร์มีมานานแล้ว ตั้งแต่การค้นพบหลักการของประจุไฟฟ้าแบบ 2 ชั้น (electric double layer) แต่อย่างไรก็ตาม สิทธิบัตรแรกเกี่ยวกับซูเปอร์คาปาซิเตอร์เป็นของบริษัท General Electric ลงทะเบียนในปี ค.ศ. 1957 ผู้ประดิษฐ์ได้อธิบายการเก็บสะสมพลังงานโดยประจุไฟฟ้าแบบ 2 ชั้นที่ถูกพัฒนาจากการประสานระหว่างอิเล็กโทรดที่เป็นคาร์บอนแบบมีพรong และอิเล็กโทรไลต์ที่เป็นของเหลว (กรดซัลฟูริก) ในปี ค.ศ. 1969 สิทธิบัตรอีกชิ้นจากบริษัท SOHIO ได้ทำการจดทะเบียนซึ่งได้อธิบายซูเปอร์คาปาซิเตอร์ที่ทนแรงดันไฟฟ้าสูงกว่า โดยใช้อิเล็กโทรไลต์ที่ไม่เป็นของเหลว

เทคโนโลยีการเก็บสะสมพลังงานของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ได้ถูกใช้งานอย่างประสบความสำเร็จที่เมืองโคโลญน์ประเทศเยอรมันนี้และล่าสุดได้มีการนำซูเปอร์คาปาซิเตอร์ไปใช้ในงานรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้คงที่สำหรับระบบไฟฟ้าในอุตสาหกรรม ลิฟต์ และรถไฟไฟฟ้า

แรงดันของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ $v_C(t)$ สามารถคำนวณได้จากสมการที่รู้จักกันเป็นอย่างดี [10] คือ

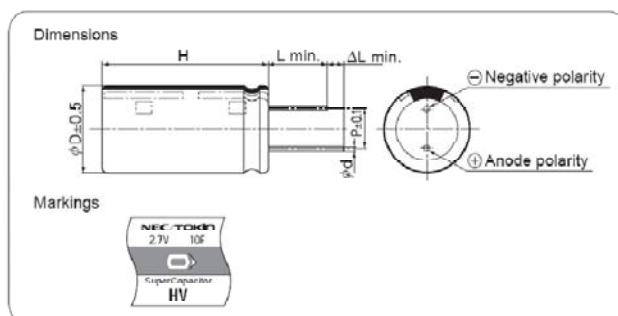
$$v_C(t) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i_C(t) \cdot dt + v_C(t_0) \quad (1-4)$$

ซึ่ง $i_C(t)$ คือกระแสชาร์จของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ [A] C คือค่าความจุ [F]

ขณะที่พลังงานที่เก็บสะสมในซูเปอร์คาปาซิเตอร์ $E_C(t)$ [Joule, J] ก็สามารถคำนวณได้จากสมการพื้นฐานคือ

$$E_C(t) = \frac{1}{2} C \cdot v_C^2(t) \quad (1-5)$$

ขณะที่งานการค้ำของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ได้เริ่มต้นเพียงไม่กี่ปี อุปกรณ์ที่ประกอบด้วยอิเล็กโทรดที่เป็นคาร์บอนและอิเล็กโทรไลต์ที่เป็นแบบของเหลวและอวกาศส่วนใหญ่ผลิตโดยบริษัท NEC และ Matsushita ซึ่งมีขนาดเล็ก (ค่าความจุต่ำประมาณ $0.5 \text{ Wh} \cdot \text{kg}^{-1}$) สำหรับใช้ในงานด้านสัญญาณ เช่นหน่วยความจำสำรอง ตั้งแต่ต้นยุคปี ค.ศ. 1990 ภาพที่ 1-22 แสดงขนาดตัวอย่างซูเปอร์คาปาซิเตอร์ขนาดเล็กขนาด 2.7 V, 10 F, 22 F, 50 F และ 100 F ของบริษัท NEC และในภาพที่ 1-23 แสดงขนาดตัวอย่างซูเปอร์คาปาซิเตอร์ขนาดเล็กขนาด 24 V, 0.4 F ของบริษัท ABB ที่ผลิตจำหน่ายในปัจจุบัน



Standard Rating

Part No.	Max. Rated Voltage (Vdc)	Nominal Capacitance (F)	Max. ESR (at 1 kHz) (mΩ)	Max. Current at 30 minutes (mA)	Dimensions (Unit: mm)						Weight (g)
					ØD	H	P	Ød	I	ΔL	
HV0E106N	2.7	10	500	8	10.0	35±2	5.0	0.6	15.0	5.0	4.5
HV0E226N	2.7	22	500	18	12.5	35±2	5.0	0.6	15.0	5.0	6.5
HV0E506N	2.7	50	100	40	18.0	40±5	7.5	0.8	15.0	5.0	14.0
HV0E107N	2.7	100	100	80	22.0	50±5	10.2	1.0	18.0	7.0	24.0

ภาพที่ 1-22 ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ขนาดเล็กของบริษัท NEC

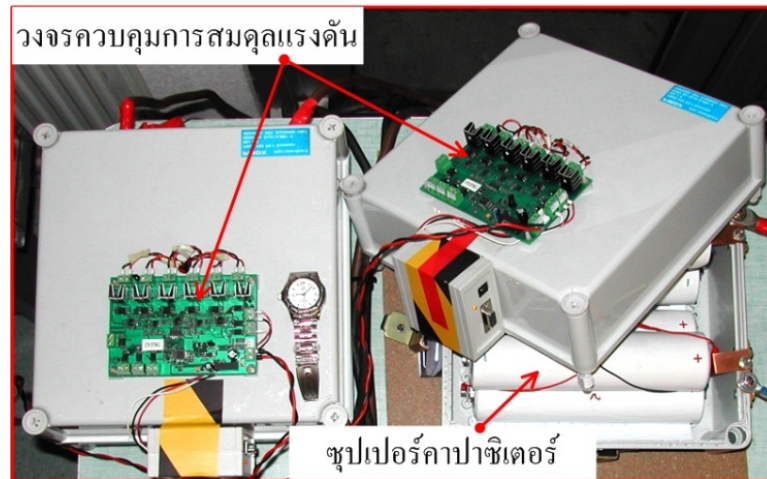


ภาพที่ 1-23 ซุปเปอร์คาปาซิเตอร์ขนาดเล็ก (24 V, 0.4 F, 5.7 kW)

ซุปเปอร์คาปาซิเตอร์มีการนำไปใช้ในงานอุตสาหกรรมที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง (มีค่าความจุเป็น kF มีระดับความหนาแน่นพลังงาน ($\text{Wh}\cdot\text{kg}^{-1}$) และกำลังไฟฟ้า $\text{kW}\cdot\text{kg}^{-1}$ ที่สูงมาก) ซึ่งสามารถหาซื้อได้ในปัจจุบัน ซุปเปอร์คาปาซิเตอร์หนึ่งเซลล์จะมีแรงดันต่ำมาก ดังนั้นเมื่อนำไปต่อใช้งานจะนำมาต่ออนุกรมกันเพื่อเพิ่มระดับแรงดันและถ้าต้องการเพิ่มความจุก็จะนำมาต่อขนานกันได้อีกเป็นวิธีการเดียวกับแบตเตอรี่ ในภาพที่ 1-24 แสดงซุปเปอร์คาปาซิเตอร์ต้นแบบของบริษัท SAFT ขนาด 3500 F, 2.5 V, 500 A, 0.65 kg ภาพที่ 1-25 แสดงซุปเปอร์คาปาซิเตอร์ของบริษัท SAFT โมดูลขนาดเล็ก 12 ตัว ต่ออนุกรมกัน ($292 \text{ F} = 3500/12$, $30 \text{ V} = 2.5 \times 12$) และภาพที่ 1-26 แสดงซุปเปอร์คาปาซิเตอร์ของบริษัท SAFT โมดูลขนาดใหญ่ 108 ตัว ต่ออนุกรมกัน ($32.4 \text{ F} = 3500/108$, $270 \text{ V} = 2.5 \times 108$) ภาพที่ 1-27 แสดงซุปเปอร์คาปาซิเตอร์ของบริษัท Maxwell (เรียกว่า Booscap) 1 เซลล์ (รุ่น BCAP1200 P270: 1200 F, 2.7 V, 0.3 kg, 0.294 ลิตร) และโมดูลที่ BCAP1200 ต่ออนุกรมกัน 12 ตัว ($100 \text{ F} = 1200/12$, $32 \text{ V} = 2.7 \times 12$) และภาพที่ 1-28 แสดงซุปเปอร์คาปาซิเตอร์โมดูลสำหรับรถยนต์ไฟฟ้าขนาด 29 F, 250 V, 45 kW, 53 kg เป็นซุปเปอร์คาปาซิเตอร์ของบริษัท Maxwell สำหรับงานสำรองไฟกำลังสูง ขณะที่ตารางที่ 1-1 เป็นตัวอย่างซุปเปอร์คาปาซิเตอร์แต่ละผู้ผลิตที่มีจำหน่ายในปัจจุบัน



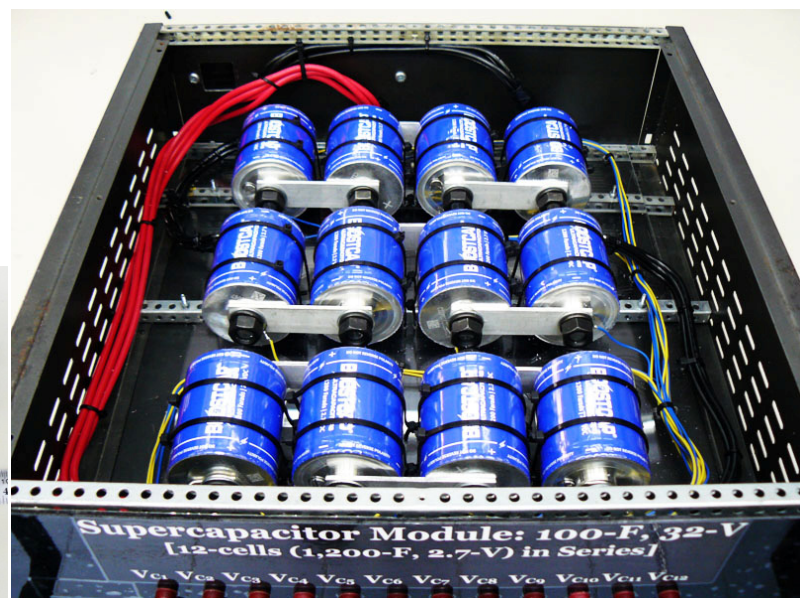
ภาพที่ 1-24 ซุปเปอร์คาปาซิเตอร์ต้นแบบของบริษัท SAFT



ภาพที่ 1-25 ชุดเปอร์คาปาซิเตอร์ของบริษัท SAFT โมดูลขนาดเล็ก 12 ตัว ต่ออนุกรมกัน



ภาพที่ 1-26 ชุดเปอร์คาปาซิเตอร์ของบริษัท SAFT โมดูลขนาดใหญ่ 108 ตัว ต่ออนุกรมกัน



ภาพที่ 1-27 ชุดเปอร์คาปาซิเตอร์ของบริษัท Maxwell (เรียกว่า Booscap) 1 เซลล์ และโมดูลที่ BCAP1200 ต่ออนุกรมกัน 12 ตัว



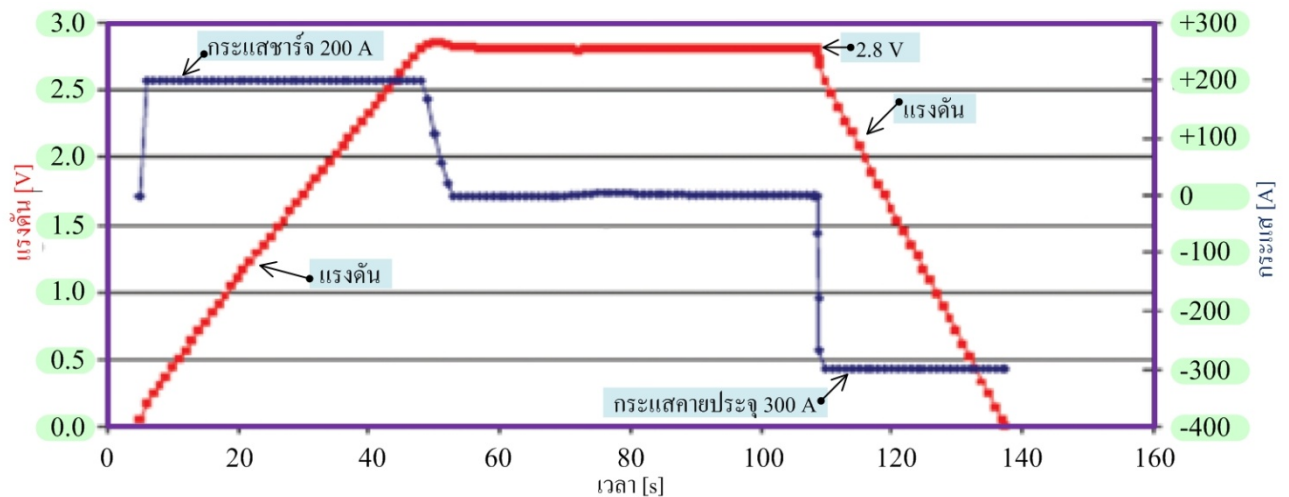
ภาพที่ 1-28 ชุปเปอร์คาปาซิเตอร์โมดูลสำหรับรถยนต์ไฟฟ้า

ตารางที่ 1-1 ลักษณะสมบัติของซุปเปอร์คาปาซิเตอร์ที่มีจำหน่ายในปัจจุบัน

ผู้ผลิต	แรงดัน [V]	ความจุ [F]	ESR [mΩ]	Wh·kg ⁻¹	W·kg ⁻¹	น้ำหนัก [kg]	ปริมาตร [Litre]
Maxwell*	2.7	2800	.48	4.45	900	.475	.320
Apowercap**	2.7	590	.9	5.0	2618	.087	.062
Ness	2.7	1800	.55	3.6	975	.38	.277
Ness	2.7	5085	.24	4.3	958	.89	.712
Asahi Glass (PC)	2.7	1375	2.5	4.9	390	.210 (estimated)	.151
Panasonic (PC)	2.5	1200	1.0	2.3	514	.34	.245
LS Cable	2.8	3200	.25	3.7	1400	.63	.47
BatScap	2.7	2680	.20	4.2	2050	.50	.572
Power Sys. (PC)**	2.7	1350	1.5	4.9	650	.21	.151

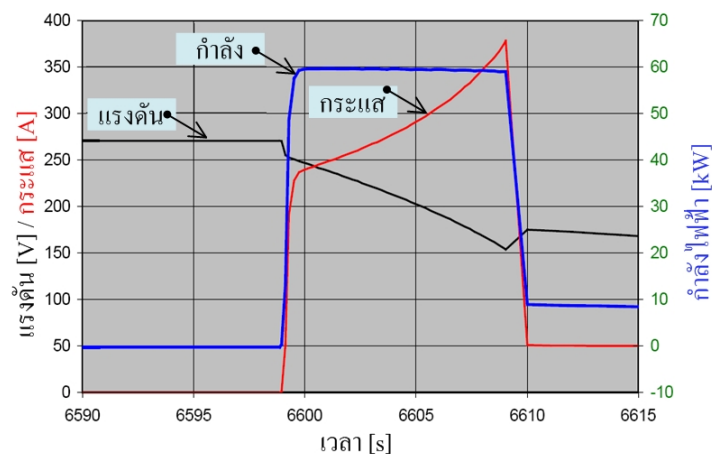
1.3.3 ลักษณะสมบัติของซุปเปอร์คาปาซิเตอร์

การนำซุปเปอร์คาปาซิเตอร์ไปใช้งานสำหรับเป็นระบบสำรองไฟช่วงสั้น ๆ แต่จะทำงานที่จ่ายกระแสหรือกำลังไฟฟ้าที่สูง ภาพที่ 1-29 แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสของซุปเปอร์คาปาซิเตอร์ ขณะทำการทดสอบซุปเปอร์คาปาซิเตอร์ 1 เซลล์ (2.8 V, 3200 F) ของ บริษัท LS Cable ขณะเก็บประจุ ที่กระแสคงที่ 200 A และคายประจุที่กระแส 300 A



ภาพที่ 1-29 ลักษณะสมบัติของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ 1 เซลล์

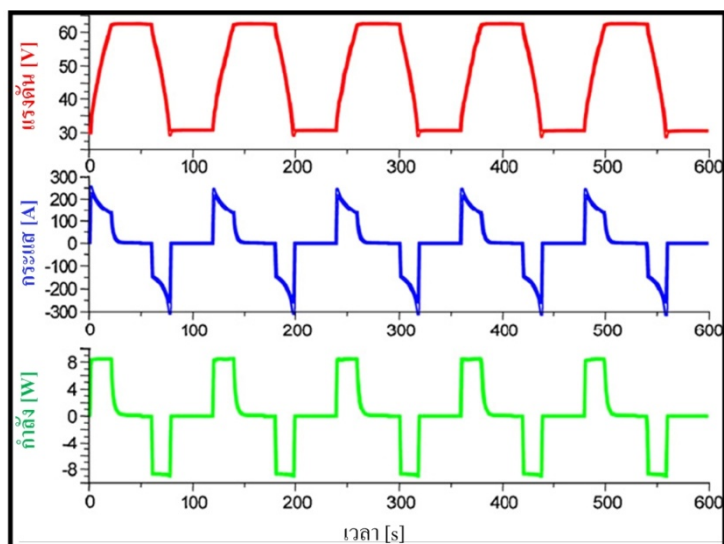
ขณะที่ภาพที่ 1-30 แสดงสัญญาณแรงดัน กระแสและกำลังของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ ขณะทำการทดสอบซูเปอร์คาปาซิเตอร์ของบริษัท SAFT โมดูลขนาดใหญ่ 108 ตัว ต่ออนุกรมกัน (32.4 F, 270 V) ขณะจ่ายไฟที่กำลังไฟฟ้าคงที่ 60 kW ก่อนจ่ายไฟแรงดันซูเปอร์คาปาซิเตอร์โมดูลถูกชาร์จเต็มที่ 270 V หมายความว่ามีความเก็บสะสมในซูเปอร์คาปาซิเตอร์โมดูลอยู่ 1.2 MJ ที่เวลา 6598 วินาที ซูเปอร์คาปาซิเตอร์โมดูลถูกบังคับให้จ่ายกำลังไฟฟ้าที่คงที่ 60 kW เราจะสังเกตได้ว่าแรงดันของซูเปอร์คาปาซิเตอร์โมดูลลดลงเพราะมีการจ่ายพลังงานออกไปนั่นเอง ซึ่งเป็นไปตามสมการที่ 1-4 และสมการที่ 1-5 ทำให้กระแสของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ค่อย ๆ เพิ่มขึ้น (จ่ายกระแสมากขึ้น) เพราะกำลังไฟฟ้าคงที่



ภาพที่ 1-30 ลักษณะสมบัติของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ของบริษัท SAFT โมดูลขนาดใหญ่ 108 ตัว

การทดสอบสัญญาณแรงดัน กระแสและกำลังของซูเปอร์คาปาซิเตอร์โมดูล เป็นการทดสอบรอบการชาร์จประจุและคายประจุที่ กำลังไฟฟ้าคงที่ 20 kW ระยะเวลา 20 วินาที ทำให้แรงดันซูเปอร์คาปาซิเตอร์โมดูลเพิ่มขึ้นและลดลงอยู่ในช่วง 62.5 V ถึง 30 V จากการทดสอบทั้งหมดจะเห็นได้ว่าซูเปอร์

คาปาซิเตอร์สามารถชาร์จและจ่ายไฟที่กำลังไฟสูงและรวดเร็ว ซึ่งเป็นลักษณะสมบัติที่แบตเตอรี่ไม่สามารถทำงานได้ ทำให้เป็นจุดเด่นที่สำคัญของซูเปอร์คาปาซิเตอร์นั่นเอง ภาพที่ 1-31 แสดงลักษณะสมบัติของซูเปอร์คาปาซิเตอร์โมดูล รุ่น BCAP010A 2600 F, 2.5 V ต่ออนุกรมกัน 25 ตัว ของบริษัท Maxwell

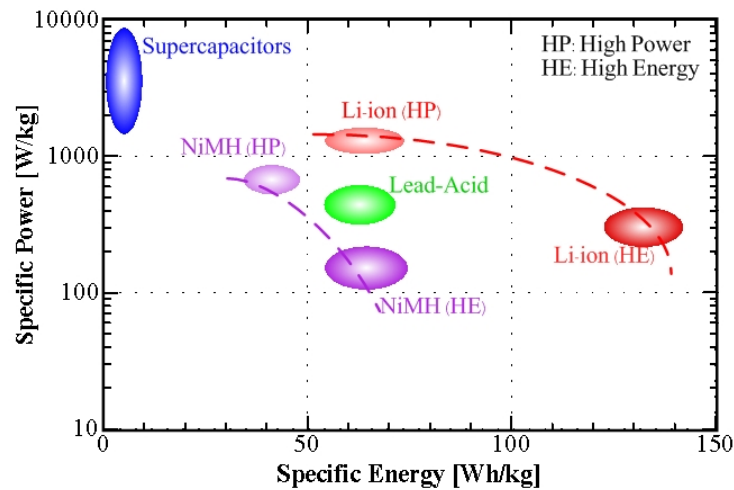


ภาพที่ 1-31 ลักษณะสมบัติของซูเปอร์คาปาซิเตอร์โมดูล รุ่น BCAP010A ของบริษัท Maxwell

1.3.4 เปรียบเทียบแบตเตอรี่กับซูเปอร์คาปาซิเตอร์

เนื่องจากแบตเตอรี่ทั่วๆ ไปมีค่าความต้านทานภายในที่สูงกว่าซูเปอร์คาปาซิเตอร์ ทำให้ประสิทธิภาพในการชาร์จและคายประจุของแบตเตอรี่มีค่าต่ำกว่า เพราะค่าความต้านทานภายในทำให้เกิดค่าสูญเสียในรูปของความร้อนนั่นเอง ดังนั้นในงานกำลังไฟสูงๆ ถ้าระบบสำรองไฟเป็นแบตเตอรี่ จำเป็นต้องติดตั้งระบบระบายความร้อนด้วย ทำให้มีค่าใช้จ่ายมากขึ้น เราสามารถสรุปประสิทธิภาพรอบการชาร์จและคายประจุของแบตเตอรี่อยู่ที่ประมาณ 80 เปอร์เซ็นต์ ขณะที่ของซูเปอร์คาปาซิเตอร์มีค่าสูงกว่าอยู่ที่ประมาณ 95 เปอร์เซ็นต์ [9], [10]

ยิ่งกว่านั้น จุดด้อยของแบตเตอรี่อีกอย่างคือใช้เวลาการชาร์จที่นานมาก ถูกจำกัดโดยปริมาณกระแสที่ชาร์จ เนื่องจากเป็นคุณสมบัติทางไฟฟ้าเคมีของตัวแบตเตอรี่เอง ขณะที่ซูเปอร์คาปาซิเตอร์สามารถชาร์จได้ที่กระแสสูงมากทำให้ชาร์จได้เร็วมาก ในภาพที่ 1-32 เปรียบเทียบพลังงานต่อน้ำหนัก ($\text{Wh} \cdot \text{kg}^{-1}$) กับกำลังงานต่อน้ำหนัก ($\text{W} \cdot \text{kg}^{-1}$) ของเทคโนโลยีซูเปอร์คาปาซิเตอร์ แบตเตอรี่แบบตะกั่ว (Lead-Acid) แบบลิเทียมไอออนและแบบนิเกิลเมททอลไฮไดรด์ จะเห็นได้ชัดว่าถึงแม้ว่าแบตเตอรี่ จะมีพลังงานต่อน้ำหนัก ($\text{Wh} \cdot \text{kg}^{-1}$) ที่สูงกว่าซูเปอร์คาปาซิเตอร์อยู่มากก็ตาม แต่ต้องไม่ลืมว่าซูเปอร์คาปาซิเตอร์สามารถจ่ายไฟได้เร็วมากเพราะมีค่าความต้านทานภายในที่ต่ำกว่าแบตเตอรี่ ขณะที่อายุการใช้งานของแบตเตอรี่แบบตะกั่วอยู่ที่ 1000 รอบ (Charge/Discharge Cycle) แต่ซูเปอร์คาปาซิเตอร์จะมีอายุการใช้งานที่นานมาก เราอาจจะประมาณได้ว่ามีอายุเป็นอนันต์ [11]

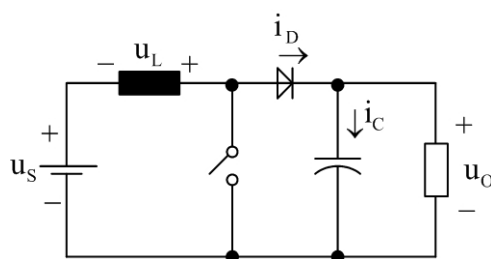


ภาพที่ 1-32 เปรียบเทียบพลังงานต่อน้ำหนัก ($\text{Wh}\cdot\text{kg}^{-1}$) กับกำลังงานต่อน้ำหนัก ($\text{W}\cdot\text{kg}^{-1}$) ของเทคโนโลยีซูเปอร์คาปาซิเตอร์ แบตเตอรี่แบบตะกั่ว (Lead-Acid) แบบลิเทียมไอออนและแบบนิกเกิลเมทัลไฮไดรด์

1.4 วงจรแปลงไฟแบบทิศทางเดียวสำหรับเซลล์เชื้อเพลิงและเซลล์แสงอาทิตย์

เมื่อพิจารณาวงจรแปลงผันแรงดันดังภาพที่ 1-33 ที่จะนำมาต่อใช้งานร่วมกับเซลล์เชื้อเพลิงและเซลล์แสงอาทิตย์เพื่อที่จะนำพลังงานไฟฟ้าที่ผลิตได้ไปใช้งาน จึงเลือกวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ [12] ซึ่งเป็นวงจรที่ทำหน้าที่เพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกให้สูงกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าโดยอาศัยการเก็บและคายพลังงานจากตัวเหนี่ยวนำและมีจำนวนอุปกรณ์น้อย ออกแบบง่าย ในการพิจารณาหลักการทำงานของวงจร มีเงื่อนไขการทำงานคือ

- กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ณ ตำแหน่งเดียวกันในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากันและมีค่าเป็นบวกเสมอ
- แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์ หมายถึงผลรวมของผลคูณระหว่างแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำกับเวลาในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์
- ตัวเก็บประจุทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าคงที่
- กำลังไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับกำลังไฟฟ้าด้านออก กรณีนี้ไม่คำนึงถึงการสูญเสียเนื่องจากการทำงานของวงจร โดยกำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ ทำให้สรุปได้ว่าประสิทธิภาพของวงจรเป็นหนึ่งร้อยเปอร์เซ็นต์

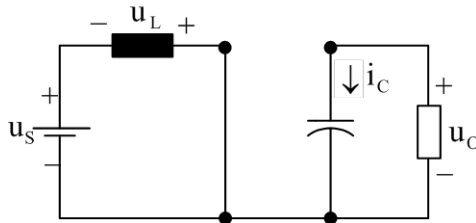


ภาพที่ 1-33 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

1.4.1 หลักการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ [13], [14]

เพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกตามต้องการ จะเริ่มต้นจากข้อกำหนดที่ว่าแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลาจะเท่ากับศูนย์และสามารถหากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้โดยวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมด ทั้งนี้การทำงานต้องอยู่ในช่วงสภาวะคงตัวดังนี้

1.4.1.1 ขณะสวิตช์นำกระแส



ภาพที่ 1-34 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส

พิจารณาจากภาพที่ 1-34 พบว่าแรงดันที่แหล่งจ่าย u_S มีค่าเท่ากับแรงดันตกคร่อม u_L ไดโอดจะถูกไบอัสกลับ จึงสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$-u_S + u_L = 0 \quad (1-6)$$

$$u_L = u_S = L \frac{di_L}{dt}$$

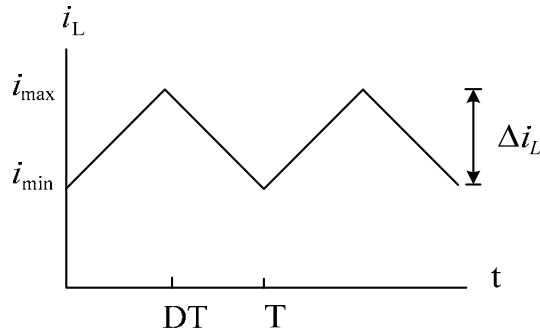
$$\frac{di_L}{dt} = \frac{u_S}{L} \quad (1-7)$$

ขณะที่สวิตช์นำกระแส $dt = DT$ เมื่ออัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสคงที่ อาจจะถือว่าการเพิ่มของกระแสไฟฟ้าเป็นเชิงเส้น ทำให้สามารถคำนวณได้จาก

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{u_S}{L} \quad (1-8)$$

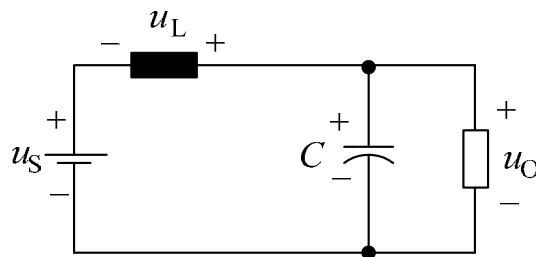
$$\Delta i_{L,on} = \frac{u_S DT}{L} \quad (1-9)$$

$\Delta i_{L,on}$ หมายถึงอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์นำกระแส กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำดังภาพที่ 1-35 ที่ได้จากการวิเคราะห์การทำงาน



ภาพที่ 1-35 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

1.4.1.2 ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส



ภาพที่ 1-36 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส

เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสดังภาพที่ 1-36 กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดไม่ได้ ไดโอดจะถูกไบอัสไปข้างหน้าให้นำกระแส ทำให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำอย่างต่อเนื่อง สมมติแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตมีค่าคงที่ จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้สมการของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำดังนี้

$$-u_S + u_L + u_O = 0 \quad (1-10)$$

$$u_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (1-11)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{u_S - u_O}{L} \quad (1-12)$$

ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส $dt = (1-D)T$ อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าคงที่ และจะถือว่าการลดลงของกระแสเป็นเชิงเส้นดังภาพที่ 1-35 ทำให้สามารถคำนวณได้จาก

$$\Delta i_{L,off} = \left(\frac{u_S - u_O}{L} \right) (1-D)T \quad (1-13)$$

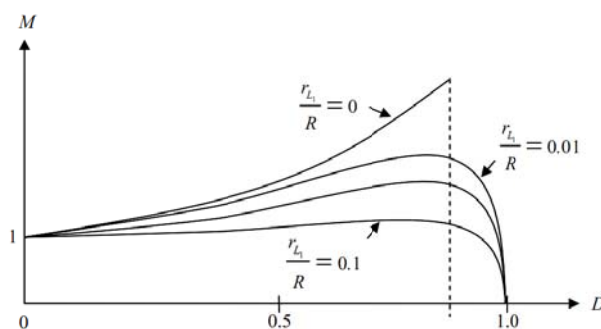
ที่สภาวะคงตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำตัวเหนี่ยวนำสุทธิ มีค่าเท่ากับศูนย์ จะได้แรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยจากวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์จะได้ดังสมการที่ (1-14)

$$\frac{u_O}{u_S} = \frac{1}{1-D} \quad (1-14)$$

อัตราการแปลงผันแรงดัน (M) หาได้ดังนี้

$$M = \frac{U_O}{U_S} \quad (1-15)$$

จากภาพที่ 1-37 เมื่อแทนวัฏจักรงาน (D) ให้เข้าสู่ค่า 1 จะทำให้อัตราการแปลงผันแรงดัน (M) จะมีค่าลดลงเป็นศูนย์ แทนที่จะเป็นอนันต์เหมือนในอุดมคติ ดังนั้นค่าความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำมีผลต่ออัตราขยายนี้ กล่าวคือถ้าค่าความต้านทานมีค่าน้อยมาก ($r_{L1}=0.01$) อัตราขยายมีค่ามากกว่า เมื่อมีความต้านทานน้อย ($r_{L1}=0.1$) เนื่องจากเกิดการสูญเสียที่ตัวเหนี่ยวนำมากขึ้น แต่สุดท้ายเมื่อค่าวัฏจักรงาน (D) มีค่าเป็น 1 อัตราขยายจะมีค่าเป็นศูนย์



ภาพที่ 1-37 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราการแปลงผันและวัฏจักรงาน เมื่อ r_{L1}/R มีการเปลี่ยนแปลง R คือค่าความต้านทานที่ต่อเป็นโหลดทางไฟฟ้า r_{L1} คือค่าความต้านทานภายในขดลวดเหนี่ยวนำ

การได้มาซึ่งอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตต่อแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุตเมื่อเพิ่มค่า D เป็นการเพิ่มอัตราขยายแรงดันไฟฟ้า ซึ่งการเพิ่มอัตราขยายนี้จะเพิ่มแบบไม่เป็นเชิงเส้น ในทางปฏิบัตินิยมปรับอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าไม่เกิน 5 เท่า ทั้งนี้เพื่อให้วงจรมีความเสถียรภาพ

1.4.1.3 แรงดันกระเพื่อมด้านเอาต์พุต (Output Voltage Ripple) การทำงานของวงจรบัสต์นั้นจะต้องได้แรงดันเอาต์พุตที่สูงกว่าแรงดันอินพุต ถ้าไม่เป็นเช่นนั้นแสดงว่าตัวเหนี่ยวนำไม่คายพลังงานเสริมแรงดันอินพุต เมื่อสวิตช์ปิดวงจร (Turn On) แรงดันเอาต์พุตจะได้ออกจากการคายประจุของตัวเก็บประจุเพียงอย่างเดียว เพราะฉะนั้นขนาดของตัวเก็บประจุขึ้นอยู่กับขนาดของแรงดันเอาต์พุตและโหมดการทำงาน

ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะให้ขนาดของตัวเก็บประจุมีขนาดใหญ่เพื่อที่จะทำให้ขนาดของแรงดันกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุตมีขนาดลดลง ตัวเก็บประจุจะคายพลังงานให้อาต์พุตในช่วงเวลาที่สวิตช์ปิดวงจร (Turn On) และหาค่าเก็บประจุได้จากค่ากระแสเอาต์พุตในช่วงเวลาดังกล่าว

$$\Delta U_c = \frac{I}{C} \int_{t_{off}}^{t_{on}} i_o dt = \frac{i_{Oon}}{C} \quad (1-16)$$

หากพิจารณาจากช่วงเวลา t_{on} ในคอนเวอร์เตอร์จะมีความถี่ในการสวิตช์เมื่อพิจารณาให้อยู่ในเทอมของเอาต์พุตซึ่งจะได้จากสมการที่ (1-17) และพิจารณาความถี่ด้วยจะได้

$$U_o = \frac{u_s}{1-D} = \frac{u_s}{T-t_{on}} \quad (1-17)$$

$$\Delta U_C = \frac{(i_o(u_o - u_s + Du_s)/(1-D))}{fCu_s/(1-D)} = \frac{i_o D}{fC} \quad (1-18)$$

ดังนั้นตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตของวงจรทบแรงดันจะหาได้จาก

$$\Delta u_C = \Delta u_O \quad (1-19)$$

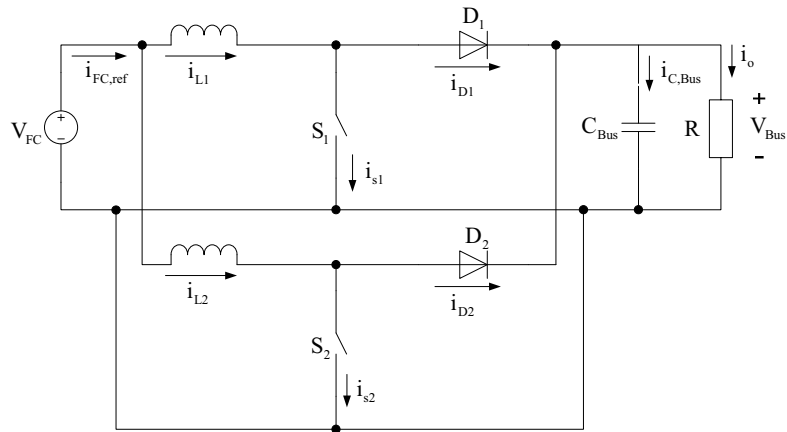
จะได้

$$C = \frac{i_o D}{f \Delta u_O} \quad (1-20)$$

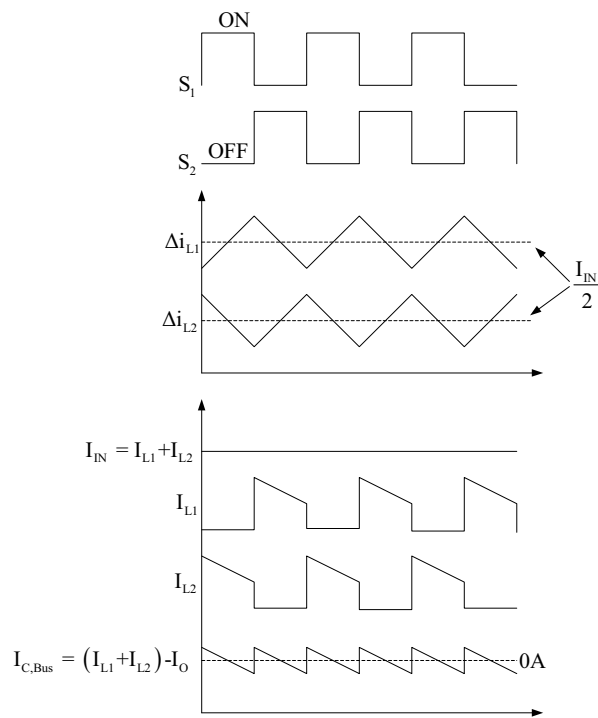
1.4.2 เทคนิคการอินเตอร์ลีฟ (Interleaved Technique)

เทคนิคการอินเตอร์ลีฟ (Interleaved Technique) สามารถทำได้โดยการนำเอาสัญญาณขับนำสวิตช์ของวงจรแปลงผันหลายๆ วงจรมาต่อขนานกัน แล้วกำหนดสัญญาณขับนำสวิตช์ให้เหลื่อมเวลาการทำงานกันออกไปเพื่อให้วงจรสลับการทำงานซึ่งกันและกันโดยจะแบ่งมุมการทำงานของสัญญาณขับนำสวิตช์ให้ทำงานให้ครบกันพอดีในแต่ละหนึ่งรอบเวลาการทำงาน $(360/N)$ [15], [16] ซึ่งจะขึ้นอยู่กับจำนวนวงจร (N) ที่นำมาอินเตอร์ลีฟกันและมีความถี่ของการสวิตช์เท่ากันและหลักการนี้จะทำให้แอมพลิจูดของกระแสกระเพื่อมลดลงและเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของความถี่กระแส โดยไม่ทำให้เกิดการสูญเสียที่สวิตช์หรืออุปกรณ์ การนำวงจรแปลงผันแบบบัสต์คอนเวอร์เตอร์มาขนานกันโดยใช้เทคนิคการอินเตอร์ลีฟ เพื่อเพิ่มความสามารถในการจ่ายกำลังไฟฟ้าให้มากขึ้นและลดค่าการกระเพื่อมของกระแสในขดลวดเหนี่ยวนำทำให้สามารถลดขนาดของตัวเหนี่ยวนำลงได้

ในการวิจัยเซลล์แสงอาทิตย์ได้นำวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์มาขนานกัน 2 วงจร ดังในภาพที่ 1-38 โดยใช้เทคนิคการอินเตอร์ลีฟ เพื่อให้สามารถจ่ายกระแสอินพุตสูงโดยจัดให้มีเฟสของสัญญาณนำขับสวิตช์ตัวบนและตัวล่างห่างกัน 180 องศา ซึ่งกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำแต่ละตัวกลับเฟสกัน 180 องศา และกระแสเอาต์พุตจะมีขนาดการกระเพื่อมลดลงครึ่งหนึ่ง ดังในภาพที่ 1-39

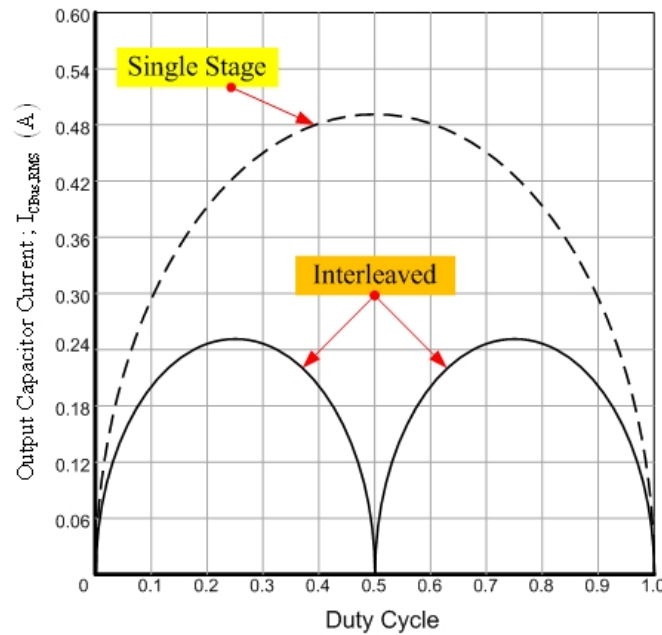


ภาพที่ 1-38 วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการขนานกัน 2 วงจร



ภาพที่ 1-39 สัญญาณการสวิตช์ที่ต่างเฟสกัน 180 องศา กระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ

จากคุณสมบัติของการอินเตอร์ลีฟที่ได้กล่าวมาในข้างต้น สามารถนำค่าการกระเพื่อมของแต่ละวงจรมาหักล้างกันได้ (Ripple Cancellation) นั่นคือค่าการกระเพื่อมที่ด้านออกลดลงและขนาดค่าการกระเพื่อมจากการหักล้างกันของสองวงจรมีความสัมพันธ์กับวัฏจักรงานดังในภาพที่ 1-40 พบว่าค่าการกระเพื่อมถูกหักล้างอย่างสมบูรณ์เมื่อวัฏจักรงานเป็น 50 เปอร์เซ็นต์



ภาพที่ 1-40 กระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ ($I_{CBus,RMS}$) กับวัฏจักรงานของวงจรแปลงผันที่มีการขนาน 2 วงจร

ดังนั้นการนำวงจรทบแรงดันมาต่อขนานกันหลายๆ ตัว เพื่อแก้ปัญหาดังที่กล่าวมาข้างต้น ซึ่งเป็นการนำวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์มาต่อขนานกันจนถึง N ตัว วิธีการนี้เรียกว่า Interleaved Technique วิธีการนี้เป็นการเพิ่มความสามารถในการจ่ายกระแสทางด้านเอาต์พุตให้เพิ่มมากขึ้นกว่าเดิมและมีข้อดีคือสามารถลดกระแสกระเพื่อมทางด้านอินพุตได้อีกด้วย มีชื่อเรียกว่าอินเตอร์ลีฟ (Interleaved Techniques) วิธีการขนานวงจรทบแรงดันจะมีการแยกการสวิตช์ของสวิตช์แต่ละตัวให้มีมุมต่างเฟสเพื่อที่สวิตช์จะไม่ทำงานพร้อมกันสามารถคำนวณได้จากสูตร

$$\text{มุมในการสวิตช์} = \frac{2\pi}{N} \quad (\text{องศา})$$

เมื่อ N คือจำนวนของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่นำมาต่อขนานกัน

จากสูตรการหามุมในการสวิตช์จะเห็นว่าเมื่อมีจำนวนวงจรต่อขนานมากขึ้นทำให้มุมจุดเริ่มต้นในการสวิตช์ก็น้อยลง เมื่อมีสวิตช์ที่นำกระแสมากขึ้นการกระเพื่อมของกระแสก็จะน้อยลงและกระแสก็จะไหลผ่านสวิตช์ทุกตัวที่ต่ออยู่ในวงจร ดังนั้นกระแสรวมทางด้านเอาต์พุตก็จะมากกว่าวงจรทบแรงดันปกติทั่วไปและกระแสกระเพื่อมยังน้อยลงด้วยนอกจากนี้วงจรทบแรงดันแบบหลายเฟสนี้ยังมีข้อดี [4], [17], [18] คือ

- ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำมีขนาดและจำนวนน้อยลง
- กระแสกระเพื่อม (Ripple Current) ทางด้านอินพุตและเอาต์พุตน้อยลง

- ชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีการขนานวงจรทบทแรงดันนี้เป็นการเพิ่มความเชื่อมั่น ของระบบ (reliability) ให้เพิ่มมากขึ้นและยังเป็นการเพิ่มความสามารถในการจ่ายพลังงาน ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ให้มากขึ้นโดยที่ไม่มีการขนานตัวอุปกรณ์เข้าไปในวงจร
- เมื่ออุปกรณ์ของแต่ละวงจรที่นำมาต่อขนานกันช่วยในการจ่ายกระแส ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่าน อุปกรณ์แต่ละวงจรก็น้อยลง ความร้อนที่เกิดขึ้นก็น้อยลงตามไปด้วย ทำให้ระบบการระบายความร้อน ทำได้ง่ายเพราะความร้อนไม่สูงมาก
- อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังแต่ละของวงจรจะช่วยในการจ่ายกระแสรวม ทำให้สามารถลด คุณสมบัติการทนกระแสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังแต่ละตัวลงได้ทำให้ขนาดของอุปกรณ์เล็กลงได้ และราคาก็ถูกลงด้วย

1.5 วงจรแปลงไฟแบบสองทิศทางสำหรับแบตเตอรี่ [19]

วงจรแปลงไฟแบบสองทิศทางสำหรับแบตเตอรี่นั้นสามารถแบ่งการทำงานออกเป็น 2 สภาวะ คือ สภาวะการเก็บประจุ (หรือการชาร์จแบตเตอรี่) และสภาวะการคายประจุ (หรือการใช้งานพลังงานที่เก็บไว้) ซึ่งสถานะการทำงานของวงจรมี 2 สภาวะดังนี้

1.5.1 คอนเวอร์เตอร์แบบทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (Boost Converter)

การทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง จะเหมือนกับการทำงานของ วงจรแปลงไฟแบบทิศทางเดียวสำหรับเซลล์เชื้อเพลิงและเซลล์แสงอาทิตย์ ในหัวข้อ 1.4

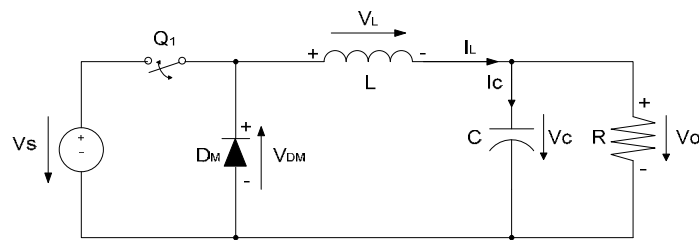
1.5.2 วงจรทอนระดับแรงดันหรือวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

วงจรทอนระดับหรือวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์คือวงจรที่ทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าต่ำกว่า แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า เงื่อนไขการทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

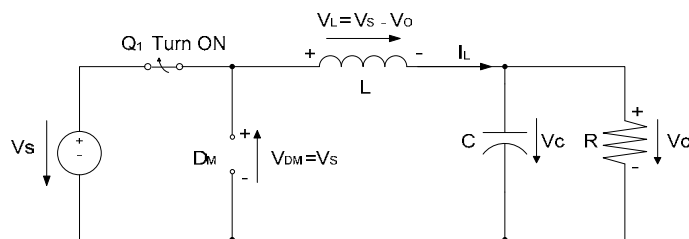
1.5.2.1 การวิเคราะห์วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ในช่วงสภาวะอยู่ตัว (steady state) มีการกำหนดเงื่อนไข การทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ดังนี้

- กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากันหมายถึงกระแสไฟฟ้าที่ไหล ผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากัน ณ ตำแหน่งเดียวกันในทุกคาบเวลา
- แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากับศูนย์หมายถึงผลรวม ของผลคูณระหว่างแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำกับเวลา (volt-second) ในแต่ละคาบเวลาจะมีค่า เท่ากับศูนย์
- กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของตัวเก็บประจุในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากับศูนย์หมายถึงประจุที่ถูกเก็บ และที่คายของตัวเก็บประจุในแต่ละคาบเวลาจะต้องเท่ากัน
- กำลังไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าด้านออก ในกรณีนี้กำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวเป็นในทาง อุดมคติ จึงทำให้ไม่มีการสูญเสียกำลังงานเนื่องจากการทำงานของวงจร ประสิทธิภาพของวงจรจึง เท่ากับร้อยเปอร์เซ็นต์

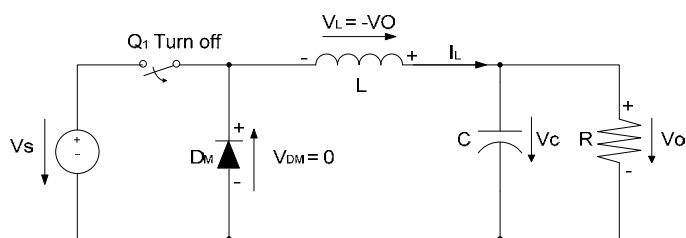
1.5.2.2 หลักการทำงานของวงจร buck converter เพื่อที่จะออกแบบให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกตามที่ต้องการ คือต้องเริ่มต้นจากเงื่อนไขที่ว่าแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในคาบเวลามีค่าเท่ากับศูนย์ จากนั้นสามารถหากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้ การวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมดจะต้องวิเคราะห์ในสภาวะอยู่ตัว วงจรสมมูลของวงจร buck converter แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแสดงดังภาพที่ 1-41 และวงจรการทำงานของวงจร buck converter แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแสดงดังภาพที่ 1-42



ภาพที่ 1-41 วงจรสมมูลของวงจร buck converter แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

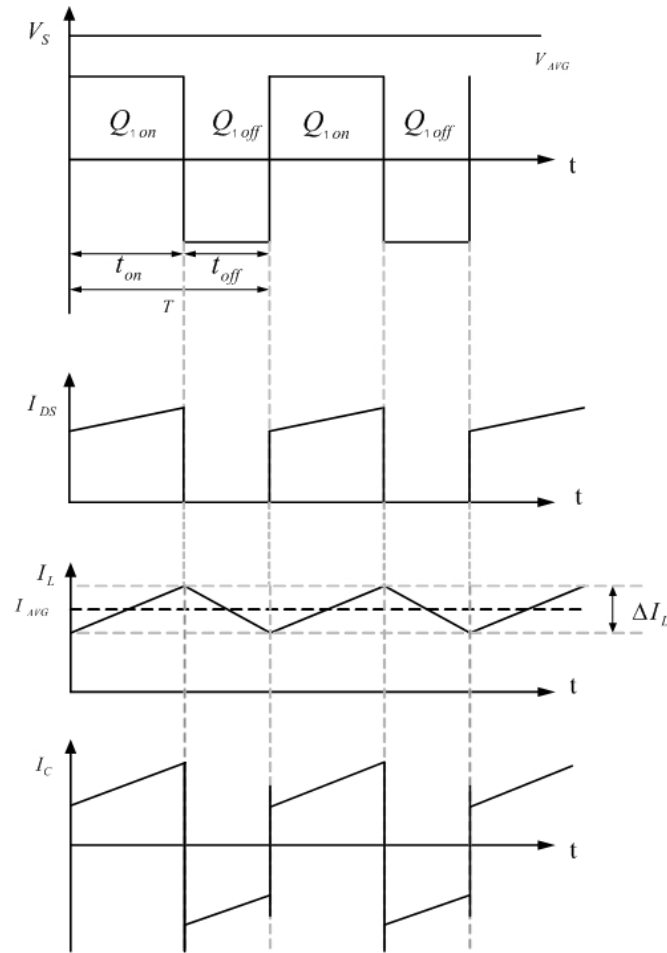


ก. โหมดที่ 1 สวิตช์ปิด



ข. โหมดที่ 2 สวิตช์เปิด

ภาพที่ 1-42 วงจรการทำงานของวงจร buck converter แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง



ภาพที่ 1-43 สัญญาณต่างๆ ของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

1.5.2.3 วิเคราะห์เมื่อสวิตช์ปิด เมื่อ D คือ ดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) T คือคาบเวลาการทำงานของดิวตี้ไซเคิล จากภาพที่ 1-42 ก. เป็นการทำงานโหมดที่ 1 จะได้สัญญาณต่างๆ ดังปรากฏในภาพที่ 1-43 ($0 < t \leq t_{on}$) มอสเฟต Q_1 ทำงานสวิตช์ปิด ($t = 0$) กระแสอินพุตไหลผ่าน Q_1 และตัวเหนี่ยวนำทำให้กระแสของตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นจาก I_1 ที่ $t = 0$ เป็นเวลา I_2 ที่ $t = t_1$ โดยกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะเท่ากับกระแสที่ไหลผ่าน R และแรงดันที่แหล่งจ่ายจะเท่ากับแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำบวกกับแรงดันที่ตกคร่อม R ดังสมการที่ (1-21)

$$V_S = V_L + V_o \quad (1-21)$$

เมื่อ

$$V_L = L \frac{d i_L}{dt}$$

$$\frac{d_{iL}}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (1-22)$$

dt ในกรณีอยู่ในช่วงเวลานำกระแส คือ $dt = DT$

$$\Delta_{iL,on} = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT \quad (1-23)$$

1.5.2.4 วิเคราะห์เมื่อสวิตช์เปิด จากภาพที่ 1-42 ข. เป็นการทำงานโหมด 2 จะได้สัญญาณต่างๆ ดังปรากฏในภาพที่ 1-43 ($t_1 < t \leq t_{off}$) มอสเฟต Q_1 ทำงานสวิตช์เปิด ($t = t_1$) แรงดันเหนี่ยวนำย้อนกลับของตัวเหนี่ยวนำซึ่งต่ออนุกรมอยู่กับตัวต้านทาน R ทำให้เอาต์พุตมีค่ามากขึ้นจนทำให้ D_M ทำงานจึงทำให้ตัวเหนี่ยวนำคายพลังงานออกมาเปรียบเสมือนเป็นแหล่งจ่ายตัวหนึ่ง ทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวต้านทาน ดังสมการที่ (1-24)

$$V_D = V_L + V_o \quad (1-24)$$

แต่ $V_D = 0V$ จะได้ $0 = V_L + V_o$, $V_L = -V_o = L \frac{d_{iL}}{dt}$

$$L \frac{d_{iL}}{dt} = \frac{\Delta_{iL,off}}{\Delta t} = \frac{-V_o}{L} \quad (1-25)$$

dt ในกรณี อยู่ในช่วงเวลาหยุดนำกระแส คือ $dt = (1-D)T$ สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังสมการที่ (1-23)

$$\Delta_{iL,off} = -\left(\frac{V_o}{L} \right) (1-D)T \quad (1-26)$$

แทนค่า $t_{on} = DT$ และ $t_{off} = (1-D)T$ ลงในสมการที่ (1-26) จะได้

$$\frac{V_o}{V_s} = D \quad (1-27)$$

1.6 ทฤษฎีระบบควบคุมแบบไม่เชิงเส้นโดยทฤษฎีอนุพันธ์แบบแฟลต (Differential Flatness Based Control)

ในปี ค.ศ. 1995 ทฤษฎีระบบควบคุมแบบแฟลต (Flatness Theory) ถูกนำเสนอเป็นครั้งแรกโดยศาสตราจารย์ Fliess และผู้ร่วมวิจัย [20], [21] ในงานด้านสมการอนุพันธ์แบบพีชคณิต ระบบไม่เป็นเชิงเส้นจะแบน (Flat) ถ้าในระบบมีเซตของตัวแปรอิสระ (independent variables) เท่ากับจำนวนของตัวแปรอินพุต นั่นคือตัวแปรสเตต $\mathbf{x}$ และตัวแปรอินพุต (หรือตัวแปรควบคุม) $\mathbf{u}$ สามารถแสดงในเทอมของตัวแปรเอาต์พุต $\mathbf{y}$ และสามารถแสดงในเทอมการอนุพันธ์ที่จำกัด โดยที่จะไม่ปรากฏสมการอนุพันธ์ในระบบอีกเลย เพื่อความชัดเจนยิ่งขึ้น พิจารณาระบบไดนามิกส์แบบไม่เชิงเส้นในรูปแบบทั่วๆ ไปดังนี้

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{h}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) \end{cases} \quad (1-28)$$

โดยที่

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T; \quad \mathbf{x} \in \mathcal{R}^n \quad (1-29)$$

$$\mathbf{u} = [u_1, u_2, \dots, u_m]^T; \quad \mathbf{u} \in \mathcal{R}^m \quad (1-30)$$

$$\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_m]^T; \quad \mathbf{y} \in \mathcal{R}^m \quad (1-31)$$

$\mathbf{f}(\cdot)$ และ $\mathbf{h}(\cdot)$ คือฟังก์ชันไม่เชิงเส้นที่ต่อเนื่อง (smooth nonlinear functions) และ $(n, m) \in \mathbb{N}$ ยิ่งกว่านั้นเรากำหนดให้ $m \leq n$.

ดังแสดงในภาพที่ 1-44 ระบบควบคุมแบบแฟลตที่ไม่เป็นเชิงเส้นจะถูกเทียบเคียงคล้ายๆ กับระบบควบคุมที่สามารถควบคุมได้ในระบบเชิงเส้น ระบบจะแบนถ้าตัวแปรเอาต์พุต $\mathbf{y}$ มีเงื่อนไขดังนี้

- ตัวแปรเอาต์พุต $\mathbf{y}_i$ สามารถเขียนให้อยู่ในฟังก์ชันของตัวแปรสเตต $\mathbf{x}_i$ ตัวแปรอินพุต $\mathbf{u}_i$ และอนุพันธ์เทียบกับเวลาที่มีลำดับที่ α

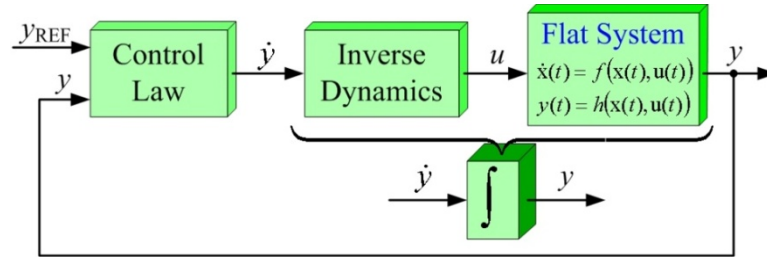
$$\mathbf{y} = \phi(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \dot{\mathbf{u}}, \dots, \mathbf{u}^{(\alpha)}) \quad (1-32)$$

- ตัวแปรสเตตทุกตัว $\mathbf{x}_i$ และตัวแปรอินพุตทุกตัว $\mathbf{u}_i$ สามารถเขียนให้อยู่ในฟังก์ชันของตัวแปรเอาต์พุต $\mathbf{y}_i$ และอนุพันธ์เทียบกับเวลาที่มีลำดับที่ β

$$\mathbf{x} = \phi(y, \dot{y}, \dots, y^{(\beta)}) \quad (1-33)$$

$$\mathbf{u} = \psi(y, \dot{y}, \dots, y^{(\beta+1)}) \quad (1-34)$$

โดยที่ $\phi(\cdot)$, $\phi(\cdot)$, และ $\psi(\cdot)$ คือฟังก์ชันที่มีการแมปเป็นเชิงเส้น



ภาพที่ 1-44 แนวคิดระบบควบคุมแบบแฟลต ซึ่ง y คือตัวแปรเอาต์พุต y_{REF} คือตัวแปรเอาต์พุตที่อ้างอิง u คือตัวแปรอินพุตที่ควบคุม

ถ้าตัวแปรเอาต์พุตที่เราสนใจถูกพิสูจน์ได้ว่ามีคุณสมบัติที่เป็นตัวแปรที่แบน y ตัวแปรเอาต์พุตที่เราอ้างอิง y_{REF} ก็จะตรงไปตรงมา ไดนามิกส์ของค่าผิดพลาดสามารถคำนวณได้ โดยที่มีการกำเนิดสัญญาณตัวแปรอินพุตตัวใหม่ v_i เกิดขึ้น (ดังภาพที่ 1-44) คือ

$$0 = (y_i^{(\beta+1)} - y_{i,REF}^{(\beta+1)}) + K_\beta (y_i^{(\beta)} - y_{i,REF}^{(\beta)}) + \dots + K_0 (y_i - y_{i,REF}) \quad (1-35)$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} v_i &= y_{i,REF}^{(\beta+1)} + K_\beta (y_{i,REF}^{(\beta)} - y_i^{(\beta)}) + \dots + K_0 (y_{i,REF} - y_i) \\ &= y_i^{(\beta+1)} \end{aligned} \quad (1-36)$$

ซึ่ง $K, \dots, K_0$ คือเซตของตัวแปรของตัวควบคุมและแทนตัวอนุพันธ์ที่สูงที่สุดของ y_i ในเทอมของตัวแปรอินพุตด้วย v_i ตามสมการที่ (1-34) ได้ผลลัพธ์ที่เราเรียกว่าอินเวอร์ไดนามิกส์ (inverse dynamics) [22] คือ

$$u = \psi(y, \dot{y}, \dots, y^{(\beta)}, v) \quad (1-37)$$

ที่ซึ่งตัวควบคุมอินพุตถูกคำนวณได้ โดยที่ขึ้นอยู่กับตัวแปรเอาต์พุต y ที่ได้จากการวัดและตัวแปรเอาต์พุตที่เราอ้างอิง y_{REF} เซตของตัวแปรของตัวควบคุม $K_\beta, \dots, K_0$ ถูกเลือกขึ้นอยู่กับตำแหน่งรากในระบบวงปิดที่เราต้องการ สามารถเขียนได้ดังนี้

$$p(s) = s^{\beta+1} + \lambda_\beta s^\beta + \dots + \lambda_2 s^2 + \lambda_1 s + \lambda_0 \quad (1-38)$$

เห็นได้ชัดเจนว่า ค่าผิดพลาด $e_i = y_i - y_{i,REF}$ แสดงได้ดังนี้

$$e_i^{(\beta+1)} + K_\beta e_i^{(\beta)} + \dots + K_0 e_i = 0 \quad (1-39)$$

ดังนั้น การเลือกค่าที่เหมาะสมของตัวแปรของตัวควบคุมกระทำได้โดยกำหนดตำแหน่งรากตามสมการลักษณะสมบัติ (Characteristic Equation)

ในการทำการวิจัยเรื่องระบบจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง เซลล์แสงอาทิตย์ และแบตเตอรี่นั้น มีขั้นตอนการดำเนินงานทั้งหมด 4 ขั้นตอน ดังนี้

2.1 ตัวแปลงไฟสำหรับเซลล์เชื้อเพลิง

2.2 ตัวแปลงไฟสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์

2.3 ตัวแปลงไฟสำหรับแบตเตอรี่ชนิดซูเปอร์คาปาซิเตอร์

2.4 การบริหารจัดการพลังงานในระบบจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง เซลล์แสงอาทิตย์และแบตเตอรี่ชนิดซูเปอร์คาปาซิเตอร์

2.1 ตัวแปลงไฟสำหรับเซลล์เชื้อเพลิง

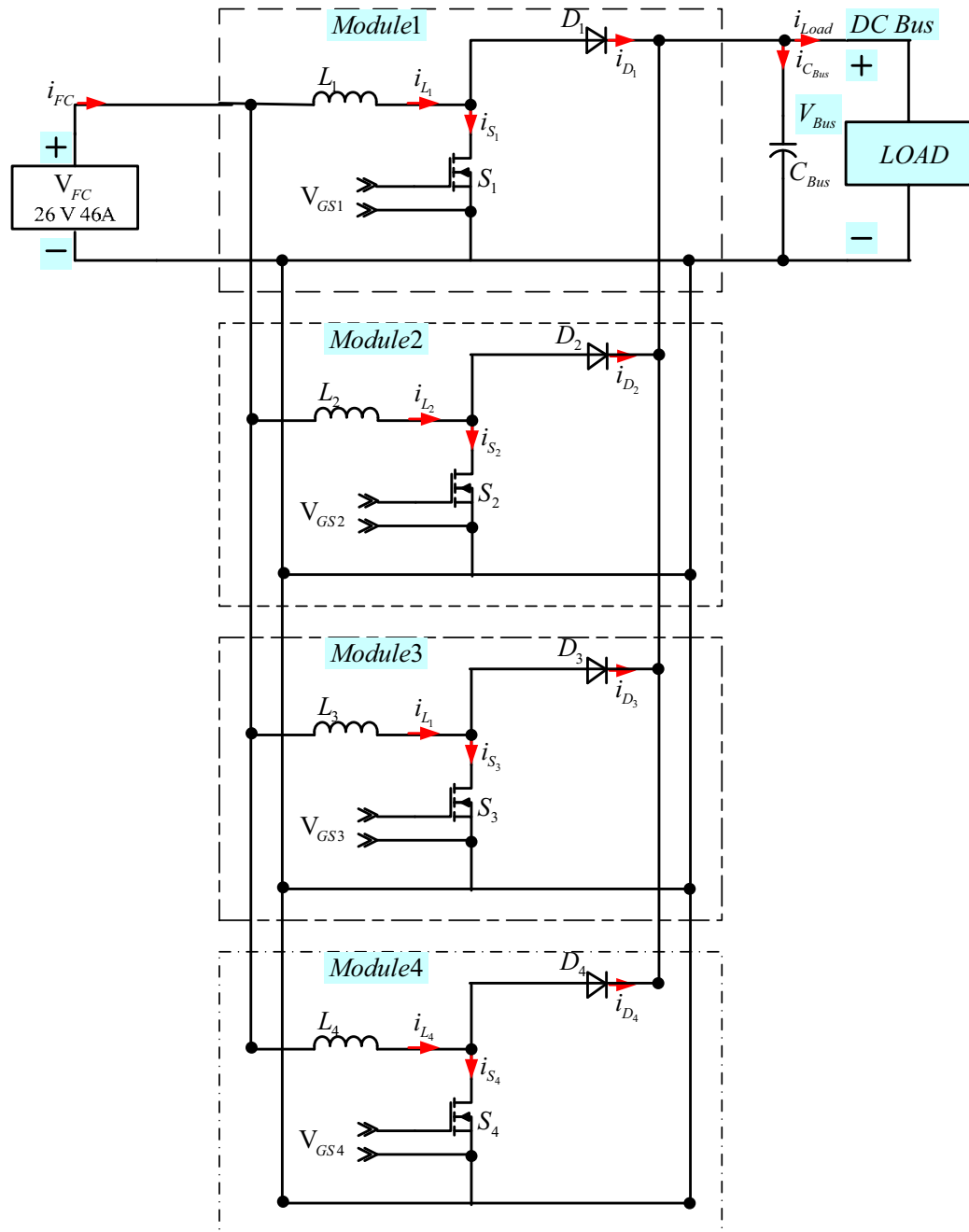
2.1.1 การออกแบบวงจรกำลังของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (4-Phase Converter)

วงจรกำลังของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์ที่สำคัญคือตัวเหนี่ยวนำ ความถี่สูง อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่สวิตช์ ตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต ซึ่งวงจรกำลังต้องสามารถทำงานได้ปกติที่ขนาดพิกัดกระแส แรงดันที่ใช้งานและความถี่ที่ใช้ในการวิจัยมีค่า 25 kHz ซึ่งเป็นความถี่ในการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ และเนื่องจากแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากวงจรทบทแรงดันแต่ละตัวยังมีส่วนของแรงดันกระเพื่อมอยู่ ดังนั้นจึงต้องผ่านวงจรกรองแรงดัน (Filter) เพื่อลดแรงดันกระเพื่อม

จากภาพที่ 2-1 เป็นส่วนของวงจรคอนเวอร์ชันนานกัน 4 เฟส [23] มีเพาเวอร์มอสเฟตทำหน้าที่เป็นสวิตช์จากภาพที่ 2-1 การทำงานของสวิตช์เป็นดังนี้ สวิตช์ S_1 จะทำงานที่ 0 องศา สวิตช์ S_2 จะทำงานที่ 90 องศา สวิตช์ S_3 จะทำงานที่ 180 องศา สวิตช์ S_4 จะทำงานที่ 270 องศา รับคำสั่งสัญญาณสวิตช์มาจากวงจรขับเคลื่อนที่จุด V_{GS1} ถึง V_{GS4}

ในวงจรกำลังจะประกอบไปด้วยการออกแบบส่วนต่างๆ ดังนี้

- การคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง
- การเลือกอุปกรณ์ในการสวิตช์
- การเลือกไดโอดชนิดกลับคืนสภาวะใหม่ได้เร็ว
- การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต



ภาพที่ 2-1 วงจรทบทแรงดันขนานกัน 4 เฟส

2.1.1.1 การคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง ในวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ตัวเหนี่ยวนำเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญมากเนื่องจากมีหน้าที่ในการเก็บและคายพลังงานเป็นผลให้ระดับแรงดันทางเอาต์พุต มีค่าสูงกว่าระดับแรงดันที่อินพุต การคำนวณค่าของตัวเหนี่ยวนำสามารถหาได้จากสมการที่ (2-1)

$$L = \frac{V_{FC} \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_s} \quad (2-1)$$

เมื่อ L คือค่าตัวเหนี่ยวนำ
 V_{FC} คือแรงดันอินพุต มีค่า 26 V
 f_s คือความถี่ที่ใช้ในวงจร มีค่า 25 kHz

ΔI_L คือกระแสกระแสเพื่อทางอินพุต กำหนดให้มีค่า 1.5 A (13 เปอร์เซ็นต์ของกระแสอินพุต)
 D คือดิวิตีไซเคิล หาได้จาก

$$D = 1 - \frac{V_{FC}}{V_{Bus}} = 1 - \frac{26}{60} = 0.57$$

V_{Bus} คือแรงดันเอาต์พุต มีค่า 60 V

แทนค่าเพื่อหาค่าตัวเหนี่ยวนำ

$$L = \frac{26V \times 0.57}{1.5A \times 25kHz} = 395 \mu H$$

เมื่อได้ค่าของตัวเหนี่ยวนำแล้วจะหาขนาดของแกนที่ใช้โดยเลือกชนิดของแกนเป็นแกน-เฟอร์ไรต์ เพราะมีค่าสูญเสียต่ำเมื่อทำงานที่ความถี่สูง การคำนวณขนาดใช้วิธีการคำนวณแบบ A_p - (Area Approach) วิธีนี้เป็นการออกแบบที่ใช้ค่า T_{rise} ซึ่งอยู่ในรูปของความหนาแน่นกระแสของลวดตัวนำ ($J = 100 - 1000 A/cm^2$) โดยคำนวณหาขนาดของแกนหลักดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 จากขีดจำกัดและข้อกำหนดในการคำนวณหา A_p โดยกำหนดค่าต่าง ๆ ในการออกแบบวงจร ดังนี้ $J = 4 A/mm^2 = 4 \times 10^6 A/m^2$, $k = 0.65$, กระแสเอาต์พุต (I_{rms}) = 11.5 A, กระแสเอาต์พุตสูงสุด (I_{peak}) = 12.25 A, $\Delta I = 2(I_{peak} - I_{rms}) = 1.5 A$, และ $B = 0.5$

แทนค่า

$$A_p = \frac{LI_{peak}I_{rms}}{B_{max}Jk} = \frac{395 \times 10^{-6} \times 12.25 \times 11.5}{0.5 \times 4 \times 10^6 \times 0.65} = 42804 mm^3$$

ขั้นตอนที่ 2 เลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ที่มีค่า A_p มากกว่าที่ได้คำนวณจากขั้นตอนที่ 1 เนื่องจากถ้าเลือก A_p น้อยกว่าที่คำนวณได้จะทำให้ไม่ได้ค่าต่าง ๆ ตามต้องการ โดยจะเลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์เบอร์ EE55/55/21 ซึ่งมีค่าต่าง ๆ ดังนี้ $A_p = 43700 mm^3$, $A_w = 379 mm^2$, $S = 354 mm^2$

ค่าตัวแปรจาก Datasheet ของแกนเฟอร์ไรต์เมื่อเทียบกับตัวแปรจากสูตร

A_p คือ Effective core Volume (V_e) มีหน่วยเป็น mm^3 หรือ mm^4 (ตามขนาดของแกน)

A_w คือ Cross-sectional winding area of core (A_{cw}) มีหน่วยเป็น mm^2

S คือ Effective cross-sectional area (A_e) มีหน่วยเป็น mm^2

ตารางที่ 2-1 ตัวแปรต่าง ๆ ของแกนเฟอร์ไรต์เบอร์ EE55/55/21

Parameter

Core factor	C1	mm ⁻¹	0.348
Effective magnetic path length	ℓ_e	mm	123
Effective cross-sectional area	Ae	mm ²	354
Effective core volume	Ve	mm ³	43700
Cross-sectional center leg area	Acp	mm ²	351
Minimum cross-sectional area	Acp min.	mm ²	341
Cross-sectional winding area of core	Acw	mm ²	397
Weight (approx.)		g	234

ขั้นตอนที่ 3 คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดตัวเหนี่ยวนำ

กำหนดให้ $L = 395 \mu H$, $I_{peak} = 12.25 A$, $B_{max} = 0.5$, $S = 354 mm^2$ แทนค่าเพื่อหาจำนวนรอบของขดลวดตัวเหนี่ยวนำ

$$N = \frac{LI_{peak}}{B_{max}S} = \frac{395 \times 10^{-6} \times 12.25}{0.5 \times 354 \times 10^{-6}} = 27 \text{ รอบ}$$

ขั้นตอนที่ 4 คำนวณหาขนาดของลวดตัวนำ (A_w)

$$A_w = \frac{I_{rms}}{J} = \frac{11.5 A}{4 A/mm^2} = 2.87 mm^2$$

ขั้นตอนที่ 5 เลือกเบอร์ลวดทองแดงให้มี A_w ใหญ่กว่า A_w ที่ได้จากการคำนวณจากขั้นตอนที่ 4 โดยคำนวณเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวดได้จาก

$$d = \sqrt{\frac{4A_w}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \times 2.87 mm^2}{\pi}} = 1.91 mm$$

เลือกขดลวดเบอร์ 12 AWG มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 2.05 mm มากกว่าที่ได้คำนวณไว้เนื่องจากเส้นผ่านศูนย์กลางมีผลต่อการไหลของกระแสในขดลวดถ้าค่าน้อยกว่าที่คำนวณได้กระแสจะไหลได้ไม่ถึงที่ต้องการ

ขั้นตอนที่ 6 คำนวณหาพื้นที่หน้าตัดของลวดที่ใช้งานจริงว่าสามารถนำไปใช้กับแกนเฟอร์ไรต์ ได้หรือไม่

$$A_w = \frac{\pi d^2}{4} = \frac{\pi (2.05 mm)^2}{4} = 3.3 mm^2$$

$$W = \frac{N \times A_w}{k} = \frac{27 \times 3.3}{0.65} = 137 mm^2$$

W ที่ใช้ได้ต้องมีค่า $\leq 397 mm^2$

ขั้นตอนที่ 7 คำนวณหาค่าความกว้างของ Air Gap (l_g)

$$l_g = \frac{\mu_o N^2 S}{2L} = 0.004102 \text{ m}$$

สรุป วงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ใช้แกนเฟอร์ไรต์ EE55/55/21 ลวดเบอร์ 12 AWG จำนวนรอบที่พัน 27 รอบ ความกว้าง Air Gap มีขนาด 0.004102 m

2.1.1.2 การเลือกอุปกรณ์สวิตช์ในวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ควรเลือกอุปกรณ์ที่สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงเวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟตทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์สวิตช์ เพราะนอกจากสามารถทำงานที่ความถี่สูงตั้งแต่ 20 kHz ถึง 400 kHz เวลาในการสับสวิตช์อยู่ในช่วงนาโนวินาทีและในวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่ายเพราะควบคุมด้วยแรงดันและต้องการกระแสอินพุตค่าต่ำ ๆ เท่านั้น

โดยได้เลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟต เบอร์ IRFP264 ของบริษัท International Rectifier ซึ่งมีคุณลักษณะสมบัติต่าง ๆ ที่สำคัญดังนี้ ความต้านทานระหว่างขาเดรนและซอร์สขณะนำกระแส $R_{DS(on)} = 0.075 \Omega$ ซึ่งมีค่าต่ำมาก แรงดันตกคร่อมระหว่างขาเดรนและขาซอร์ส (V_{DS}) ที่ทนได้ 250 V กระแสเดรน (I_D) สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ 38 A เวลาคืนสภาพของเพาเวอร์ มอสเฟต $t_{rr} = 620 \text{ ns}$

2.1.1.3 การเลือกไดโอดชนิดกึ่งนำไฟฟ้าใหม่ได้เร็ว (Ultra fast and hyper fast diode) ในการวิจัยนี้เลือกใช้ไดโอดชนิดกึ่งนำไฟฟ้าใหม่ได้เร็ว (Ultra fast and hyper fast diode) เหมาะสำหรับงานที่มีความถี่สูงมาก การทำงานจึงต้องการให้ไดโอดที่นำกระแสอยู่เปลี่ยนสถานะเป็นหยุดนำกระแสอย่างรวดเร็วมีช่วงเวลาในการฟื้นตัวย้อนกลับประมาณ 100 นาโนวินาทีถึง 75 นาโนวินาที และพิจารณากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดขณะนำกระแสหาได้จากสมการที่ (2-2)

$$I_{rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times I_{Peak} \times \sqrt{\frac{1}{D}} \quad (2-2)$$

$$I_{rms} = 11.47 \text{ A}$$

ไดโอดสำหรับเรียงกระแสด้านเอาต์พุตจะต้องสามารถทนกระแสสูงสุดขณะนำกระแสได้ในการวิจัยนี้ใช้ไดโอด เบอร์ MUR3020PT ซึ่งทนสามารถทนกระแสได้ 30 A

2.1.1.4 การคำนวณหาตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุต ในวงจรกำลังของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุตของวงจรมีหน้าที่ในการกักพลังงานในรูปของประจุไฟฟ้าและจ่ายแรงดันออกให้กับเอาต์พุตหรือภาระ (Load) หรือคายประจุไฟฟ้าเมื่ออุปกรณ์สวิตช์ปิดวงจร (Turn on) และทำการเก็บประจุเมื่ออุปกรณ์สวิตช์เปิดวงจร (Turn off) ดังนั้นจำเป็นต้องเลือกตัวเก็บประจุที่สามารถทนแรงดันได้เท่าหรือมากกว่าแรงดันเอาต์พุต หากเลือกตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่มากจะช่วยในการลดแรงดันกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุต การคำนวณหาตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตหาได้จากสมการที่ (2-3)

$$C_{Bus} = \frac{\eta \cdot P_{FC} \cdot D}{V_{Bus} \cdot \Delta V_{Bus} \cdot (4f_s)} \quad (2-3)$$

- เมื่อ C_{Bus} คือค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต
 V_{Bus} คือแรงดันเอาต์พุต มีค่า 60 V
 P_{FC} คือกำลังไฟฟ้าของเซลล์เชื้อเพลิง
 D คือดิวตี้ไซเคิล มีค่า 0.57
 f_s คือความถี่ที่ใช้ในวงจร มีค่า 25 kHz
 ΔV_{Bus} คือแรงดันกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุตกำหนดให้มีค่า 1V (1.5% ของแรงดันเอาต์พุต)
 η คือประสิทธิภาพ กำหนดมีค่าเท่ากับ 80%

แทนค่า

$$C_{Bus} = \frac{80 \times 1.2kW \times 0.57}{60V \times 1V \times (4 \times 25kHz)} = 91.2 \mu F$$

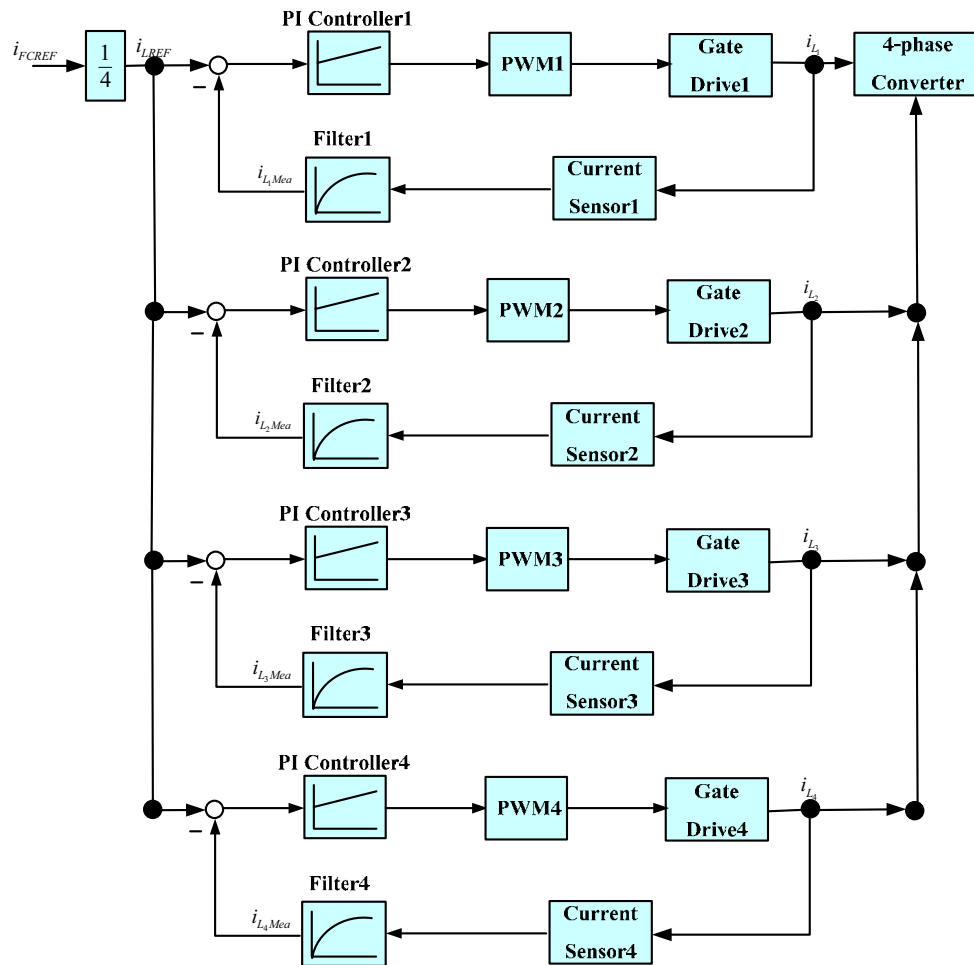
ดังนั้นควรเลือกขนาดตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตของวงจรที่มีค่าสูงกว่า 91.2 μF และแรงดันที่ทนได้ต้องไม่ต่ำกว่าแรงดันเอาต์พุต การวิจัยนี้ได้เลือกใช้ขนาดตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต 470 μF ทนแรงดันได้ 450 V

ในการเลือกค่าตัวเก็บประจุหากใช้ค่าที่มีความจุยิ่งสูงจะทำให้แรงดันกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุตมีค่าลดลง แต่ค่าความจุของตัวเก็บประจุจะต้องไม่น้อยกว่าค่าที่คำนวณได้ ถ้าเลือกตัวเก็บประจุที่มีค่าความจุและอัตราทนแรงดันสูง ๆ ราคา ก็จะสูงตามไปด้วยจึงต้องเลือกให้เหมาะสมกับการใช้งาน

2.1.2 การออกแบบวงจรควบคุม

วงจรภาคควบคุมทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของวงจรทบทแรงดันเพื่อให้วงจรทบทแรงดันสามารถรักษาระดับการจ่ายกระแสให้คงที่เป็นไปตามสัญญาณคำสั่ง ภาพที่ 2-2 จะเห็นได้ว่ารูปกระแส จะมีจำนวน 4 เฟส แต่สัญญาณคำสั่ง (i_{FCREF}) จะมีเพียงสัญญาณเดียว ดังนั้นทุกคู่ได้สัญญาณคำสั่งที่เหมือนกันแต่สัญญาณจะถูกหารลงตามจำนวนวงจรที่ต่อขนาน 4 ตัว ซึ่งงานวิจัยนี้สามารถส่งสัญญาณคำสั่งกระแสได้ตั้งแต่ 0-46 A ถ้าส่งสัญญาณคำสั่ง 46 A ซึ่งจะถูกหาร 4 ดังนั้นแต่ละเฟสจะทำงานเฟสละ 11.5 A

ดังแสดงในภาพที่ 2-2 งานวิจัยนี้ได้มีการควบคุมรูปปิดกระแสคือจะมีการนำกระแสที่ไหลในแต่ละเฟสมาคำนวณด้วยวงจรควบคุมบูรณาการรวมหน่วยแบบพี-ไอ (PI Controller) เพื่อทำการชดเชยค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมอ้างอิงจะได้ผลลัพธ์ออกมาคือได้พีดับบิวเอ็ม (PWM) มีการเปิด/ปิดวงจรที่ต่างกัน ก่อนที่จะนำไปขับขาเกตของมอสเฟตจะต้องผ่านวงจรขับเกตเพื่อทำการแยกกราวด์ระหว่างวงจรควบคุมกับกราวด์วงจรกำลังให้ออกจากกันและยกระดับสัญญาณให้สูงมากขึ้นเพื่อที่จะสั่งให้มอสเฟตทำงานได้ มอสเฟตแต่ละตัวจะทำงานต่างเฟสกัน 90 องศาซึ่งการทำงานทั้ง 4 เฟสจะทำงานเหมือนกันทุกตัวแต่แยกกันทำงานโดยอิสระจากกันดังที่แสดงในภาพที่ 2-2



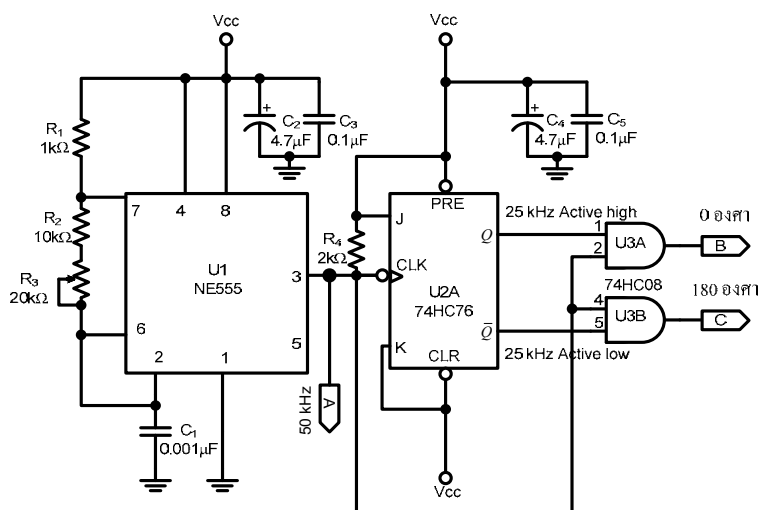
ภาพที่ 2-2 การควบคุมกระแสแบบลูปิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส [23]

ในวงจรควบคุมกระแสแบบลูปิดจะประกอบไปด้วยการออกแบบส่วนต่างๆ ดังนี้

- วงจรสร้างกระแสอ้างอิง
- วงจรสร้างสัญญาณพัลส์อ้างอิง
- วงจรควบคุมการเลื่อนเฟส
- วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม
- วงจรมอดูเลตตามความกว้างของสัญญาณพัลส์ (PWM)
- วงจรควบคุมกระแสแบบพีไอ (PI-Controller)

2.1.2.1 วงจรสร้างกระแสอ้างอิง กระแสอ้างอิงที่ใช้ในการวิจัยมาจากตัวควบคุมด้วยชุด dSPACE DS1104 ผ่านทางชุดควบคุมที่สามารถปรับเปลี่ยนได้จากการเขียนโปรแกรมจำลองการทำงานบนเครื่องคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ร่วมกับ Control Desk Software

2.1.2.2 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์อ้างอิงในการออกแบบวงจรมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ สัญญาณพาหะที่ใช้ในการมอดูเลตเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม โดยก่อนที่จะได้สัญญาณสามเหลี่ยมในงานวิจัยนี้ทำการสร้างสัญญาณพัลส์โดยใช้ไอซีเบอร์ NE555 คุณสมบัติก็คือเป็นไอซีไทเมอร์นับเวลา ที่มีความเที่ยงตรงสูงใช้งานง่าย เสถียรภาพสูง ในงานวิจัยนี้จะถูกนำมาใช้สำหรับสร้างสัญญาณพัลส์ที่มีความถี่ 50 kHz สามารถกำหนดความถี่ได้จากค่าความต้านทานและของตัวเก็บประจุดังที่ได้แสดงในวงจรแล้วส่งสัญญาณนาฬิกาความถี่ 50 kHz ดังแสดงในภาพที่ 2-3 จากจุด A เข้าไปยังไอซีเบอร์ SN74HC76 ซึ่งเป็นไอซีทำหน้าที่หารความถี่ของสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ Toggle Flip-flop เป็นวงจรหาร 2 ที่สร้างจากฟลิปฟล็อป ชนิด JK ดังที่ได้แสดงในวงจร แล้วส่งสัญญาณนาฬิกาความถี่ 25 kHz ออกมาสัญญาณพัลส์ก็จะถูกแบ่งเป็น 2 ส่วนโดยไอซีส่วนที่ 1 จะทำหน้าที่ Active high ที่ขอบขาขึ้น ไอซีส่วนที่ 2 จะทำหน้าที่ Active high ที่ขอบขาลงแล้วส่งสัญญาณไปที่ไอซีเบอร์ SN74HC08 ซึ่งเป็นไอซี NAND GATE ทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณนาฬิกาความถี่ 50kHz กับสัญญาณนาฬิกาความถี่ 25 kHz ดังนั้นหลังจากผ่านไอซีเบอร์ SN74HC08 เอาต์พุตจากจุด B และจุด C ทั้งสองตัวก็จะได้สัญญาณพัลส์ 2 สัญญาณ ที่ความถี่เลื่อนเฟสกัน 180 องศา ดังนั้นสัญญาณพัลส์นี้จะเป็นสัญญาณหลักที่ใช้ในการสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม



ภาพที่ 2-3 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์อ้างอิง

จากคู่มือการใช้งานของไอซีเบอร์ LM555/NE555/SA555 บริษัท Fairchild Semiconductor สามารถหาความถี่ที่วงจรในภาพที่ 2-3 กำเนิดออกมาได้จากสมการที่ (2-4)

$$f = \frac{1.44}{(R_1 + 2(R_4))C_1} \quad (2-4)$$

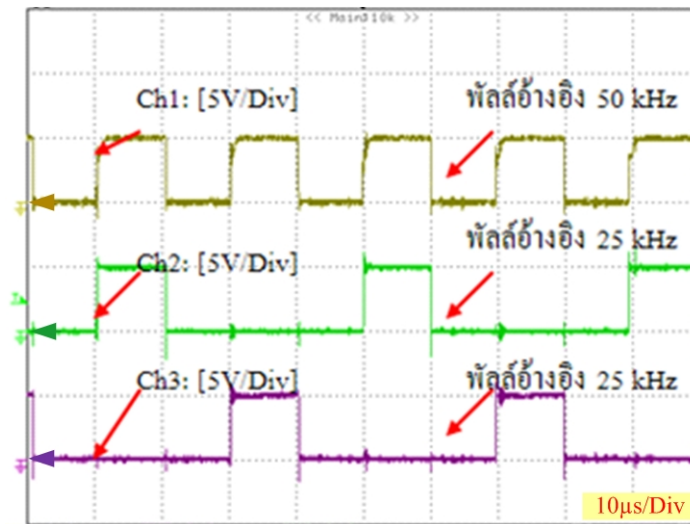
เมื่อ $R_4 = R_2 + R_3$

เมื่อต้องการความถี่ 50 kHz เลือกค่า $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ และ $C_1 = 0.001 \text{ }\mu\text{F}$ สามารถคำนวณหาค่าความต้านทาน R_2 และ R_3 ได้ดังนี้

$$50 \times 10^3 \text{ Hz} = \frac{1.44}{(1 \times 10^3 \Omega + 2R_A) \times 0.001 \times 10^{-6} F}$$

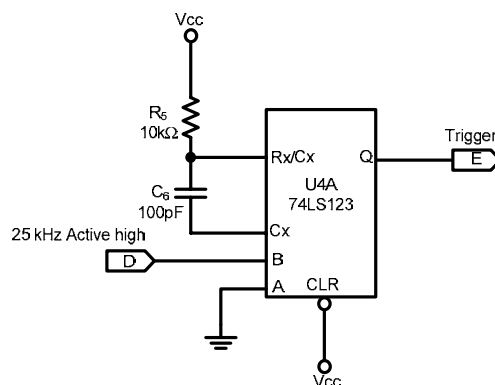
$$R_A = 13.9 k\Omega$$

ในการใช้งานจริงอุปกรณ์อาจมีความผิดพลาด ดังนั้นจึงเลือกใช้ตัวต้านทานชนิดปรับค่าได้ R_3 ค่า $20\text{ k}\Omega$ ร่วมกับตัวต้านทานค่าคงที่ R_2 ค่า $10\text{ k}\Omega$ ทำให้วงจรนี้สามารถปรับความถี่ได้ ตั้งแต่ 20 kHz ถึง 68.57 kHz ภาพที่ 2-4 แสดงให้เห็นสัญญาณพัลส์อ้างอิง 50 kHz ที่ได้จากจุด A เป็นสัญญาณหลักและสัญญาณพัลส์อ้างอิง 25 kHz ซึ่งวัดได้จากจุด B และ C สัญญาณทั้งสองสัญญาณจะเหลื่อมเฟสกัน 180 องศา



ภาพที่ 2-4 สัญญาณพัลส์ที่ห่างกัน 180 องศา และลดความถี่เหลือ 25 kHz

2.1.2.3 วงจรควบคุมการเลื่อนเฟสในการทำงานของคอนเวอร์เตอร์มีการสวิตช์ที่เหลื่อมเฟสกัน 90 องศา ต่อจากนั้นก็จะผ่านไอซีเบอร์ 74LS123 เพื่อทำให้สัญญาณพัลส์ที่ได้มีการเหลื่อมเฟสกัน 90 องศา ไอซีเบอร์ 74LS123 เป็นวงจรหน่วงเวลาชนิดโมโนสเตเบิล มัลติไวเบเรเตอร์ (Monostable Multivibrator) จำนวน 2 ชุด การทำงานจะขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณขาเข้า โดยสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากไอซีเบอร์ SN74LS123 ทั้งสองตัวนี้ก็จะได้สัญญาณพัลส์จำนวน 4 พัลส์ที่มีการเหลื่อมเฟสกัน 90 องศา ดังภาพที่ 3-4 การคำนวณคาบเวลาของวงจรโมโนสเตเบิล 74LS123 เพื่อทริกขาเบสของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 ซึ่งมีเวลา Rise Time 25 นาโนวินาที ดังนั้นเราต้องการค่าเวลาการทำงานของโมโนสเตเบิลอย่างน้อย 25 นาโนวินาที



ภาพที่ 2-5 วงจรโมโนสเตเบิล มัลติไวเบเรเตอร์ใช้ไอซี SN74LS123

ดังแสดงในภาพที่ 2-5 จากจุด D เป็นอินพุตรับสัญญาณ 25 kHz จากวงจรสร้างสัญญาณพัลส์อ้างอิงส่วนจุด E เป็นเอาต์พุตที่แต่ละเฟสได้มีการเลื่อนเฟส 90 องศา เพื่อไปควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์ของวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมต่อไป

จากภาพที่ 2-5 ในการคำนวณค่าเวลาของวงจรโมโนสเตเบิลจากคู่มือการใช้งานไอซีเบอร์ TC74HC123AP สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2-5)

$$tw = R_{15}C_{16} \quad (2-5)$$

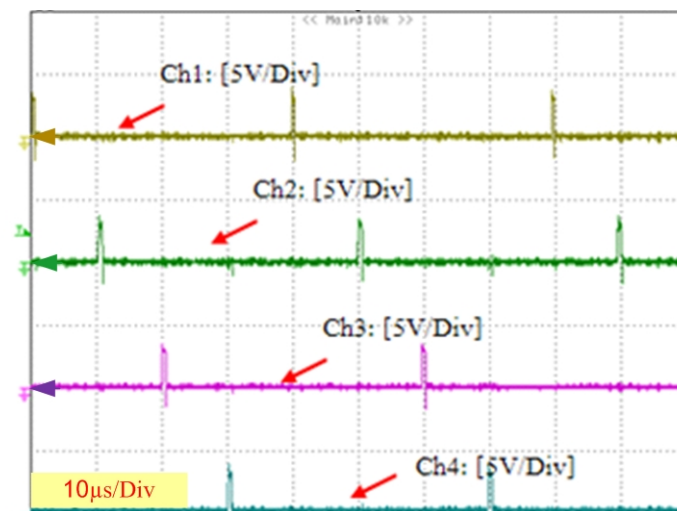
เมื่อ tw คือ ความกว้างพัลส์ของวงจรโมโนสเตเบิลที่ต้องการ คือ $1 \mu s$

เลือกค่าตัวเก็บประจุ $C_{16} = 100 \text{ pF}$ แทนค่าลงในสมการที่ (2-5) เพื่อหา R_5

$$1 \times 10^{-6} s = R_{15} \times 100 \times 10^{-12} F$$

$$R_{15} = \frac{1 \times 10^{-6} s}{100 \times 10^{-12} F} = 10 k\Omega$$

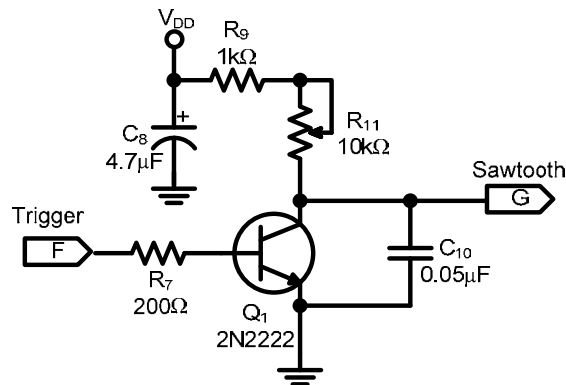
จากภาพที่ 2-6 แสดงให้เห็นสัญญาณการทำงานของวงจรเลื่อนเฟสจากไอซีเบอร์ 74LS123 ทำให้สัญญาณพัลส์ที่ได้ไปกระตุ้นการทำงานของทรานซิสเตอร์ของวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมให้มีการเลื่อนเฟสกัน 90 องศา



ภาพที่ 2-6 สัญญาณกระตุ้นจากไอซี 74LS123 ให้มีการเลื่อนเฟส

2.1.2.4 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม ในการออกแบบมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์สัญญาณพาหะที่ใช้ในการมอดูเลต สัญญาณสามเหลี่ยมหลังจากที่ได้สัญญาณพัลส์ที่มีการกำหนดให้มีความต่างเฟสกันเฟสละ 90 องศา และใช้หลักการของการเก็บประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุที่เกิดจากการเปิด-ปิดสวิตช์ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 เพื่อทำให้เกิดสัญญาณสามเหลี่ยม

วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อยคือส่วนที่ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณพัลส์เป็นสัญญาณฟันเลื่อยโดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 และวงจร RC จำนวน 4 วงจร สำหรับ 4 เฟสทำงานห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า



ภาพที่ 2-7 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม

จากภาพที่ 2-7 เพื่อให้ง่ายแก่การคำนวณ กำหนด $R_L = R_9 + R_{11}$ ในงานวิจัยนี้ต้องการสัญญาณฟันเลื่อยความถี่ 25 kHz ซึ่งมีคาบเวลา 40 ไมโครวินาที และจุดสูงสุดของสัญญาณฟันเลื่อย 5 V เลือกใช้ตัวเก็บประจุ C10 มีค่า $0.05 \mu\text{F}$ เราสามารถคำนวณหาค่า R_L ได้จากสมการที่ (2-6)

$$V_O = V_{DD} - (V_{DD} - V_{C0})e^{-t/R_L C_{10}} \quad (2-6)$$

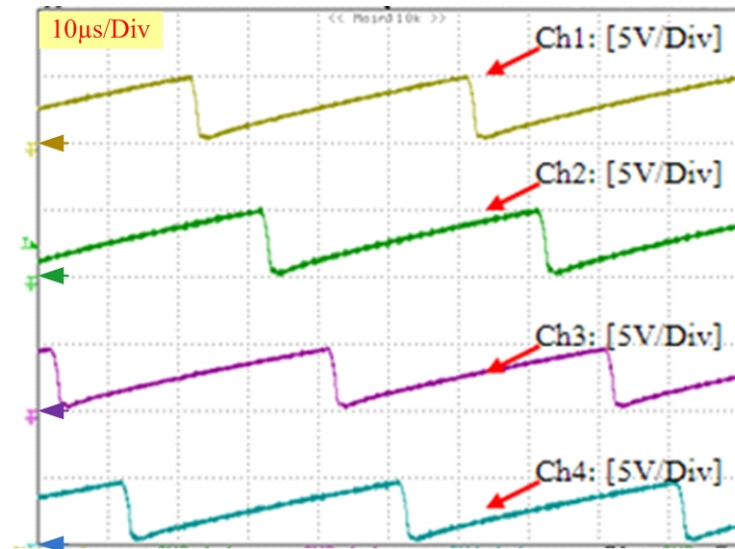
เมื่อ V_O คือความแรงของสัญญาณฟันเลื่อย ณ เวลาที่ต้องการ
 V_{DD} คือแรงดันไฟเลี้ยงที่ป้อนให้วงจร
 V_{C0} คือแรงดันค้างที่ตัวเก็บประจุก่อนประจุมีค่าเท่ากับ V_{CEsat} ของทรานซิสเตอร์ 0.3 V
 t คือคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อย

แทนค่าลงในสมการที่ (2-6)

$$5 = 15 - (15 - 0.3)e^{-40 \times 10^{-6} / R_L \times 0.05 \times 10^{-6}}$$

$$R_L = 800 \frac{\log e}{\log 1.47} = 2.1 \text{ k}\Omega$$

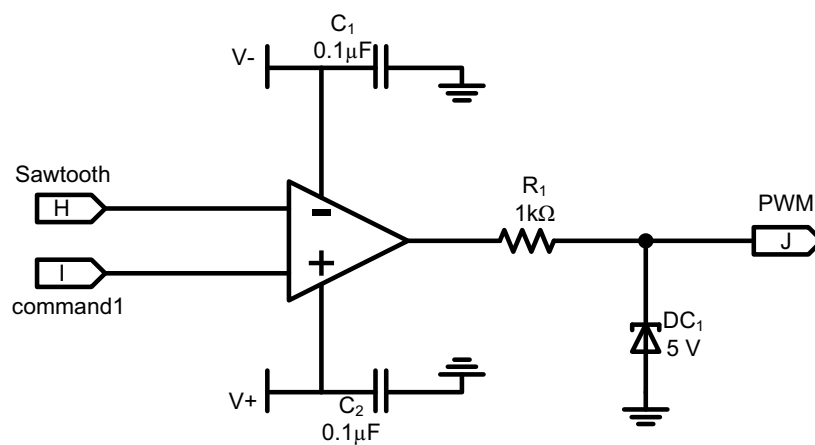
ในการใช้งานจริงอาจมีค่าผิดพลาดที่เกิดจากอุปกรณ์ได้ ดังนั้นเราจึงเลือกใช้งานค่า R_L เป็นตัวต้านทานปรับค่าได้ $R_L = R_9 + R_{11}$ เราจึงเลือกใช้งานค่า $R_9 = 1 \text{ k}\Omega$ ต่ออนุกรมกับตัวต้านทานปรับค่า R_{11} ค่า $10 \text{ k}\Omega$ จะได้สัญญาณสามเหลี่ยมดังภาพที่ 2-8



ภาพที่ 2-8 สัญญาณสามเหลี่ยม

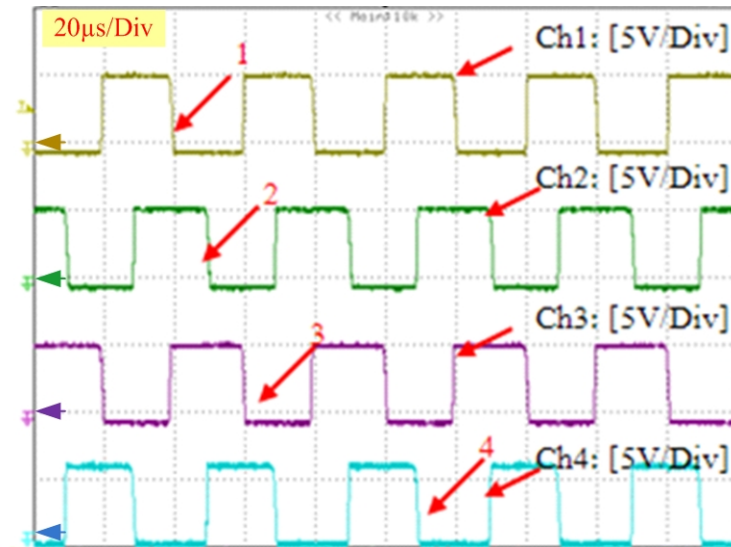
2.1.2.5 วงจรมอดูเลตตามความกว้างของสัญญาณพัลส์ (PWM)

วงจรมอดูเลตทำหน้าที่มอดูเลตสัญญาณที่ได้จากวงจรควบคุมในรูปปิดของกระแสกับสัญญาณพาหะที่เป็นสัญญาณสามเหลี่ยมวงจรมอดูเลตตามความกว้างของสัญญาณพัลส์แสดงดังภาพที่ 2-9



ภาพที่ 2-9 วงจรมอดูเลตตามความกว้างของสัญญาณพัลส์ (PWM)

จากภาพที่ 2-10 สัญญาณที่ได้จากตัวควบคุมในรูปกระแสซึ่งเป็นสัญญาณที่ใช้ในการควบคุมกระแสของวงจรแปลงผันสัญญาณที่ได้นี้จะเป็นลักษณะแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่มีระดับตั้งแต่ 0 V จนถึง 5 V ถูกส่งเข้าไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมโดยใช้วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตจะได้เป็นสัญญาณมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation) แต่สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีระดับความสูงของยอดเท่ากับแรงดันของแหล่งจ่าย เพื่อให้สัญญาณมีความเหมาะสมที่จะเข้าวงจรขับมอเตอร์จะต้องมีการตัดยอดคลื่นออกไปโดยใช้ซีเนอร์ไดโอดขนาด 5 V มาต่อที่ขาเอาต์พุตเพื่อให้สัญญาณเอาต์พุตมีระดับความสูงไม่เกิน 5 V หลังจากนั้นสัญญาณก็จะถูกส่งเข้าวงจรขับมอเตอร์ต่อไป



ภาพที่ 2-10 สัญญาณมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์

2.1.2.6 วงจรรวมกระแสแบบพีไอ (PI-Controller) วงจรรวมกระแสเป็นวงจรที่ทำหน้าที่ควบคุมให้ระดับการจ่ายกระแสคงที่ถึงแม้ว่าภาระทางไฟฟ้าจะมีการเพิ่มขึ้น โดยวงจรนี้จะใช้วงจรเปรียบเทียบ (Summing) ดังภาพที่ 2-11 ออปแอมป์ต่อแบบ Adder มีอัตราขยายเท่ากับ 1 สัญญาณที่ได้จากจุดนี้คือ สัญญาณความผิดพลาดของแรงดัน (U_{er}) และถูกส่งต่อไปยังวงจรรวมต่อไป โดยในการวิจัยนี้เลือกใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ สมการของตัวควบคุมกระแสแสดงในสมการที่ (2-7)

$$\frac{V_{command1}(s)}{V_{err1}(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (2-7)$$

เมื่อ $V_{command1}(s)$ คือแรงดันเอาต์พุตของตัวควบคุมแบบ PI

$V_{err1}(s)$ คือแรงดันผลต่างของ $V_{ctrl} - V_{sensor}$

โดยที่อัตราขยายของ K_p หาได้จากสมการที่ (2-8)

$$K_p = \frac{R_9 + R_{10}}{R_8} \quad (2-8)$$

ในการออกแบบกำหนดให้ค่าความต้านทาน $R_9 = 100\Omega$ $R_{10} = 3.4k\Omega$ และ $R_8 = 20k\Omega$ แทนลงในสมการที่ (2-9) จะได้

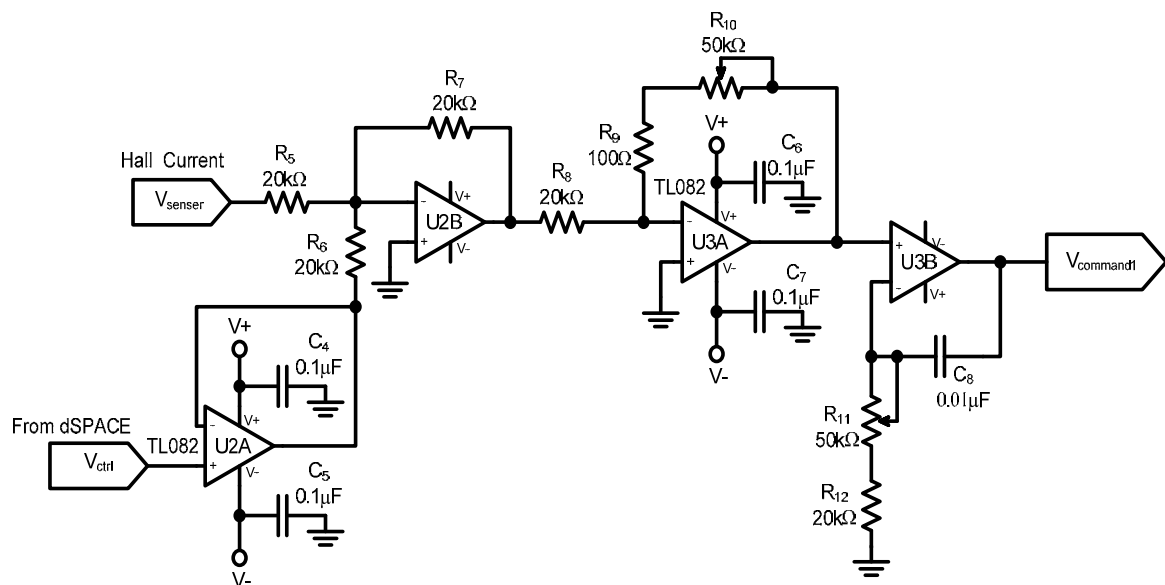
$$K_p = \frac{100 + 3.4k\Omega}{20k\Omega} = 0.175$$

และค่าเวลาหาได้จากสมการ

$$T_i = (R_{11} + R_{12})C_8 \quad (2-9)$$

ซึ่งในการออกแบบกำหนดให้ค่าความต้านทาน $R_{11} = 31.4k\Omega$ $R_{12} = 20k\Omega$ และตัวเก็บประจุ $C_2 = 0.01\mu F$ แทนค่าลงในสมการที่ (2-10)

$$T_i = (31.4k\Omega + 20k\Omega)0.01\mu F = 0.541$$

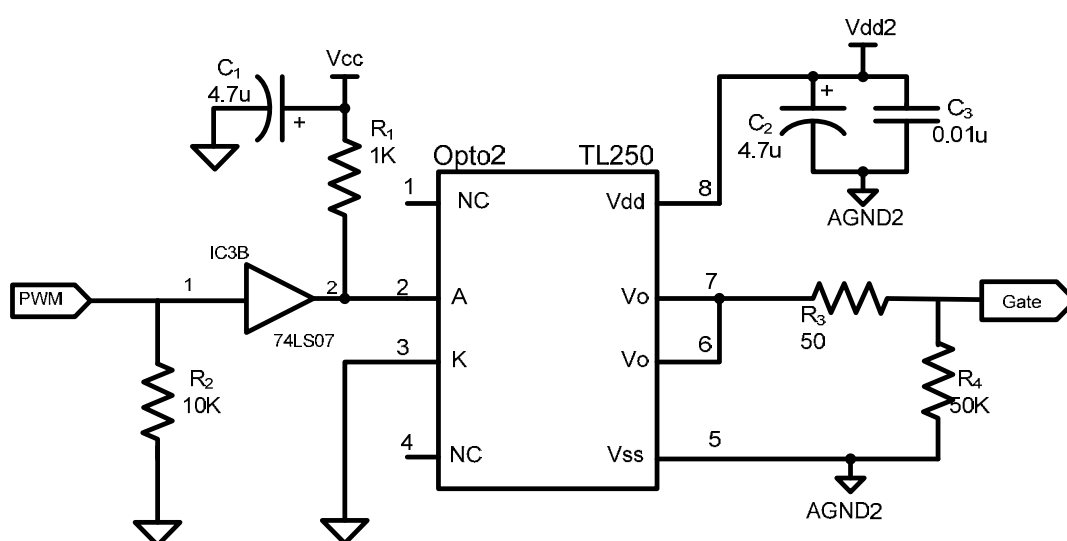


ภาพที่ 2-11 วงจรรวมแบบพีไอ

ดังภาพที่ 2-11 จุดต่ออินพุต V_{Ctrl} เป็นจุดรับสัญญาณคำสั่งจาก dSPACE เพื่อควบคุมการจ่ายกระแสของวงจรทบทวนแรงดันทั้งหมด จุดต่ออินพุต V_{sensor} เป็นจุดรับการป้อนกลับของค่ากระแสจาก Hall Sensor กระแสที่ได้จะแปลงเป็นแรงดัน ส่วน U2B เป็นวงจรรวมสัญญาณ (Summing) ระหว่างสัญญาณคำสั่ง V_{Ctrl} กับสัญญาณ V_{sensor} เพื่อหาค่าผิดพลาด (Error) เมื่อได้ค่าผลลัพธ์ก็ถูกส่งเข้าวงจรควบคุมบูรณาการรวมหน่วยแบบ พี-ไอ (PI Controller) ต่อไป ในการวิจัยเซลล์เชื้อเพลิงนั้นใช้วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ขนานกัน 4 ชุด จึงมีวงจรรวมแบบ PI จำนวน 4 วงจร

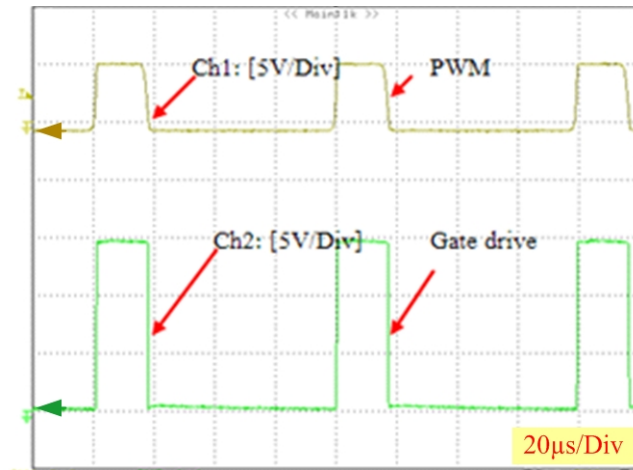
2.1.2.7 วงจรขับนำเกต วงจรขับนำเกตด้วยไอซี TLP250 สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์มีลักษณะเป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม สัญญาณนี้ถูกส่งไปยังวงจรสร้างสัญญาณขับนำเกตด้วยไอซีสร้างสัญญาณขับนำเกตเบอร์ TLP250 เพื่อควบคุมการทำงานของมอสเฟต วงจรสร้างสัญญาณขับนำเกตแสดงดังภาพที่ 3-12 จากวงจรสัญญาณด้านเข้าเป็นสัญญาณที่ถูกส่งมาจากวงจรมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์มีขนาดแรงดัน 0 V ถึง 5 V สัญญาณนี้ถูกส่งเข้าไปไบอัสให้ LED ภายใน TLP250

นำกระแส โดยมีความต้านทาน R_1 ทำหน้าที่จำกัดกระแสในการไบอัสและใช้ไอซีบัฟเฟอร์ 74LS07 เป็นตัวป้องกันไฟ 5 V ที่จะทำให้เกิดการไหลย้อนกลับของแรงดันเข้าไปในวงจรมอดูเลตตามความกว้างของสัญญาณพัลส์ (PWM) เมื่อ LED นำกระแสทำให้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ทางด้านเอาต์พุตของ TLP250 นำกระแส แรงดันที่ขา 7 ของ TLP250 เทียบกับกราวด์เท่ากับ 15 V และแรงดันที่ V_{GS} ของมอสเฟตเท่ากับ 15 V กับ 0 V เมื่อแรงดัน V_{GS} มีค่าเป็นบวกสามารถทำให้มอสเฟตนำกระแสได้ ส่วนในกรณีที่แรงดันอินพุตน้อยกว่า 0.7 V LED ภายใน TLP250 หยุดนำกระแสส่งผลให้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ทางด้านเอาต์พุตของ TLP250 หยุดนำกระแสเช่นเดียวกัน แต่ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP จะนำกระแสแทน ส่งผลให้ที่สภาวะนี้แรงดันที่ขา 7 ของ TLP250 เทียบกับกราวด์มีค่าประมาณ 0 V เมื่อแรงดันที่ V_{GS} มีค่าเป็น 0 V ก็จะทำให้มอสเฟตหยุดนำกระแสได้



ภาพที่ 2-12 วงจรขับนำเกตโดยใช้ไอซีเบอร์ TLP250

จากภาพที่ 2-12 จุดต่ออินพุตของวงจรเป็นจุดรับสัญญาณจากวงจร PWM และเอาต์พุตของวงจรเป็นจุดต่อไปยัง V_{GS} แต่ละตัวของมอสเฟต จากภาพที่ 2-12 เป็นวงจรขับเกตจำนวน 1 วงจรซึ่งในการทำบูสต์คอนเวอร์เตอร์ขนาด 4 เฟสนั้น จะต้องใช้วงจรขับเกตในลักษณะเดียวกันทั้งหมด 4 วงจร ภาพที่ 2-13 แสดงให้เห็นสัญญาณขับนำเกตที่สร้างขึ้นโดยเปรียบเทียบกับสัญญาณมอดูเลตความกว้างของพัลส์



ภาพที่ 2-13 สัญญาณที่ผ่านวงจรขับนำเกต

2.2 ตัวแปลงไฟสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์

2.2.1 วงจรกำลังแบบทบแรงดันสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์

วงจรกำลังของวงจรทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์หลักคือตัวเหนี่ยวนำ ความถี่สูง อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่สวิตช์ ตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต วงจรกำลังต้องสามารถทำงานได้ที่ขนาดพิกัดกระแส แรงดันและความถี่ที่ใช้งานที่ความถี่ 25 kHz ซึ่งเป็นความถี่ในการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ ตัวเก็บประจุที่เอาต์พุตจะทำหน้าที่จ่ายกระแสให้กับโหลดในช่วงที่มอสเฟตกำลังนำกระแสซึ่งจะไม่มีกระแสไหลจากตัวเหนี่ยวนำเป็นการลดแรงดันกระแสที่เอาต์พุต ดังนั้นตัวเก็บประจุจึงต้องสามารถจ่ายกระแสได้เท่ากับกระแสที่ต้องการในระหว่างการนำกระแสของมอสเฟตกำลัง เพื่อให้แรงดันเอาต์พุตไม่ให้เกิดการกระเพื่อมมากเกินไป ดังนั้นตัวเก็บประจุที่เอาต์พุตจึงต้องมีค่าที่เหมาะสม โดยมีข้อกำหนดในการออกแบบดังนี้ $V_{SC} = 26 \text{ V}$, $V_{Bus} = 60 \text{ V}$, $f_s = 25 \text{ kHz}$, $\Delta I_L = 10\% I_{SC}$, $\Delta V_{Bus} = 0.6 \text{ V}$ คำนวณค่าตัวจุกจรงาน (D) ได้ดังสมการที่ (2-10)

$$D = 1 - \frac{V_{SC}}{V_{Bus}} \quad (2-10)$$

ดังนั้น

$$D = 0.57$$

สามารถคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำได้ดังสมการที่ (2-11)

$$L_1 = \frac{DV_{SC}}{\Delta I_L f_s} \quad (2-11)$$

$$L_1 = 395.2 \mu\text{H}$$

คำนวณหาจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำได้จากสมการที่ (2-12) กำหนดให้ $L = 395.2\mu\text{H}$, $I_{\text{Peak}} = 15\text{A}$, $B_{\text{max}} = 0.35$, $S = 354\text{mm}^2$

$$N = \frac{LI_{\text{peak}}}{B_{\text{max}}S} \quad (2-12)$$

$$N = 47.84 \approx 48 \text{ รอบ}$$

สามารถคำนวณหาค่าความจุของตัวเก็บประจุได้จากสมการที่ (2-13)

$$C_{\text{Bus}} = \frac{DI_o}{\Delta V_{\text{Bus}} f_s} \quad (2-13)$$

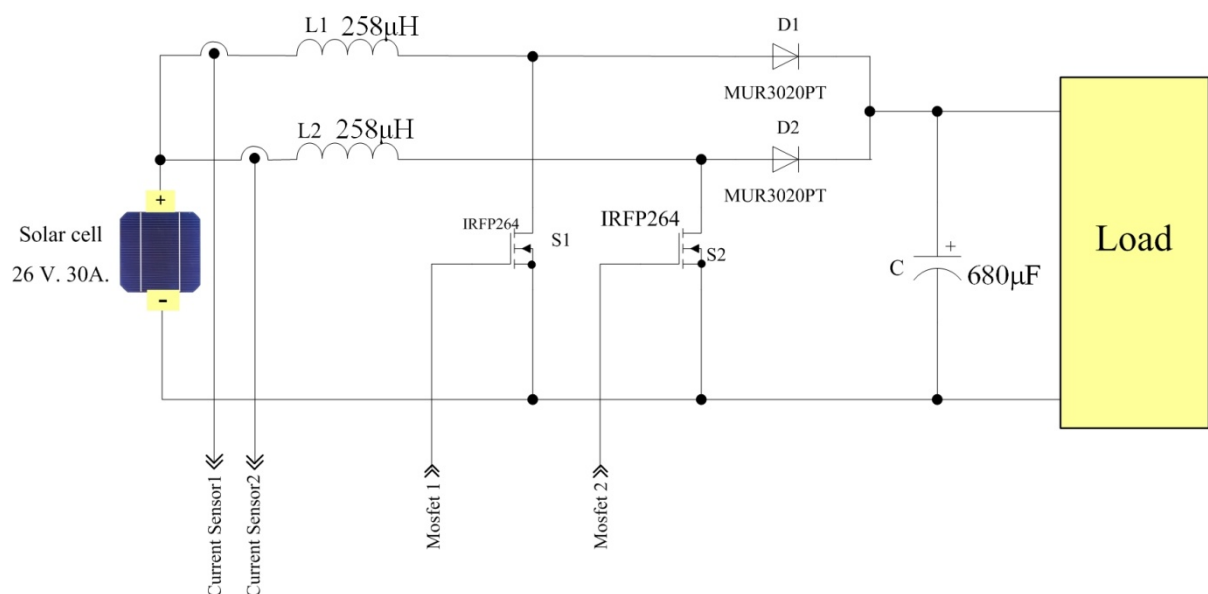
$$C_{\text{Bus}} = 506.54\mu\text{F} \approx 680\mu\text{F}$$

การเลือกไดโอดสำหรับเรียงกระแสต้านเอาต์พุต กระแสสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดขณะนำกระแสหาได้จากสมการที่ (2-14)

$$I_{\text{rms}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times I_{\text{Peak}} \times \sqrt{\frac{1}{D}} \quad (2-14)$$

$$I_{\text{rms}} = 14.05 \text{ A}$$

ไดโอดสำหรับวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ต้านเอาต์พุตจะต้องสามารถทนกระแสสูงสุดได้มากกว่าค่ากระแส I_{rms} ที่คำนวณได้ ในที่นี้เลือกใช้ไดโอดเบอร์ MUR3020PT ซึ่งสามารถทนกระแสได้ 30 A



ภาพที่ 2-14 วงจรทบทแรงดันขนาด 2 เฟส

ภาพที่ 2-14 เป็นวงจรทบทวนแรงดันขนาด 2 เฟส ทำหน้าที่ในการส่งจ่ายพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ ไปยังโหลดของวงจร โดยอาศัยหลักการอินเตอร์ลีฟสัญญาณควบคุมจากไมโครคอนโทรลเลอร์ผ่านวงจร ขั้วเกตเข้ามายังมอสเฟตทั้ง 2 ตัว (S1, S2) โดยจะสลับการทำงานของสวิตช์ต่างกัน 180 องศา ในส่วนของการวัดกระแสจะวัดสัญญาณออกมาจากเซ็นเซอร์เพื่อส่งไปยังชุดควบคุมซึ่งอยู่ในไมโครคอนโทรลเลอร์

2.2.2 วงจรควบคุม

การทำงานของวงจรทบทวนแรงดันเพื่อรักษาระดับกระแสอินพุตให้คงที่จะใช้การควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส โดยจะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่อินพุต เข้ามาทางโมดูลแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล ค่ากระแสที่ได้รับการแปลงเรียบร้อยแล้วจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับค่ากระแสอ้างอิง (I_{FCref}) ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกนำมาประมวลผลด้วยตัวควบคุมแบบพีไอก่อนจะส่งต่อไปยังโปรแกรมเปรียบเทียบข้อมูล เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่น (Pulse Width Modulation) ที่มีค่าคาบเวลาคงที่และความกว้างของพัลส์เปลี่ยนแปลงไปตามผลของการมอดูเลชั่น ในส่วนของการเขียนโปรแกรมเพื่อควบคุมการทำงานของวงจรทบทวนแรงดันขนาด 2 เฟส สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์สามารถเขียนเป็นลำดับการทำงานได้ดังภาพที่ 2-15

2.2.2.1 การควบคุมแบบพีไอ การเขียนโปรแกรมควบคุมการทำงานของวงจรทบทวนแรงดันเพื่อรักษาระดับกระแสอินพุตให้คงที่ลงในไมโครคอนโทรลเลอร์และใช้การควบคุมแบบพีไอ โดยใช้กฎการบูรณาการแบบสี่เหลี่ยมคางหมู ดังนั้นจะได้ฟังก์ชันควบคุมสำหรับฟังก์ชันเวลาแบบไม่ต่อเนื่องได้ดังนี้

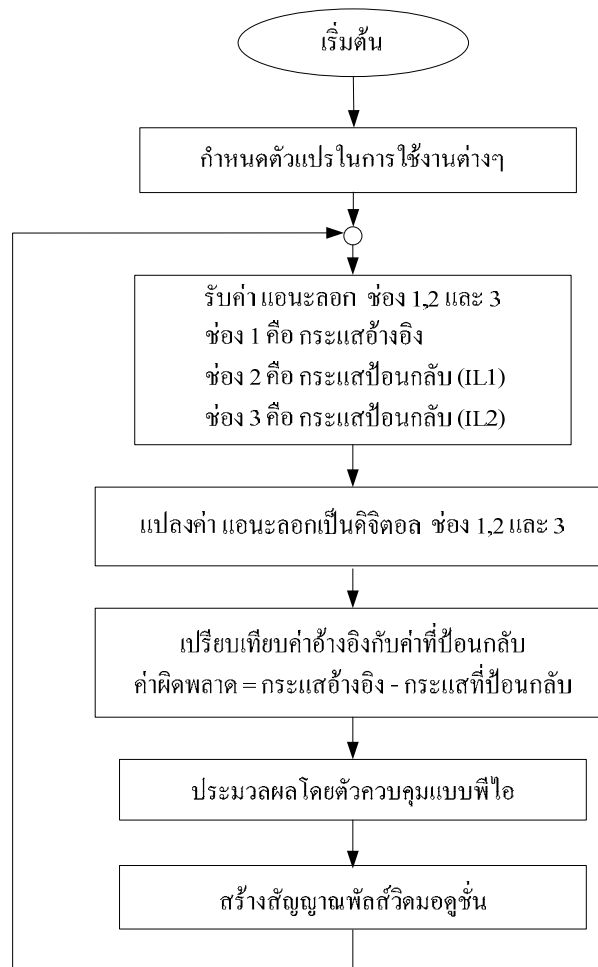
$$\therefore M_n = M_{n-1} + K_p (e_n - e_{n-1}) + \frac{K_i}{2} (e_n - e_{n-1}) \quad (2-15)$$

เมื่อกำหนดให้

$$K_p = K \quad ; \text{Proportion Gain}$$

$$K_i = \frac{T}{T_i} \quad ; \text{Integral Gain}$$

ซึ่งนำสมการที่ (2-15) มาเป็นอัลกอริทึมในการเขียนโปรแกรม แต่สมการการควบคุมแบบพีไอที่ใช้เขียนโปรแกรมจริง ซึ่งสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ในภาพที่ 2-16 อ้างอิงจากการประยุกต์ใช้งานของบริษัท Microchip จาก AN908 Using the dsPIC30F for vector control of an ACIM by Microchip รูปแบบการเขียนโปรแกรมมีดังนี้



ภาพที่ 2-15 แนวทางการทำงานของโปรแกรมควบคุมการทำงานของวงจรทบทวนแรงดัน

$$\text{Err} = \text{InRef} - \text{FB};$$

$$U = \text{Sum} + K_p * \text{Err};$$

$$\text{If } (U > \text{Outmax});$$

$$\text{Out} = \text{Outmax};$$

$$\text{else if } (U < \text{Outmin})$$

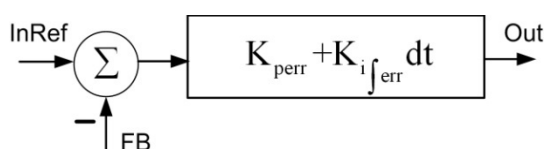
$$\text{Out} = \text{Outmin};$$

$$\text{else}$$

$$\text{Out} = U;$$

$$\text{Excess} = U - \text{Out};$$

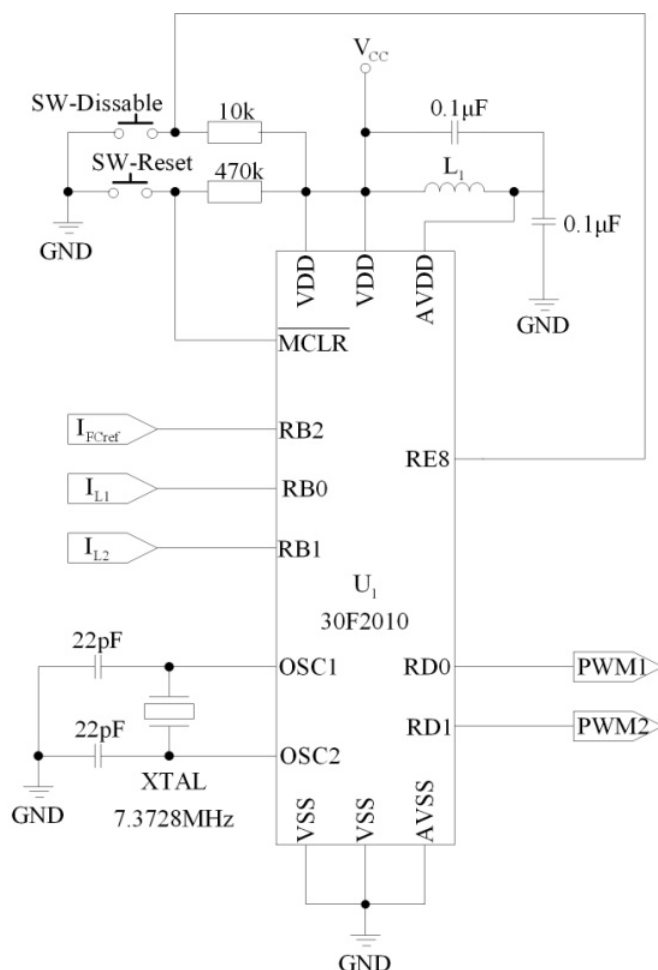
$$\text{Sum} = \text{Sum} + (K_i * \text{Err}) - (K_c * \text{Excess})$$



ภาพที่ 2-16 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแบบพีไอ

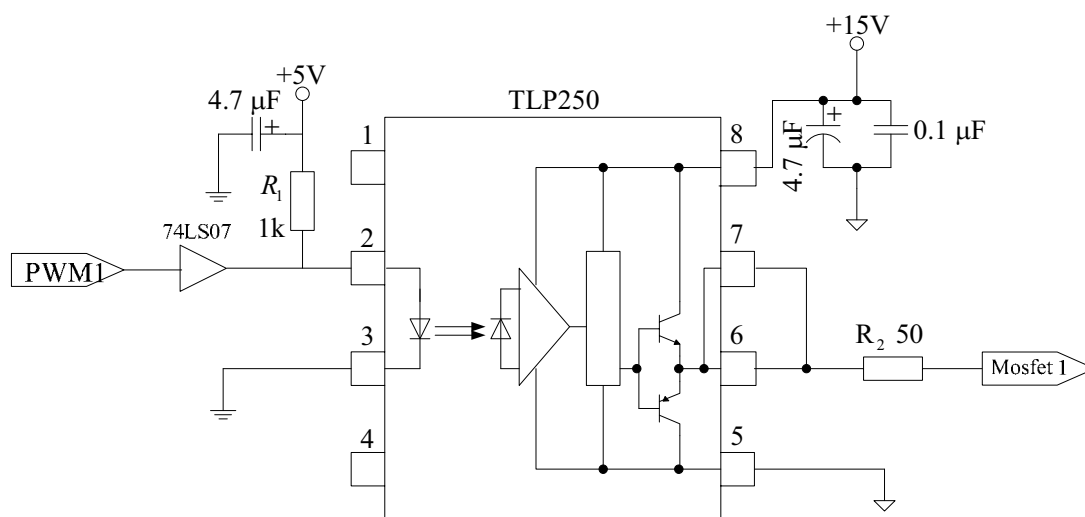
2.2.2.2 การเปรียบเทียบข้อมูลเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลชัน ข้อมูลที่ออกมาจากตัวควบคุมแบบพีไอจะส่งต่อไปยังโปรแกรมเปรียบเทียบข้อมูลเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลชันที่มีความยาวคงที่และมีความกว้างของพัลส์เปลี่ยนแปลงตามการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่อินพุต โดยการสร้างสัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลชันออกที่ขา RD0 และขา RD1 โดยทำงานร่วมกับไทมเมอร์ 3 (TMR3) เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณนาฬิกา สำหรับโมดูลเปรียบเทียบข้อมูล (Output Compare : OC) กำหนดค่าปริสเกลเลอร์เท่ากับ 1 ความถี่สัญญาณนาฬิกาหลักคือ 7.3728 MHz ที่เฟสล็อกกลูป (PLL) เท่ากับ 16 วงจร ทบแรงดันทำงานที่ความถี่เท่ากับ 25 kHz ดังนั้นค่าคาบเวลาของสัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (T_{PWM}) เท่ากับ 40 ไมโครวินาที

2.2.2.3 การแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล การแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอลจะเลือกใช้ขาพอร์ต RB0 และ RB1 ทำงานเป็นอินพุตแอนะล็อก โดยรับกระแสป้อนกลับมาจากเอาต์พุตของวงจรทบแรงดันที่ผ่านการแปลงจากกระแสเป็นแรงดันและแบ่งแรงดันให้เหลือ 0-3 V โดยเลือกใช้ช่องของวงจรสุ่มและเก็บค่าสัญญาณ (Sample and Hold) ช่องที่ 0 (CH0) สำหรับแหล่งจ่ายแรงดันอ้างอิง ในการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอลใช้แหล่งจ่ายจากภายนอก 5 V เข้ามาทางพอร์ต RB2 การต่อขาสัญญาณแสดงดังภาพที่ 2-17



ภาพที่ 2-17 การต่อขาสัญญาณของ dsPIC30F2010

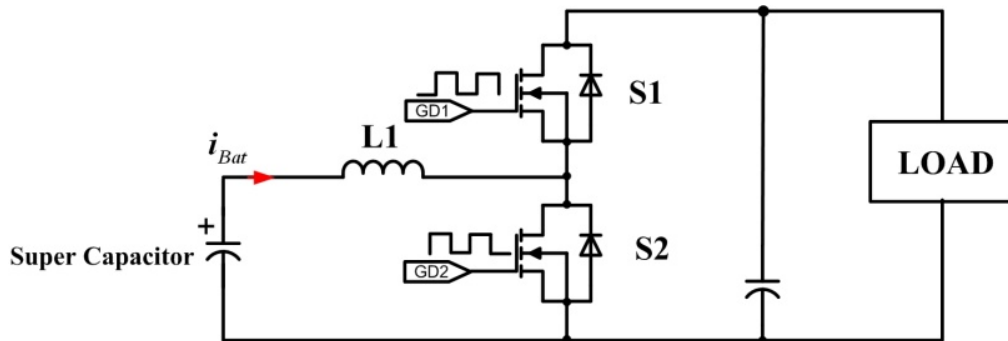
2.2.2.4 วงจรขับเกต (Gate Driver) เพื่อความสะดวกในการต่อใช้งานและให้วงจรขับมีขนาดเล็ก จึงใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ TLP 250 ขนาด 8 ขา ซึ่งในวงจรทบทแรงดันขนาด 2 เฟส จะต้องทำการสร้างวงจรขับเกตขึ้นมาทั้งหมด 2 วงจรเพื่อทำหน้าที่ขับเกตของมอสเฟตทั้ง 2 ตัว จากภาพที่ 2-18 สัญญาณอินพุตจากไมโครคอนโทรลเลอร์เข้ามายังขา 2 และขา 3 ของ TLP250 เพื่อจัดไบอัสให้แก่โฟลโตไดโอดที่ต่ออยู่ภายในตัวไอซี TLP250 ระหว่างขา 2 และขา 3 โดยที่ขา 2 ของ TLP250 ต่อเข้ากับ Vcc (+5 V) เพื่อรักษาระดับของแรงดันให้คงที่ ทำให้โฟลโตไดโอดทำงานได้อย่างเต็มที่ ซึ่งจะต่อ Pull up ตัวต้านทาน 1 k Ω ทำหน้าที่ควบคุมกระแสที่ไหลผ่านออปโตคัปเปอร์ โดยสัญญาณเอาต์พุตจะได้ตามคุณสมบัติของไอซี ซึ่ง TLP 250 มีลักษณะเป็นไปตามสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา แต่มอสเฟตกำลังเป็นอุปกรณ์สวิตช์กำลังที่ต้องการแรงดันควบคุมให้มอสเฟตกำลังทำงาน ดังนั้นสัญญาณที่เข้ามาควบคุมจะต้องเป็นสัญญาณพัลส์ที่สามารถทำให้มอสเฟตกำลังทำงานได้และหยุดทำงานได้รวดเร็วตามความต้องการซึ่งจะต้องเป็นสัญญาณพัลส์แบบสี่เหลี่ยม โดยที่ไอซี TLP 250 ถูกจัดวงจรตามคุณสมบัติของไอซีคือจะได้รับการป้อนแรงดันไฟตรง 15 V เข้าที่ขา 8 และต่อกราวด์เข้าที่ขา 5 ของไอซี โดยสัญญาณเอาต์พุตที่จะออกมาจากขา 6 และขา 7 ของไอซีเมื่อเทียบกับกราวด์ที่ขา 5 ของไอซี สัญญาณที่ได้ออกมาเป็นพัลส์จะมีระดับของสัญญาณอยู่ที่ +15 V ตามแหล่งจ่ายไฟที่ป้อนให้กับไอซีและความถี่ที่ได้จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับไอซีและ R2 จะเป็นตัวควบคุมกระแสที่ จะไหลผ่านไปยังขา G ของเพาเวอร์มอสเฟตและเมื่อทำการวัดระดับสัญญาณที่ได้ที่ขา G และขา S ของเพาเวอร์มอสเฟตสัญญาณที่ได้เหมาะสมกับความต้องการของมอสเฟตกำลังที่สามารถทำงานเป็นสวิตช์ได้



ภาพที่ 2-18 วงจรขับเกต

2.3 ตัวแปลงไฟสำหรับแบตเตอรี่ชนิดซูเปอร์คาปาซิเตอร์

2.3.1 การออกแบบวงจรกำลังของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (2-Quadrant Converter)



ภาพที่ 2-19 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทาง

จากภาพที่ 2-19 เป็นส่วนของวงจรทบทแรงดันแบบ 2 ทิศทาง มีมอสเฟตกำลังทำหน้าที่เป็นสวิตช์รับคำสั่งการสวิตช์มาจากตัวขับเคลื่อนที่จุด GD1 และ GD2 ในวงจรกำลังจะประกอบไปด้วยการออกแบบส่วนต่างๆ ดังนี้

2.3.1.1 การคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง ในวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ตัวเหนี่ยวนำเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญมาก เนื่องจากมีหน้าที่ในการเก็บและคายพลังงานเป็นผลให้ระดับแรงดันทางเอาต์พุตมีค่าสูงกว่าระดับแรงดันที่อินพุตการคำนวณหาค่าของตัวเหนี่ยวนำสามารถหาได้จากสมการ

$$L_{\min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad (2-16)$$

เมื่อ $L_{\min}$ คือค่าตัวเหนี่ยวนำต่ำสุดที่สามารถใช้งานได้
 f คือความถี่ที่ใช้ในวงจร มีค่า 25 kHz
 R คือค่าความต้านทานโหลดของวงจรหาได้จาก

$$R = \frac{V_{bus}^2}{Po_{\min}} \quad (2-17)$$

เมื่อ V_{bus} คือแรงดันด้านออกของวงจรที่ต้องการมีค่า 60 V
 $Po_{\min}$ คือกำลังทางด้านเอาต์พุตที่ให้ประสิทธิภาพต่ำสุดหาได้จากสมการที่ (2-18)

$$\eta_{\min} = \frac{Po_{\min}}{Pi_{\max}} \quad (2-18)$$

$\eta_{\min}$ คือประสิทธิภาพต่ำสุดของวงจรที่ต้องการคือ 80 เปอร์เซ็นต์
 $Pi_{\max}$ คือกำลังทางด้านอินพุตที่ให้ประสิทธิภาพต่ำสุด หาได้จากสมการที่ (2-19)

$$Pi_{\max} = V_{bat\max} i_{bat\max} \quad (2-19)$$

$V_{bat\max}$ คือแรงดันของแบตเตอรี่สูงสุดคือ 24 V
 $i_{bat\max}$ คือกระแสของแบตเตอรี่สูงสุดคือ 20 A
 แทนค่าลงในสมการที่ (2-19)

$$Pi_{\max} = 24 \times 20 = 480 \text{ W}$$

แทนค่า $Pi_{\max}$ ลงในสมการที่ (2-18) เพื่อหา $Po_{\min}$

$$Po_{\min} = \eta_{\min} Pi_{\max}$$

$$Po_{\min} = \frac{80}{100} \times 480 = 384 \text{ W}$$

แทนค่า $Po_{\min}$ ลงในสมการที่ (2-17)

$$R = \frac{V_{bus}^2}{Po_{\min}} = \frac{60^2}{384} = 9.357 \Omega$$

จากสมการที่ (2-1) D คือดิวิตีไซเคิล หาได้จาก

$$D = 1 - \frac{V_{bat}}{V_{bus}} \quad (2-20)$$

เมื่อ V_{bat} คือ แรงดันอินพุต มีค่า 24 V
 แทนค่าลงในสมการที่ (2-20)

$$D = 1 - \frac{24}{60} = 0.6$$

แทนค่าลงในสมการที่ (2-16) เพื่อหาค่าตัวเหนี่ยวนำ

$$L_{\min} = \frac{0.6(1-0.6)^2 \times 9.375}{2 \times 25 \times 10^3} = 18 \mu\text{H}$$

ดังนั้นจึง เลือกใช้ขดลวดพันบนแกน EE55 คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดได้จาก

$$N = \frac{LI_{\text{peak}}}{B_{\text{max}} S}$$

เมื่อ	N	คือจำนวนรอบของขดลวด
	I_{peak}	คือกระแสสูงสุดที่ไหลในขดลวด มีค่า 10 A
	B_{max}	คือความเข้มฟลักซ์สูงสุดได้จากกราฟ BH Curve มีค่า 0.025 T
	S	คือพื้นที่ของแกน EE55 มีค่า 354 mm^2

$$N = \frac{18 \times 10^{-6} \times 10}{0.012 \times 10^{-6} \times 354} = 42.37 \text{ รอบ}$$

2.3.1.2 การเลือกอุปกรณ์สวิตช์ อุปกรณ์สวิตช์ในวงจรทบทวนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงควรเลือกอุปกรณ์ที่ทำงานได้ดีที่ความถี่สูง เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ในการวิจัยนี้ได้เลือกใช้มอสเฟตกำลังทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์สวิตช์ เพราะนอกจากสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ตั้งแต่ 30 kHz ไปจนถึง 400 kHz เวลาในการสวิตช์อยู่ในช่วงนาโนวินาที และในวงจรขั้วมอสเฟตกำลังนั้นทำได้ง่ายเพราะควบคุมด้วยแรงดันและต้องการกระแสอินพุตค่าต่ำๆ เท่านั้น

โดยได้เลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ IRFP264 ของบริษัท International Rectifier IR มีคุณลักษณะสมบัติต่าง ๆ ที่สำคัญดังนี้ ความต้านทานระหว่างขาเดรนและซอร์ส ขณะนำกระแส $R_{DS(on)} = 0.075 \Omega$ ซึ่งมีค่าต่ำมาก แรงดันตกคร่อมระหว่างขาเดรนและขาซอร์ส (V_{DS}) ที่ทนได้ 250 V กระแสเดรน (I_D) สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ 38 A เวลาคืนสภาพของเพาเวอร์มอสเฟต $t_{rr} = 620 \text{ ns}$

2.3.1.3 การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุต ในวงจรกำลังของวงจรทบทวนแรงดันไฟฟ้าตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุตของวงจรมีหน้าที่ในการเก็บพลังงานในรูปของประจุไฟฟ้าและทำการจ่ายแรงดันออกให้กับเอาต์พุตหรือภาระ (Load) หรือคายประจุไฟฟ้าเมื่ออุปกรณ์สวิตช์ Turn on และทำการเก็บประจุเมื่ออุปกรณ์สวิตช์ Turn off ดังนั้นจำเป็นต้องเลือกตัวเก็บประจุที่สามารถทนแรงดันได้เท่ากับหรือมากกว่าแรงดันเอาต์พุต หากเลือกตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่จะมีส่วนช่วยในการลดแรงดันกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุต สามารถคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตได้จากสมการที่ (2-21)

$$\frac{\Delta V_{\text{bus}}}{V_{\text{bus}}} = \frac{D}{RCf} \quad (2-21)$$

เมื่อ	$\frac{\Delta V_{bus}}{V_{bus}}$	คือค่า Ripple Factor กำหนดให้ไม่เกิน 1 เปอร์เซ็นต์
	ΔV_{bus}	คือแรงดันกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุต
	V_{bus}	คือแรงดันเอาต์พุต มีค่า 60 V
	C	คือค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต
	D	คือดิวตี้ไซเคิล หาได้จากสมการที่ (2-5) มีค่า 0.6
	R	คือค่าความต้านทานโหลดของวงจร
	f	คือความถี่ที่ใช้ในวงจร มีค่า 25 kHz

แทนค่าในสมการที่ (2-21) เพื่อหา ΔV_{bus}

$$\frac{\Delta V_{bus}}{60} = 0.01$$

ดังนั้น

$$\Delta V_{bus} = 0.01 \times 60 = 0.6V$$

หาค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตจากสมการที่ (2-21)

$$C = \frac{D}{Rf \frac{\Delta V_{Bus}}{V_{Bus}}}$$

แทนค่า

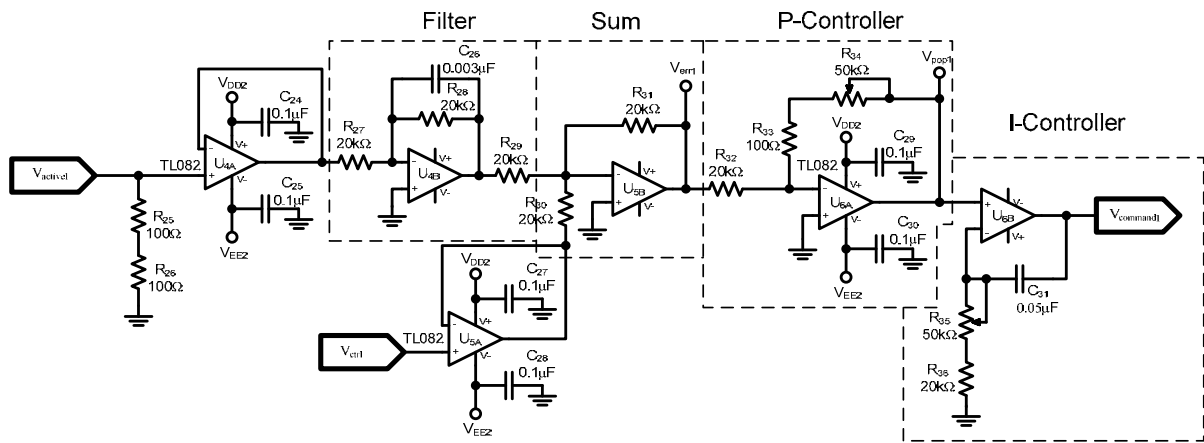
$$C = \frac{0.6}{9.375 \times 25 \times 10^3 \times 0.01} = 256 \mu F$$

ดังนั้นควรเลือกตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตของวงจรที่มีค่าสูงกว่า 256 μF และแรงดันที่ทนได้ต้องไม่ต่ำกว่าแรงดันเอาต์พุตที่ 60 V

2.3.2 การออกแบบวงจรควบคุม

วงจรควบคุมกระแสเป็นวงจรที่ทำหน้าที่ควบคุมให้ระดับการจ่ายกระแสคงที่ถึงแม้ว่าภาระจะมีการเปลี่ยนแปลง การจัดวงจรควบคุมแสดงดังภาพที่ 2-20 จุดต่ออินพุต V_{ctrl} เป็นจุดรับสัญญาณคำสั่งจาก dSPACE เพื่อควบคุมการจ่ายกระแสของคอนเวอร์เตอร์ทั้งหมด จุดต่ออินพุต $V_{active1}$ เป็นจุดต่อรับสัญญาณป้อนกลับค่ากระแสจากเซนเซอร์กระแสที่ได้รับการแปลงให้เป็นแรงดันแล้ว จากวงจรตรวจจับกระแสและจุดต่อเอาต์พุต $V_{command1}$ เป็นจุดต่อสัญญาณออกจากตัวควบคุมไปให้วงจรกำเนิดสัญญาณ PWM เพื่อควบคุมการสวิตช์ต่อไป จัดเป็นวงจรกันชนเพื่อป้องกันไม่ให้อุปกรณ์ที่จุด $V_{active1}$ และ V_{ctrl} ซึ่งอาจทำให้แรงดันทั้ง 2 จุดลดลงจนการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ผิดพลาดได้ U1B จัดเป็นวงจรกรองแรงดันเพื่อกรองแรงดัน $V_{active1}$ จากเซนเซอร์กระแสให้มีความเรียบมากที่สุด เพราะสัญญาณที่ได้จากเซนเซอร์กระแสมักจะมีการกระเพื่อมตามลักษณะของกระแสจากตัวเหนี่ยวนำความถี่สูงอยู่ ส่วน U2B

เป็นวงจรเป็นวงจรรวมสัญญาณระหว่างสัญญาณคำสั่ง V_{ctrl} กับสัญญาณ $V_{active1}$ แต่เนื่องจาก $V_{active1}$ ถูกกลับเฟสสัญญาณเพราะเป็นการป้อนกลับค่ากระแสแบบลบ ทำให้เอาต์พุตที่จุด V_{err1} เป็นผลต่างของ $V_{ctrl}-V_{active1}$ ส่งต่อไปยังตัวควบคุมกระแสแบบ PI



ภาพที่ 2-20 วงจรควบคุมกระแสของตัวแปลงไฟสำหรับแบตเตอรี่

จากการคำนวณทำให้ได้ค่า K_p ของ P-Controller และค่า T_i ของ I-Controller ในภาพที่ 2-20 ที่ทำให้ได้การตอบสนองต่อคำสั่ง V_{ctrl} ได้ในเวลาที่ต้องการ ณ จุดที่ค่า $K_p = 0.285$ และค่า $T_i = 2.085\text{ms}$ ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่าอุปกรณ์ต่างๆ ได้ดังนี้

จากสมการโอนย้ายของวงจรควบคุมแบบ PI แบบอิสระต่อกัน

$$\frac{V_{command1}(s)}{V_{err1}(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (2-22)$$

เมื่อ $V_{command1}(s)$ คือแรงดันเอาต์พุตของตัวควบคุมแบบ PI

$V_{err1}(s)$ คือแรงดันผลต่างของ $V_{ctrl}-V_{active1}$

โดยที่อัตราขยายของ K_p หาได้จากสมการ

$$K_p = \frac{R_{33}+R_{34}}{R_{32}} \quad (2-23)$$

ในการออกแบบเลือกค่าความต้านทาน $R_{32} = 20\text{ k}\Omega$ และ $R_{33} = 100\text{ }\Omega$ หาค่า R_{34} โดยแทนค่าลงสมการที่ (2-23)

$$R_{34} = 0.285 \times 20\text{ k}\Omega - 100\text{ }\Omega = 5.6\text{ k}\Omega$$

เพื่อลดความผิดพลาดที่อาจเกิดขึ้นจากตัวอุปกรณ์ในการใช้งานจริงเลือกใช้ R_{34} เป็นตัวต้านทานปรับค่าที่สามารถปรับค่าครอบคลุมค่าความต้านทาน $5.6\text{ k}\Omega$ เพื่อปรับให้ได้ค่าที่ใกล้เคียงที่สุด โดยเลือกใช้ตัวต้านทานปรับค่า $50\text{ k}\Omega$

ในส่วนของ I-Controller คำนวณหาค่าอุปกรณ์ได้จากสมการ

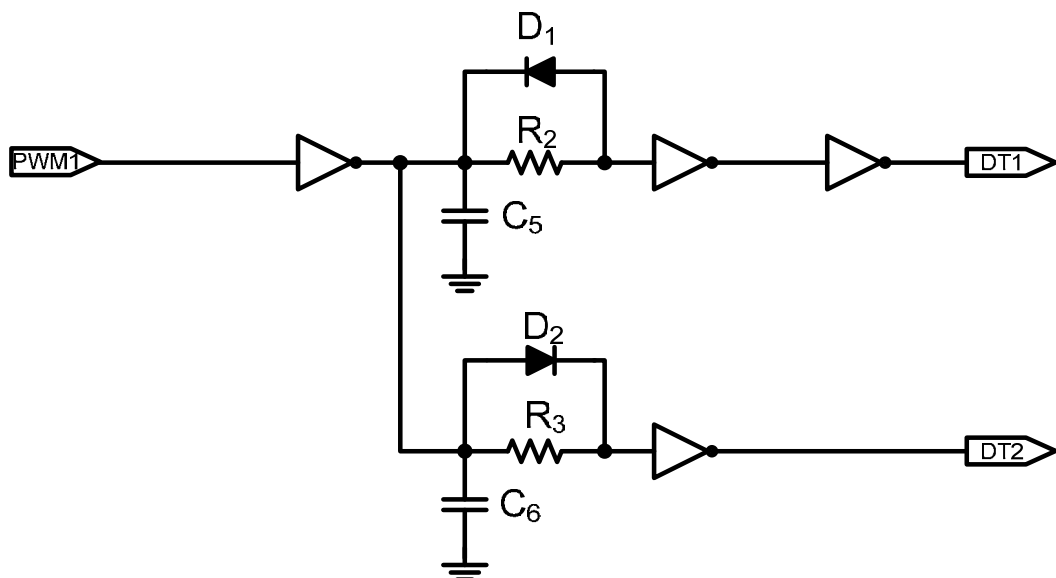
$$T_i = (R_{35} + R_{36})C_{31} \quad (2-24)$$

การออกแบบในงานวิจัยเลือกใช้ค่าความต้านทาน $R_{36} = 20 \text{ k}\Omega$ และค่าของตัวเก็บประจุ $C_{31} = 0.05 \text{ }\mu\text{F}$ คำนวณหาค่า R_{35} โดยแทนค่าลงในสมการที่ (2-24)

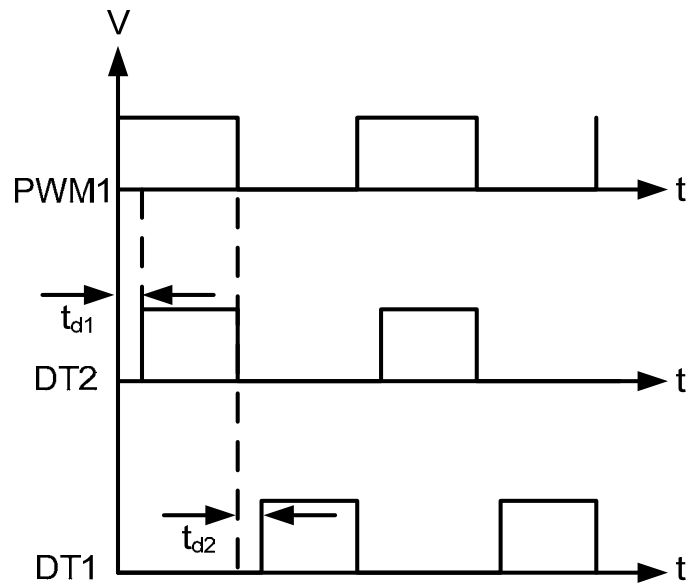
$$2.085\text{ms} = (R_{35} + 20\text{k}\Omega)0.05\mu\text{F}$$

$$R_{35} = \frac{2.085\text{ms}}{0.05\mu\text{F}} - 20\text{k}\Omega = 21.7\text{k}\Omega$$

2.3.2.1 วงจรเดดไทม์ (Dead time circuit) วงจรดังภาพที่ 2-21 ทำหน้าที่ในการหน่วงสัญญาณคำสั่งสวิตช์เพื่อป้องกันไม่ให้ชุดสวิตช์ทั้ง 2 ตัวในแต่ละเฟสทำงานพร้อมกัน โดยสัญญาณคำสั่งสวิตช์จะถูกหน่วงด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุในขอบขาขึ้นเท่านั้น ก็เพียงพอที่จะป้องกันไม่ให้เกิดการลัดวงจรของสวิตช์ทั้ง 2 ชุด และเมื่อสัญญาณอินพุตเป็น High หลังจากผ่าน NOT GATE ก็จะเปลี่ยนสถานะเป็น Low ตัวเก็บประจุซึ่งมีแรงดันสูงอยู่ก็จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน เมื่อระดับแรงดันที่ตัวเก็บประจุต่ำถึงระดับที่ NOT GATE มองเป็นสถานะ Low สัญญาณเอาต์พุตเป็น High ช่วงนี้จะไม่มีการหน่วงเวลา เพราะกระแสไหลผ่านไดโอดมาชาร์จตัวเก็บประจุแล้วเต็มทันที ทำให้เอาต์พุตของ NOT GATE อีกตัวเป็น Low การปรับค่าความต้านทานจะทำให้ระยะการหน่วงเวลาเปลี่ยนไปลักษณะการหน่วงของ Dead time แสดงดังภาพที่ 2-22



ภาพที่ 2-21 วงจรเดดไทม์ (Dead time circuit)



ภาพที่ 2-22 เดดไทม์ของการขับมอสเฟต

จากภาพที่ 2-21 เป็นวงจรเดดไทม์ จุดต่อ PWM1 เป็นจุดรับสัญญาณที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณ PWM ส่วนทางด้านเอาต์พุตจุดต่อ DT1 และ DT2 เป็นส่วนที่ได้ถูกกำหนดเดดไทม์แล้วเพื่อส่งต่อไปยังวงจรขับเคลื่อนต่อไป

จากข้อมูลของไอซี NOT GATE เบอร์ 74LS14 ที่ใช้ในวงจรเดดไทม์ สัญญาณอินพุตที่ทำให้เอาต์พุตเป็นลอจิก “1” คือแรงดันอินพุต 1.6 V มอสเฟตกำลังที่ใช้มีเวลาในการคืนสภาพ (t_{rr}) 620 นาโนวินาที คิดเวลาที่อีกตัวหนึ่งทำงานได้เต็มที่และอีกตัวหนึ่งหยุดทำงานสนิท ควรหาช่วงเวลาทั้งหมด $2t_{rr}$ ดังนั้นเวลาหน่วงมีค่า 620 นาโนวินาที $\times 2 = 1,240$ นาโนวินาที หรือ 1.24 ไมโครวินาที ในวงจรเดดไทม์นี้คิดเวลาหน่วงประมาณ 2 ไมโครวินาที เลือกใช้ค่า $C_5 = 3$ nF คำนวณหาค่า R_2 ได้จาก

$$V_{C5} = V_{CC} (1 - e^{-t_{d2}/R_2 C_5})$$

เมื่อ V_{C5} คือ แรงดันที่ตกคร่อม C_5 ที่ทำให้อินพุตเป็นสถานะ high คือ 1.6 V
 V_{CC} คือ แรงดันไฟเลี้ยงวงจรมีค่า 5 V

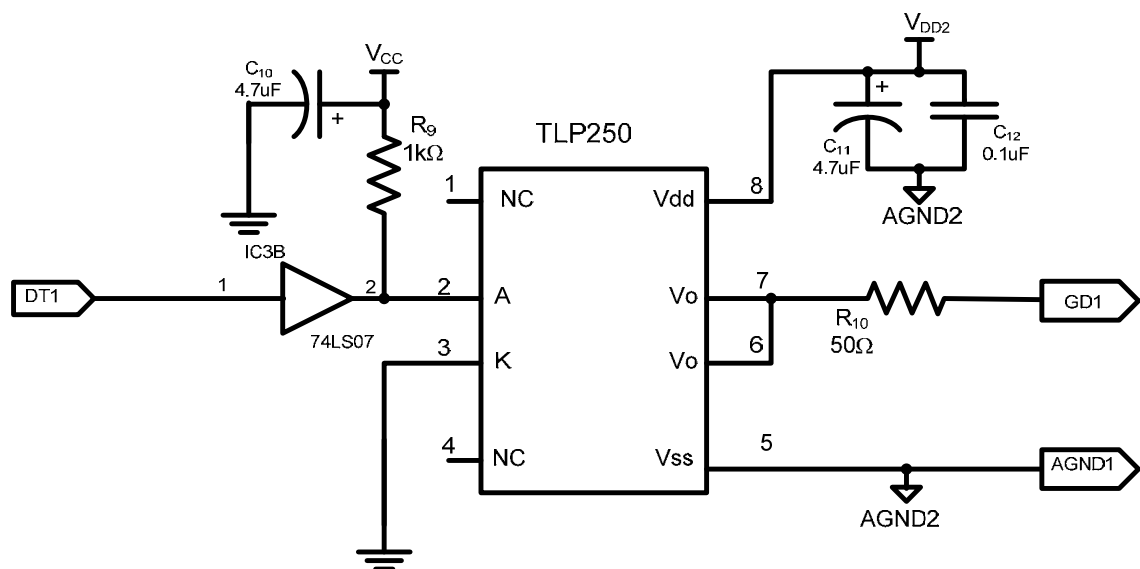
แทนค่าลงในสมการด้านบน

$$1.6 = 5 (1 - e^{-2 \times 10^3 / R_2 \times 3 \times 10^{-9}})$$

$$R_2 = -0.67 \times 10^3 \frac{\log e}{\log 0.68} = 1.74 \text{ k}\Omega$$

ในการใช้งานจริง เลือกใช้งาน R_2 มีค่า 2 Ω ซึ่งทำให้ค่าเดดไทม์ที่ได้จริงมีค่า 2.31 ไมโครวินาที

2.3.2.2 วงจรขับนำเกต ด้วยไอซี TLP250 สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์หรือสัญญาณ PWM มีลักษณะเป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม สัญญาณนี้ถูกส่งไปยังวงจรถับนำเกตด้วยไอซีสร้างสัญญาณขับนำเกตเบอร์ TLP250 เพื่อควบคุมการทำงานของมอสเฟต วงจรสร้างขับนำเกตแสดงดังภาพที่ 2-23 จากวงจรสัญญาณด้านเข้าเป็นสัญญาณที่ถูกส่งมาจากวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ PWM มีขนาดแรงดัน 0 V ถึง 5 V สัญญาณนี้ถูกส่งเข้าไปไบแอสให้ LED ใน TLP250 นำกระแสโดยมีความต้านทาน R_9 ทำหน้าที่จำกัดกระแสในการไบแอสและใช้ไอซีบัฟเฟอร์ 74LS07 เป็นตัวป้องกันไฟ 5 V ที่จะเกิดการไหลย้อนกลับของแรงดันเข้าไปในวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ PWM เมื่อ LED นำกระแส ส่งผลให้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ทางด้านเอาต์พุตของ TLP250 นำกระแส แรงดันที่ขา 7 ของ TLP250 เทียบกับกราวด์เท่ากับ $V_{DD2}(15V)$ และแรงดันที่ V_{GS} ของมอสเฟตเท่ากับ $V_{DD2} (15 V)$ เทียบกับกราวด์เมื่อแรงดัน V_{GS} มีค่าเป็นบวกสามารถทำให้มอสเฟตนำกระแสได้ ส่วนในกรณีที่แรงดันอินพุตน้อยกว่า 0.7 V LED ภายใน TLP250 หยุดนำกระแสส่งผลให้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ทางด้านเอาต์พุตของ TLP250 หยุดนำกระแสเช่นเดียวกัน แต่ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP จะนำกระแสส่งผลให้ ที่สภาวะนี้แรงดันที่ขา 7 ของ TLP250 เทียบกับกราวด์มีค่าประมาณ 0 V เมื่อแรงดันที่ V_{GS} มีค่าเป็น 0 V ก็จะทำให้มอสเฟตหยุดนำกระแสได้



ภาพที่ 2-23 วงจรถับนำเกตโดยใช้ไอซีเบอร์ TLP250

จากภาพที่ 2-23 จุดต่ออินพุตของวงจร จุด DT1 เป็นจุดรับสัญญาณจากวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ PWM และที่เอาต์พุตของวงจร จุด GD1 เป็นจุดต่อสัญญาณไปยังสวิตช์แต่ละตัวโดยจุดนี้จะเทียบกับจุด AGND1 ต่อจุด GD1 เข้าที่ขาเกตของ S1 และจุด AGND1 เข้าที่ขาซอร์สจากภาพเป็นวงจรถับนำเกตจำนวน 1 ชุด ดังนั้นในการใช้งานต้องสร้างวงจรลักษณะเดียวกันนี้ทั้งหมด 2 ชุด

2.4 การบริหารจัดการพลังงานในระบบจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง เซลล์แสงอาทิตย์และแบตเตอรี่ชนิดซูปเปอร์คาปาซิเตอร์

2.4.1 วงจรกำลังสำหรับแหล่งจ่ายไฟแบบผสม

โครงสร้างการต่อวงจรกำลังของแหล่งจ่ายไฟแบบผสมนี้แสดงได้ดังภาพที่ 2-24 [24] ตัวแปลงไฟสำหรับเซลล์เชื้อเพลิงคือวงจรบูสที่ขนานกัน 4 ชุด (หัวข้อ 2.1) ตัวแปลงไฟสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์คือวงจรบูสที่ขนานกัน 2 ชุด (หัวข้อ 2.2) ตัวแปลงไฟสำหรับซูปเปอร์คาปาซิเตอร์คือวงจรแปลงไฟแบบ 2 ทิศทาง (2-Quadrant Converter) ที่ขนานกัน 4 ชุด (หัวข้อ 2.3)

เพื่อเป็นการป้องกันและการทำงานที่มีความเร็วสูง ตัวแปลงไฟของเซลล์เชื้อเพลิง เซลล์แสงอาทิตย์และซูปเปอร์คาปาซิเตอร์จะถูกควบคุมด้วยวงปิดของการควบคุมกระแสของแต่ละตัว ดังอธิบายไปแล้วในหัวข้อ 2.1 2.2 และ 2.3 เพื่อแน่ใจว่าระบบทำงานที่มีเสถียรภาพ (Stability) ความเร็วของวงปิดระบบควบคุมกระแสซึ่งเป็นระบบควบคุมวงในสุด (inner current regulation loops) จะต้องทำงานที่ความเร็วสูงกว่าระบบควบคุมวงปิดของระบบควบคุมวงนอก (outer control loops) [25] ระบบควบคุมกระแสจะรับคำสั่งอ้างอิง (References) สามสัญญาณคือกระแสคำสั่งของซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ i_{SCREF} กระแสคำสั่งของเซลล์เชื้อเพลิง i_{FCREF} และกระแสคำสั่งของเซลล์แสงอาทิตย์ i_{PVREF} กระแสคำสั่งทั้งสามนี้จะถูกกำเนิดมาจากตัวควบคุมบริหารจัดการพลังงานทั้งระบบ ซึ่งจะนำเสนอต่อไปนี้

2.4.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของแหล่งจ่ายไฟแบบผสม

เราพิจารณาให้กระแสของเซลล์เชื้อเพลิง กระแสของเซลล์แสงอาทิตย์และกระแสของซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ทำงานตามกระแสคำสั่งอย่างรวดเร็ว ดังนั้น

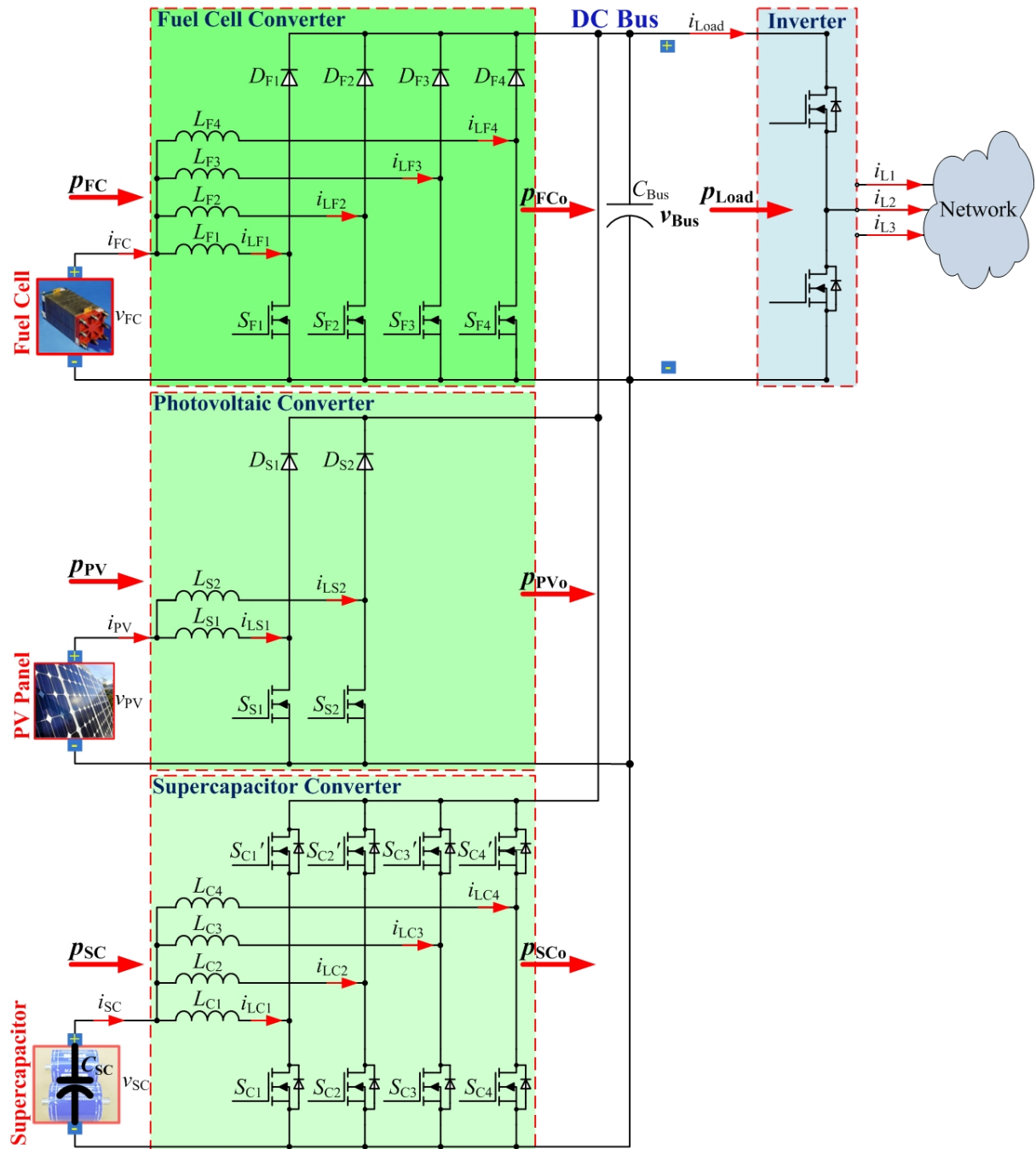
$$i_{FC} = i_{FCREF} = \frac{P_{FC}}{v_{FC}} = \frac{P_{FCREF}}{v_{FC}} \quad (2-25)$$

$$i_{PV} = i_{PVREF} = \frac{P_{PV}}{v_{PV}} = \frac{P_{PVREF}}{v_{PV}} \quad (2-26)$$

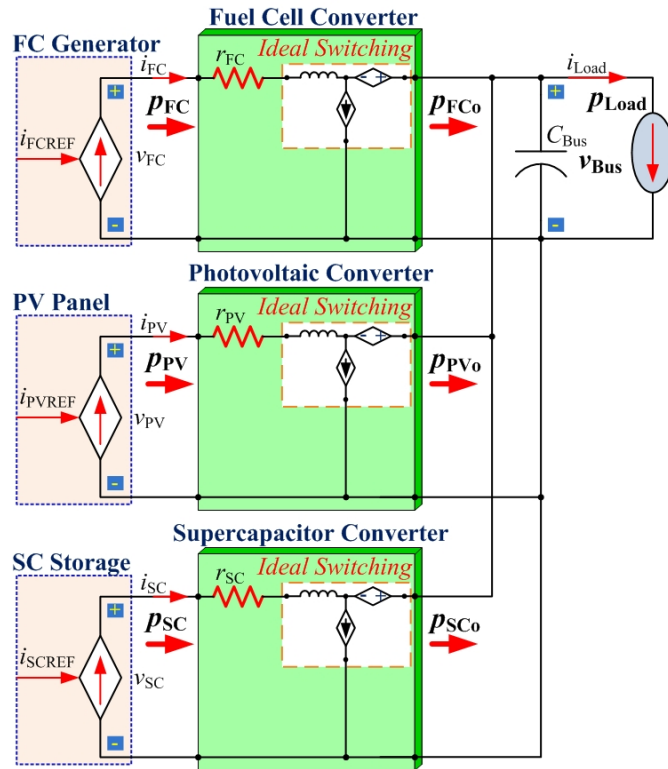
$$i_{SC} = i_{SCREF} = \frac{P_{SC}}{v_{SC}} = \frac{P_{SCREF}}{v_{SC}} \quad (2-27)$$

เป็นผลทำให้เซลล์เชื้อเพลิง เซลล์แสงอาทิตย์และกระแสของซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ทำงานเป็นแหล่งจ่ายกระแสที่ควบคุมได้ (Controlled current sources) แสดงได้ดังภาพที่ 2-25 เราพิจารณาให้มีค่าสูญเสียในตัวแปลงไฟแต่ละตัวเป็นตัวต้านทานที่มีค่าสูญเสียคงที่คือ r_{FC} , r_{PV} และ r_{SC} ของตัวแปลงไฟของเซลล์เชื้อเพลิง ของตัวแปลงไฟของเซลล์แสงอาทิตย์และของตัวแปลงไฟของซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ตามลำดับ

พลังงานไฟฟ้าที่คาปาซิเตอร์ในบัสไฟตรง (E_{Bus}) และพลังงานไฟฟ้าที่ซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ (E_{SC}) สามารถเขียนได้ดังนี้



ภาพที่ 2-24 ไดอะแกรมของระบบจ่ายไฟฟ้าด้วยเซลล์เชื้อเพลิง เซลล์แสงอาทิตย์และซูเปอร์คาปาซิเตอร์ ซึ่ง p_{Load} ($= v_{Bus} \times i_{Load}$), v_{Bus} , และ i_{Load} คือกำลังของโหลด แรงดันที่บัสไฟตรงและกระแสที่บัสไฟตรง ตามลำดับ p_{FC} ($= v_{FC} \times i_{FC}$), v_{FC} , และ i_{FC} คือกำลัง แรงดันและกระแสของเซลล์เชื้อเพลิง ตามลำดับ p_{PV} ($= v_{PV} \times i_{PV}$), v_{PV} , และ i_{PV} คือกำลัง แรงดันและกระแสของเซลล์แสงอาทิตย์ ตามลำดับ p_{SC} ($= v_{SC} \times i_{SC}$), v_{SC} , และ i_{SC} คือกำลัง แรงดันและกระแสของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ ตามลำดับ p_{FCo} , p_{PVo} และ p_{SCo} คือกำลังเอาต์พุตที่ส่งไปยังบัสไฟตรงของเซลล์เชื้อเพลิง เซลล์แสงอาทิตย์และซูเปอร์คาปาซิเตอร์ ตามลำดับ



ภาพที่ 2-25 วงจรเทียบเคียงของแหล่งจ่ายไฟแบบผสมที่น่าเสนอ

$$E_{Bus} = \frac{1}{2} C_{Bus} v_{Bus}^2 \quad (2-28)$$

$$E_{SC} = \frac{1}{2} C_{SC} v_{SC}^2 \quad (2-29)$$

ขณะที่พลังงานสะสมรวม (E_T) ที่เก็บอยู่ในคาปาซิเตอร์ที่บัสไปตรง (C_{Bus}) และในซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (C_{SC}) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$E_T = \frac{1}{2} C_{Bus} v_{Bus}^2 + \frac{1}{2} C_{SC} v_{SC}^2 \quad (2-30)$$

ดังแสดงในภาพที่ 2-25 สามารถเขียนเป็นสมการอนุพันธ์ของพลังงานไฟฟ้าที่คาปาซิเตอร์ในบัสไปตรง (E_{Bus}) กับ p_{FCo} , p_{PVo} , p_{SCo} , และ p_{Load} ได้ดังนี้

$$\dot{E}_{Bus} = p_{FCo} + p_{PVo} + p_{SCo} - p_{Load} \quad (2-31)$$

ซึ่ง

$$p_{FCo} = p_{FC} - r_{FC} \left(\frac{p_{FC}}{v_{FC}} \right)^2 \quad (2-32)$$

$$PPV_o = PPV - r_{PV} \left(\frac{PPV}{v_{PV}} \right)^2 \quad (2-33)$$

$$PSC_o = PSC - r_{SC} \left(\frac{PSC}{v_{SC}} \right)^2 \quad (2-34)$$

$$P_{Load} = v_{Bus} \cdot i_{Load} = \sqrt{\frac{2E_{Bus}}{C_{Bus}}} \cdot i_{Load} \quad (2-35)$$

$$P_{SC} = v_{SC} \cdot i_{SC} = \sqrt{\frac{2E_{SC}}{C_{SC}}} \cdot i_{SC} \quad (2-36)$$

2.4.3 การควบคุมแบบไม่เชิงเส้นสำหรับแหล่งจ่ายไฟแบบผสม

2.4.3.1 พลังงานสมดุลย์

วัตถุประสงค์ของการควบคุมคือความมีเสถียรภาพ (stability) ความแข็งแกร่ง (robustness) ประสิทธิภาพ (high overall efficiency) และการทำงานที่เหมาะสมที่สุด (optimization) เพื่อจ่ายพลังงานให้กับโหลดและชาร์จซูเปอร์คาปาซิเตอร์ ระบบควบคุมแบบหลายตัวแปรนี้จึงต้องมีคำสั่งอ้างอิงของแรงดันที่บัสไฟตรง (v_{BusREF}) (แทนพลังงานที่บัสไฟตรง (E_{Bus}) ที่เราเรียกว่า “การมีเสถียรภาพที่บัสไฟตรง *DC link stabilization*”) และคำสั่งอ้างอิงของแรงดันที่ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (v_{SCREF}) (แทนพลังงานที่ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (E_{SC}) ที่เราเรียกว่า “*supercapacitor state-of-charge SOC*”)

จากแนวความคิดงานวิจัยก่อนหน้านี้ [26], [27] เซลล์แสงอาทิตย์จะถูกควบคุมเป็นแหล่งจ่ายหลัก เซลล์เชื้อเพลิงทำงานเป็นแหล่งจ่ายจ่ายไฟเมื่อพลังงานในสภาวะอยู่ตัวไม่พอกจากเซลล์แสงอาทิตย์ ขณะที่ซูเปอร์คาปาซิเตอร์เป็นแหล่งพลังงานที่มีความเร็วสูงมากๆ จะช่วยจ่ายไฟช่วงไดนามิกที่สูงๆ ดังนั้นหลักการบริหารจัดการพลังงานในระบบคือให้ซูเปอร์คาปาซิเตอร์จ่ายไฟเพื่อรักษาระดับแรงดันที่บัสไฟตรง ส่วนเซลล์แสงอาทิตย์และเซลล์เชื้อเพลิง (เป็นเครื่องกำเนิดพลังงานที่ช้ากว่าซูเปอร์คาปาซิเตอร์) ทำหน้าที่รักษาระดับแรงดันที่บัสไฟตรงและที่ซูเปอร์คาปาซิเตอร์

2.4.3.2 พิสูจน์การมีคุณสมบัติแบบ flatness ของแหล่งจ่ายแบบผสม

เพื่อยืนยันการมีคุณสมบัติแบบ flatness ดังได้อธิบายไปแล้วในหัวข้อ 1.6 จะถูกพิสูจน์ดังต่อไปนี้ เพื่อรักษาระดับแรงดันไฟที่บัสไฟตรงและที่ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ บนพื้นฐานของทฤษฎีการควบคุมแบบ flatness ตัวแปรเอาต์พุต (y) ตัวแปรควบคุมอินพุต (u) และตัวแปรสเตท (x) ถูกกำหนดดังนี้

$$y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{Bus} \\ E_T \end{bmatrix} \quad (2-37)$$

$$u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{SCREF} \\ P_{TREF} \end{bmatrix} \quad (2-38)$$

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{Bus} \\ v_{SC} \end{bmatrix} \quad (2-39)$$

ซึ่ง p_{TREF} คือกำลังไฟฟ้ารวมจากเซลล์แสงอาทิตย์และเซลล์เชื้อเพลิง จากสมการที่ (1-32) (1-33) และ (1-34) ตัวแปรสถานะสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2y_1}{C_{Bus}}} \\ \sqrt{\frac{2(y_2 - y_1)}{C_{SC}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_1(y_1) \\ \varphi_2(y_1, y_2) \end{bmatrix} \quad (2-40)$$

จากสมการที่ (2-31) ตัวแปรอินพุต (u) สามารถคำนวณได้จากตัวแปรเอาต์พุตตัว (y) และอนุพันธ์เทียบกับเวลาคือ

$$u_1 = 2p_{SCLim} \cdot \left[1 - \sqrt{1 - \frac{\dot{y}_1 + \sqrt{\frac{2y_1}{C_{Bus}}} \cdot i_{Load} - P_{FCo} - P_{PVo}}{p_{SCLim}}} \right] \quad (2-41)$$

$$= \psi_1(y_1, \dot{y}_1) = p_{SCREF}$$

$$u_2 = 2p_{TMax} \cdot \left[1 - \sqrt{1 - \frac{\dot{y}_2 + \sqrt{\frac{2y_1}{C_{Bus}}} \cdot i_{Load}}{p_{TMax}}} \right] \quad (2-42)$$

$$= \psi_2(y_1, \dot{y}_2) = p_{TREF}$$

ซึ่ง

$$p_{SCLim} = \frac{v_{SC}^2}{4r_{SC}}, \quad p_{TMax} = \frac{v_T^2}{4r_T} \quad (2-43)$$

ขณะที่ p_{SCLim} คือกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่ถูกจำกัดจากตัวแปลงไฟของซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ p_{TMax} คือเทียบเคียงกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่ถูกจำกัดจากตัวแปลงไฟของเซลล์แสงอาทิตย์และเซลล์เชื้อเพลิง v_T คือแรงดันไฟฟ้าเทียบเคียงจากแหล่งจ่ายไฟจากเซลล์แสงอาทิตย์และเซลล์เชื้อเพลิงและ r_T คือค่าตัวต้านทานเทียบเคียงในตัวแปลงไฟของเซลล์แสงอาทิตย์และเซลล์เชื้อเพลิง

อันที่จริงแล้ว

$$p_{TMax} = p_{FCMax} + p_{PVMax} \quad (2-44)$$

ซึ่ง p_{FCMax} คือกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากเซลล์เชื้อเพลิงและ p_{PVMax} คือกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากเซลล์แสงอาทิตย์

2.4.3.3 กฎการควบคุมและเสถียรภาพ (Control Law and Stability)

จากสมการที่ (1.35) กฎการควบคุมพลังงานแสงอาทิตย์ได้ดังนี้ [28], [29]

$$v_1 = \dot{y}_1 = \dot{y}_{1REF} + K_{11}(y_{1REF} - y_1) + K_{12} \int_0^t (y_{1REF} - y_1) d\tau \quad (2-45)$$

$$v_2 = \dot{y}_2 = \dot{y}_{2REF} + K_{21}(y_{2REF} - y_2) \quad (2-46)$$

ซึ่ง y_{1REF} คือคำสั่งอ้างอิงของตัวแปรเอาต์พุตตัวที่ 1 (พลังงานที่คาปาซิเตอร์ที่บัสไฟตรง) และ y_{2REF} คือคำสั่งอ้างอิงของตัวแปรเอาต์พุตตัวที่ 2 (พลังงานรวมที่คาปาซิเตอร์ที่บัสไฟตรงกับที่ชูปเปอร์คาปาซิเตอร์)

จากสมการที่ (2-45) ถ้ากำหนดให้ $e_1 = y_1 - y_{1REF}$, $K_{11} = 2\zeta\omega_n$ และ $K_{12} = \omega_n^2$ จะได้

$$\ddot{e}_1 + 2\zeta\omega_n \cdot \dot{e}_1 + \omega_n^2 \cdot e_1 = 0 \quad (2-47)$$

แทน $\dot{y}_1$ ลงในสมการที่ (2-41) จะได้สมการในเทอมของการควบคุมแบบป้อนกลับ เราอาจจะเรียกว่า “inverse dynamics”

$$u_1 = 2P_{SCLim} \cdot \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{equ.(2-45) + P_{Load} - P_{FCo} - P_{PVo}}{P_{SCLim}} \right)} \right] \quad (2-48)$$

เพื่อการคำนวณที่ง่ายลง เราอาจจะประมาณว่า $r_{SC} = 0$ ทำให้ $p_{SC} = P_{SCo}$ โดยการกำหนดให้ $P_{SCMax} \leq P_{SCLim}$ เราอาจจะเขียนสมการ inverse dynamics ได้ง่ายขึ้นคือ

$$u_1 = \left(\overbrace{\dot{y}_1 = \dot{E}_{Bus}}^{\dot{y}_1 = \dot{E}_{Bus}} \right) + P_{Load} - P_{FCo} - P_{PVo} \quad (2-49)$$

$$= P_{SCREF}$$

เช่นเดียวกันจากสมการที่ (2-46) ถ้ากำหนดให้ $e_2 = y_2 - y_{2REF}$, $K_{21} = 1/\tau_S$ จะได้

$$\tau_S \cdot \dot{e}_2 + e_2 = 0 \quad (2-50)$$

แทน $\dot{y}_2$ ลงในสมการที่ (2-42) จะได้สมการในเทอมของการควบคุมแบบป้อนกลับ ที่เรียกว่า “inverse dynamics”

$$\begin{aligned}
 \dot{y}_2 &= \dot{E}_T \\
 u_2 &= \left(\dot{y}_{2\text{REF}} - (1/\tau_S)e_2 \right) + p_{\text{Load}} \\
 &= p_{\text{TREF}} \\
 &= p_{\text{PVREF}} + p_{\text{FCREF}}
 \end{aligned} \tag{2-51}$$

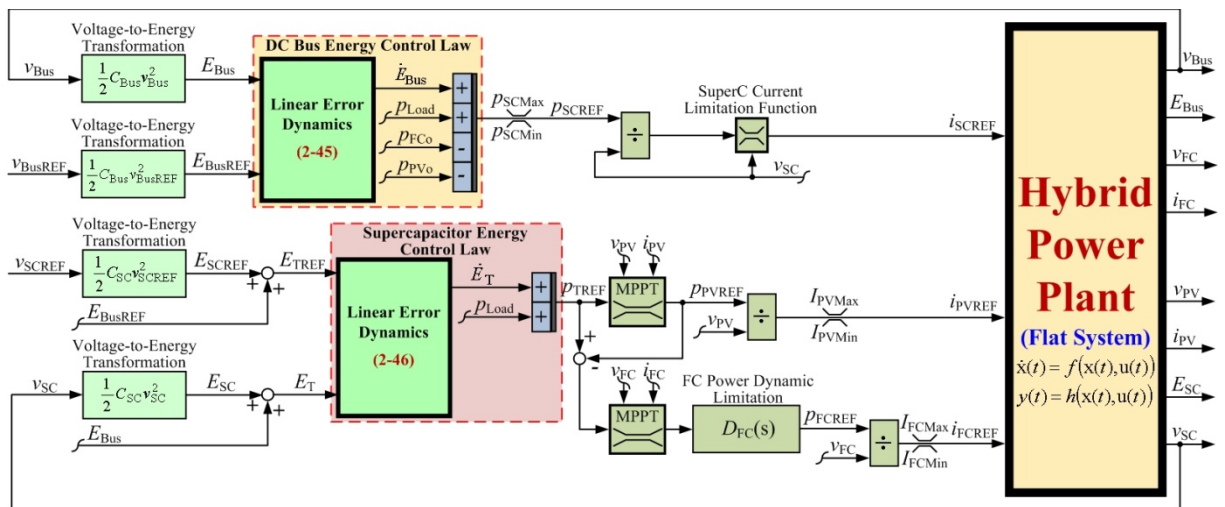
จากสมการที่ (2-49) และ (2-51) เห็นได้ชัดว่าระบบควบคุมจะมีเสถียรภาพแน่นอนสำหรับค่า K_{11} , $K_{12} > 0$ และ $K_{21} > 0$ อย่างไรก็ตาม บนพื้นฐานของระบบควบคุมเป็นชั้นๆ (cascade control structure) และความถี่ของการสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (ω_s) วงควบคุมชั้นนอก (ในที่นี้คือการควบคุมพลังงานที่บัสไฟตรง) จะต้องทำงานที่ cut-off frequency $\omega_E \ll \omega_C$ ซึ่ง ω_C คือ cut-off frequency ของระบบควบคุมของวงควบคุมกำลังจากซูเปอร์คาปาซิเตอร์ซึ่งเป็นวงชั้นในนั่นเองและ $\omega_C \ll \omega_s$ เมื่อตัวแปรเอาต์พุตมีเสถียรภาพ ระบบควบคุมทั้งหมดก็จะมีเสถียรภาพไปด้วยเพราะตัวแปรทั้งหมดสามารถแสดงในเทอมของ differential flatness

ภาพที่ 2-26 ได้อธิบายถึงแนวคิดระบบควบคุมที่ได้นำเสนอสำหรับแหล่งจ่ายไฟจากพลังงานทดแทนที่ได้อธิบายข้างบน กฎการควบคุมพลังงานที่บัสไฟตรงสร้างกำลังไฟฟ้าอ้างอิงสำหรับซูเปอร์คาปาซิเตอร์ p_{SCREF} (อ้างอิงสมการที่ (2-41)) สัญญาณ p_{SCREF} นี้จะถูกหารด้วยแรงดันที่วัดมาจากซูเปอร์คาปาซิเตอร์ v_{SC} และจะจำกัดแรงดันของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ให้อยู่ในช่วงต่ำสุดและสูงสุด $[V_{\text{SCMin}}, V_{\text{SCMax}}]$ โดยการจำกัดกระแสชาร์จหรือกระแสคายประจุ (ไม่ได้อธิบายในเอกสารนี้ สามารถหาอ่านเพิ่มเติมได้จาก [19], [30]) ผลลัพธ์ก็คือได้กระแสอ้างอิงสำหรับซูเปอร์คาปาซิเตอร์ i_{SCREF}

กฎการควบคุมพลังงานรวมหรือกฎการควบคุมพลังงานสำหรับซูเปอร์คาปาซิเตอร์กำเนิดกำลังไฟฟ้าอ้างอิงรวม p_{TREF} (อ้างอิงสมการที่ (2-42)) อย่างแรก สัญญาณ p_{TREF} นี้จะถูกพิจารณาให้เป็นกำลังอ้างอิงสำหรับโซล่าเซลล์ p_{PVREF} สัญญาณนี้จะถูกจำกัดไม่ให้เกินกำลังไฟฟ้าสูงสุด p_{PVMax} ด้วยตัวติดตามกำลังไฟฟ้า (maximum power point tracking MPPT) ซึ่งไม่ได้อธิบายในงานวิจัยนี้ อย่างไรก็ตาม ความแตกต่างระหว่างกำลังไฟฟ้าอ้างอิงรวม p_{TREF} กับกำลังอ้างอิงสำหรับโซล่าเซลล์ p_{PVREF} คือกำลังไฟฟ้าอ้างอิงสำหรับเซลล์เชื้อเพลิง p_{FCREF} สัญญาณนี้จะถูกจำกัดไม่ให้เกินกำลังไฟฟ้าสูงสุด p_{FCMax} และจะจำกัดไดนามิกส์ของเซลล์เชื้อเพลิง [31], [32] ในที่นี้ ตัวหน่วงลำดับที่ 2 ($D_{\text{FC}}(s)$) ถูกเลือกสำหรับการจำกัดไดนามิกส์ของเซลล์เชื้อเพลิง (FC power dynamic limitation) แสดงได้ดังนี้

$$D_{\text{FC}}(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_{n1}} \right)^2 + \frac{2\zeta_1}{\omega_{n1}}s + 1} \tag{2-52}$$

ซึ่ง ω_{n1} และ ζ_1 คือตัวแปรการควบคุม



ภาพที่ 2-26 ไดอะแกรมระบบควบคุมแหล่งจ่ายไฟแบบผสม

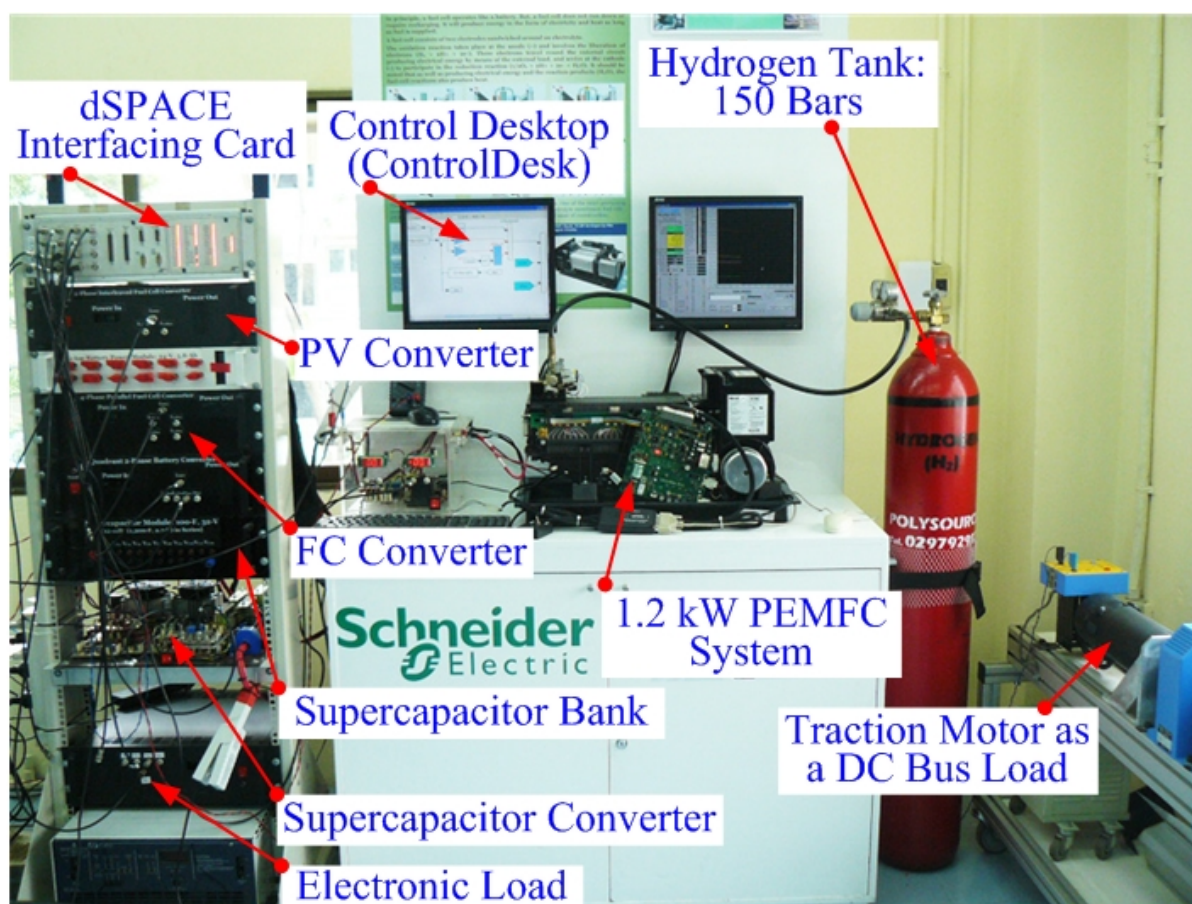


วิธีการทดลอง ผลการทดลองและวิจารณ์ผลการทดลอง

จากขั้นตอนการออกแบบและดำเนินงานตามที่ได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 2 เมื่อนำวงจรต่าง ๆ มาประกอบรวมกันเป็นชิ้นงานที่สมบูรณ์เรียบร้อยแล้ว ในบทนี้จะกล่าวถึงผลการดำเนินงานของวงจรที่ได้ออกแบบไว้และผลการทดสอบการทำงานของวงจรต่าง ๆ ดังนี้

3.1 รายละเอียดชุดทดลอง

ชุดทดลองระบบจ่ายไฟแบบผสมต้นแบบขนาดเล็กแสดงดังภาพที่ 3-1 ระบบเซลล์เชื้อเพลิง (Ballard Nexa fuel cell system) แผงโซลาร์เซลล์ (ติดตั้งบนดาดฟ้าสถาบันนวัตกรรมเทคโนโลยี ไทย-ฝรั่งเศส) และโมดูลซูเปอร์คาปาซิเตอร์แสดงดังภาพที่ 3-1 ถึงภาพที่ 3-3 ตามลำดับ รายละเอียดแหล่งจ่ายแต่ละตัวแสดงในตารางที่ 3-1



ภาพที่ 3-1 ชุดทดลองระบบจ่ายไฟแบบผสมต้นแบบขนาดเล็ก



ภาพที่ 3-2 แผงโซลาร์เซลล์ (ติดตั้งบนดาดฟ้าสถาบันนวัตกรรมเทคโนโลยี ไทย-ฝรั่งเศส)

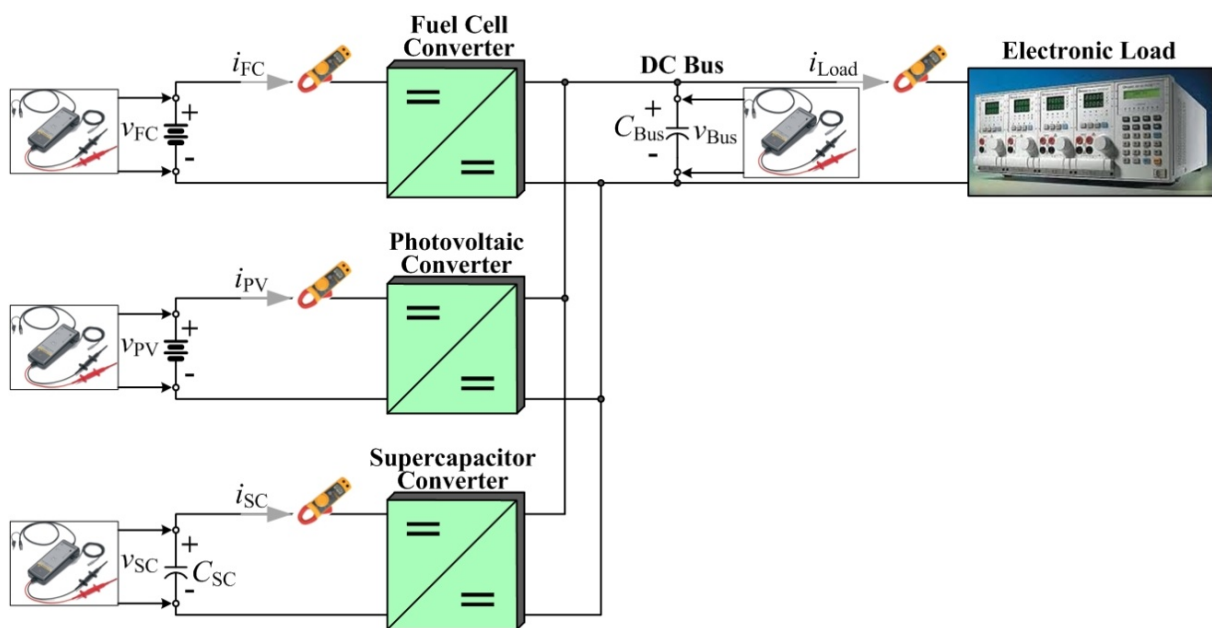


ภาพที่ 3-3 โมดูลซูเปอร์คาปาซิเตอร์

ตารางที่ 3-1 รายละเอียดแหล่งจ่ายไฟแต่ละตัว

Fuel Cell System (by Ballard Power Systems Inc):		
Rated Power	1,200	W
Rated Current	46	A
Rated Voltage	26	V
Photovoltaic Array (by Ekarat Solar Company):		
Number of Panels in Parallel	4	
Panel Open Circuit Voltage	33.5	V
Panel Rated Voltage	26	V
Panel Rated Current	7.7	A
Panel Rated Power	200	W
Array Rated Power	800	W
Supercapacitor Bank (by Maxwell Technologies Comp):		
(Cell Model: BCAP1200)		
Number of Cells in Series	12	
Cell Capacity	1,200	F
Cell Maximum Voltage	2.7	V
Bank Capacity (C_{SC})	100	F
Bank Maximum Voltage	32	V

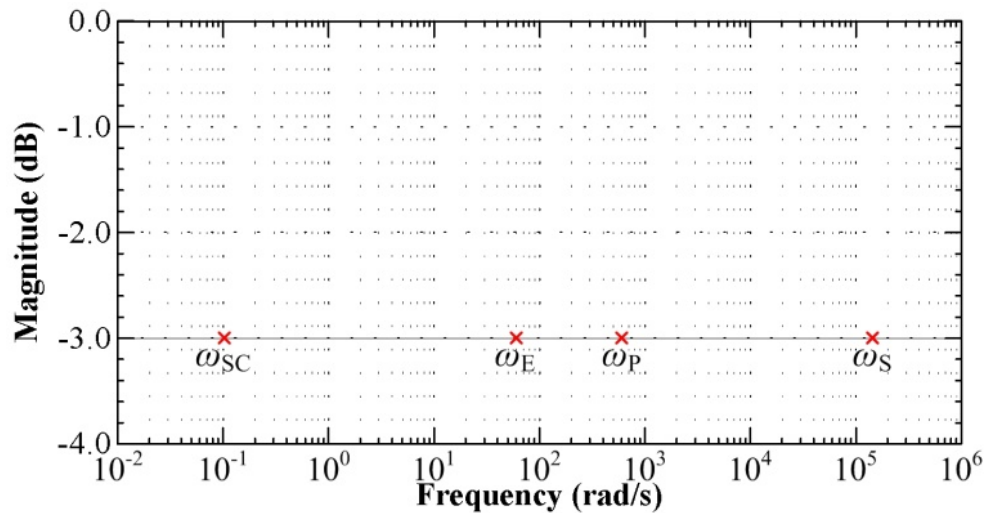
แรงดันที่บัสไฟตรงจะถูกควบคุมที่ 60 V และบัสไฟตรงจะถูกต่อเข้ากับโหลดอิเล็กทรอนิกส์เพื่อจำลองสถานะต่างๆ ของบัสไฟตรง การวัดค่ากระแสของเซลล์เชื้อเพลิง (i_{FC}) กระแสของโซลาร์เซลล์ (i_{PV}) กระแสของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (i_{SC}) กระแสของโหลด (i_{Load}) แรงดันที่บัสไฟตรง (V_{Bus}) แรงดันของเซลล์เชื้อเพลิง (V_{FC}) แรงดันของโซลาร์เซลล์ (V_{PV}) และแรงดันของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (V_{SC}) จะถูกวัดด้วย zero-flux Hall effect sensors ตำแหน่งจุดวัดต่างๆ แสดงดังภาพที่ 3-4 ระบบควบคุมพลังงานทั้งระบบถูกสร้างในตัวควบคุมแบบ real time ในการ์ด dSPACE DS1104 (ดังภาพที่ 3-1) ผ่านตัวคำนวณใน Matlab-Simulink ที่มีความถี่สุ่ม (sampling frequency) ที่ 25 kHz



ภาพที่ 3-4 จุดวัดแรงดันและกระแสของชุดทดลอง

3.2 รายละเอียดระบบควบคุม

อัตราขยายของตัวควบคุม $K_{11} = 450 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ และ $K_{12} = 22,500 \text{ rad}^2\cdot\text{s}^{-2}$ เพื่อให้ระบบมีอัตราหน่วง (damping ratio) เท่ากับ 1.5 และมีความถี่ธรรมชาติ (natural frequency) เท่ากับ $150 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ ซึ่งจะทำให้ cutoff frequency (ω_E) ของวงปิดของระบบควบคุมพลังงานที่บัสไฟตรงมีค่าเท่ากับ $60 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ ซึ่งมีค่าต่ำกว่า cutoff frequency (ω_P) ของวงปิดของระบบควบคุมกำลังของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (ω_P) มีค่าเท่ากับ $600 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ (ซึ่งวงปิดของระบบควบคุมกำลังของซูเปอร์คาปาซิเตอร์จะถูกประมาณเป็นตัวแทนลำดับที่ 1 มีค่าคงที่ของเวลา (time constant) เท่ากับ 2.2 ms ที่ได้จากการทดลอง identification) ดังนั้นระบบควบคุมมีเสถียรภาพ อัตราขยายของตัวควบคุมของวงปิดระบบควบคุมพลังงานรวม (หรือพลังงานของซูเปอร์คาปาซิเตอร์) $K_{21} = 0.1 \text{ W}\cdot\text{J}^{-1}$ ทำให้ cutoff frequency (ω_{sc}) ของวงปิดระบบควบคุมพลังงานรวมเท่ากับ $0.1 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ ที่ซึ่ง $\omega_{sc} \ll \omega_E$ เพื่อเป็นการการันตีสำหรับการมีเสถียรภาพของทั้งระบบควบคุม ดังนั้น cutoff frequency ของทุกวงปิดแสดงได้ดังภาพที่ 3-5 ดังนั้นพารามิเตอร์ของระบบควบคุมทั้งสองวงแสดงดังตารางที่ 3-2 และ 3-3



ภาพที่ 3-5 การกำหนดค่าของตัวควบคุมโดยเลือกกำหนดค่า cutoff frequency ที่ซึ่ง ω_s คือความถี่สวิตช์ของตัวแปลงไฟของซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ที่ 25 kHz ($157,080 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$) ω_p คือ cutoff frequency ของวงปิดของระบบควบคุมกำลังของซูปเปอร์คาปาซิเตอร์มีค่าเท่ากับ $600 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ ω_E คือ cutoff frequency ของวงปิดของระบบควบคุมพลังงานที่บัสไฟตรงมีค่าเท่ากับ $60 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ ω_{sc} และ คือ cutoff frequency ของวงปิดของระบบควบคุมพลังงานรวม (หรือพลังงานของซูปเปอร์คาปาซิเตอร์)

ตารางที่ 3-2 พารามิเตอร์ของระบบควบคุมพลังงานที่บัสไฟตรง

V_{BusREF}	60	V
C_{Bus}	12200	μF
K_{11}	450	$\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$
K_{12}	22,500	$\text{rad}^2\cdot\text{s}^{-2}$
r_{FC}	0.13	Ω
r_{SO}	0.10	Ω
r_{SC}	0.08	Ω
V_{SCMax}	32	V
V_{SCMin}	15	V
I_{SCRated}	150	A

ตารางที่ 3-3 พารามิเตอร์ของระบบควบคุมพลังงานรวม (หรือพลังงานของซูปเปอร์คาปาซิเตอร์)

V_{SCREF}	25	V
C_{SC}	100	F
K_{21}	0.1	$\text{W}\cdot\text{J}^{-1}$
p_{FCMin}	0	W
$I_{\text{FCMax}} (\text{Rated})$	46	A
I_{FCMin}	0	A
ζ_1	1	
ω_{n1}	0.4	$\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$

3.3 ผลการทดลอง

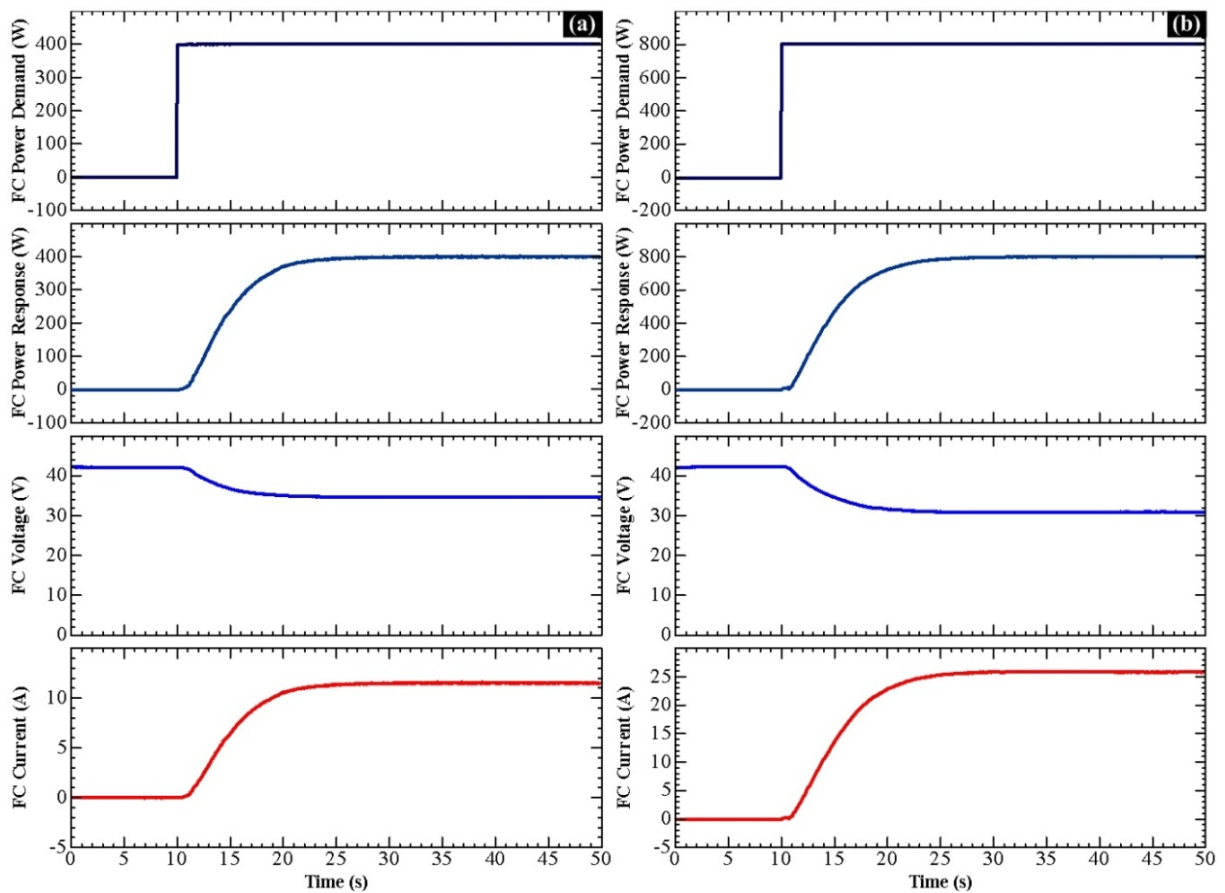
3.3.1 ไดนามิกส์ของระบบควบคุมกำลังของแต่ละแหล่งจ่าย (Power Loop Identification)

เพื่อเป็นการยืนยันถึงไดนามิกส์ของระบบควบคุมกำลัง (หรือกระแส) ของแหล่งจ่ายแต่ละตัว ภาพที่ 3-6 ถึงภาพที่ 3-8 แสดงผลการทดลองที่ทดสอบความเร็วในการตอบสนองต่อสัญญาณคำสั่งของกำลังของแต่ละแหล่งจ่าย ภาพที่ 3-6 แสดงการตอบสนองต่อสัญญาณคำสั่งของกำลังของเซลล์เชื้อเพลิง ในภาพนำเสนอคำสั่งอ้างอิงของกำลังของเซลล์เชื้อเพลิง (FC Power Demand) กำลังของเซลล์เชื้อเพลิง (FC Power Response) แรงดันของเซลล์เชื้อเพลิง (FC Voltage) และกระแสของเซลล์เชื้อเพลิง (FC Current) ชัดเจนว่าการตอบสนองของกำลังของเซลล์เชื้อเพลิงเป็นตัวหน่วงลำดับที่ 2 (second order characteristics) เป็นไปตามสมการที่ (2-52) และเห็นได้ชัดที่ไม่มีปรากฏการณ์การหิวเชื้อเพลิง (fuel starvation phenomenon) เกิดขึ้นในเซลล์ เนื่องจากระบบมีการหน่วงการทำงานของกำลังจากเซลล์เชื้อเพลิงไม่ให้งานเร็วเกินไปนั่นเอง ส่วนในภาพที่ 3-7 แสดงการตอบสนองต่อสัญญาณคำสั่งของกำลังของโซล่าเซลล์ ในภาพนำเสนอคำสั่งอ้างอิงของกำลังของโซล่าเซลล์ (PV Power Demand) กำลังของโซล่าเซลล์ (PV Power Response) แรงดันของโซล่าเซลล์ (PV Voltage) และกระแสของโซล่าเซลล์ (PV Current) สุดท้ายภาพที่ 3-8 แสดงการตอบสนองต่อสัญญาณคำสั่งของกำลังของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ ในภาพนำเสนอคำสั่งอ้างอิงของกำลังของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (PV Power Demand) กำลังของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (PV Power Response) แรงดันของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (PV Voltage) และกระแสของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (PV Current) เห็นได้ชัดว่าการตอบสนองของกำลังจากซูเปอร์คาปาซิเตอร์เป็นไปอย่างรวดเร็วมาก มันสามารถจ่ายกำลังไปสู่บัสไฟตรงจาก 0 W ถึง 400 W ใช้เวลาแค่ประมาณ 50 ms เท่านั้น ซึ่งนี่คือจุดเด่นของแบตเตอรี่ชนิดซูเปอร์คาปาซิเตอร์ที่เหนือกว่าแบตเตอรี่ชนิดอื่นๆ ในด้านไดนามิกส์และ Power Densities

3.3.2 ไดนามิกส์ของการควบคุมบัสไฟตรง

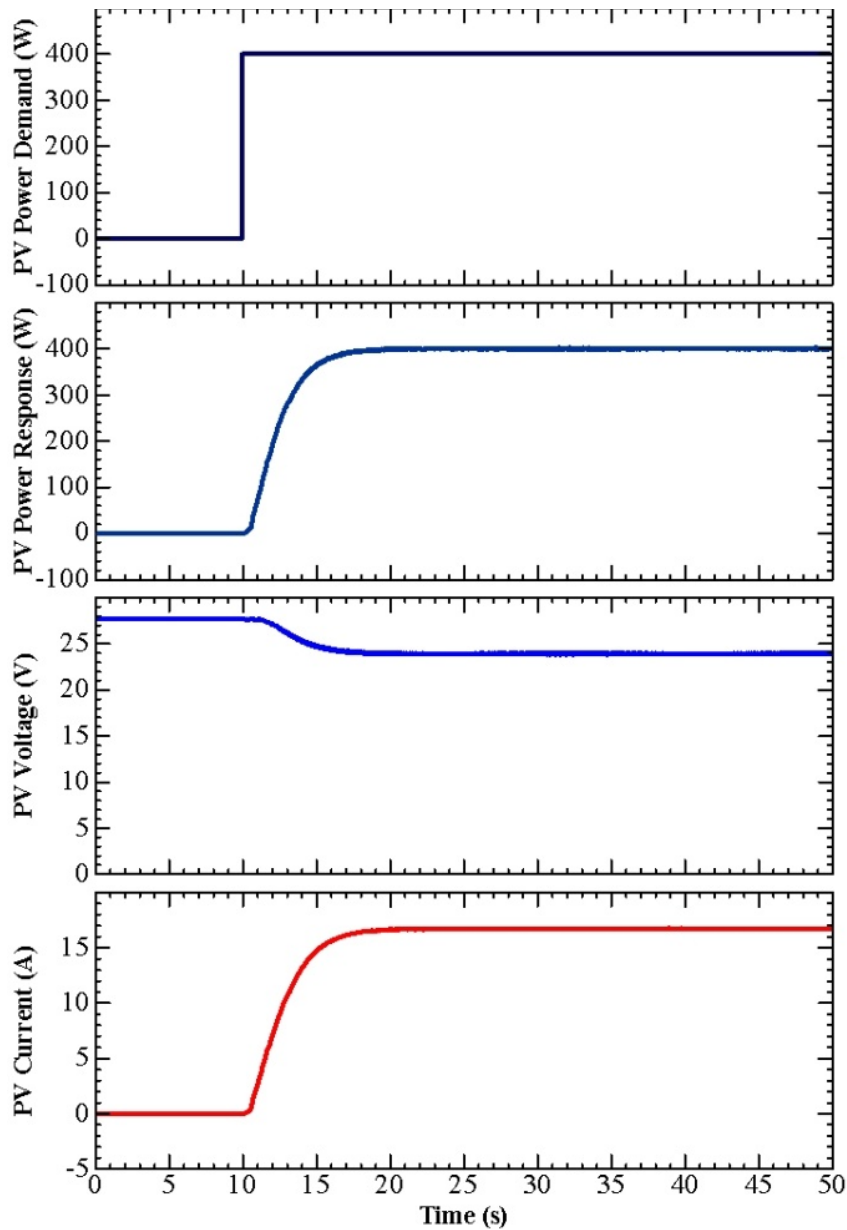
ภาพที่ 3-9 แสดงสัญญาณขณะมีการสลับโหลดขนาดใหญ่ แสดงแรงดันบัสไฟตรง (dc bus voltage) (ซึ่งคือตัวแปรสถานะ x_1 นำเสนอแทนตัวแปรเอาต์พุต y_1) โหลด (load power) (หรือก็คือสัญญาณรบกวน) กำลังของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (supercapacitor power) (ซึ่งคือตัวแปรควบคุมที่เป็นอินพุตตัวที่ 1 u_1) และกำลังของโซล่าเซลล์ (PV power) เริ่มต้นขณะที่ไม่มีโหลด ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ถูกชาร์จเต็มแล้ว (นั่นคือ $V_{SCREF} = 25$ V) และบัสไฟตรงถูกควบคุมให้คงที่ที่ 60 V ($V_{BusREF} = 60$ V) เป็นผลทำให้กำลังของเซลล์เชื้อเพลิง โซล่าเซลล์และซูเปอร์คาปาซิเตอร์มีค่าเท่ากับศูนย์ ขณะทดลองกำลังสูงสุดจากโซล่าเซลล์ถูกจำกัดอยู่ที่ประมาณ 400 W โดยตัวติดตามกำลังสูงสุด (MPPT) ผลการทดลองแสดงให้เห็นการตอบสนองทางไดนามิกส์ต่อการสลับโหลดขนาดใหญ่เป็นไปตามสมการที่ (2-47) ซึ่งเป็นไปตามลักษณะสมบัติของสมการหน่วงลำดับที่ 2 การแกว่งเล็กน้อยของบัสไฟตรงเพราะว่าอัตราขยาย K_{12} มีค่าสูงและโหลดมีค่าสูงมาก ค่าอัตราขยาย K_{12} สามารถลดลงได้เพื่อลดการแกว่ง อย่างไรก็ตาม มันจะทำให้การตอบสนองช้าลง กฎการควบคุม (control law) แสดงให้เห็นว่าระบบมีเสถียรภาพและมีการตอบสนองที่ดีที่สุดเพื่อควบคุมแรงดันที่บัสไฟตรงที่ 60 V ถึงแม้ว่าไดนามิกส์ของระบบควบคุมสามารถทำให้ดีขึ้นได้แต่ระบบอาจจะเข้าไปใกล้ขอบของการไม่มีเสถียรภาพได้ (reduced

stability margin) ข้อสังเกต ในทางปฏิบัติการสร้างโหลดที่เป็นสเตปจะทำได้ยากดังแสดงในภาพ และเนื่องจากกำลังของเซลล์เชื้อเพลิงถูกจำกัดด้านไดนามิกส์ ดังนั้นไดนามิกส์ของโหลดจะจ่ายโดยซูเปอร์คาปาซิเตอร์และโซล่าเซลล์

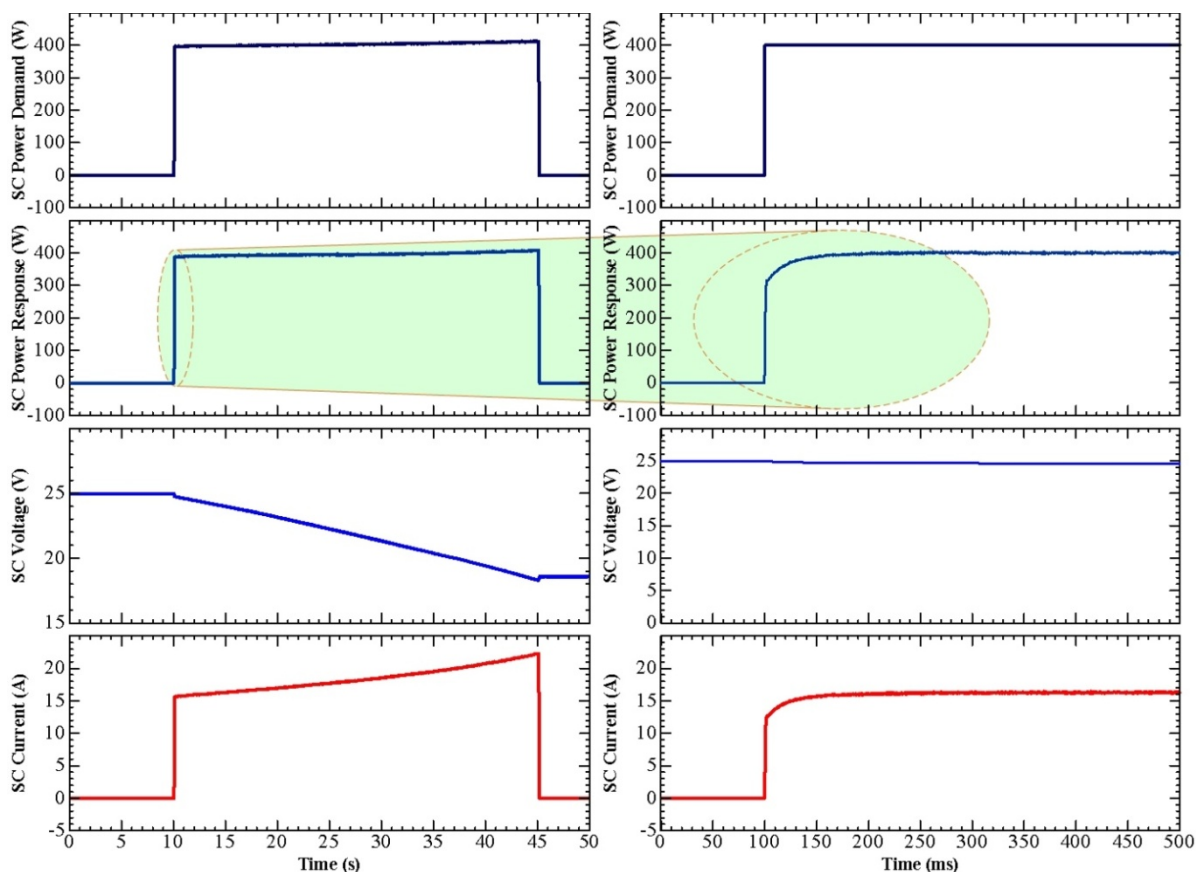


ภาพที่ 3-6 ไดนามิกส์ของระบบควบคุมกำลังของเซลล์เชื้อเพลิง นำเสนอคำสั่งอ้างอิงของกำลังของเซลล์เชื้อเพลิง (FC Power Demand) กำลังของเซลล์เชื้อเพลิง (FC Power Response) แรงดันของเซลล์เชื้อเพลิง (FC Voltage) และกระแสของเซลล์เชื้อเพลิง (FC Current)

- คำสั่งอ้างอิงของกำลังของเซลล์เชื้อเพลิงสเตปจาก 0 W ไปยัง 400 W ที่เวลา 10 s
- คำสั่งอ้างอิงของกำลังของเซลล์เชื้อเพลิงสเตปจาก 0 W ไปยัง 800 W ที่เวลา 10 s

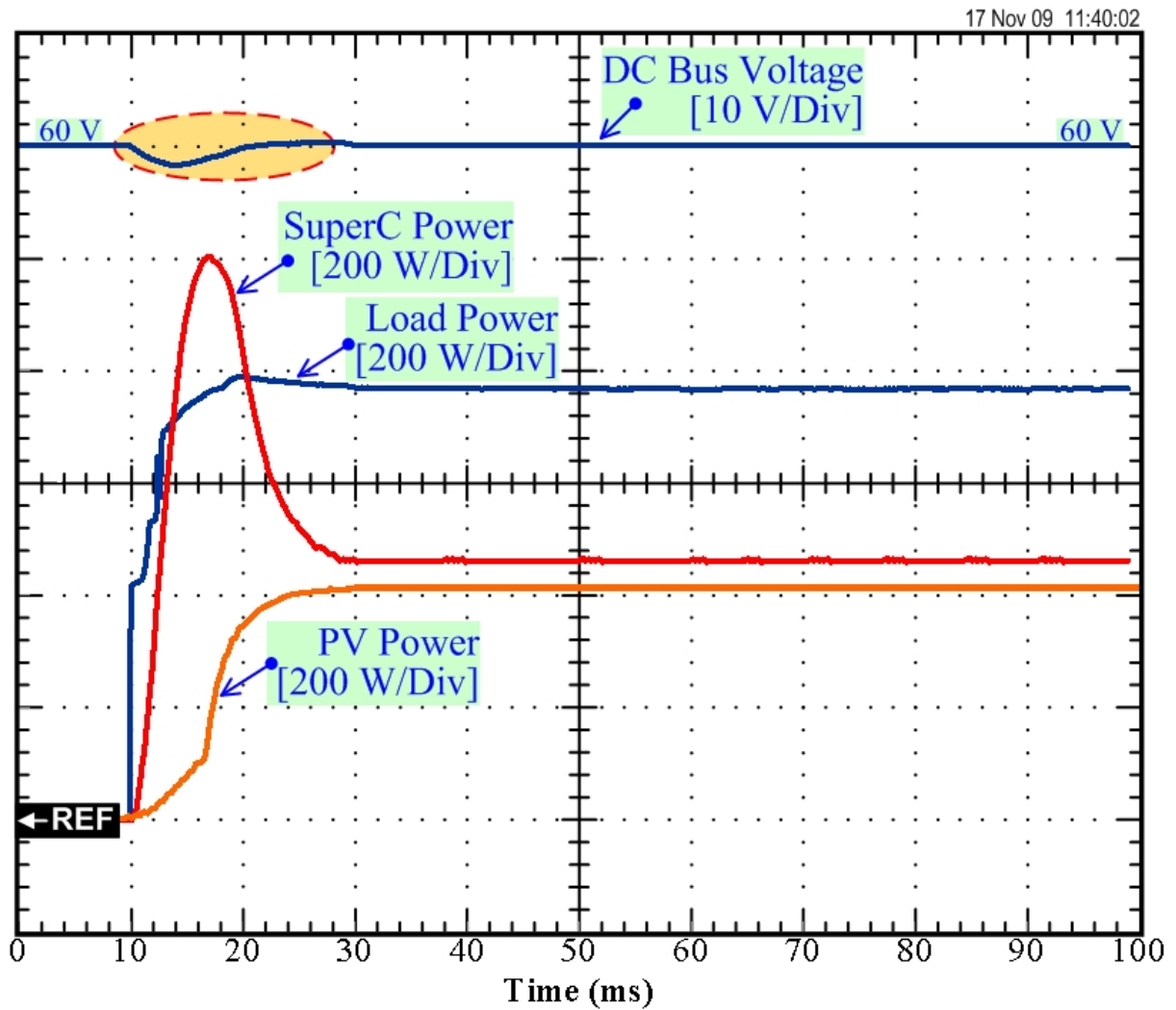


ภาพที่ 3-7 ไดนามิกส์ของระบบควบคุมกำลังของโซลาร์เซลล์ นำเสนอคำสั่งอ้างอิงของกำลังของโซลาร์เซลล์ (PV Power Demand) กำลังของโซลาร์เซลล์ (PV Power Response) แรงดันของโซลาร์เซลล์ (PV Voltage) และกระแสของโซลาร์เซลล์ (PV Current)

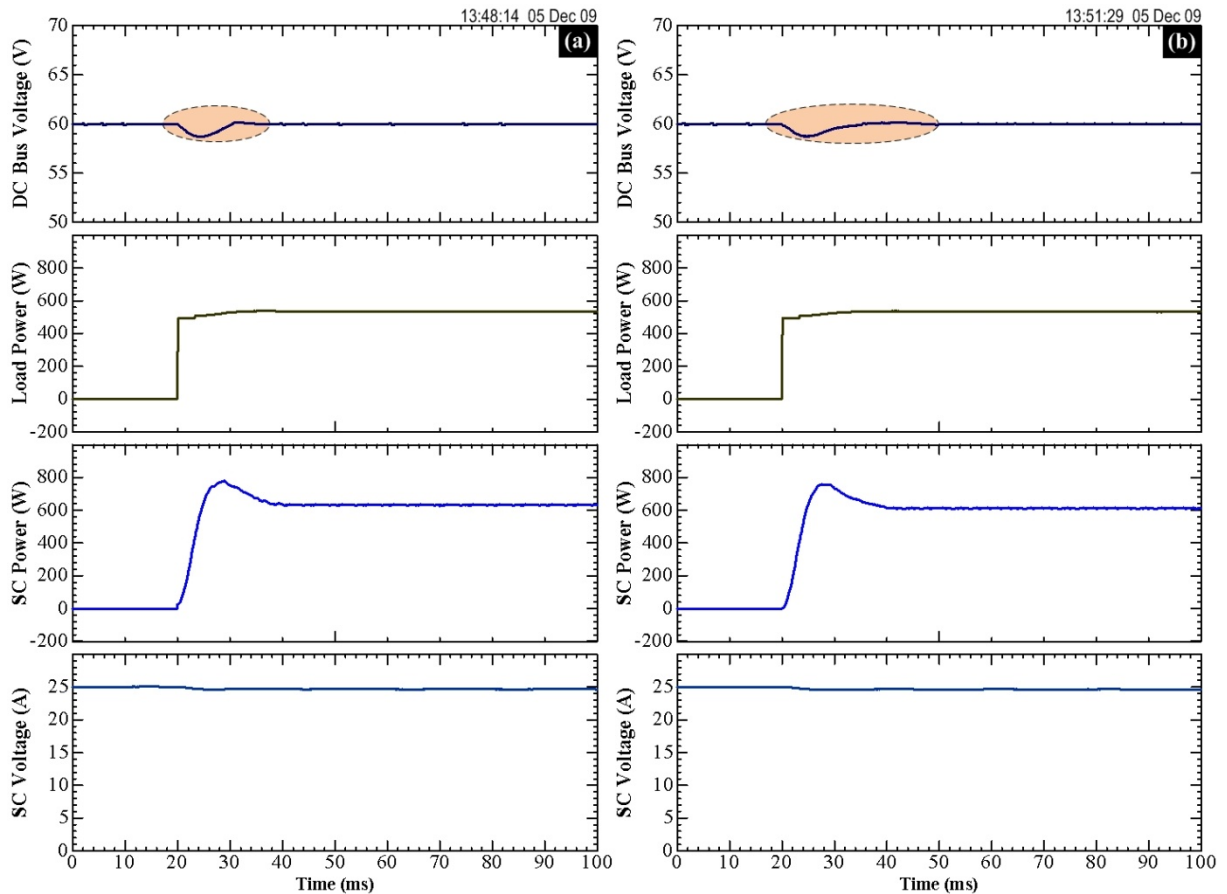


ภาพที่ 3-8 ไดนามิกส์ของระบบควบคุมกำลังของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ นำเสนอคำสั่งอ้างอิงของกำลังของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (SC Power Demand) กำลังของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (SC Power Response) แรงดันของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (SC Voltage) และกระแสของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (SC Current)

เนื่องจากระบบควบคุมโดยวิธีการคำนวณแบบ flatness จะต้องมีการพารามิเตอร์ของระบบเข้ามาคำนวณด้วย ซึ่งระบบอาจจะมีผลกระทบต่อการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์เหล่านี้ เพื่อยืนยันว่าวิธีการควบคุมแบบนี้ไม่มีผลกระทบต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ในระบบ (robustness) ระบบควบคุมถูกทดลองเปรียบเทียบกับนี้คือพารามิเตอร์ของระบบถูกต้อง ($r_{FC} = 0.14 \Omega$, $r_{PV} = 0.12 \Omega$, $r_{SC} = 0.10 \Omega$) และพารามิเตอร์คลาดเคลื่อน ($r_{FC} = 0 \Omega$, $r_{PV} = 0 \Omega$, $r_{SC} = 0 \Omega$) ผลการทดลองเพื่อเปรียบเทียบโมเดลถูกต้องและโมเดลคลาดเคลื่อนแสดงดังภาพที่ 3-10 เป็นการทดลองขณะที่มีการสลับของโหลดขนาดใหญ่จาก 0 W ถึง 500 W แสดงสัญญาณแรงดันที่บัสไฟตรง (DC bus voltage) กำลังของโหลด (Load power) กำลังของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (SC power) และแรงดันของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (SC voltage) เพราะว่าการกำลังจากเซลล์เชื้อเพลิงและโซลาร์เซลล์ช้ากว่ากำลังจากซูเปอร์คาปาซิเตอร์มาก ดังนั้นซูเปอร์คาปาซิเตอร์จะจ่ายกำลังไดนามิกส์ที่โหลดต้องการทั้งหมด เห็นได้ชัดว่าสัญญาณในภาพที่ 3-10(a) และ (b) จะไม่แตกต่างกันมากนัก แรงดันที่บัสไฟตรงจะมีผลกระทบมาจากการสลับของโหลดขนาดใหญ่ แต่ระบบควบคุมไม่มีผลกระทบมากนักจากที่พารามิเตอร์ในโมเดลคลาดเคลื่อน ดังนั้นทำให้สรุปได้ว่าระบบควบคุมแบบ flatness มีความทนทานต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ (robustness)



ภาพที่ 3-9 การตอบสนองต่อการสับโหลดจาก 0 W ถึง 760 W ที่เวลา $t = 10$ ms หมายถึง $p_{\text{Load}} \approx p_{\text{SC}} + p_{\text{PV}}$ ($p_{\text{FC}} \approx 0$ ช่วงไดนามิกส์)



ภาพที่ 3-10 เปรียบเทียบไดนามิกการควบคุมแรงดันที่บัสไฟตรงของแหล่งจ่ายไฟแบบผสมขณะที่มีการสลับของโหลดค่าสูง

- a). โมเดลถูกต้อง ($r_{FC} = 0.14 \Omega$, $r_{PV} = 0.12 \Omega$, $r_{SC} = 0.10 \Omega$)
 b). โมเดลคลาดเคลื่อน ($r_{FC} = 0 \Omega$, $r_{PV} = 0 \Omega$, $r_{SC} = 0 \Omega$)

3.3.3 รอบของโหลด (Load Cycle)

ภาพที่ 3-11 แสดงสัญญาณขณะจ่ายไฟให้กับโหลดรอบเดียว แสดงแรงดันที่บัสไฟตรง (dc bus voltage) (ซึ่งคือตัวแปรสแตตัสที่ 1 x_1 , นำเสนอแทนตัวแปรเอาต์พุต y_1) แรงดันของเซลล์เชื้อเพลิง (FC voltage) แรงดันของโซล่าเซลล์ (PV voltage) กำลังของโหลด (load power) กำลังของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (supercapacitor power) (หรือตัวแปรอินพุต u_1) กำลังของเซลล์เชื้อเพลิง (FC power) กำลังของโซล่าเซลล์ (PV power) กระแสของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (supercapacitor current) กระแสของเซลล์เชื้อเพลิง (FC current) กระแสของโซล่าเซลล์ (PV current) และแรงดันของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (supercapacitor voltage) (ซึ่งคือตัวแปรสแตตัสที่ 2 x_2 หรือนำเสนอสถานะการชาร์จของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (supercapacitor state-of-charge)) สถานะเริ่มต้นอยู่ในสถานะที่ไม่มีโหลดและซูเปอร์คาปาซิเตอร์ถูกชาร์จเต็มแล้ว ($v_{SC} = 25 \text{ V}$) เป็นผลให้กำลังของเซลล์เชื้อเพลิง โซล่าเซลล์และซูเปอร์คาปาซิเตอร์เท่ากับศูนย์ ที่เวลา $t = 20 \text{ s}$ โหลดขนาดใหญ่สลับจาก 0 W ไปยัง 840 W ขณะทำการทดลอง กำลังสูงสุดของโซล่าเซลล์ (ซึ่งขึ้นอยู่กับมุมรับแสง สภาพอากาศและอุณหภูมิ) มีค่าเท่ากับประมาณ 200 W ถูกคำนวณโดยตัว MPPT และกำลังสูงสุดของเซลล์เชื้อเพลิงถูกจำกัดไว้ที่ 360 W ดังนั้น กำลังของ

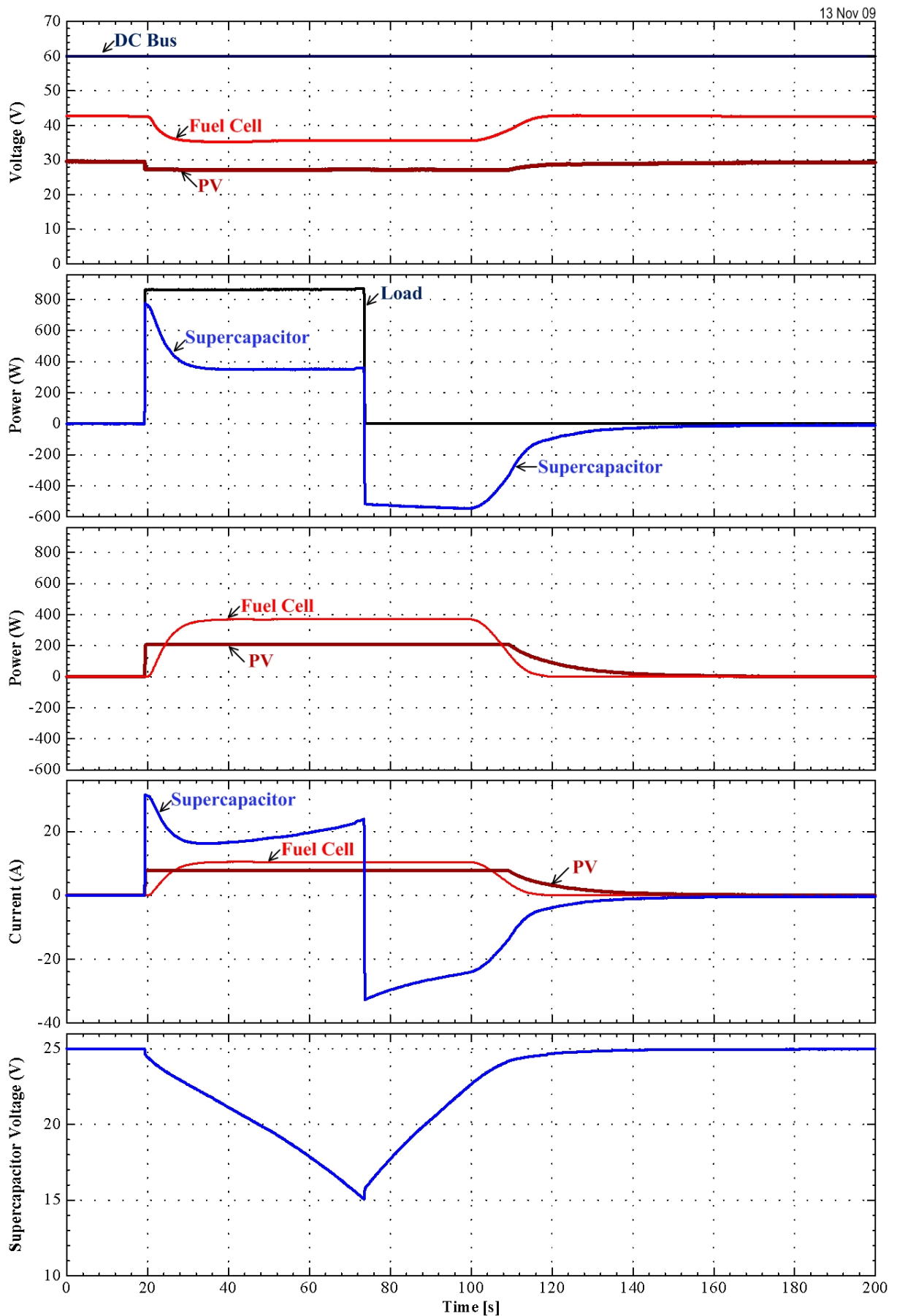
เซลล์เชื้อเพลิงไหลเพิ่มขึ้นพร้อมๆ กับการจำกัดความชันในลักษณะของตัวหน่วงลำดับที่ 2 (second order dynamics) ไปจนถึงกำลังสูงสุดที่จำกัดที่ 360 W ชูปเปอร์คาปาซิเตอร์และโซล่าเซลล์จ่ายไฟทั้งหมดช่วงไดนามิกส์ขณะโหลดกระชาก ชูปเปอร์คาปาซิเตอร์ยังคงอยู่ในสถานะคายประจุหลังจากโหลดสเทปเพราะโหลดที่สภาวะอยู่ตัว (840 W) มีค่าสูงกว่ากำลังสูงสุดรวมกันจากเซลล์เชื้อเพลิงและโซล่าเซลล์

หลังจากนั้นที่เวลา $t = 72$ s โหลดสเทปจาก 840 W ไปยัง 0 เป็นผลให้ชูปเปอร์คาปาซิเตอร์เปลี่ยนสถานะจากคายประจุเป็นชาร์จประจุ มีปรากฏการณ์ 4 อย่างเกิดขึ้น

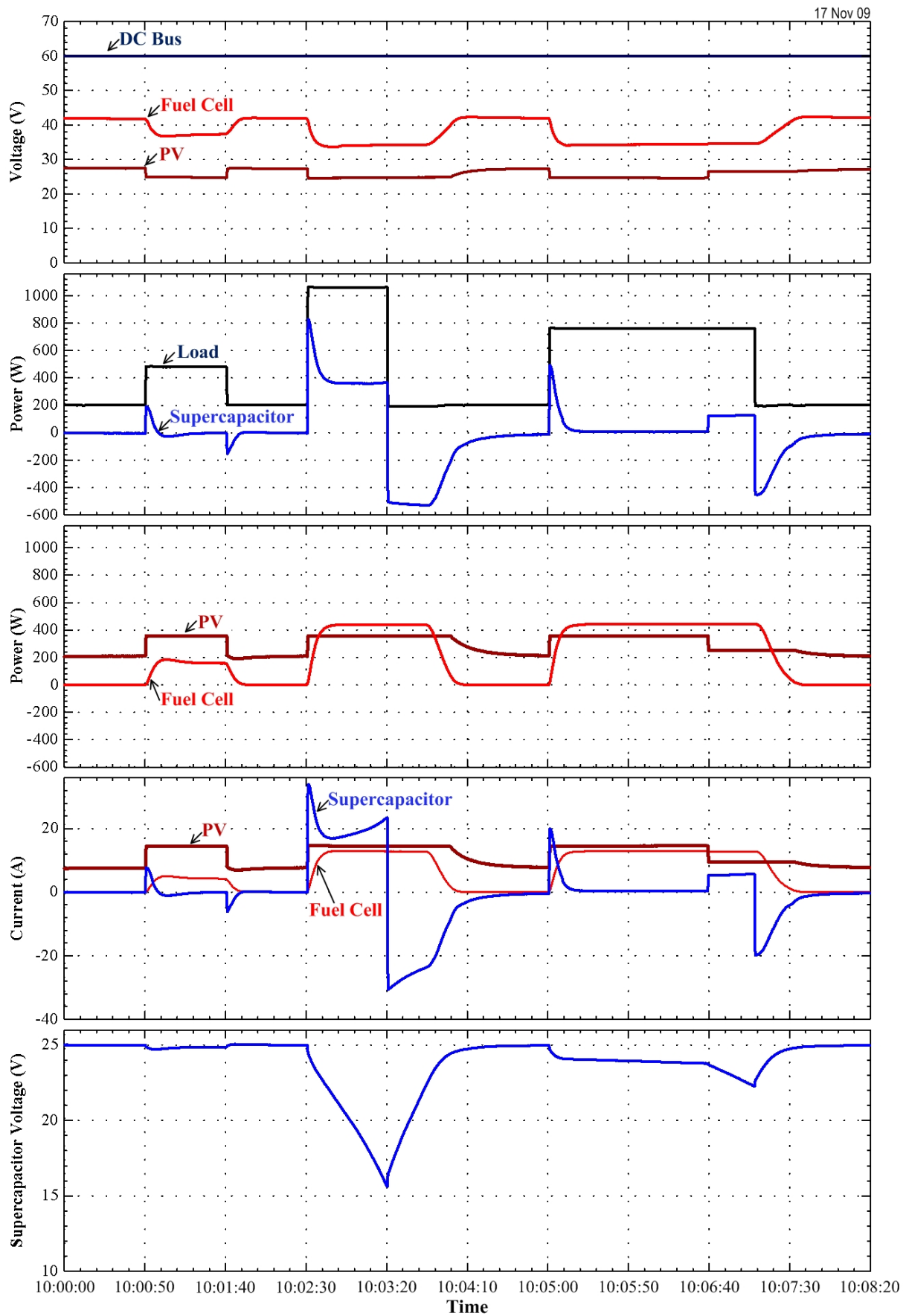
- ปรากฏการณ์แรก เซลล์เชื้อเพลิงและโซล่าเซลล์ยังคงจ่ายไฟที่กำลังสูงสุด เพื่อขับโหลดและชาร์จชูปเปอร์คาปาซิเตอร์
- ปรากฏการณ์ที่สอง ที่เวลา $t = 100$ s ($v_{sc} = 23$ V) ชูปเปอร์คาปาซิเตอร์ถูกชาร์จเก็บประจุเกือบเต็ม ทำให้ชูปเปอร์คาปาซิเตอร์ลดกำลังในการชาร์จประจุลง เป็นผลให้กำลังจากเซลล์เชื้อเพลิงลดลง
- ปรากฏการณ์ที่สาม ที่เวลา $t = 108$ s ($v_{sc} = 24.5$ V) ชูปเปอร์คาปาซิเตอร์ถูกชาร์จเก็บประจุเกือบเต็มที่แล้ว เป็นผลให้กำลังจากเซลล์เชื้อเพลิงและโซล่าเซลล์ลดลง
- ปรากฏการณ์ที่สี่ ที่เวลา $t = 160$ s ชูปเปอร์คาปาซิเตอร์ถูกชาร์จเต็ม เป็นผลให้กำลังของเซลล์เชื้อเพลิง โซล่าเซลล์และชูปเปอร์คาปาซิเตอร์มีค่าเท่ากับศูนย์

เห็นได้ชัดว่าสัญญาณแรงดันที่บัสไฟตรงมีเสถียรภาพตลอดรอบของโหลดขนาดใหญ่ ซึ่งเป็นจุดเด่นที่สำคัญที่มีชูปเปอร์คาปาซิเตอร์ช่วยทำให้สมรรถนะด้านไดนามิกส์ของทั้งระบบดีขึ้น

สุดท้าย ภาพที่ 3-12 แสดงสัญญาณขณะทดลองมีรอบของโหลดหลายรอบ สัญญาณก็จะคล้ายๆ กับภาพที่ 3-11 ขณะทำการทดลอง กำลังสูงสุดจากเซลล์เชื้อเพลิงถูกจำกัดที่ 440 W และกำลังจากโซล่าเซลล์ถูกจำกัดโดย MPPT ตัวอย่างเช่นที่เวลา 10:00:50 กำลังสูงสุดจากโซล่าเซลล์มีค่าประมาณ 360 W ที่เวลา 10:03:20 กำลังสูงสุดจากโซล่าเซลล์มีค่าประมาณ 360 W ที่เวลา 10:05:50 กำลังสูงสุดจากโซล่าเซลล์มีค่าประมาณ 360 W ที่เวลา 10:06:40 กำลังสูงสุดจากโซล่าเซลล์มีค่าลดลงจาก 360 W ไปยัง 240 W ชัดเจนมากที่แหล่งจ่ายไฟแบบผสมนี้มีการทำงานที่สมดุลย์ตลอดเวลา ($p_{Load}(t) \approx p_{FC}(t) + p_{PV}(t) + p_{sc}(t)$) ด้วยวิธีการควบคุมที่นำเสนอ



ภาพที่ 3-11 การตอบสนองของแหล่งจ่ายไฟแบบผสมต่อโหลดรอบเดียว



ภาพที่ 3-12 การตอบสนองของแหล่งจ่ายไฟแบบผสมต่อโหลดหลายรอบ

จุดเด่นหลักของงานวิจัยนี้คือนำเสนอการหาโมเดลและการควบคุมโรงไฟฟ้าแบบผสมที่จ่ายไฟโดยเซลล์เชื้อเพลิง โซลาร์เซลล์และแบตเตอรี่ชนิดซูเปอร์คาปาซิเตอร์ โรงไฟฟ้าต้นแบบที่ทำการศึกษารวบรวมด้วยระบบเซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEMFC (ขนาด 1200 W เรียกว่า Nexa Ballard FC power system) แผงโซลาร์เซลล์ (ขนาด 800 W ของบริษัท เอกรัฐโซลาร์ จำกัด) และโมดูลของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (100 F, 32 V ของบริษัท Maxwell Technologies) วงจรแปลงไฟแบบทบทแรงดันขนานกันสี่ตัวสำหรับเซลล์เชื้อเพลิง วงจรแปลงไฟแบบทบทแรงดันขนานกันสองตัวสำหรับโซลาร์เซลล์และวงจรแปลงไฟแบบสองทิศทางขนานกันสี่ตัวสำหรับซูเปอร์คาปาซิเตอร์ ซึ่งเป็นต้นแบบสำหรับงานกำลังสูง หลักการทำงาน การวิเคราะห์และการออกแบบแต่ละขั้นตอนได้ถูกนำเสนอ

โซลาร์เซลล์จะทำงานเป็นแหล่งจ่ายไฟหลัก ขณะที่เซลล์เชื้อเพลิงจะช่วยจ่ายไฟเพื่อชดเชยบางสถานการณ์ที่โซลาร์เซลล์ไม่สามารถจ่ายไฟได้ในสถานะอยู่ตัว ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ทำหน้าที่เป็นแหล่งพลังงานสำรองหรือแหล่งจ่ายไฟสำรอง ช่วยจ่ายไฟเมื่อเซลล์เชื้อเพลิงและโซลาร์เซลล์ไม่สามารถจ่ายไฟทั้งในสถานะอยู่ตัวและไดนามิกส์

ด้วยวิธีการควบคุมแบบไม่เชิงเส้นแบบ flatness งานวิจัยนี้นำเสนอวิธีการแก้ปัญหาอย่างง่ายสำหรับปัญหาด้านไดนามิกส์ เสถียรภาพและความทนทานต่อการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ในระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังซึ่งเป็นระบบไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งเป็นแนวคิดต้นแบบสำหรับการประยุกต์ใช้งานในลักษณะนี้

ชุดทดลองด้านฮาร์ดแวร์ได้ถูกออกแบบและสร้างขึ้นจริงในห้องทดลอง เพื่อพิสูจน์ยืนยันวิธีการควบคุมและกฎการควบคุม ผลการทดลองพิสูจน์ให้เห็นว่าระบบทำงานได้เป็นอย่างดี

อย่างไรก็ตาม กฎการควบคุมที่นำเสนอมีความจำเป็นต้องวัดกระแสของโหลด เพื่อคำนวณกำลังของโหลด งานในอนาคต ระบบจะต้องมีตัวสังเกตการณ์ของโหลด (load observer) เพื่อหลีกเลี่ยงการวัดกระแสของโหลดนี้



- [1] P. Thounthong, B. Davat, and S. Raël, “Drive friendly,” *IEEE Power Energy Mag.*, vol. 6, no. 1, pp. 69–76, Jan./Feb. 2008.
- [2] M. W. Ellis, M. R. Von Spakovsky, and D. J. Nelson, “Fuel cell systems: Efficient, flexible energy conversion for the 21st century,” *Proc. IEEE*, vol. 89, no. 12, pp. 1808–1818, Dec. 2001.
- [3] W. Friede, S. Raël, and B. Davat, “Mathematical model and characterization of the transient behavior of a PEM fuel cell,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 5, pp. 1234–1241, Sept. 2004.
- [4] P. Thounthong, B. Davat, S. Raël, and P. Sethakul, “Fuel cell high power applications,” *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 3, no. 1, pp. 32–46, Mar. 2009.
- [5] M. Hinaje, I. Sadli, J.-P. Martin, P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, “Online humidification diagnosis of a PEMFC using a static dc-dc converter,” *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 34, no. 6, pp. 2718–2723, Mar. 2009.
- [6] I. Sadli, P. Thounthong, J.-P. Martin, S. Raël, and B. Davat, “Behaviour of a PEMFC supplying a low voltage static converter,” *J. Power Sources*, vol. 156, no. 1, pp. 119–125, May 2006.
- [7] The IEA Photovoltaic Power Systems Programme, “Trends in photovoltaic applications,” Survey report 2008.
- [8] R. M. Nelms, D. R. Cahela, and B. J. Tatarchuk, “Modeling double-layer capacitor behavior using ladder circuits,” *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 39, no. 2, pp. 430–438, Apr. 2003.
- [9] P. Thounthong and S. Raël, “The Benefits of hybridization,” *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 3, no. 3, pp. 25–37, Sept. 2009.
- [10] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, “Analysis of supercapacitor as second source based on fuel cell power generation,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 1, pp. 247–255, Mar. 2009.
- [11] J. R. Miller and D. A. Evans, “Performance characteristics of high reliability double layer capacitor components,” in *Proc. 35th IEEE Int. Power Sources Symp.*, Cherry Hill, NJ, Jan. 22–25, 1992, pp. 302–305.
- [12] Rajashekara, J. Grieve, and D. Daggett, “Hybrid fuel cell power in aircraft,” *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 14, no. 4, pp. 54–60, July-Aug. 2008.
- [13] D. Maksimovic, A. M. Stankovic, V. J. Thsottuvelil, and G. C. Verghese, “Modeling and simulation of power electronic converters,” *Proc. IEEE*, vol. 89, no. 6, pp. 898–942, Jun. 2001.
- [14] E. V. Dijk, H. J. N. Spruijt, D. M. O’Sullivan, and J. B. Klaassens, “PWM-switch modeling of DC–DC converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, no. 6, pp. 659–665, Nov. 1995.
- [15] D. J. Perreault and J. G. Kassakian, “Distributed Interleaving of Paralleled Power Converters,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl.*, vol. 44, no. 8, pp. 728–734, Aug. 1997.

- [16] M. Veerachary, T. Senjyu, and K. Uezato, "Signal flow graph nonlinear modelling of interleaved Converters," *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 148, no. 5, pp. 410–418, Sep. 2001.
- [17] H. B. Shin, J. G. Park, S. K. Chung, H. W. Lee, and T. A. Lipo, "Generalised steady-state analysis of multiphase interleaved boost converter with coupled inductors," *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 152, no. 3, pp. 584–594, May 2005.
- [18] M. Baumann, and J. W. Kolar, "Parallel connection of two three-phase three-switch buck-type unity-power-factor rectifier systems with DC-link current balancing," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 6, pp. 3042–3053, Dec. 2007.
- [19] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Control strategy of fuel cell/supercapacitors hybrid power sources for electric vehicle," *J. Power Sources*, vol. 158, no. 1, pp. 806–814, Jul. 2006.
- [20] M. Fliess, J. Lévine, Ph. Martin, and P. Rouchon, "Flatness and defect of nonlinear systems: Introductory theory and examples," *Int. J. Contr.*, vol. 61, no. 6, pp. 1327–1361, 1995.
- [21] M. Fliess, J. Lévine, P. Martin, and P. Rouchon, "A lie–bäcklund approach to equivalence and flatness of nonlinear systems," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 44, no. 5, pp. 922–937, May 1999.
- [22] V. Morio, F. Cazaurang, and P. Vernis, "Flatness-based hypersonic reentry guidance of a lifting-body vehicle," *Control Engineering Practice*, vol. 17, no. 5, pp. 588–596, May 2009.
- [23] P. Thounthong and B. Davat, "Study of a multiphase interleaved step-up converter for fuel cell high power applications," *Energy Convers. Manage.*, vol. 51, no. 1, pp. 826–832, April 2010.
- [24] P. Thounthong, V. Chunkag, P. Sethakul, S. Sikkabut, S. Pierfederici, and B. Davat, "Energy management of fuel cell/solar cell/supercapacitor hybrid power source," *J. Power Sources*, 2010 (in press).
- [25] C. P. Mudannayake and M. F. Rahman, "Future automotive 42-V power net application," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 15, no. 4, pp. 14–25, July-Aug. 2009.
- [26] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Control strategy of fuel cell and supercapacitors association for a distributed generation system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 6, pp. 3225–3233, Dec. 2007.
- [27] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications," *J. Power Sources*, no. 193, no. 1, pp. 376–385, August 2009.
- [28] E. Song, A. F. Lynch, and V. Dinavahi, "Experimental validation of nonlinear control for a voltage source converter," *IEEE Trans. Control System Technology*, vol. 17, no. 5, pp. 1135–1144, Sept. 2009.
- [29] A. Gensior, H. Sira-Ramirez, J. Rudolph, H. Guldner, "On some nonlinear current controllers for three-phase boost rectifiers," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 2, pp. 360–370, Feb. 2009.
- [30] P. Thounthong, V. Chunkag, P. Sethakul, B. Davat, and M. Hinaje, "Comparative study of fuel-cell vehicle hybridization with battery or supercapacitor storage device," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 8, pp. 3892–3904, Oct. 2009.

- [31] P. Thounthong, B. Davat, S. Raël, and P. Sethakul, "Fuel starvation: Analysis of a PEM fuel cell system," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 15, no. 4, pp. 52–59, Jul./Aug. 2009.
- [32] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Control algorithm of fuel cell and batteries for distributed generation system," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 1, pp. 148–155, Jan. 2008.



Output จากโครงการวิจัยที่ได้รับทุนจาก สกว.

1). ผลงานตีพิมพ์ในวารสารวิชาการนานาชาติ (The Thailand Research Fund (TRF) under Grant MRG5180348)

- 1.1 **P. Thounthong**, V. Chunkag, P. Sethakul, B. Davat, and M. Hinaje, "Comparative study of fuel-cell vehicle hybridization with battery or supercapacitor storage device," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 8, pp. 3892–3904, Oct. 2009. (2009 Impact Factor: **1.488**) (ดูเอกสารแนบ)
- 1.2 **P. Thounthong**, V. Chunkag, P. Sethakul, S. Sikkabut, S. Pierfederici, and B. Davat, "Energy management of fuel cell/solar cell/supercapacitor hybrid power source," *J. Power Sources*, 2010 (in press). (2009 Impact Factor: **3.792**) (ดูเอกสารแนบ)
- 1.3 **P. Thounthong**, B. Davat, S. Raël, and P. Sethakul, "Fuel cell high power applications," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 3, no. 1, pp. 32–46, Mar. 2009. (2009 Impact Factor: **1.750**) (ดูเอกสารแนบ)
- 1.4 **P. Thounthong**, B. Davat, S. Raël, and P. Sethakul, "Fuel starvation: Analysis of a PEM fuel cell system," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 15, no. 4, pp. 52–59, Jul./Aug. 2009. (2009 Impact Factor: **0.727**) (ดูเอกสารแนบ)
- 1.5 **P. Thounthong**, S. Raël, and B. Davat, "Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications," *J. Power Sources*, no. 193, no. 1, pp. 376–385, August 2009. (2009 Impact Factor: **3.792**) (ดูเอกสารแนบ)
- 1.6 **P. Thounthong** and S. Raël, "The Benefits of hybridization," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 3, no. 3, pp. 25–37, Sept. 2009. (2009 Impact Factor: **1.750**) (ดูเอกสารแนบ)
- 1.7 **P. Thounthong** and B. Davat, "Study of a multiphase interleaved step-up converter for fuel cell high power applications," *Energy Convers. Manage.*, vol. 51, no. 1, pp. 826–832, April 2010. (2009 Impact Factor: **1.944**) (ดูเอกสารแนบ)
- 1.8 **P. Thounthong**, S. Pierfederici, J.-P. Martin, M. Hinaje, and B. Davat, "Modeling and control of fuel cell/supercapacitor hybrid source based on differential flatness control," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 9, pp. 2700–2710, July 2010. (2009 Impact Factor: **1.488**) (ดูเอกสารแนบ)
- 1.9 **P. Thounthong**, S. Pierfederici, and B. Davat, "Analysis of differential flatness-based control for a fuel cell hybrid power source," *IEEE Trans. Energy Convers.*, 2010 (in press). (2009 Impact Factor: **2.635**) (ดูเอกสารแนบ)

2). การนำผลงานวิจัยไปใช้ประโยชน์

- เชิงวิชาการ (มีการพัฒนาการเรียนการสอน/สร้างนักวิจัยใหม่)

พัฒนาการเรียนการสอน ชุดทดลองในงานวิจัยนี้ ใช้ประกอบการเรียนการสอน

ระดับปริญญาตรี วิชาอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronics) รหัสวิชา: **223304**

ภาควิชาครุศาสตร์ไฟฟ้า คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

สร้างนักวิจัยใหม่ 2 คนคือนายสุวัจน์ ลิกนุตรและนายพงษ์ศิริ มุ่งพร

ตำแหน่งวิศวกรไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีไทย-ฝรั่งเศส

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

3). การเสนอผลงานในที่ประชุมวิชาการระดับนานาชาติ

- 3.1 **P. Thounthong**, V. Chunkag, P. Sethakul, S. Pierfederici, and B. Davat, "Energy Management of Fuel Cell/Solar Cell/Battery/Supercapacitor Hybrid Power Source for Distributed Generation System," in *Proceeding of the Eleventh Grove Fuel Cell Symposium*, Queen Elizabeth II Conference Centre, Westminster, London, United Kingdom, 22-24 September 2009. Organized by Elsevier Publisher.
- 3.2 **P. Thounthong**, V. Chunkag, P. Sethakul, and B. Davat, "High-gain high-power converter for fuel cell applications," in *Proceeding of the Eleventh Grove Fuel Cell Symposium*, Queen Elizabeth II Conference Centre, Westminster, London, United Kingdom, 22-24 September 2009. Organized by Elsevier Publisher.
- 3.3 **P. Thounthong**, P. Sethakul, S. Raël, and B. Davat, "Performance Evaluation of Fuel Cell/Battery/Supercapacitor Hybrid Power Source for Vehicle Applications," in *Proceeding of the 2009 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS-2009)*, Houston, Texas, USA, 4-8 October 2009. pp. 1-8 (CD-ROM).
- 3.4 **P. Thounthong**, N. Poonnoi, P. Sethakul, and B. Davat, "Performance Evaluation of Modified 4-phase Interleaved Fuel Cell Converter for High-Gain High-Power Applications," in *Proceeding of the 2009 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS-2009)*, Houston, Texas, USA, 4-8 October 2009. pp. 1-8 (CD-ROM).
- 3.5 **P. Thounthong**, P. Sethakul, S. Raël, and B. Davat, "Fuel Cell Current Ripple Mitigation by Interleaved Technique for High Power Applications," in *Proceeding of the 2009 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS-2009)*, Houston, Texas, USA, 4-8 October 2009. pp. 1-8 (CD-ROM).
- 3.6 **P. Thounthong**, S. Sikkabut, P. Sethakul, and B. Davat, "Control Algorithm of Renewable Energy Power Plant Supplied by Fuel Cell/Solar Cell/Supercapacitor Power Source," in *Proceeding of the 2010 International Power Electronics Conference (IPEC-Sapporo, ECCE ASIA)*, Sapporo, Hokkaido, Japan, USA, 21-24 June 2010, pp. 1155-1162, Organized by The Industry Applications Society of the Institute of Electrical Engineers of Japan (IEEJ) and IEEE.
- 3.7 **P. Thounthong**, S. Sikkabut, P. Sethakul, S. Pierfederici, and B. Davat, "Fuel Cell Power Regulation Based-on Differential Flatness Theory for High-Power Converter Applications," in *Proceeding of the 2010 IEEE-XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM2010)*, Rome, Italy, 6-10 September 2010.
- 3.8 **P. Thounthong**, S. Pierfederici, and B. Davat, "Performance Evaluation of Differential Flatness Based-Control of Fuel Cell/Supercapacitor Hybrid Power Source," in *Proceeding of the 2010 IEEE-XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM2010)*, Rome, Italy, 6-10 September 2010.
- 3.9 **P. Thounthong**, P. Mungporn, and B. Davat, "A Nonlinear Control Approach to the Energy Management of Solar Power Plant with Supercapacitor for Grid-Independent Applications," in *Proceeding of the 2010 IEEE-XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM2010)*, Rome, Italy, 6-10 September 2010.

4). นักวิจัยที่สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโทจำนวน 3 คน

4.1 นายณิชน พูนน้อย

หัวข้อวิทยานิพนธ์เรื่อง “High Voltage Gain Non-Isolated Converter for Fuel Cell Distributed Generation”

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

4.2 นายสิทธิกร ธนาวุฒิ

หัวข้อวิทยานิพนธ์เรื่อง “Hybrid DC Source by Fuel Cell and Lithium-ion Battery”

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

4.3 นายประเสริฐ สารการ

หัวข้อวิทยานิพนธ์เรื่อง “The Investigation in Hybrid DC Energy Control of Fuel Cell and Battery”

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี



IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY

A PUBLICATION OF THE IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY SOCIETY

OCTOBER 2009

VOLUME 58

NUMBER 8

ITVTAB

(ISSN 0018-9545)

SPECIAL SECTION ON VEHICULAR ENERGY-STORAGE SYSTEMS

GUEST EDITORIAL

Special Section on Vehicular Energy-Storage Systems *A. Khaligh, A. Miraoui, and D. Garret* 3879

SPECIAL SECTION PAPERS

- Influence of Battery/Ultracapacitor Energy-Storage Sizing on Battery Lifetime in a Fuel Cell Hybrid Electric Vehicle
. *E. Schaltz, A. Khaligh, and P. O. Rasmussen* 3882
- Comparative Study of Fuel-Cell Vehicle Hybridization with Battery or Supercapacitor Storage Device
. *P. Thounthong, V. Chunkag, P. Sethakul, B. Davat, and M. Hinaje* 3892
- New Battery Model and State-of-Health Determination Through Subspace Parameter Estimation and State-Observer
Techniques *C. R. Gould, C. M. Bingham, D. A. Stone, and P. Bentley* 3905
- Impact of Calendar Life and Cycling Ageing on Supercapacitor Performance
. *E. H. El Brouji, O. Briat, J.-M. Vinassa, N. Bertrand, and E. Woirgard* 3917
- Impedance Observer for a Li-Ion Battery Using Kalman Filter
. *D. V. Do, C. Forgez, K. El Kadri Benkara, and G. Friedrich* 3930
- Feasibility Analysis of a Novel Cell Equalizer Topology for Plug-In Hybrid Electric Vehicle Energy-Storage Systems
. *P. A. Cassani and S. S. Williamson* 3938
- Sizing and Energy Management of a Hybrid Locomotive Based on Flywheel and Accumulators
. *A. Jaafar, C. R. Akli, B. Sareni, X. Roboam, and A. Jeunesse* 3947
- Performance Comparison of Three Storage Systems for Mild HEVs Using PHIL Simulation
. *R. Trigui, B. Jeanneret, B. Malaquin, and C. Plasse* 3959
- Advanced Integrated Bidirectional AC/DC and DC/DC Converter for Plug-In Hybrid Electric Vehicles
. *Y.-J. Lee, A. Khaligh, and A. Emadi* 3970
- Dynamic Voltage Equalization for Series-Connected Ultracapacitors in EV/HEV Applications . . *A. Xu, S. Xie, and X. Liu* 3981

REGULAR SECTION PAPERS

Channel Models

- Unified Laguerre Polynomial-Series-Based Distribution of Small-Scale Fading Envelopes. . *C. C. Chai and T. T. Tjhung* 3988
- Ricean K -Factors in Narrow-Band Fixed Wireless Channels: Theory, Experiments, and Statistical Models
. *L. J. Greenstein, S. S. Ghassemzadeh, V. Erceg, and D. G. Michelson* 4000

(Contents Continued on Page 3877)



Celebrating 125 Years
of Engineering the Future

IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY SOCIETY

The Vehicular Technology Society is an organization, within the framework of the IEEE, of members with principal professional interest in vehicular communications. All members of the IEEE are eligible for membership in the Society and will receive this TRANSACTIONS upon payment of the annual Society membership fee of \$18.00 plus an annual subscription fee of \$22.00. For information on joining, write to the IEEE at the address below. *Member copies of Transactions/Journals are for personal use only.*

IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY

Editor

WEIHUA ZHUANG

Department of Electrical and Computer Engineering, University of Waterloo Waterloo, ON N2L 3G1, Canada
Phone: +1 519 888 4567 x35354 Fax: +1 519 746 3077 wzhuang@uwaterloo.ca

Associate Editors

M. SHAHGIR AHMED Daimler Chrysler Corp. Auburn Hills, MI 48326-2757 USA	LIQUN CHEN Hewlett-Packard Laboratories Bristol BS34 8QZ, U.K.	RIKU JÄNTTI Helsinki Univ. of Technology FI-02015 TKK, Finland	HUAPING LIU Oregon State Univ. Corvallis, OR 97331 USA	XIANBIN WANG Univ. of Western Ontario London, ON N6A 3K7, Canada
OZGUR AKAN Middle East Technical Univ. Ankara, Turkey	YU CHENG Illinois Institute of Technology Chicago, IL 60616-3793 USA	HAI JIANG Univ. of Alberta Edmonton, AB T6G 2V4, Canada	HSIAO-FENG LU National Chiao Tung Univ. Hsinchu, Taiwan	SHUANGQING WEI Louisiana State Univ. Baton Rouge, LA 70803 USA
SOHEL ANWAR Purdue School of Engineering and Technology Indianapolis, IN 46202 USA	JOOHWAN CHUN KAIST Daejeon City, Korea	ALIREZA KHALIGH Illinois Institute of Technology Chicago, IL 60616-3793 USA	YAO MA Iowa State Univ. Ames, IA 50011 USA	KAINAM T. WONG Hong Kong Polytechnic Univ. Kowloon, Hong Kong
NALLANATHAN ARUMUGAM King's College London London, WC2R 2LS, U.K.	CARMELA COZZO ViaSat Inc. El Cajon, CA 92020 USA	WITOLD KRZYMIEŃ Univ. of Alberta Edmonton, AB T6G 2V4, Canada	DAVID MATOLAK Ohio Univ. Athens, OH 45701 USA	VINCENT WONG Univ. of British Columbia Vancouver, BC V6T 1Z4, Canada
GERHARD BAUCH Universität der Bundeswehr München D-85577 Neubiberg, Germany	JING DENG Univ. of North Carolina at Greensboro Greensboro, 27402-6170 USA	THOMAS KÜRNER Braunschweig Technical Univ. Braunschweig, Germany	CHRIS (CHUNTING) MI Univ. of Michigan—Dearborn Dearborn, MI 48128 USA	HSIAO-CHUN WU Louisiana State Univ. Baton Rouge, LA 70803 USA
MOHAMED E. BENBOUZID Univ. of Western Brittany Brest Cedex 3, France	DEMBA DIALLO Univ. Paris-Sud, P11, IUT of Cachan 91192 Gif-Sur-Yvette, France	SHU HUNG LEUNG City Univ. of Hong Kong Kowloon, Hong Kong	JELENA MISIC Univ. of Manitoba Winnipeg, BC R3T 2N2, Canada	JINGXIAN WU Univ. of Arkansas Fayetteville, AR 72701 USA
ERNST BONEK Vienna Univ. of Technology A-1040 Vienna, Austria	MISCHA DOHLER France Telecom R&D 38243 Meylan Cedex, France	JIE LI Univ. of Tsukuba Tsukuba, Japan	HA H. NGUYEN Univ. of Saskatchewan Saskatoon, SK S7N 5A9, Canada	YANG XIAO Univ. of Alabama Tuscaloosa, AL 35487-0290 USA
AZZEDINE BOUKERCHE Univ. of Ottawa Ottawa, ON K1N 6N5, Canada	KAZUHIKO FUKAWA Tokyo Institute of Technology Tokyo, Japan	YING CHANG LIANG Inst. for Infocomm Res., A*STAR Singapore 119613	CLAUDE OESTGES Université catholique de Louvain Louvain-la-Neuve, B-1348 Belgium	CHAU YUEN Institute for Infocomm Research Singapore 119613
LIN CAI Univ. of Victoria Victoria, BC V8W 3P6, Canada	YANG GAO Univ. of Calgary Calgary, AB T2N 1N4, Canada	CHUANG LIN Tsinghua Univ. Beijing, China	ROBERT QIU Tennessee Technological Univ. Cookeville, TN 38505 USA	ZHENGQING YUN Univ. of Hawaii at Manoa Honolulu, HI 96822 USA
GUOHONG CAO Pennsylvania State Univ. Univ. Park, PA 16801 USA	ALI GHRAÏEB Concordia Univ. Montreal, QC H3G 1M8, Canada	HAI LIN Osaka Prefecture Univ. Osaka, Japan	YU TED SU National Chiao Tung Univ. Hsinchu, Taiwan	KAMBIZ ZANGI Ericsson Research Research Triangle Park, NC 27709 USA
SUJEET CHAUDHURI Univ. of Waterloo Waterloo, ON N2L 3G1, Canada	HOSSAM S. HASSANEIN Queen's Univ. Kingston, ON K7L 3N6, Canada	JIA-CHIN LIN National Central Univ. Taoyuan, Taiwan, R.O.C.	TOMOHIKO TANIGUCHI Fujitsu Laboratories Limited Kanagawa, 239-0847, Japan	XI ZHANG Texas A&M Univ. College Station, TX 77843 USA
SONG CI Univ. of Nebraska Omaha, NE 68182 USA	PHONE LIN National Taiwan Univ. Taipei, Taiwan, R.O.C.	YI-BING (JASON) LIN National Chiao Tung Univ. Hsinchu, Taiwan, R.O.C.	ANDREA M. TONELLO Universita di Udine Udine, 33100, Italy	YANCHAO ZHANG New Jersey Institute of Technology Newark, NJ 07102 USA
HSIAO-HWA CHEN National Cheng Kung Univ. Tainan, Taiwan, R.O.C.	EKRAM HOSSAIN Univ. of Manitoba Winnipeg, MB R3T 5V6, Canada	CONG LING Imperial College London London, SW7 2AZ, U.K.	UFUK TURELI WVU Institute of Technology Montgomery, WV25136 USA	DONGMEI ZHAO McMaster Univ. Hamilton, ON L8S 4K1, Canada

IEEE Officers

JOHN R. VIG, <i>President</i>	JON G. ROKNE, <i>Vice President, Publication Services and Products</i>
PEDRO A. RAY, <i>President-Elect</i>	JOSEPH V. LILLIE, <i>Vice President, Membership and Geographic Activities</i>
BARRY L. SHOOP, <i>Secretary</i>	W. CHARLTON (CHUCK) ADAMS, <i>President, IEEE Standards Association</i>
PETER W. STAECKER, <i>Treasurer</i>	HAROLD L. FLESCHER, <i>Vice President, Technical Activities</i>
LEWIS M. TERMAN, <i>Past President</i>	GORDON W. DAY, <i>President, IEEE-USA</i>
TEOFILO RAMOS, <i>Vice President, Educational Activities</i>	

FREDERICK C. MINTZER, *Director, Division IX—Signals and Applications*

IEEE Executive Staff

DR. E. JAMES PRENDERGAST, <i>Executive Director & Chief Operating Officer</i>	MATTHEW LOEB, <i>Corporate Strategy & Communications</i>
BETSY DAVIS, <i>SPHR, Human Resources</i>	RICHARD D. SCHWARTZ, <i>Business Administration</i>
ANTHONY DURNIAK, <i>Publications Activities</i>	CHRIS BRANTLEY, <i>IEEE-USA</i>
JUDITH GORMAN, <i>Standards Activities</i>	MARY WARD-CALLAN, <i>Technical Activities</i>
CECELIA JANKOWSKI, <i>Member and Geographic Activities</i>	
DOUGLAS GORHAM, <i>Educational Activities</i>	

IEEE Periodicals Transactions/Journals Department

Staff Director: FRAN ZAPPULLA

Editorial Director: DAWN MELLEY *Production Director:* PETER M. TUOHY

Senior Managing Editor: WILLIAM A. COLACCHIO *Senior Editor:* CHRISTOPHER PERRY

IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY (ISSN 0018-9545) is published nine times a year in January, February, March, May, June, July, September, October, and November by The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. Responsibility for the contents rests upon the authors and not upon the IEEE, the Society/Council, or its members. **IEEE Corporate Office:** 3 Park Avenue, 17th Floor, New York, NY 10016-5997. **IEEE Operations Center:** 445 Hoes Lane, Piscataway, NJ 08854-4141. **NJ Telephone:** +1 732 981 0060. Price/Publication Information: Individual copies: IEEE Members \$20.00 (first copy only), nonmembers \$84.00 per copy. (Note: Postage and handling charge not included.) Member and nonmember subscription prices available upon request. Available in microfiche and microfilm. **Copyright and Reprint Permissions:** Abstracting is permitted with credit to the source. Libraries are permitted to photocopy for private use of patrons, provided the per-copy fee indicated in the code at the bottom of the first page is paid through the Copyright Clearance Center, 222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923. For all other copying, reprint, or republication permission, write to Copyrights and Permissions Department, IEEE Publications Administration, 445 Hoes Lane, Piscataway, NJ 08854-4141. Copyright © 2009 by The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. All rights reserved. Periodicals Postage Paid at New York, NY and at additional mailing offices. **Postmaster:** Send address changes to IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, IEEE, 445 Hoes Lane, Piscataway, NJ 08854-4141. GST Registration No. 125634188. CPC Sales Agreement #40013087. Return undeliverable Canada addresses to: Pitney Bowes IMEX, P.O. Box 4332, Stanton Rd., Toronto, ON M5W 3J4, Canada. Printed in U.S.A.

Digital Object Identifier 10.1109/TVT.2009.2033653

Comparative Study of Fuel-Cell Vehicle Hybridization with Battery or Supercapacitor Storage Device

Phatiphat Thounthong, *Member, IEEE*, Viboon Chunkag, Panarit Sethakul, Bernard Davat, *Member, IEEE*, and Melika Hinaje

Abstract—This paper studies the impact of fuel-cell (FC) performance and control strategies on the benefits of hybridization. One of the main weak points of the FC is slow dynamics dominated by a temperature and fuel-delivery system (pumps, valves, and, in some cases, a hydrogen reformer). As a result, fast load demand will cause a high voltage drop in a short time, which is recognized as a fuel-starvation phenomenon. Therefore, to employ an FC in vehicle applications, the electrical system must have at least an auxiliary power source to improve system performance when electrical loads demand high energy in a short time. The possibilities of using a supercapacitor or a battery bank as an auxiliary source with an FC main source are presented in detail. The studies of two hybrid power systems for vehicle applications, i.e., FC/battery and FC/supercapacitor hybrid power sources, are explained. Experimental results with small-scale devices (a polymer electrolyte membrane FC of 500 W, 40 A, and 13 V; a lead-acid battery module of 33 Ah and 48 V; and a supercapacitor module of 292 F, 500 A, and 30 V) in a laboratory authenticate that energy-storage devices can assist the FC to meet the vehicle power demand and help achieve better performance, as well as to substantiate the excellent control schemes during motor-drive cycles.

Index Terms—Battery, converters, current control, electric vehicles, fuel cells (FCs), power supplies, supercapacitor, voltage regulation.

I. INTRODUCTION

FUEL CELLS (FCs) are able to generate electrical power with high efficiency, low operation noise, and no emissions

from hydrogen gaze and air. Byproducts are exhaust gases, water, and waste heat. The supplied electrical power can be used in vehicles for propulsion as well as for the operation of electrically powered accessories. Polymer electrolyte membrane (or proton exchange membrane) FCs (PEMFCs) utilize a solid polymer electrolyte membrane, operate at lower temperature, and are considered by many to be the most suitable for vehicle applications (such as cars, buses, tramways, trains, or aircraft) [1], [2].

Although recent literature portrays FCs as a newly emerging energy source, the technology was actually invented in the 19th century. In 1839, Sir William Grove, a Welsh judge and scientist, assembled the first FC. Since then, FCs have been primarily used in research settings. The National Aeronautics and Space Administration selected PEMFCs for the space program in the 1960s, rejecting both nuclear power, which had a higher safety risk, and solar power, which had a higher cost [1]. FCs provided power for the Gemini and Apollo missions and, at present, provide water and electricity to the space shuttle. Despite their high-profile use in the space program, the commercialization of FC technology was not explored until the early 1980s.

Many factors have limited the marketable development of FCs, including manufacturing cost, fuel generation and distribution, and system complexity. The high manufacturing cost is caused by a number of factors: expensive raw materials used as catalysts, expensive membrane materials, and expensive fabrication processes for collector plates.

In addition to manufacturing cost, fuel generation and distribution have also prevented widespread commercialization. Most FCs consume pure hydrogen or hydrogen-rich gas as the primary fuel. So far, experimental results and real-world applications of PEMFCs revealed that they perform best on pure hydrogen (H_2) as anode input gas. However, for many applications, particularly mobile, due to a lack of availability of refueling infrastructure and impractical storage techniques, pure hydrogen is not yet a viable option. Pure hydrogen as an anode gas source for PEMFCs, at this time, has a number of formidable limitations. One of the major limitations is onboard hydrogen storage. As a viable alternative for carrying pure hydrogen, onboard hydrogen generation by reforming hydrocarbons such as natural gas, gasoline, or alcohol fuels would be an obvious choice. However, gas produced from a reformer contains about 70%–75% hydrogen, 20%–25% carbon dioxide (CO_2 poisoning), and 10–100 ppm carbon monoxide

Manuscript received October 27, 2008; revised May 10, 2009 and July 6, 2009. First published July 31, 2009; current version published October 2, 2009. This work was supported in part by a research program in cooperation with the Thai-French Innovation Institute, King Mongkut's University of Technology North Bangkok, with the Institut National Polytechnique de Lorraine under the "Franco-Thai on Higher Education and Research Joint Project," and in part by the French National Center for Scientific Research, the Nancy Research Group in Electrical Engineering (GREEN: UMR 7037), and the Thailand Research Fund under Grant MRG5180348. The review of this paper was coordinated by Dr. A. Khaligh.

P. Thounthong and P. Sethakul are with the Department of Teacher Training in Electrical Engineering, King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Bangkok 10800, Thailand (e-mail: phtt@kmutnb.ac.th; pnrit@kmutnb.ac.th).

V. Chunkag is with the Department of Electrical Engineering, King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Bangkok 10800, Thailand (e-mail: vck@kmutnb.ac.th).

B. Davat and M. Hinaje are with the Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy Université, 54510 Nancy, France (e-mail: Bernard.Davat@ensem.inpl-nancy.fr; Melika.Hinaje@ensem.inpl-nancy.fr).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TVT.2009.2028571

(CO poisoning) [3]; furthermore, these reformers are large and expensive, and they operate at high temperatures.

Since most advanced vehicles like FC electric vehicles have one energy storage (buffer) device as part of the propulsion system, it is possible and necessary to apply advanced control technologies to significantly optimize the vehicle's fuel economy, emissions, and/or drivability [4], [5].

Nonetheless, the recent studies of Corrêa *et al.* [6], who worked with a 0.5-kW PEMFC (BCS Technology Company) and a 0.5-kW PEMFC (Avista Company), Thounthong *et al.* [5], [7], who worked with a 0.5-kW PEMFC [Zentrum für Sonnenenergie und Wasserstoff-Forschung (ZSW) Company, Germany] and a 1.2-kW Nexa PEMFC (Ballard Power System Company, Canada), Adzakpa *et al.* [8], who worked with a 0.6-kW PEMFC (H Power Company), Wang *et al.* [9], who worked with a 0.5-kW PEMFC (Avista Company), and Gaynor *et al.* [10], who worked with a 350-kW Solid Oxide FC, have demonstrated the fact that the FC time constants are dominated by a temperature and fuel-delivery system (pumps, valves, and, in some cases, a hydrogen reformer). As a result, fast energy demand will cause a high voltage drop in a short time, which is recognized as a fuel-starvation phenomenon [11].

When starved from fuel or oxygen, the FC performance degrades, and the cell voltage drops. This condition of operation is evidently hazardous for the FC stack [11], [12]. Fuel starvation can result in generation of hydrogen in the cathode or oxygen in the anode. For instance, in the event of hydrogen starvation, the cell current cannot be maintained, causing a high anode potential. Therefore, the water, which is present at the anode, may split into hydrogen and oxygen, producing oxygen in the anode. In the same way, during oxygen starvation, the reaction at the cathode will produce hydrogen. The presence of oxygen at the anode and hydrogen at the cathode will lead to the reversal of the cell potential, which is a negative potential difference between the anode and the cathode. Cell reversal accelerates the corrosion of carbon components such as backing layers with ensuing electrocatalyst corrosion and eventually leads to damaged components. During hydrogen starvation, oxygen at the anode can react with the carbon present in the gas diffusion and backing layers to form carbon dioxide (CO₂ poisoning).

Thus, to utilize an FC in dynamic applications, its current or power slope must be limited to circumvent the fuel-starvation problem, e.g., 4 A · s⁻¹ for a 0.5-kW 12.5-V PEMFC [13] and 5, 10, and 50 A · s⁻¹ for a 20-kW 48-V PEMFC [14]. As a result, the vehicle electrical system must have at least an auxiliary power source (an energy storage device), such as a battery, supercapacitor, or flywheel, to improve the system performance when electrical loads at a dc bus demand high power in a short time (e.g., vehicle acceleration and deceleration) [15], [16]. Therefore, an FC vehicle can benefit from being hybridized with an energy-storage device [17]–[19], which assumes some of the roles that the FC would normally handle.

This paper deals with the conception and the achievement of a hybrid power source that is supplied by a PEMFC as the main energy source and a battery or a supercapacitor as an auxiliary power source, particularly for future vehicle

applications. Its interest is focused on control algorithms. It enables the management of transient power demand, power peaks, and regenerative braking with regard to FC, battery, and supercapacitor constraints. The general structures of the studied systems, the control principles of the hybrid sources, the realization of the experimental bench, and the experimental validation will be presented in the following sections.

II. BATTERY VERSUS SUPERCAPACITOR AS AN ENERGY-STORAGE DEVICE

Currently, the battery is still the most extensive energy-storage device for providing and deliver electricity. There are many kinds of battery technology, such as lead-acid, NiCd, NiMH, or Li-ion. For a lead-acid cell, the terminal voltage of battery V_b and the internal resistance R_b are strong functions of the state of charge (SOC). The battery actual voltage curve is not constant. This is because the internal resistance is almost linear during the discharge, but the losses are substantially below 25% SOC due to the increase in the internal resistance. Therefore, the battery SOC estimation is defined here again as [20], [21]

$$\text{SOC}(t) = \frac{1}{Q_{\text{Bat}}} \int_{t_0}^t i_{\text{Bat}}(t) \cdot dt + \text{SOC}_0(t_0) \quad (1)$$

where SOC_0 is the known battery SOC (in percentage) at time t_0 , Q_{Bat} is the rated capacity (in ampere-hours), and $i_{\text{Bat}}(t)$ is the charging battery current (in amperes).

Supercapacitors (or ultracapacitors) are an emerging technology in the field of energy storage systems. Current breakthroughs in material design and fabrication methods that are aimed at maximizing rated capacitance have provided tremendous increases in the energy-storage capabilities of supercapacitors [22], [23]. The terminal voltage of supercapacitors is limited, however, due to the dissociation of the electrolyte. This limits the maximum voltage to 2.5–3 V.

When comparing the power characteristics of supercapacitors and batteries, the comparisons should be made for the same charge/discharge efficiency. The relative performance of supercapacitors and power batteries can be directly assessed from the pulse power tests since both types of devices are capable of high-power pulses, although batteries are not intended to be charged/discharged for long periods at these high power levels. The pulse testing of a battery is usually done at a specified partial SOC, as only a small fraction of the energy stored in the battery is used in the cycle tests. Of particular interest in the pulse tests is the round-trip efficiency of the devices. This is determined from the ratio of the energy out of the devices to the energy into the devices during the test cycle. This efficiency primarily depends on the internal equivalent series resistance (ESR) of the device. For supercapacitors, their charge/discharge efficiency is high, and the energy lost to heat during each cycle is relatively small and readily removed. The energy lost to heat in batteries is a much larger amount, making heat removal more crucial and its extraction costs much higher. This is to say that the cycle efficiency of batteries is around 80%, and the cycle efficiency of supercapacitors is around 95% [24], [25]. For a

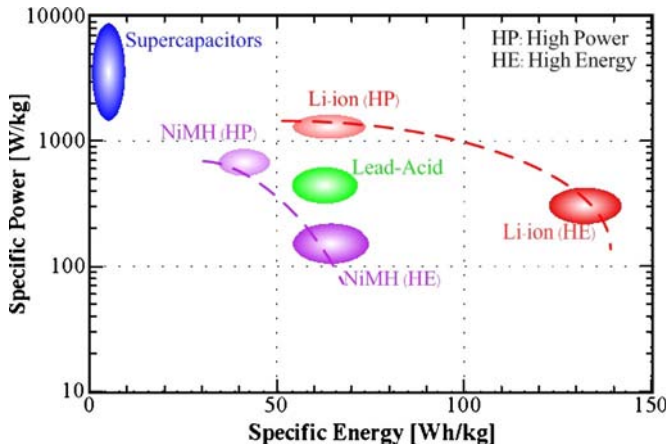


Fig. 1. Specific power versus specific energy of modern storage devices: supercapacitor, lead-acid, NiMH, and Li-ion battery technology. Note that the supercapacitors, NiMH, and Li-ion batteries are based on SAFT Company (France) technology.

corresponding high-efficiency discharge, batteries would have a much lower power capability.

Furthermore, the main drawback of batteries is a slow charging time, limited by a charging current [25], [26]; in contrast, supercapacitors may be charged over a short time, depending on a high charging current (power) that is available from the main source. Capacitor voltage v_C can then be found using the following classical equation:

$$v_C(t) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i_C(t) \cdot dt + v_C(t_0) \quad (2)$$

where $i_C(t)$ is the charging capacitor current.

Moreover, Fig. 1 compares the advanced technologies of batteries and supercapacitors in terms of specific power and energy. Although it is true that a battery has the largest energy density (i.e., more energy is stored per weight than other technologies), it is important to consider the availability of that energy. This is the traditional advantage of capacitors. With a time constant of less than 0.1 s, energy can be taken from a capacitor at a very high rate [27], [28]. On the contrary, a battery of the same size will not be able to supply the necessary energy in the same time period. Unlike batteries, more advantageous for the case of supercapacitors is the fact that they can withstand a very large number of charge/discharge cycles without degradation (or virtually infinite cycles) [24], [25].

III. FC/BATTERY AND FC/SUPERCAPACITOR HYBRID POWER SOURCES

A. Structure of the Hybrid Power Sources

Different power converter topologies can be used for the power electronic interface between the FC and the utility dc bus. For the dc link voltage level, it depends on its applications. Basically, low-voltage high-current structures are needed because of FC electrical characteristics. A classical boost converter is often selected as an “FC converter” [29]–[31] because it can be operated in the current control mode in a continuous

condition mode. Then, one does not need a blocking diode and a passive filter between an FC and a converter. Based on the load conditions, the boost converter can be commanded to draw a specific amount of current from the FC with a ripple that is well defined by the frequency, the size of the inductor, and the duty ratio. However, a classical boost converter will be limited when the power increases or for higher step-up ratios.

In many applications, the use of an isolation transformer can provide an increased output/input voltage conversion ratio, as required, and full-bridge topologies can be used [7]. However, there are applications where transformer-less energy converter systems could potentially offer significant advantages, including simplicity, cost, and converter size reduction, particularly in high-power applications. That way, the use of paralleling power converters with an interleaved technique may offer some better performances [7].

One may summarize here again that the constraints to operate an FC are as follows.

- 1) The FC power or current must be kept within an interval (a rated value, a minimum value, or zero).
- 2) The FC current must be controlled as a unidirectional current.
- 3) The FC current slope must be limited to the maximum absolute value (e.g., $4 \text{ A} \cdot \text{s}^{-1}$ [13], [32]) to prevent an FC stack from the fuel starvation phenomenon.
- 4) The switching frequency of the FC current must be greater than 1.25 kHz and the FC ripple current must be lower than around 5% of the rated value to ensure minor impact to the FC conditions [7].

Proposed hybrid power sources are depicted in Figs. 2 and 3. The battery actual voltage curve is not constant. It is linear over most of its operating range. The battery voltage variation is at least 25%. Nonetheless, at the end of discharge, the battery voltage decreases very rapidly toward zero. This is because the internal resistance of a lead-acid battery is almost linear during discharge, but the losses are largely below 25% SOC due to the increase in the internal resistance of the battery. As depicted in Fig. 2, we propose the FC/battery hybrid source by directly connecting the battery module to a dc bus [33], [34]. For this reason, there is no battery converter in this structure to improve system efficiency and converter cost. Then, this system will be operated based on unregulated dc bus voltage, in which the dc bus voltage is equal to the battery voltage.

For the FC/supercapacitor hybrid source (see Fig. 3), a supercapacitor module is frequently connected to the dc bus by means of a classical two-quadrant (bidirectional) dc/dc converter [35]–[38]. Supercapacitor current i_{SuperC} , which flows across the storage device, can be positive or negative, allowing energy to be transferred in both directions.

B. Energy Management of the Hybrid Power Sources

When an FC operates, its fuel (hydrogen and oxygen) flows are controlled by an “FC controller,” which receives current demand. This current demand is the FC current reference i_{FCREF} coming from the hybrid control algorithms detailed hereafter. The fuel flows must be adjusted to match the reactant delivery

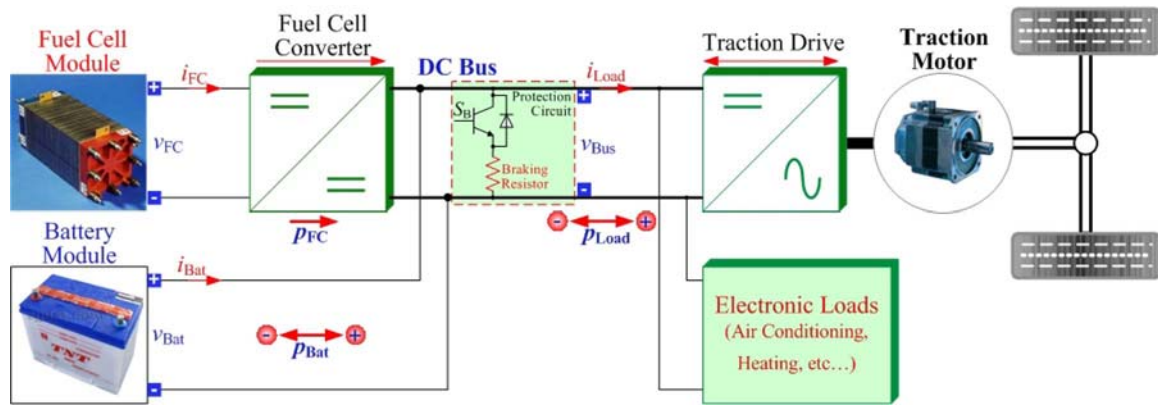


Fig. 2. Proposed structure of the FC/battery hybrid power source, where $p_{FC} (= v_{FC} \times i_{FC})$, v_{FC} , and i_{FC} are the FC power, voltage, and current, respectively. $p_{Bat} (= v_{Bat} \times i_{Bat})$, v_{Bat} , and i_{Bat} are the battery power, voltage, and current, respectively. $p_{Load} (= v_{Bus} \times i_{Load})$, v_{Bus} , and i_{Load} are the load power, the dc bus voltage, and the load current, respectively. Note that it has been assumed that there are no losses in the FC converter, and here, v_{Bus} is v_{Bat} .

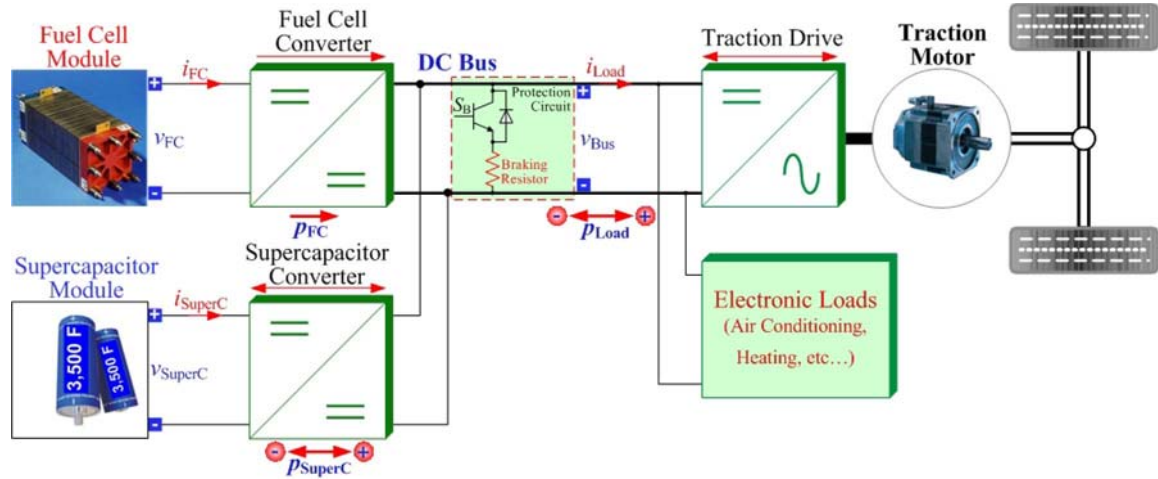


Fig. 3. Proposed structure of the FC/supercapacitor hybrid power source, where $p_{FC} (= v_{FC} \times i_{FC})$, v_{FC} , and i_{FC} are the FC power, voltage, and current, respectively. $p_{SuperC} (= v_{SuperC} \times i_{SuperC})$, v_{SuperC} , and i_{SuperC} are the supercapacitor power, voltage, and current, respectively. $p_{Load} (= v_{Bus} \times i_{Load})$, v_{Bus} , and i_{Load} are the load power, the dc bus voltage, and the load current, respectively. Note that it has been assumed that there are no losses in the FC and supercapacitor converters.

rate to the usage rate by the FC controller [39]. For this reason, the inner FC current control loop is obligatory, and the hybrid control algorithms demand energy from the FC to the dc link by generating i_{FCREF} [1], which is synchronously sent to the FC system. One can take advantage of the safety and high dynamic characteristics of this loop as well. Note that the definitions of current direction are also illustrated in Figs. 2 and 3, and the dynamics of the current regulation loops are also supposed to be much faster than those of the outer control loops, which are detailed hereafter.

The energy management of hybrid power sources has already been studied recently, for example, by Jiang and Dougal [40], who worked on an unregulated voltage FC/battery hybrid source; by Ayad *et al.* [41], who studied the control of an unregulated voltage battery/supercapacitor hybrid source; and by Thounthong *et al.* [42], whose work concerned a regulated voltage FC/supercapacitor hybrid source. The problem of such a control strategy is well known: The definition of system states (state-machine-used) implies control algorithm permutations that may lead to a phenomenon of chattering when the system is operating near a border between two states. Of course, solutions

exist to avoid such a phenomenon—hard filtering, hysteretic transition, and transition defined by a continuous function.

The control algorithm presented here is not based on the state definition; therefore, naturally, it does not present the problem of chattering near state borders. Its basic principle lies in using the storage device, which is the fastest energy source of the system, to supply the energy that is required to the load, as if this device were a standard power supply. Therefore, the FC, although obviously the main energy source of the system, functions as the source that supplies energy to storage devices to keep them charged.

1) *FC/Battery Hybrid Power Source*: One takes advantage of a battery bank, which is directly connected to a dc bus to supply transient energy demand and peak loads that are required during traction motor acceleration and deceleration, as if this device is a standard power supply [43]–[45]. The proposed control strategy is a cascade control structure composed of three loops, as portrayed in Fig. 4. The outer loop is the battery SOC control that links the battery SOC to the battery charging current reference i_{BatREF} . The middle loop controls the battery-charging current and links i_{BatREF} to the FC current

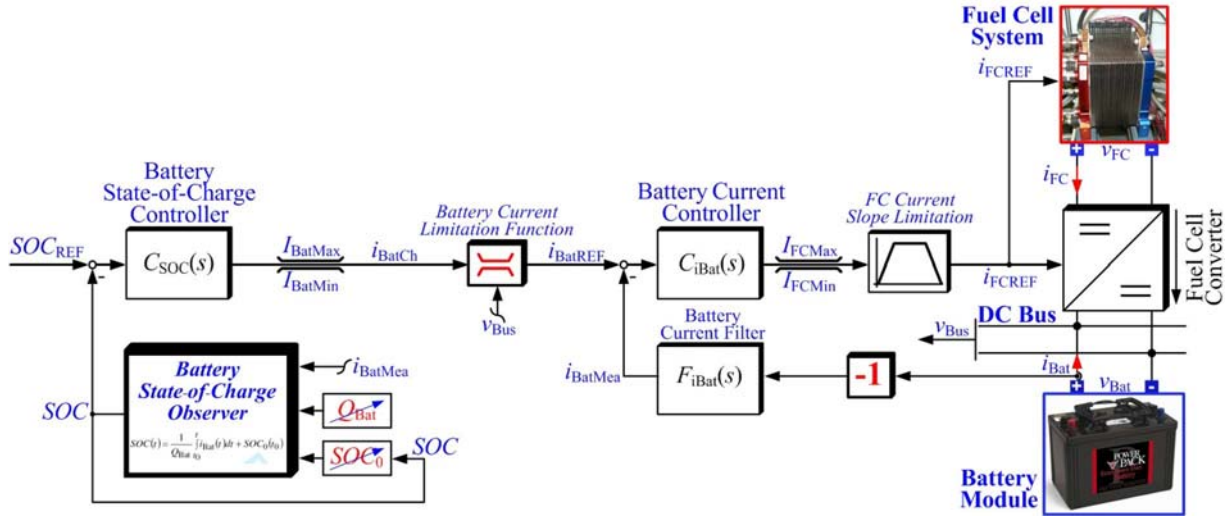


Fig. 4. Proposed energy management of the FC/battery hybrid power source.

reference i_{FCREF} . The inner loop is the FC current control, which is not presented in Fig. 4.

A simple method to charge the battery is with constant current (maximum charging current I_{BatMax} is set around $Q_{Bat}/10$; for a modern Li-ion battery, it can be set at $I_{BatMax} = Q_{Bat}$) when the SOC is far from the SOC reference SOC_{REF} , with reduced current when the SOC is near SOC_{REF} , or with no current when the SOC is equal to SOC_{REF} . For the battery SOC, it is estimated from (1), as depicted in “Battery State-of-Charge Observer” in Fig. 4.

More importantly, in vehicle applications, to replace aged batteries, battery monitoring is compulsory. In particular, the potential capacity Q_{Bat} is dependent on the depth of the discharge, the discharge rate, the cell temperature, the charging regime, the dwell time at low and high SOC, battery maintenance procedures, the current ripple, and the amount and frequency of overcharge [21].

It is beyond the scope of this paper to observe the potential capacity of the battery. It is assumed that Q_{Bat} is constant. Additionally, in a real system of applications, SOC_0 can be retained in a storage device.

According to this SOC control algorithm, the “Battery State-of-Charge Controller” generates a battery-charging current i_{BatCh} for the battery current control loop. The battery current command i_{BatCh} must be limited within an interval [maximum charging current I_{BatMax} , maximum discharging current I_{BatMin}].

To avoid overvoltage at the dc bus in case of an erroneous SOC estimation or high regenerative braking, the dc bus voltage (the battery voltage) must be monitored to limit the charging current. The “Battery Current Limitation Function” consists of limiting the battery current reference i_{BatREF} versus the dc bus voltage as

$$i_{BatREF}(t) = i_{BatCh}(t) \cdot \min \left(1, \frac{V_{BusMax} - v_{Bus}(t)}{\Delta v_{Bus}} \right) \quad (3)$$

where V_{BusMax} is the defined maximum dc bus voltage, and Δv_{Bus} is the defined voltage band.

The battery-current control loop receives i_{BatREF} from an SOC regulation loop. The measured battery current must be reversed because the definition of the battery current is negative for the charging current. The battery current controller generates the FC current reference i_{FCREF} . It must be limited in level, within the interval maximum I_{FCMax} (corresponding to a rated current of the FC) and minimum I_{FCMin} (set to 0 A) and limited in slope to the maximum absolute value (in amperes per second), which enables the safe operation of the FC with respect to the constraints that are associated with the FC.

One may summarize that the control principle of the whole system is based on the battery SOC, whatever the load power is.

- If the SOC is lower than SOC_{REF} , the battery-charging current reference is a negative value, and an FC current is necessary to charge the battery.
- If the SOC is higher than SOC_{REF} , the battery-charging current reference is a positive value or equal to zero, and the FC current reference is reduced to zero.

As a consequence, a transient in the load modifies the FC current when the battery SOC becomes lower than SOC_{REF} . In any case, if the SOC is higher than SOC_{REF} , the FC current reference is equal to zero. For transient conditions, as FC current dynamics have been intentionally reduced, the battery supplies all load variations.

It must be noted here that, in this system, the PEMFC is the main source, and the battery module is the secondary source. The battery functions to compensate the FC dynamic performance to avoid the FC starvation problem, supply the overenergy demand, and absorb the regenerative braking energy. There are two possibilities to connect a battery module with a dc bus. First, a battery bank is directly connected to the dc bus as proposed in our system. Second, a battery bank may be connected to the dc bus by a bidirectional converter, but it will increase system losses and cost. Nevertheless, the battery will be cycled whenever there is a load. Because, as mentioned earlier, the battery lifetime is usually limited by the number of cycles, its longevity might suffer. There are no solutions to improve the battery lifetime in the FC/battery hybrid source,

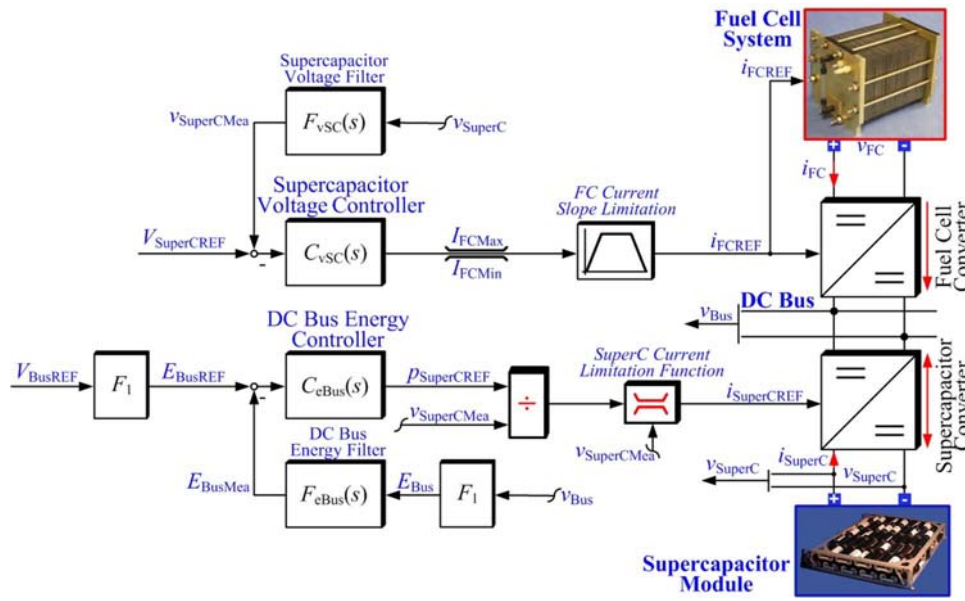


Fig. 5. Proposed energy management of the FC/supercapacitor hybrid power source.

even if a battery bank is directly connected to the dc bus or to the dc bus by a bidirectional converter. The battery will be always cycled whenever there is a load because the FC power dynamics are compensated by the battery power. To improve the battery lifetime, an FC/battery/supercapacitor hybrid source is proposed. We want the supercapacitor to supply or to absorb the load transient power and not the battery. Nonetheless, this system is under study [18].

2) *FC/Supercapacitor Hybrid Power Source*: To manage energy change in the system, its basic principle lies in using the supercapacitor, which is the fastest energy source of the system, to supply the energy that is required to achieve the dc bus voltage regulation, as if this device were a standard power supply. Therefore, the FC, although obviously the main energy source of the system, is equivalent to a load working only in regenerative braking and may be seen as a device that supplies energy to supercapacitors to keep them charged [44].

Consequently, the supercapacitor converter is driven to realize a classical dc bus voltage regulation, and the FC converter is driven to maintain the supercapacitor module at a given SOC. Therefore, the dynamics of the current regulation loops are also supposed to be much faster than those of the outer control loops. Thus, the currents i_{SuperC} and i_{FC} are considered to perfectly follow their references $i_{SuperCREF}$ and i_{FCREF} , respectively. The supercapacitor and FC current control loops are supplied by two reference signals, i.e., $i_{SuperCREF}$ and i_{FCREF} , which are generated by the dc bus voltage regulation loop and the supercapacitor voltage regulation loop, as shown in Fig. 5.

For the dc bus voltage control loop, it uses the dc bus capacitive energy E_{Bus} as the state variable and the supercapacitor delivered power $p_{SuperCREF}$ as the command variable to obtain a natural linear transfer function for the system. If the losses in both the FC and supercapacitor converters are neglected, the dc link capacitive energy E_{Bus} is given versus supercapacitor

power p_{SuperC} , FC power p_{FC} , and load power p_{Load} by the following differential equation:

$$\frac{dE_{Bus}(t)}{dt} = p_{SuperC}(t) + p_{FC}(t) - p_{Load}(t). \quad (4)$$

Function “ F_1 ” presented in Fig. 5 is a voltage-to-energy transformation, which is proportional for the total dc bus capacitance C_{Bus} to the square function

$$E_{Bus}(t) = \frac{1}{2} \cdot C_{Bus} \cdot v_{Bus}^2(t). \quad (5)$$

It enables the generation of both dc bus energy reference E_{BusREF} and dc bus energy measurement E_{BusMea} through dc bus voltage reference V_{BusREF} and dc bus voltage measurement v_{Bus} , respectively. The “DC Bus Energy Controller” generates a supercapacitor power reference $p_{SuperCREF}$. This signal is then divided by the measured supercapacitor voltage $v_{SuperCMea}$ and limited to maintain the supercapacitor voltage within an interval $[V_{SuperCMin}, V_{SuperCMax}]$. The upper value of this interval corresponds to the rated voltage of the storage device, and the lower value, which is traditionally equal to $V_{SuperCMax}/2$, corresponds to a level under which the supercapacitor discharge becomes ineffective. This results in supercapacitor current reference $i_{SuperCREF}$.

The “SuperC Current Limitation Function” consists of limiting reference $i_{SuperCREF}$ to the interval $[I_{SuperCMin}, I_{SuperCMax}]$, which is defined, versus measured supercapacitor voltage $v_{SuperCMea}$, as follows:

$$\left. \begin{aligned} I_{SuperCMin} &= -I_{SuperCRated} \\ &\quad \times \min \left(1, \frac{V_{SuperCMax} - v_{SuperCMea}(t)}{\Delta v_{SuperC}} \right) \\ I_{SuperCMax} &= +I_{SuperCRated} \\ &\quad \times \min \left(1, \frac{v_{SuperCMea}(t) - V_{SuperCMin}}{\Delta v_{SuperC}} \right) \end{aligned} \right\}. \quad (6)$$

$I_{SuperCRated}$ and Δv_{SuperC} are the regulation parameters.

For the supercapacitor voltage regulation loop, the “Supercapacitor Voltage Controller” generates an FC current reference i_{FCREF} limited in level and slope with respect to the constraints associated with the FC. The i_{FCREF} that drives the FC converter through the FC current loop is then kept within an interval $[I_{FCmin}, I_{FCmax}]$. The upper value of this interval corresponds to the rated current of the FC, and the lower value should be zero. Slope limitation to the maximum absolute value of some amperes per second enables safe operation of the FC, even during the transient power demand.

One may summarize that, using this form of control principle, the state of the supercapacitor module is naturally defined, through the dc bus voltage regulation, by the load power level, and by its SOC. In narrow steady-state conditions, we have the following.

- 1) If load power is negative, the dc link voltage regulation generates a negative supercapacitor current reference $i_{SuperCREF}$.
- 2) If load power is greater than the approximate FC rated power, the dc bus voltage regulation generates a positive supercapacitor current reference $i_{SuperCREF}$.
- 3) Otherwise, the state of the supercapacitor module depends on its SOC: the supercapacitor current will, therefore, be positive if $v_{SuperC} > V_{SuperCREF}$ and negative if $v_{SuperC} < V_{SuperCREF}$.

In all cases, the FC state depends only on the supercapacitor voltage; the FC current will be strictly positive and less than $I_{FCRated}$ if $v_{SuperC} < V_{SuperCREF}$. Otherwise, it will be zero. In transient conditions, as FC current dynamics have been intentionally reduced, the supercapacitor supplies load variations. In effect, the dc bus voltage regulation transforms a sudden increase in load power into a sudden increase in the supercapacitor current and, on the contrary, a sudden decrease in load power into a sudden decrease in the supercapacitor current.

3) *Conclusion of Proposed Energy-Management Algorithms:* The main important point in hybrid systems presented here is to balance the energy between the FC main source, the auxiliary source, and the load. The FC power (or current) dynamics have been intentionally reduced; the auxiliary source supplies all load variations.

Finally, Figs. 6 and 7 present simulation results during a high constant stepped load power. They show the load, auxiliary, and FC powers in per unit [p.u.]. In simulations, the FC minimum and maximum powers are set at 0 p.u. (corresponding to the FC minimum current) and 1.0 p.u. (corresponding to the FC maximum current), respectively. The power dynamics of the FC are set at $0.6 \text{ p.u.} \cdot \text{s}^{-1}$. As illustrated in Fig. 6, initially, the storage device is full of charge, and the load power is 0.2 p.u. As a result, the storage device power is zero, and the FC supplies 0.2 p.u. for the constant load power. At $t = 1 \text{ s}$, the constant load power steps to 3.0 p.u. One can observe the following.

- The auxiliary source supplies most of the transient power required.
- The FC power increases to the limited power 1.0 p.u. with a slope of $0.6 \text{ p.u.} \cdot \text{s}^{-1}$.

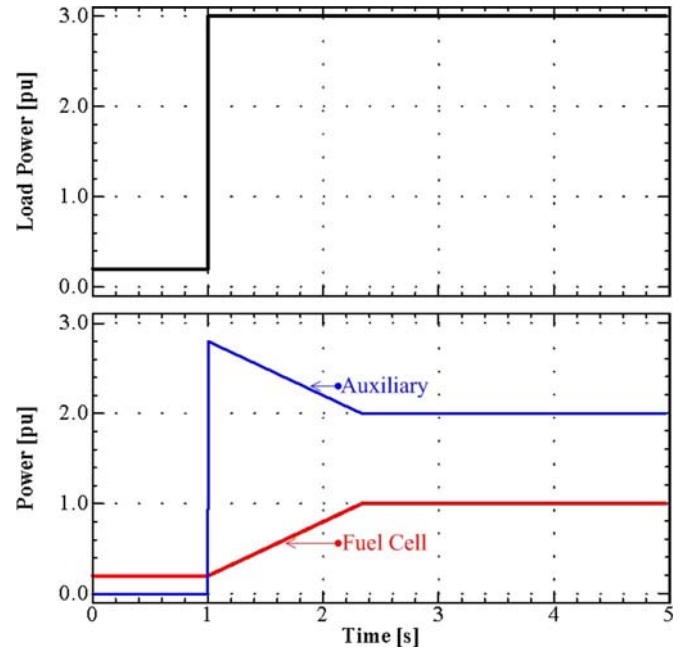


Fig. 6. Simulation result: hybrid source response during a high positive load step. Note that the power unit is per unit (p.u.).

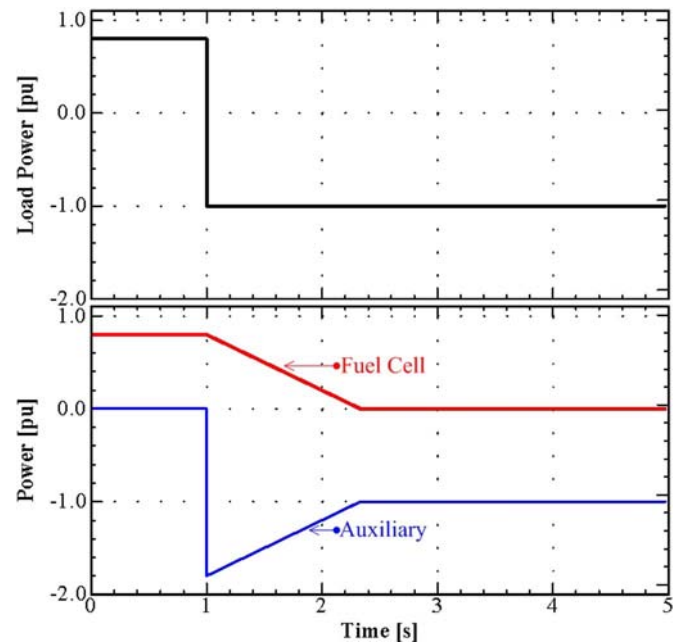


Fig. 7. Simulation result. Hybrid source response during a high negative load step (imitated regenerative braking).

- Synchronously, the auxiliary power, after a sharp increase (discharging), slowly decreases to a constant discharge of 2.0 p.u.

At a steady state, the constant load power of 3.0 p.u. is entirely supplied by the FC of 1.0 p.u. and the storage device of 2.0 p.u. (the discharging state).

As a final simulation illustrated in Fig. 7, initially, the auxiliary energy source is full of charge, and the load power is 0.8 p.u. As a result, the storage device power is zero, and the FC supplies 0.8 p.u. for the constant load power. At $t = 1 \text{ s}$, the

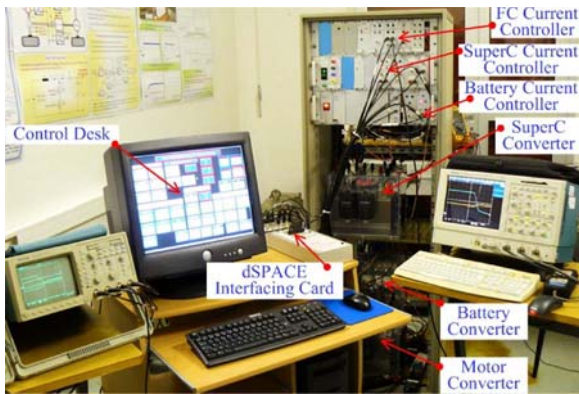


Fig. 8. Hybrid source test bench.



Fig. 9. PEMFC stack and storage devices.

constant load power steps to -1.0 p.u. (imitated regenerative braking). One can see, again, the following.

- The auxiliary source absorbs most of the transient negative power.
- The FC power reduces to zero with a slope of $0.6 \text{ p.u.} \cdot \text{s}^{-1}$ because the FC power source is a unidirectional power flow.
- Simultaneously, the auxiliary source, after a sharp decrease (charging), slowly increases to a constant charge at -1.0 p.u.

IV. EXPERIMENTAL VERIFICATION

A. Test Bench Explanation

The small-scale test bench of the hybrid systems in our laboratory is presented in Fig. 8. As illustrated in Fig. 9, the PEMFC system (500 W, 40 A, 13 V) was achieved by the ZSW Company. It is composed of 23 cells of 100 cm^2 in series. It is supplied using pure hydrogen from bottles under pressure and with clean and dry air from a compressor. The battery module is obtained by means of four aged lead-acid batteries [7.78 Ah (33 Ah at the nameplate), 12 V] connected in series. The supercapacitor module is obtained by means of 12 SAFT supercapacitors SC3500 (capacitance: 3500 F; rated voltage: 2.5 V; rated current: 500 A; low-frequency ESR: $0.8 \text{ m}\Omega$) connected in series.

The FC converter is a classical boost converter and is selected to adapt the low dc voltage delivered by the FC, which is approximately 12.5 V at rated power, to the 42-V dc bus. Thus, the FC converter is composed of a high-frequency input inductor ($72 \mu\text{H}$), an output filtering capacitor (Panasonic aluminum electrolytic capacitors: $30\,000 \mu\text{F}$), a diode (Schottky diode STPS80H100TV: 100 V, 40 A), and a main power switch (power metal-oxide-semiconductor field-effect

transistor STE180NE10: 100 V, 180 A). The frequency of the pulsewidth modulation that drives the FC converter is 25 kHz.

The supercapacitor converter is a classical two-quadrant dc/dc converter (a bidirectional converter). Thus, the supercapacitor converter is composed of a high-frequency input inductor ($54 \mu\text{H}$), an output filtering capacitor (Panasonic aluminum electrolytic capacitors: 330 mF), and two power switches (power insulated-gate bipolar transistors SKM200GB123D: 1200 V, 200 A). The supercapacitor current, which flows across the storage device, can either be positive or negative, allowing energy to be transferred in both directions. The converter is driven by means of complementary pulses, which are generated by a hysteresis comparator, and applied on the gates of the power switches.

In the case of the FC/battery hybrid power source test bench, the total dc bus capacitance is 360 mF (30 mF of the output capacitance of the FC converter and 330 mF of the output capacitance of the load converter). In the case of the FC/supercapacitor hybrid power source test bench, the total dc bus capacitance is 690 mF (30 mF of the output capacitance of the FC converter, 330 mF of the output capacitance of the load converter, and 330 mF of the output capacitance of the supercapacitor converter).

The dc bus is connected to only a traction motor drive (10 kW) coupled with a small-inertia flywheel. The supercapacitor and FC current control loops, on the other hand, have been realized by analog circuits to function at a high bandwidth. The proposed energy-control algorithms have been implemented in the real-time card dSPACE DS1104 through the mathematical environment of MATLAB-Simulink, with a sampling frequency of 25 kHz. The ControlDesk software enables changes in the parameters of the control loops. Two digital oscilloscopes (Tektronix Com.), as shown in Fig. 8, are used as data acquisition to store signal waveforms, which are presented hereafter.

The control parameters of the PEMFC are set as follows.

- $I_{\text{FCMax}} = 40 \text{ A}$ (rated FC current, corresponding to the rated FC power).
- $I_{\text{FCMin}} = 0 \text{ A}$ (minimum FC current, corresponding to the minimum FC power).
- The FC current absolute slope limitation is set to $4 \text{ A} \cdot \text{s}^{-1}$ (corresponding to the FC power slope of around $50 \text{ W} \cdot \text{s}^{-1}$). This value has been experimentally determined as the highest current slope of our FC system, where no fuel starvation occurs [13].

B. Test Results of the FC/Battery Hybrid Power Source

The controlled parameters of this system are set as follows:

- $\text{SOC}_{\text{REF}} = 100\%$ (equal to 7.78 Ah);
- $I_{\text{BatMax}} = +6 \text{ A}$ (the maximum battery charging current);
- $I_{\text{BatMin}} = -50 \text{ A}$ (the maximum battery discharging current);
- $V_{\text{BusMax}} = 61 \text{ V}$;
- $\Delta v_{\text{Bus}} = 2 \text{ V}$.

Figs. 10 and 11 present waveforms that are obtained during the motor-drive cycle. They show the dc bus voltage (the battery voltage), the FC voltage, the load power, the battery power, the

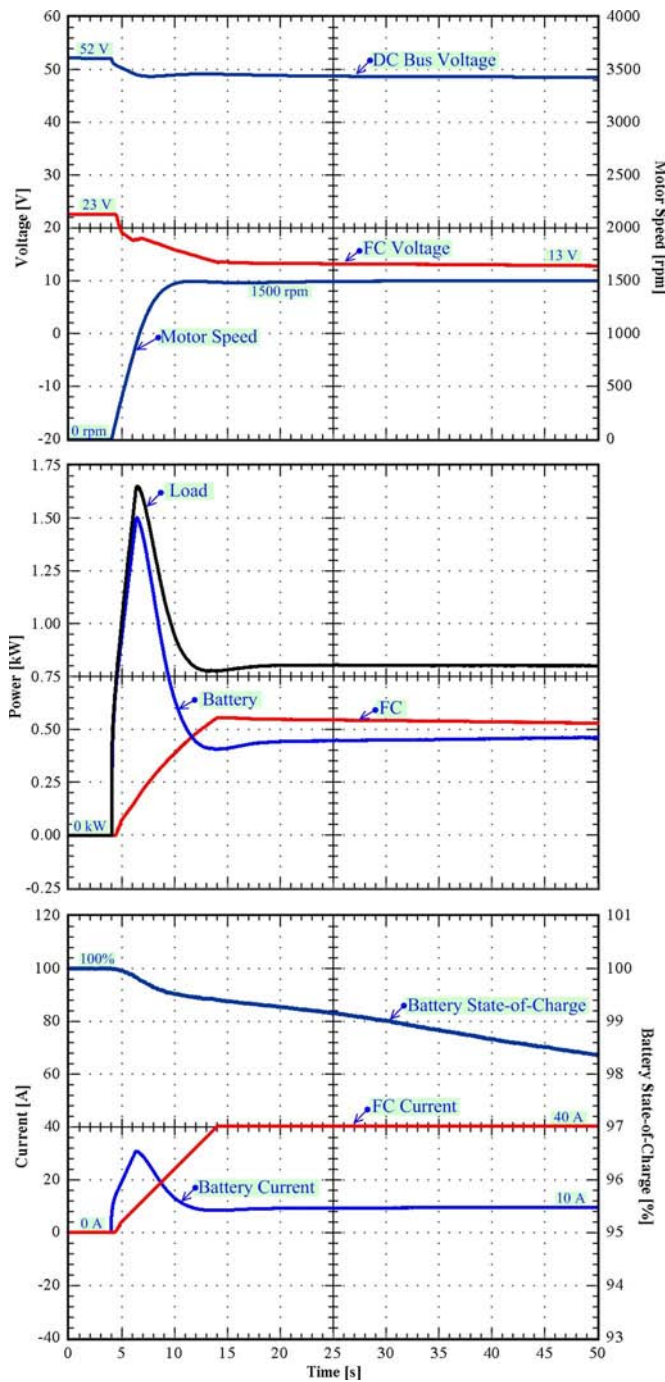


Fig. 10. FC/battery hybrid source response during motor starting to 1500 r/min.

FC power, the motor speed, the battery current, the FC current, and the battery SOC. The battery SOC is calculated from (1) by MATLAB–Simulink and is then sent through a digital-to-analog-converter card of dSPACE to an oscilloscope.

The initial state is zero for both the FC and battery powers and 100% for the battery SOC. At $t = 4$ s, the motor reaches the final speed of 1500 r/min such that the final FC current is $I_{FCrated}$. One can observe the following.

- The battery supplies most of the power of 1600 W that is required during motor acceleration.

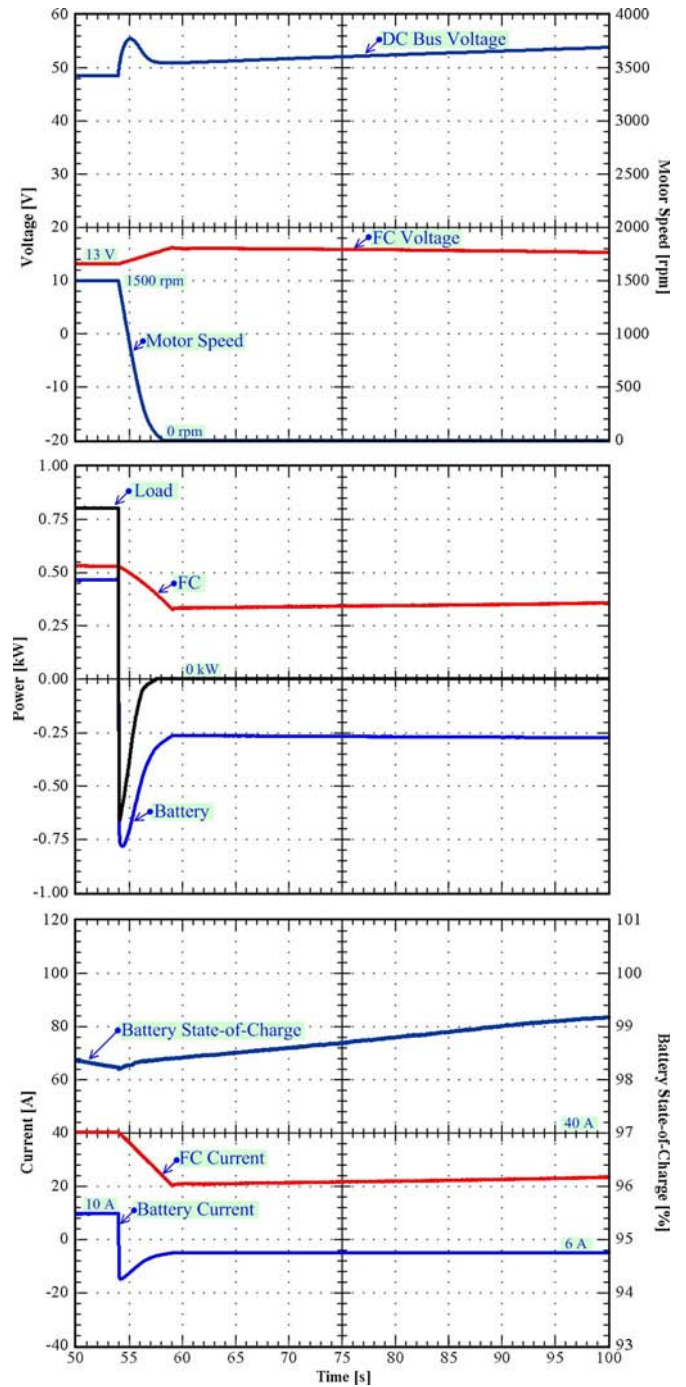


Fig. 11. FC/battery hybrid source response during motor braking from 1500 r/min.

- The FC power increases with a limited slope up to a level of the rated power of 500 W.
- Concurrently, the battery power, after a sharp increase during motor acceleration, slowly decreases to a constant discharging power of 400 W.
- The steady-state load power at the constant speed of 1500 r/min is about 800 W, which is entirely supplied by the FC and the battery.

Therefore, this characteristic can be comparable with the simulation results in Figs. 6 and 7. After that, at $t = 54$ s, the motor reduces speed and then stops. It can be scrutinized that

there are three phases. First, the battery recovers the power that is supplied to the dc link by the FC and the motor (known as the regenerative braking energy). Second, the battery recovers the reduced power that is supplied to the dc bus by only the FC. Third, the battery is charged at a constant current of 6 A by the FC. During the first and second phases, the FC power reduces from a rated power of 500 W with a constant slope of $50 \text{ W} \cdot \text{s}^{-1}$. In the third phase, the FC power is nearly constant at around 300 W to charge the battery. After that, both the FC and the battery power will reduce to zero when the SOC reaches SOC_{REF} .

C. Test Results of the FC/Supercapacitor Hybrid Power Source

The control parameters of this system are set as follows:

- $V_{\text{BusREF}} = 42 \text{ V}$ (a new standard dc bus voltage in the automotive electrical system called “PowerNet” [17]);
- $V_{\text{SuperCREF}} = 25 \text{ V}$;
- $V_{\text{SuperCMax}} = 30 \text{ V}$;
- $V_{\text{SuperCMin}} = 15 \text{ V}$;
- $I_{\text{SuperCRated}} = 200 \text{ A}$;
- $\Delta v_{\text{SuperC}} = 0.5 \text{ V}$.

Figs. 12 and 13 present waveforms that are obtained during the motor-drive cycle. They show the dc bus voltage, the FC voltage, the load power, the supercapacitor power, the FC power, the motor speed, the supercapacitor current, the FC current, and the supercapacitor voltage (or the supercapacitor SOC).

The initial state is in no-load power, and the storage device is full of charge, i.e., $V_{\text{SuperC}} = 25 \text{ V}$; as a result, both the FC and supercapacitor powers are zero. At $t = 20 \text{ s}$, the motor speed accelerates to the final speed of 1000 r/min; synchronously, the final FC power increases with a limited slope of $50 \text{ W} \cdot \text{s}^{-1}$ to a rated power of 500 W. Thus, the supercapacitor, which supplies most of the power that is required during motor acceleration, remains in a discharge state after the motor start because the steady-state load power (approximately 600 W) is greater than the FC rated power (500 W), and the peak load power is about 1000 W, which is about two times that of the FC rated power.

After that, at $t = 50.5 \text{ s}$, the motor speed decelerates and stops with a peak load power of about -500 W . The supercapacitor is deeply charged, demonstrating the three phases. First, the supercapacitor recovers the energy that is supplied to the dc bus by the FC (500 W) and the traction motor. Second, the supercapacitor is charged only by the FC. Third, the supercapacitor is nearly fully charged, which then reduces the charging current. After that, both the FC and supercapacitor powers reduce to zero when V_{SuperC} reaches $V_{\text{SuperCREF}}$ of 25 V.

Only small perturbations on the dc bus voltage waveform can be seen, which is of major importance when using supercapacitors to improve the dynamic performance of the whole system. These characteristics can be, again, comparable with the simulation results in Figs. 6 and 7.

The proposed energy-management algorithms of FC/battery and FC/supercapacitor hybrid sources are used to balance powers in the system with respect to dynamic constraints. During motor acceleration or deceleration (a high stepped load), as can

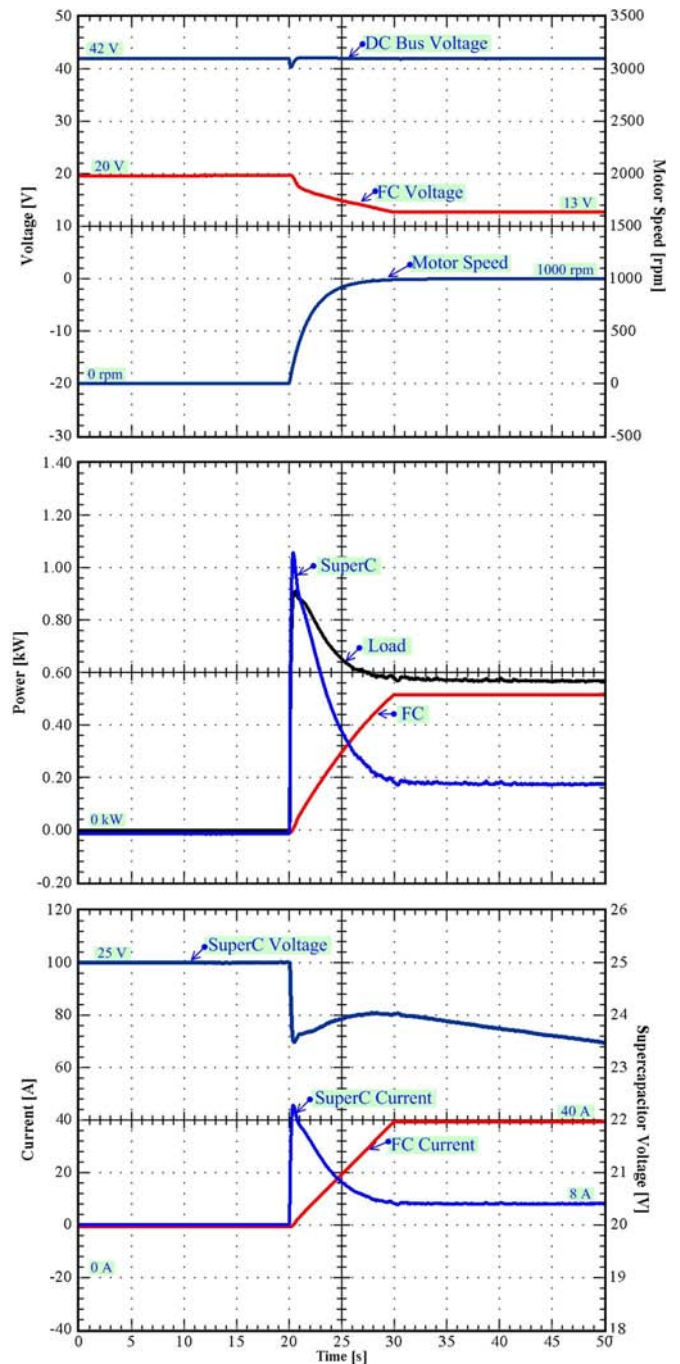


Fig. 12. FC/supercapacitor hybrid source response during motor startup to 1000 r/min.

be seen in Figs. 6 and 7 in simulation results (in per unit) and in Figs. 10–13 in experimental results, the powers are always balanced during dynamic and transient states. Importantly, the high dynamics during load steps are compensated by storage devices. For the FC/battery hybrid source, the stepped energy is naturally supplied or absorbed by the battery because the battery bank is directly connected to the dc bus based on the control algorithm of the unregulated dc bus voltage. In the case of the FC/supercapacitor hybrid source, the stepped energy is automatically supplied or absorbed by the supercapacitor because the proposed control algorithm is based on the regulated dc bus voltage. Then, the supercapacitor module functions as

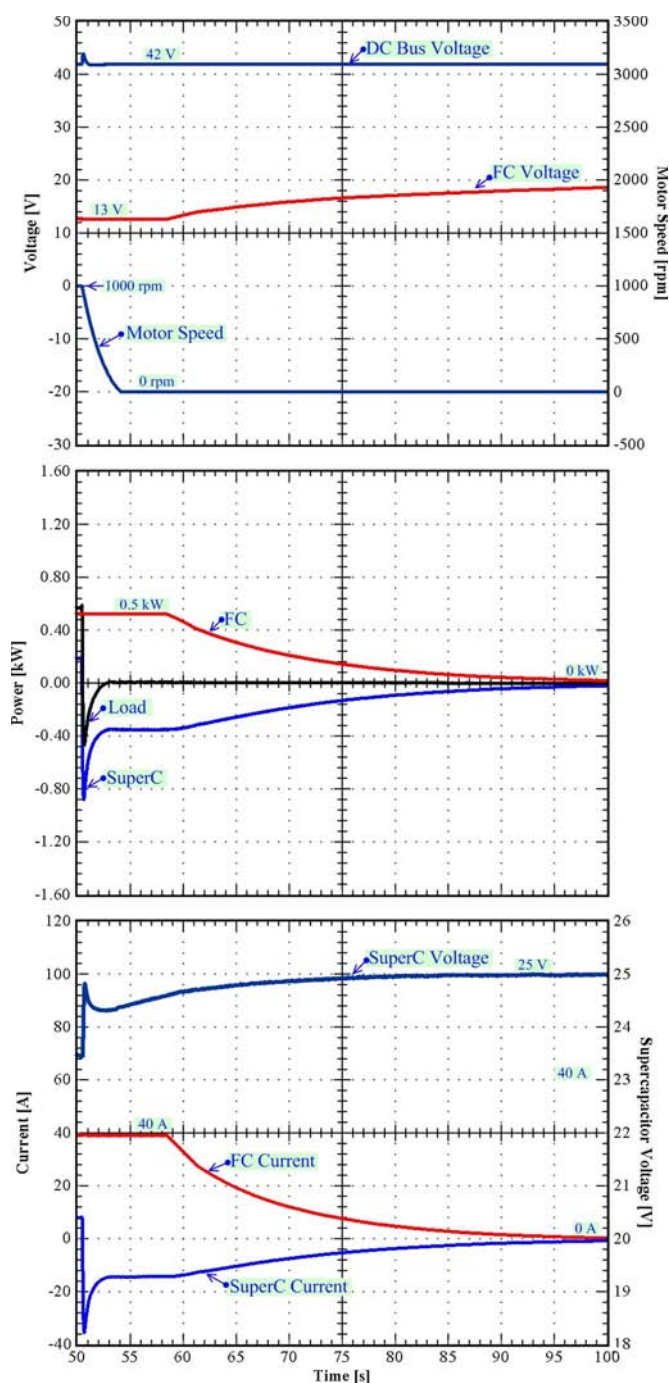


Fig. 13. FC/supercapacitor hybrid source response during motor braking from 1000 r/min.

the one supplying or absorbing the energy that is required to achieve the dc bus voltage.

V. CONCLUSION

The advantages of an FC hybrid vehicle could include improved vehicle performance and fuel economy and lower system cost. The degree of hybridization benefits from 1) FC efficiency characteristics; 2) FC downsizing; 3) displacing FC tasks with the secondary source functionality; or 4) energy recovery through regenerative braking. This paper has studied

the role of the energy-storage device in FC hybrid vehicles to understand their potential impact on dynamic performances.

Experimental verifications with a small-scale hybrid test bench in the laboratory have evidently shown the possibility of improving the performance of the whole system and validated the proposed control algorithms: the FC/battery hybrid source and the FC/supercapacitor hybrid source.

In general, the FC/supercapacitor hybrid has better performance because the supercapacitor can more effectively assist the FC to meet the transient power demand (the supercapacitor can be charged or discharged at a high current, in which the battery cannot function), and high-current charges and discharges from the battery will reduce its lifetime as well.

Nonetheless, an FC hybrid vehicle with supercapacitors as the only energy storage will be deficient or even malfunction during the vehicle startup because of the startup time of a PEMFC of around 5–10 min, in which the battery has higher specific energy than the supercapacitor. Consequently, a more practical answer will be an FC/battery/supercapacitor hybrid power source [45] to increase the battery lifetime due to the reduction of high-current charges and discharges.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank S. Lekapat, who is in charge of the process of the “Franco-Thai on Higher Education and Research Joint Project” and of the research funding for this paper.

REFERENCES

- [1] P. Thounthong, B. Davat, and S. Raël, “Drive friendly,” *IEEE Power Energy Mag.*, vol. 6, no. 1, pp. 69–76, Jan./Feb. 2008.
- [2] K. Rajashekara, J. Grieve, and D. Daggett, “Hybrid fuel cell power in aircraft,” *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 14, no. 4, pp. 54–60, Jul./Aug. 2008.
- [3] W. M. Yan, H. S. Chu, M. X. Lu, F. B. Weng, G. B. Jung, and C. Y. Lee, “Degradation of proton exchange membrane fuel cells due to CO and CO₂ poisoning,” *J. Power Sources*, vol. 188, no. 1, pp. 141–147, Mar. 2009.
- [4] A. Khaligh, A. M. Rahimi, Y. J. Lee, J. Cao, A. Emadi, S. D. Andrews, C. Robinson, and C. Finnerty, “Digital control of an isolated active hybrid fuel cell/Li-ion battery power supply,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 56, no. 6, pp. 3709–3721, Nov. 2007.
- [5] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, “Control strategy of fuel cell/supercapacitors hybrid power sources for electric vehicle,” *J. Power Sources*, vol. 158, no. 1, pp. 806–814, Jul. 2006.
- [6] J. M. Corrêa, F. A. Farret, V. A. Popov, and M. G. Simões, “Sensitivity analysis of the modeling used in simulation of proton exchange membrane fuel cells,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 1, pp. 211–218, Jan./Mar. 2005.
- [7] P. Thounthong, B. Davat, S. Raël, and P. Sethakul, “Fuel cell high-power applications,” *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 3, no. 1, pp. 32–46, Mar. 2009.
- [8] K. P. Adzakpa, K. Agbossou, Y. Dubé, M. Dostie, M. Fournier, and A. Poulin, “PEM fuel cells modeling and analysis through current and voltage transient behaviors,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 2, pp. 581–591, Jun. 2008.
- [9] C. Wang and M. H. Nehrir, “Load transient mitigation for stand-alone fuel cell power generation systems,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no. 4, pp. 864–872, Dec. 2007.
- [10] R. Gaynor, F. Mueller, F. Jabbari, and J. Brouwer, “On control concepts to prevent fuel starvation in solid oxide fuel cells,” *J. Power Sources*, vol. 180, no. 1, pp. 330–342, May 2008.
- [11] W. Schmittinger and A. Vahidi, “A review of the main parameters influencing long-term performance and durability of PEM fuel cells,” *J. Power Sources*, vol. 180, no. 1, pp. 1–14, May 2008.
- [12] B. Wahdame, D. Candusso, X. François, F. Harel, M. C. Péra, D. Hissel, and J. M. Kauffmann, “Analysis of a fuel cell durability test based on

- design of experiment approach," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 4, pp. 1093–1104, Dec. 2008.
- [13] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Control strategy of fuel cell and supercapacitors association for distributed generation system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 6, pp. 3225–3233, Dec. 2007.
- [14] P. Corbo, F. Migliardini, and O. Veneri, "An experimental study of a PEM fuel cell power train for urban bus application," *J. Power Sources*, vol. 181, no. 2, pp. 363–370, Jul. 2008.
- [15] S. M. Lukic, J. Cao, R. C. Bansal, F. Rodriguez, and A. Emadi, "Energy storage systems for automotive applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 6, pp. 2258–2267, Jun. 2008.
- [16] M. M. Flynn, P. McMullen, and O. Solis, "Saving energy using flywheels," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 14, no. 6, pp. 69–76, Nov./Dec. 2008.
- [17] A. Emadi, Y. J. Lee, and K. Rajashekara, "Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric, and plug-in hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 6, pp. 2237–2245, Jun. 2008.
- [18] J. Bauman and M. Kazerani, "A comparative study of fuel-cell-battery, fuel-cell-ultracapacitor, and fuel-cell-battery-ultracapacitor," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 2, pp. 760–769, Mar. 2008.
- [19] M. Ceraolo, A. di Donato, and G. Franceschi, "A general approach to energy optimization of hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 3, pp. 1433–1441, May 2008.
- [20] A. Szumanowski and Y. Chang, "Battery management system based on battery nonlinear dynamics modeling," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 3, pp. 1425–1432, May 2008.
- [21] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Control algorithm of fuel cell and batteries for distributed generation system," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 1, pp. 148–155, Mar. 2008.
- [22] M. B. Camara, H. Gualous, F. Gustin, and A. Berthon, "Design and new control of DC/DC converters to share energy between supercapacitors and batteries in hybrid vehicles," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 5, pp. 2721–2735, Sep. 2008.
- [23] A. Payman, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar, "Energy control of supercapacitor/fuel cell hybrid power source," *Energy Convers. Manage.*, vol. 49, no. 6, pp. 1637–1644, Jun. 2008.
- [24] A. F. Burke, "Batteries and ultracapacitors for electric, hybrid, and fuel cell vehicles," *Proc. IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 806–820, Apr. 2007.
- [25] J. R. Miller and A. F. Burke, "Electrochemical capacitors: Challenges and opportunities for real-world applications," *Electrochem. Soc. Interface*, vol. 17, no. 1, pp. 53–57, Spring 2008.
- [26] Y. S. Lee, W. Y. Wang, and T. Y. Kuo, "Soft computing for battery state-of-charge (BSOC) estimation in battery string systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 1, pp. 229–239, Jan. 2008.
- [27] A. Kusko and J. DeDad, "Stored energy—Short-term and long-term energy storage methods," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 13, no. 4, pp. 66–72, Jul./Aug. 2007.
- [28] M. Uzunoglu and M. S. Alam, "Modeling and analysis of an FC/UC hybrid vehicular power system using a novel-wavelet-based load sharing algorithm," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 1, pp. 263–272, Mar. 2008.
- [29] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Test of a PEM fuel cell with low voltage static converter," *J. Power Sources*, vol. 153, no. 1, pp. 145–150, Jan. 2006.
- [30] S. Jain and V. Agarwal, "An integrated hybrid power supply for distributed generation applications fed by nonconventional energy sources," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 2, pp. 622–631, Jun. 2008.
- [31] S. Y. Choe, J. W. Ahn, J. G. Lee, and S. H. Baek, "Dynamic simulator for a PEM fuel cell system with a PWM DC/DC converter," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 2, pp. 669–680, Jun. 2008.
- [32] P. Thounthong, B. Davat, S. Raël, and P. Sethakul, "Fuel starvation: Analysis of a PEM fuel-cell system," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 15, no. 4, pp. 52–59, Jul./Aug. 2009.
- [33] R. Chandrasekaran, W. Bi, and T. F. Fuller, "Robust design of battery/fuel cell hybrid systems—Methodology for surrogate models of Pt stability and mitigation through system controls," *J. Power Sources*, vol. 182, no. 2, pp. 546–557, Aug. 2008.
- [34] D. Gao, Z. Jin, and Q. Lu, "Energy management strategy based on fuzzy logic for a fuel cell hybrid bus," *J. Power Sources*, vol. 185, no. 1, pp. 311–317, Oct. 2008.
- [35] F. Baalbergen, P. Bauer, and J. A. Ferreira, "Energy storage and power management for typical 4Q-load," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 5, pp. 1485–1498, May 2009.
- [36] A. Khaligh, "Realization of parasitics in stability of DC-DC converters loaded by constant power loads in advanced multiconverter automotive systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 6, pp. 2295–2304, Jun. 2008.
- [37] A. Di Napoli, F. Crescimbeni, L. Solero, F. Caricchi, and F. G. Capponi, "Multiple-input DC–DC power converter for power-flow management in hybrid vehicles," in *Conf. Rec. 37th IEEE IAS Annu. Meeting*, Pittsburgh, PA, Oct. 13–17, 2002, vol. 3, pp. 1578–1585.
- [38] L. Solero, A. Lidozzi, and J. A. Pomilio, "Design of multiple-input power converter for hybrid vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 5, pp. 1007–1016, Sep. 2005.
- [39] I. Sadli, P. Thounthong, J. P. Martin, S. Raël, and B. Davat, "Behaviour of a PEMFC supplying a low voltage static converter," *J. Power Sources*, vol. 156, no. 1, pp. 119–125, May 2006.
- [40] Z. Jiang and R. A. Dougal, "A compact digitally controlled fuel cell/battery hybrid power source," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1094–1104, Jun. 2006.
- [41] M. Y. Ayad, S. Pierfederici, S. Raël, and B. Davat, "Voltage regulated hybrid DC power source using supercapacitors as energy storage device," *Energy Convers. Manage.*, vol. 48, no. 7, pp. 2196–2202, Jul. 2007.
- [42] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Supercapacitors as an energy storage for fuel cell automotive hybrid electrical system," *Int. J. Elect. Eng. Trans.*, vol. 1, no. 1, pp. 21–25, 2005.
- [43] M. Kim, Y. J. Sohn, W. Y. Lee, and C. S. Kim, "Fuzzy control based engine sizing optimization for a fuel cell/battery hybrid mini-bus," *J. Power Sources*, vol. 178, no. 2, pp. 706–710, Apr. 2008.
- [44] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Analysis of supercapacitor as second source based on fuel cell power generation," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 1, pp. 247–255, Mar. 2009.
- [45] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications," *J. Power Sources*, vol. 193, no. 1, pp. 376–385, Aug. 2009.



Phatiphat Thounthong (M'09) received the B.S. and M.E. degrees in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok (KMUTNB), Bangkok, Thailand, in 1996 and 2001, respectively, and the Ph.D. degree in electrical engineering from the Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, France, in 2005.

From 1997 to 1998, he was an electrical engineer with the E.R. Metal Works Ltd. (EKARAT Group), Thailand. From 1998 to 2002, he was an Assistant Lecturer with KMUTNB. He is currently an Assistant

Professor and the Director of the Department of Teacher Training in Electrical Engineering, Faculty of Technical Education, King Mongkut's University of Technology North Bangkok (KMUTNB), where he is also the Head of the Renewable Energy Research Laboratory (sponsored by KMUTNB and the French Embassy in Bangkok). His current research interests include power electronics, electric drives, and electrical devices (fuel cells, batteries, and supercapacitors). He is the principal author of more than 50 journal and conference papers, as well as a book entitled *Fuel Cell Energy Source for Electric Vehicle Applications* (New York: Nova Science, 2008). He has contributed one chapter on "Utilizing Supercapacitors to Improve System Performances of Fuel Cell Power Source" for *Recent Advances in Supercapacitors* (Kerala: Transworld Research Network, 2006), one chapter on "A PEM Fuel Cell Power Source for Electric Vehicle Applications with Supercapacitor or Battery as Auxiliary Source" for *Progress in Fuel Cell Research* (New York: Nova Science, 2007), and one chapter on "Fuel Cell Converters for High Power Applications" for *Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cells and Electrocatalysts* (New York: Nova Science, 2009).

Dr. Thounthong is a member of the Thai-French Technical Association.



Viboon Chunkag received the B.S. degree (with honors) in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Bangkok, Thailand, in 1979, the M.E. degree in electrical engineering from Kasetsart University, Bangkok, in 1985, and the Ph.D. degree in electrical engineering from the University of Bath, Bath, U.K., in 1995.

He is currently the Dean of the Faculty of Engineering, King Mongkut's University of Technology North Bangkok. His research interests include power

electronic circuits and devices.



Panarit Sethakul received the B.S. degree in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Bangkok, Thailand, in 1979 and the Dipl.-Ing. degree in electrical engineering from Wuppertal University, Wuppertal, Germany, in 1986.

He is currently the Dean of the Faculty of Technical Education, King Mongkut's University of Technology North Bangkok. His research interests include power electronics and drives and renewable energy sources.



Melika Hinaje received the M.S. degree in electrical engineering from the University of Nancy, Nancy, France, in 2002 and the Ph.D. degree from the Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), Nancy, in 2005.

Since 2006, she has been an Assistant Professor with the INPL. Her research activities with the Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy, Department of Electrical Engineering, INPL, concern fuel cells.



Bernard Davat (M'89) received the Engineer degree from Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique, d'Hydraulique et des Telecommunications, Toulouse, France, in 1975 and the Ph.D. and Docteur d'Etat degrees in electrical engineering from the Institut National Polytechnique de Toulouse in 1978 and 1984, respectively.

From 1980 to 1988, he was a Researcher with the French National Center for Scientific Research, Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle. Since 1988, he has been a Professor with the Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, France. His current research interests include power electronics and drives and new electrical devices (fuel cells and supercapacitors).



Contents lists available at ScienceDirect

Journal of Power Sources

journal homepage: www.elsevier.com/locate/jpowsour



Energy management of fuel cell/solar cell/supercapacitor hybrid power source

Phatiphat Thounthong^{a,*}, Viboon Chunkag^b, Panarit Sethakul^a, Suwat Sikkabut^c, Serge Pierfederici^d, Bernard Davat^d

^a Department of Teacher Training in Electrical Engineering, King Mongkut's University of Technology North Bangkok, 1518, Piboolsongkram Road, Bangsue, Bangkok 10800, Thailand

^b Department of Electrical Engineering, King Mongkut's University of Technology North Bangkok, 1518, Piboolsongkram Road, Bangsue, Bangkok 10800, Thailand

^c Thai-French Innovation Institute, King Mongkut's University of Technology North Bangkok, 1518, Piboolsongkram Road, Bangsue, Bangkok 10800, Thailand

^d Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy (GREEN: UMR 7037), Nancy Université, INPL-ENSEM, 2, Avenue de la Forêt de Haye, Vandœuvre-lès-Nancy, Lorraine 54516, France

ARTICLE INFO

Article history:

Received 19 October 2009

Received in revised form

14 December 2009

Accepted 18 January 2010

Available online xxx

Keywords:

Converter

Energy management

Fuel cell

Photovoltaic array

Supercapacitor

Voltage control

ABSTRACT

This study presents an original control algorithm for a hybrid energy system with a renewable energy source, namely, a polymer electrolyte membrane fuel cell (PEMFC) and a photovoltaic (PV) array. A single storage device, i.e., a supercapacitor (ultracapacitor) module, is in the proposed structure. The main weak point of fuel cells (FCs) is slow dynamics because the power slope is limited to prevent fuel starvation problems, improve performance and increase lifetime. The very fast power response and high specific power of a supercapacitor complements the slower power output of the main source to produce the compatibility and performance characteristics needed in a load. The energy in the system is balanced by d.c.-bus energy regulation (or indirect voltage regulation). A supercapacitor module functions by supplying energy to regulate the d.c.-bus energy. The fuel cell, as a slow dynamic source in this system, supplies energy to the supercapacitor module in order to keep it charged. The photovoltaic array assists the fuel cell during daytime. To verify the proposed principle, a hardware system is realized with analog circuits for the fuel cell, solar cell and supercapacitor current control loops, and with numerical calculation (dSPACE) for the energy control loops. Experimental results with small-scale devices, namely, a PEMFC (1200 W, 46 A) manufactured by the Ballard Power System Company, a photovoltaic array (800 W, 31 A) manufactured by the Ekarat Solar Company and a supercapacitor module (100 F, 32 V) manufactured by the Maxwell Technologies Company, illustrate the excellent energy-management scheme during load cycles.

© 2010 Elsevier B.V. All rights reserved.

1. Introduction

Currently, most of the energy demand in the world is met by fossil and nuclear power plants. A small part is drawn from renewable energy technologies such as wind, solar, fuel cell, biomass and geothermal energy [1,2]. Wind energy, solar energy and fuel cells have experienced a remarkably rapid growth in the past ten years [3–5] because they are pollution-free sources of power. Additionally, they generate power near the load centres, which eliminates the need to run high-voltage transmission lines through rural and urban landscapes.

The cost of solar photovoltaic and fuel cell electricity is still high [6–8]. Nevertheless, with ongoing research, development and utilization of these technologies around the world, the costs of solar cells and fuel cell energy are expected to fall in the next few years. As for solar cell and fuel cell electricity producers, they now sell power

freely to end-users through truly open access to the transmission lines. For this reason, they are likely to benefit as much as other producers of electricity. Another benefit in their favour is that the cost of renewable energy falls as technology advances, whereas the cost of electricity from conventional power plants rises with inflation. The difference in their trends indicates that hydrogen and solar power will be more advantageous in future.

In the near future, the utility power system at a large scale will be supplied by renewable energy sources and storage device(s), i.e., *hybrid energy systems*, in order to increase their reliability and make them more effective. The specific properties of fuel cells and solar cells are as follows:

- The amount of power the fuel cell system delivers is controlled by the amount of current drawn from the system if the proper conditions for cell operation are maintained. When a large load is applied to the cells, the sudden increase in the current can cause the system to stall if the depleted oxygen or hydrogen cannot be replenished immediately and sufficiently. Cell starvation can lead to a system stall, permanent cell damage or

* Corresponding author. Tel.: +66 2 913 2500x3332; fax: +66 2 587 8255.

E-mail addresses: Phatiphat.Thounthong@ensem.inpl-nancy.fr,
phtt@kmutnb.ac.th (P. Thounthong).

Nomenclature

a.c.	alternating current
d.c.	direct current
FC	fuel cell
PV	photovoltaic
SC	supercapacitor
C_{Bus}	total capacitance at d.c.-bus (F)
C_{SC}	total capacitance of supercapacitor module (F)
i_{Load}	d.c.-bus load current (A)
i_{FC}	fuel cell current (A)
i_{FCREF}	fuel cell current reference (set-point) (A)
i_{Sol}	solar cell (photovoltaic) current (A)
i_{SolREF}	solar cell current reference (set-point) (A)
i_{SC}	supercapacitor current (A)
i_{SCREF}	supercapacitor current reference (set-point) (A)
P_{Load}	load power (W)
P_{FC}	fuel cell power (W)
P_{FCa}	fuel cell output power to d.c.-bus (W)
P_{FCREF}	fuel cell power reference (set-point) (W)
P_{FCMax}	maximum fuel cell power (W)
P_{Sol}	solar cell (photovoltaic) power (W)
P_{Sola}	solar cell output power to d.c.-bus (W)
P_{SolREF}	solar cell power reference (set-point) (W)
P_{SolMax}	maximum solar cell power (W)
P_{SC}	supercapacitor power (W)
P_{SCa}	supercapacitor output power to d.c.-bus (W)
P_{SCREF}	supercapacitor power reference (set-point) (W)
P_{SCMax}	maximum supercapacitor power (W)
V_{Bus}	d.c.-bus voltage (V)
V_{FC}	fuel cell voltage (V)
V_{Sol}	solar cell (photovoltaic) voltage (V)
V_{SC}	supercapacitor voltage (V)
Y_{Bus}	d.c.-bus energy (J)
Y_{BusREF}	d.c.-bus energy reference (set-point) (J)
Y_{SC}	supercapacitor energy (J)
Y_{SCREF}	supercapacitor energy reference (set-point) (J)
Y_{T}	total energy at d.c.-bus and supercapacitor (J)
r_{FC}	equivalent series resistance in fuel cell converter (Ω)
r_{Sol}	equivalent series resistance in solar cell converter (Ω)
r_{SC}	equivalent series resistance in supercapacitor converter (Ω)
u	input variable vector
x	state-variable vector
y	output vector
$\varphi(\cdot), \psi(\cdot), \phi(\cdot)$	smooth mapping functions

reduced cell lifetime. To protect the fuel cells from overloading and starvation, especially during transient conditions, excessive oxygen and hydrogen can be supplied to the cells during the steady-state operation, which increases the reserve of available power in anticipation of a load increase. This strategy, however, is conservative and leads to increased parasitic losses, decreased air utilization and thereby compromised system performance. Therefore, the fuel cell power or current slope must be limited to prevent a fuel cell stack from experiencing the fuel starvation phenomenon and to optimize the system, for example, 4 A s^{-1} for a 0.5 kW, 12.5-V PEMFC [9], and 5, 10 and 50 A s^{-1} for a 20 kW, 48-V PEMFC [10].

- The output power of solar cells fluctuates considerably depending on solar radiation, weather conditions and temperature [11,12].

Therefore, in order to supply electric power to fluctuating loads with a hybrid system composed of the above-mentioned fuel cell and solar cell, an electric energy-storage system is needed to compensate for the gap between the output from the renewable energy sources and the load, in addition to the collaborative load sharing among those energies [13–15].

Moreover, hydrogen as an energy storage media has the potential to address both daily and seasonal buffering requirements. Systems that employ an electrolyzer to convert excess electricity to hydrogen coupled with hydrogen storage and regeneration using a fuel cell can, in principle, provide power with zero (or near zero) emissions. Hydrogen production by solar energy is a ‘renewable-regenerative system’ [4], and this process is known as the electrolysis process. The basic principle is the following: when the photovoltaic input power exceeds the load power demand, the system controller determines that the energy should be directed to hydrogen production. In this kind of operation, i.e., a solar-based renewable-regenerative system, almost half of the solar input energy is directed to hydrogen production and converted with 60% energy efficiency [4].

Based on present storage device technology, battery design has to supply the trade-off between specific energy, specific power and cycle life. The difficulty in obtaining high values of these three parameters has led to some suggestions that the energy-storage system of distributed generation systems should be a hybridization of an energy source and a power source [16,17]. The energy source, mainly fuel cells and solar cells in this study, has high specific energy, whereas the power source has high specific power. The power sources can be recharged from the main energy source(s) when there is less demand. The power source that has received wide attention is the supercapacitor (or ‘ultracapacitor’, or ‘electrochemical double-layer capacitor’) [18–20].

The enhancements in the performance of renewable energy source power systems that are gained by adding energy storage are all derived from the ability to shift the system output. Firming-up the renewable system is accomplished by ensuring that energy is available when there is a demand for it rather than being limited by the availability of the renewable resource. As a result, the system output may need to be shifted to periods when the hydrogen and/or the sun, for example, are not available [21]. Depending on the size and type of the energy-storage system and the load, it may be possible to provide all of the power needed to support the load. A much more common scenario is for the energy storage to simply provide enough power for applications, like peak shaving, without having full load support capability. The energy-storage system may also provide sufficient energy to ride out electric service interruptions that range from a few seconds to a few hours. This is especially important for service disruptions that occur when the renewable resource is not available.

In this study, a fuel cell/photovoltaic/supercapacitor hybrid power source is proposed. A power electronic converter structure, energy management and innovative energy control law are presented. To authenticate the proposed principle, the hardware system is realized by analog circuits and digital estimation with a dSPACE controller. Experimental results obtained with small-scale devices illustrate the system performance.

2. Renewable energy hybrid system

2.1. System configuration

The power converter structure of the system is shown in Fig. 1. Fuel cell and solar cell power-generating systems may provide direct or alternating current (d.c. or a.c.) to satisfy application-specific power needs (Fig. 1). The current, voltage and power quality

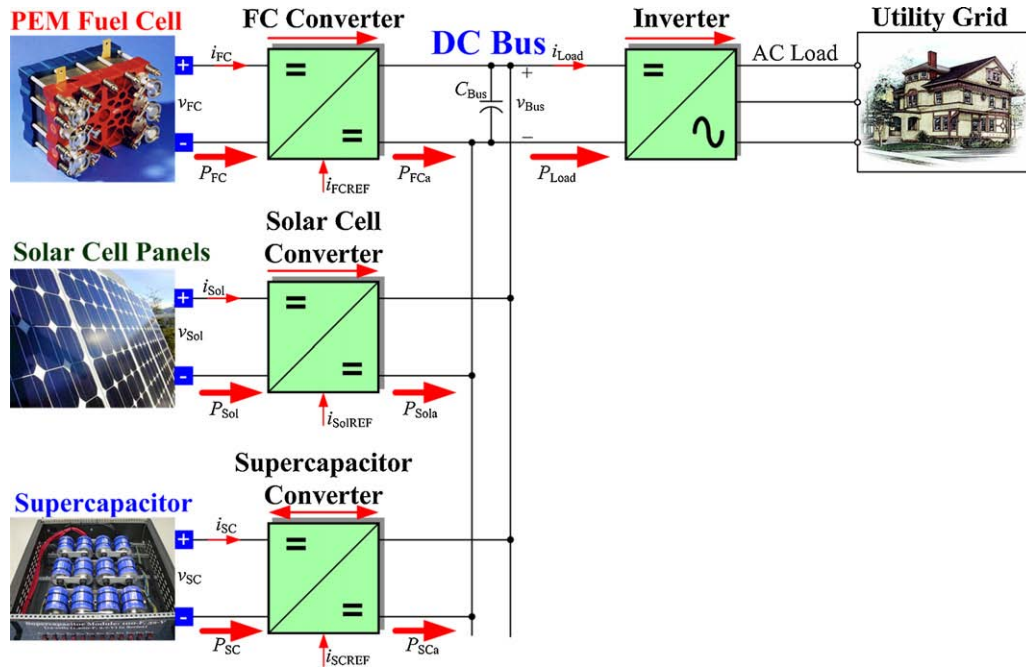


Fig. 1. Proposed hybrid energy system supplied by fuel cell, solar cell and supercapacitor, where $p_{Load} (= v_{Bus} \times i_{Load})$, v_{Bus} and i_{Load} are load power, d.c.-bus voltage and d.c.-bus load current, respectively. $p_{FC} (= v_{FC} \times i_{FC})$, v_{FC} and i_{FC} are fuel cell power, voltage and current, respectively. $p_{Sol} (= v_{Sol} \times i_{Sol})$, v_{Sol} and i_{Sol} are solar cell power, voltage and current, respectively. $p_{SC} (= v_{SC} \times i_{SC})$, v_{SC} and i_{SC} are supercapacitor power, voltage, and current, respectively. p_{FCa} , p_{Sola} and p_{SCa} are the output powers to d.c. link from converters of fuel cell, solar cell and supercapacitor, respectively. i_{FCREF} , i_{SolREF} , i_{SCREF} are the current references of the fuel cell, solar cell and supercapacitor converters, respectively.

are controlled by electronic power-conditioning systems. Generally, voltage regulators and d.c.–d.c. converters (chopper circuits) are used to control and adjust the fuel cell and photovoltaic d.c. output voltages to useful values [22,23].

The voltages of the fuel cell and solar cell vary with the current drawn by the load and decrease significantly at high load currents [24]. Therefore, a power-electronics system is needed to process the raw output power from the stack or panel and provide power to the load at a constant d.c. or a.c. voltage. Typically, the power-electronics systems include multiple interconnected power converters: for example, a d.c.–d.c. converter is often followed by a d.c.–a.c. converter for stationary applications [25]. The switching scheme in such power converters can be based on pulse-width modulation (PWM), resonant, quasi-resonant, soft-switched, or line-commutated switching [26–28]. Furthermore, the topological structures of these converters can vary dramatically [29].

The supercapacitor bank is always connected to the d.c.-bus by means of a two-quadrant d.c.–d.c. converter (bidirectional converter), a ‘supercapacitor converter’. The supercapacitor power can be positive or negative, which allows energy to be transferred in both directions [30].

An inverter is used to convert the d.c. voltage to a useful a.c. voltage. It may operate as grid-independent or with grid-synchronization. Then, the solar cell supplies all its output power to the d.c.-bus, and the fuel cell supplies a slowly fluctuating power difference between the load power p_{Load} demand and the solar cell output power. A supercapacitor storage device can compensate for both a sudden change in the load demand and rapidly fluctuating solar cell output power caused by solar radiation; therefore, the load is supplied with stable power.

As depicted in Fig. 1, the proposed system has a multi-source structure (or cascade scheme). The cascaded structure can lead to interactions between converters that cause the system to be unstable, if they are designed separately. This problem has been studied during the past decade. In this case, to study interactions between the converters, impedance criteria are often used to determine the

stability of the cascaded system. Nonetheless, the technique only proves the asymptotic stability around a given operating point. The large signal stability properties or the behaviour of the system in the case of outsized disturbances are not considered in this model. In this paper, a non-linear control algorithm based on the differential flatness principle of the renewable power plant is proposed. Design controller parameters are independent of the operating point. Interactions between the converters are taken into account by the controllers, and high dynamics in perturbation rejection are accomplished.

2.2. Energy management

For reasons of safety and dynamics, the fuel cell, solar cell and supercapacitor converters are usually controlled primarily by inner current-regulation loops [17]. The dynamics of current-regulation loops are much faster than those of outer control loops, which are described later. Therefore, the fuel cell current i_{FC} , the solar cell current i_{Sol} and the supercapacitor current i_{SC} are considered to follow their references i_{FCREF} , i_{SolREF} and i_{SCREF} perfectly.

Energy management of multi-power sources has already been studied recently, for example, Feroldi et al. [31] studied control (based on efficiency map) of a fuel cell/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications, Payman et al. [32] studied control of a regulated d.c. voltage supplied by a fuel cell and supercapacitor storage device based on a differential flatness system, and Thounthong et al. addressed a regulated d.c.-bus voltage fuel cell/supercapacitor hybrid source [33], a regulated d.c.-bus voltage fuel cell/battery/supercapacitor hybrid source [34] and an unregulated d.c.-bus voltage fuel cell/battery hybrid source [14].

Thus, in the proposed system depicted in Fig. 1, there are two-voltage variables, or two-energy variables, to be regulated. The d.c.-bus energy y_{Bus} is the most important variable, and the supercapacitor storage energy y_{SC} is the next most important. Therefore, based on the previous work described above, it is proposed to utilize supercapacitors, which are the fastest energy source in the pro-

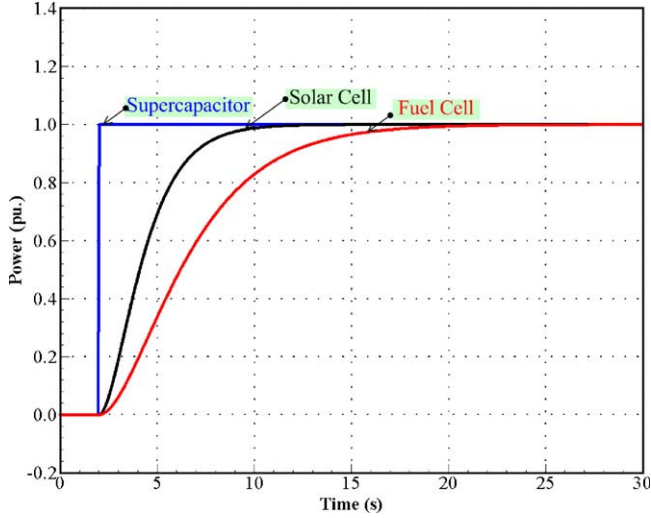


Fig. 2. Dynamic classification for proposed hybrid power source.

posed system, to supply the energy for the d.c.-bus [33,34]. Thus, the fuel cell (as the slowest dynamic device) and solar cell supply energy for both the d.c.-bus capacitor C_{Bus} and the supercapacitors C_{SC} to keep them charged.

At the d.c. link, there are three sources that supply energy at the same time. Therefore, the dynamics of the three sources must be classified in order to guarantee system stability [34], as illustrated in Fig. 2. Note that the power unit in Fig. 2 is the normalized unit (or per-unit [pu]). Thus, the defined dynamic classification depicted in Fig. 2 is obtained from the simulation result using Matlab–Simulink, and the experimental results of the power source dynamics are presented after the performance validation section. The supercapacitor is operated as the highest dynamic power source to provide the micro-cycles and the fast dynamic power supply. It can withstand a very large number of charge–discharge cycles without degradation (or virtually infinite cycles) [33,35]. The fuel cell generator is operated as the lowest dynamic power source. The fuel cell current or power slope must be limited to avoid the fuel starvation phenomenon. The fuel cell limited current or power slope has been experimentally determined to be the highest slope of an operating fuel cell system, where no fuel starvation occurs in order to improve its lifetime [33,34]. The photovoltaic generator is between the fuel cell and supercapacitor in the dynamic classification.

2.2.1. Principle of differential flatness theory

A non-linear control algorithm based on the flatness properties [36–38] of the system is proposed. According to the flatness-control law, the tuning controller parameters are independent of the operating point [32]. According to Fliess et al. [39,40], an independent dynamic system is considered to be differentially flat if an output y is given by:

$$y = \phi(x, u, \dot{u}, \dots, u^{(\alpha)}), \quad y \in \mathbb{R}^m \quad (1)$$

such that the state x and controls u (or inputs) can be written as:

$$x = \varphi(y, \dot{y}, \dots, y^{(\beta)}), \quad x \in \mathbb{R}^n \quad (2)$$

$$u = \psi(y, \dot{y}, \dots, y^{(\beta+1)}), \quad u \in \mathbb{R}^m \quad (3)$$

where $\varphi(\cdot)$, $\psi(\cdot)$, $\phi(\cdot)$ are the smooth mapping functions, α and β are a finite number of their time derivatives, and $(n, m) \in \mathbb{N}$. Moreover, it is assumed that $m \leq n$.

The output y is called a *flat output*. Thus, a dynamic system is, in nature, differentially flat if it is equivalent to a system without dynamics, i.e., a static system. In other words, there are no differential constraints in output space. The apparent advantage of a

differentially flat system is that every trajectory in the output space is feasible; therefore, trajectory generation is theoretically simpler in terms of the flat outputs. For this reason, by using the flatness estimation in power electronic applications, interactions between the converters are taken into account by the flatness-control law and high dynamics in perturbation elimination are achieved.

2.2.2. d.c.-Bus energy control

Based on the flatness-control, the electrostatic energy y_{Bus} stored in the total d.c.-bus capacitor C_{Bus} is considered as the flat output variable (Eq. (1)), i.e.:

$$y_{Bus} = \frac{1}{2} C_{Bus} v_{Bus}^2 \quad (4)$$

It is assumed that the supercapacitor current follows its reference value perfectly. Thus:

$$i_{SC} = i_{SCREF} = \frac{p_{SC}}{v_{SC}} = \frac{p_{SCREF}}{v_{SC}} \quad (5)$$

where p_{SCREF} is the control variable of the reduced system described in Eq. (3).

Therefore, the state variable v_{Bus} may be put into a form similar to that in Eq. (2):

$$v_{Bus} = \sqrt{\frac{2y_{Bus}}{C_{Bus}}} = \varphi_1(y) \quad (6)$$

To obtain a relationship between the control variable p_{SC} and the flat output variable y_{Bus} , the differential equation verified by the reduced model from Fig. 1 is written as:

$$\dot{y}_{Bus} = p_{FCa} + p_{Sola} + p_{SCa} - p_{Load} \quad (7)$$

where

$$p_{FCa} = p_{FC} - r_{FC} \left(\frac{p_{FC}}{v_{FC}} \right)^2 \quad (8)$$

$$p_{Sola} = p_{Sol} - r_{Sol} \left(\frac{p_{Sol}}{v_{Sol}} \right)^2 \quad (9)$$

$$p_{SCa} = p_{SC} - r_{SC} \left(\frac{p_{SC}}{v_{SC}} \right)^2 \quad (10)$$

r_{FC} is the total equivalent series resistance in the fuel cell converter. Here, only static resistance loss is considered [32]. r_{Sol} is the total equivalent series resistance in the solar cell converter. r_{SC} is the total equivalent series resistance in the supercapacitor converter.

It follows that:

$$p_{SCREF} = 2p_{SCMax} \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{\dot{y}_{Bus} + p_{Load} - p_{FCa} - p_{Sola}}{p_{SCMax}} \right)} \right] = \psi_1(y, \dot{y}) \quad (11)$$

where

$$p_{SCMax} = \frac{v_{SC}^2}{4r_{SC}} \quad (12)$$

$$p_{Load} = v_{Bus} i_{Load} = \sqrt{\frac{2y_{Bus}}{C_{Bus}}} i_{Load} \quad (13)$$

p_{SCMax} is the limited maximum power from the supercapacitor module.

Thus, it is apparent that $p_{SC} = \psi_1(y, \dot{y})$, which corresponds with Eq. (3), and the proposed reduced system with the control variable p_{SC} can be considered to be a flat system associated with y_{Bus} as the flat output variable.

To ensure the control of the flat output variable y_{Bus} to its reference trajectory y_{BusREF} , the following control law is based on the

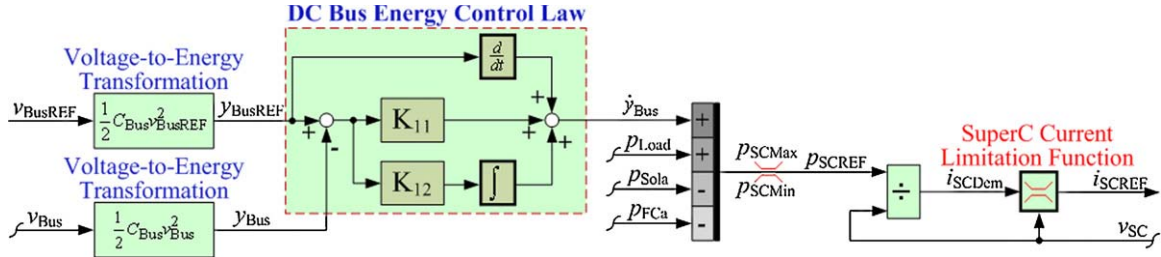


Fig. 3. Proposed d.c.-bus energy control loop for fuel cell/solar cell/supercapacitor hybrid source.

well-known second-order control law:

$$(\dot{y}_{Bus} - \dot{y}_{BusREF}) + K_{11}(y_{Bus} - y_{BusREF}) + K_{12} \int_0^t (y_{Bus} - y_{BusREF}) d\tau = 0 \quad (14)$$

where K_{11} , and K_{12} are the controller parameters. Defining $e_{yBus} = y_{Bus} - y_{BusREF}$, $K_{11} = 2\zeta\omega_n$, and $K_{12} = \omega_n^2$ gives:

$$\ddot{e}_{yBus} + 2\zeta\omega_n\dot{e}_{yBus} + \omega_n^2 e_{yBus} = 0 \quad (15)$$

It is obvious that the control system is stable for $K_{11}, K_{12} > 0$. Based on the power electronic constant switching frequency f_s and a cascade control structure, the outer control loop (here the d.c.-bus energy control) must operate at a cut-off frequency $f_e \ll f_c$ (a cut-off frequency of the supercapacitor current loop or power loop) $\ll f_s$ [41]. The d.c.-bus energy control loop detailed above is portrayed in Fig. 3.

The d.c.-bus energy control law generates a supercapacitor power reference p_{SCREF} . This signal is then divided by the measured supercapacitor voltage v_{SC} and limited to maintain the supercapacitor voltage within an interval $[V_{SCMin}, V_{SCMax}]$ by limiting the supercapacitor charging current or discharging current, as presented in the block "SuperC Current Limitation Function" [33]. The higher voltage value V_{SCMax} of this interval corresponds to the maximum voltage of the storage device. Generally, the lower voltage value V_{SCMin} is chosen as $V_{SCMax}/2$, which causes only 25% of the energy in the supercapacitor bank to remain [33]; as a result, the supercapacitor discharge becomes ineffective. This results in the supercapacitor current reference i_{SCREF} .

2.2.3. Supercapacitor energy control

The classical electrostatic energy storage y_{SC} in the supercapacitor is expressed by:

$$y_{SC} = \frac{1}{2} C_{SC} v_{SC}^2 \quad (16)$$

where C_{SC} is the supercapacitor capacitance (refer to Fig. 1), and v_{SC} is the supercapacitor voltage.

Again, based on the flatness-control, the total electrostatic energy y_T stored in the total d.c.-bus capacitor C_{Bus} and the supercapacitor C_{SC} is taken as the flat output variable (Eq. (1)), i.e.:

$$y_T = y_{Bus} + y_{SC} = \frac{1}{2} C_{Bus} v_{Bus}^2 + \frac{1}{2} C_{SC} v_{SC}^2 \quad (17)$$

It is again assumed that the fuel cell and photovoltaic currents follow their reference values perfectly. Thus:

$$i_{FC} = i_{FCREF} = \frac{p_{FC}}{v_{FC}} = \frac{p_{FCREF}}{v_{FC}} \quad (18)$$

$$i_{Sol} = i_{SolREF} = \frac{p_{Sol}}{v_{Sol}} = \frac{p_{SolREF}}{v_{Sol}} \quad (19)$$

where p_{FCREF} and p_{SolREF} are the control variables of the reduced system (Eq. (3)).

Thus, the state variable v_{SC} may be put into a form similar to that of Eq. (2):

$$v_{SC} = \sqrt{\frac{2(y_T - y_{Bus})}{C_{SC}}} = \varphi_2(y) \quad (20)$$

The differential equation verified by the reduced model from Fig. 1 is:

$$\dot{y}_T = p_{Ta} - p_{Load} \quad (21)$$

where

$$p_{Ta} = p_{FCa} + p_{Sola} = p_T - r_T \left(\frac{p_T}{v_T} \right)^2 \quad (22)$$

For a fuel cell and a solar cell that are combined as an energy source to supply energy to a d.c.-bus and supercapacitor, v_T is defined as presented in Eq. (22) and r_T represents the total losses in the fuel cell and photovoltaic converters.

Therefore:

$$p_{TREF} = 2p_{TMax} \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{\dot{y}_T + p_{Load}}{p_{TMax}} \right)} \right] = \psi_2(y, \dot{y}) \quad (23)$$

where

$$p_{TMax} = \frac{v_T^2}{4r_T} \quad (24)$$

In fact:

$$p_{TMax} = p_{FCMax} + p_{FCMax} \quad (25)$$

p_{FCMax} is the maximum fuel cell power. p_{SolMax} is the maximum photovoltaic power.

Photovoltaic power systems require some specific estimation algorithms to deliver the maximum power point (MPP) because the output features of a solar cell vary with environmental changes in irradiance and temperature. Many previous investigations have presented different techniques for maximum power point tracking (MPPT) of photovoltaic arrays [42–44]. It is beyond the scope of this study to present the MPPT algorithm here, though it is similar to Eq. (14). Because the supercapacitor energy storage has a large capacity and the supercapacitor energy is defined as a slower dynamic variable than the d.c.-bus energy variable, the total (supercapacitor) energy control law is defined as:

$$(\dot{y}_T - \dot{y}_{TREF}) + K_{21}(y_T - y_{TREF}) = 0 \quad (26)$$

The supercapacitor energy control loop is shown in Fig. 4. The total energy control law generates a total power reference p_{TREF} . First, p_{TREF} is considered to be the photovoltaic power reference $p_{SolarREF}$. It must be limited in level, within an interval maximum $p_{SolarMax}$ (MPP) and minimum $p_{SolarMin}$ (set to 0 W), and have limited dynamics to respect constraints in the dynamic classification (Fig. 2). Here, the second-order delay [34] is selected as a photovoltaic power dynamic limitation, as illustrated in Fig. 4. Second, the difference between the total power reference p_{TREF} and the

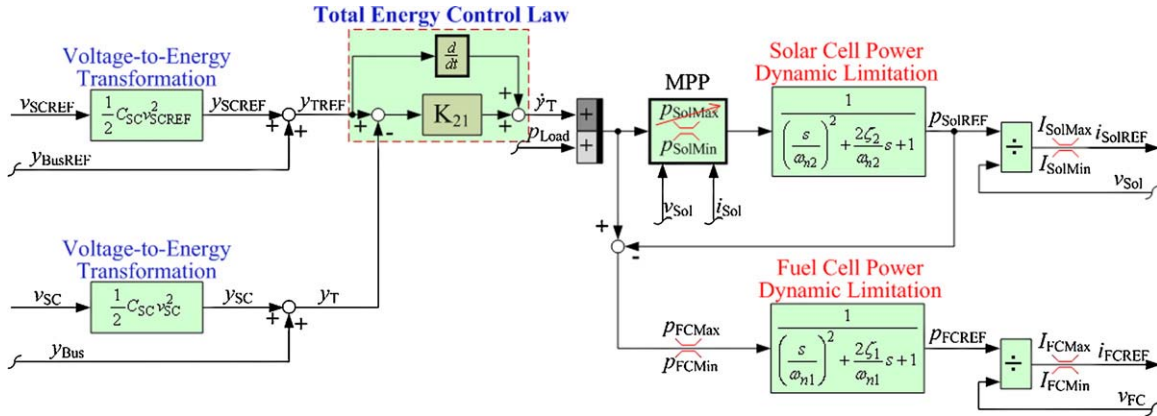


Fig. 4. Proposed supercapacitor energy control loop for fuel cell/solar cell/supercapacitor hybrid source.

photovoltaic power reference p_{SolarREF} is the fuel cell power reference p_{FCREF} . It must be limited in level, within an interval maximum p_{FCMax} and minimum p_{FCMin} (set to 0 W), and be limited in dynamics to respect the dynamic classification constraints in Fig. 2. Again, second-order delay is selected as a fuel cell power dynamic limitation.

3. Performance validation

3.1. Test bench description

In order to authenticate the proposed original hybrid energy management, a small-scale test bench has been implemented, as presented in Fig. 5. The fuel cell system used in this effort is a Ballard Nexa fuel cell system (1.2 kW, 46 A). It is supplied using pure hydrogen with a regulated pressure of 10 bar from bottles under a pressure of 150 bar and with clean dry air from a compressor. The photovoltaic array (800 W, 31 A) was obtained by connecting four panels (200 W, 7.78 A) in series. The solar cell panels were developed and manufactured by the Ekarat Solar Company. They were installed on the roof of the laboratory building, as illustrated in Fig. 5. The supercapacitor module (100 F, 32 V, based on Maxwell Technologies Company) was obtained by connecting 12 cells BCAP1200 (capacitance: 1200 F; maximum voltage: 2.7 V) in series, as shown in Fig. 5.

The fuel cell converter (1200 W) is composed of four-phase boost converters connected in parallel using the interleaving technique [45] and is selected to adapt the low d.c. voltage delivered

by the fuel cell, which is approximately 26 V at rated power, to the 60 V d.c.-bus. Thus, each boost converter is composed of a high-frequency input inductor (420 μH), four output filtering capacitors connected in parallel (each capacitor is an aluminum electrolytic capacitor (470 μF), thus the total capacitance is 1880 μF), a diode (Schottky diode RURG3020: 200 V, 30 A), and a main power switch (power metal–oxide–semiconductor field-effect transistor IRFP264N MOSFET: 250 V, 38 A). The frequency of the pulse-width modulation (PWM) that drives each boost converter is 25 kHz.

The solar cell converter (800 W) is composed of two-phase boost converters connected in parallel by the interleaving technique and is selected to adapt the low d.c. voltage delivered by the solar panels, which is approximately 25 V at rated power, to the 60 V d.c.-bus. Thus, each boost converter is composed of a high-frequency input inductor (140 μH), four output filtering capacitors connected in parallel (total capacitance: 4400 μF), a diode (Schottky diode RURG3020: 200 V, 30 A), and a main power switch (power metal–oxide–semiconductor field-effect transistor IRFP264N MOSFET: 250 V, 38 A). The frequency of the PWM that drives each boost converter is 25 kHz.

The supercapacitor converter is composed of four-phase bidirectional converters connected in parallel by the interleaving technique. Thus, each two-quadrant converter is composed of a high-frequency input inductor (290 μH), an output filtering capacitor (aluminum electrolytic capacitors: 680 μF), two power switches (power metal–oxide–semiconductor field-effect transistor IRFP264N MOSFET: 250 V, 38 A), and two diodes (Schottky diode RURG3020: 200 V, 30 A). The frequency of the PWM that drives

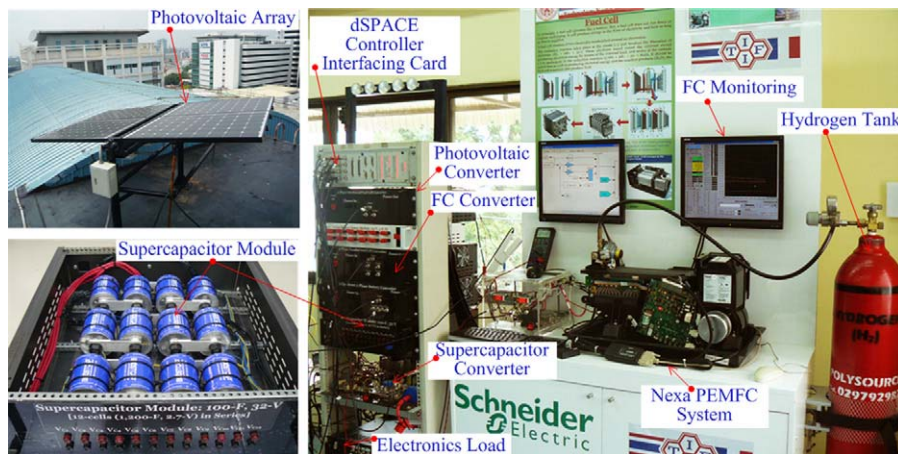


Fig. 5. Hybrid power source test bench.

Table 1
d.c.-bus energy control loop parameters.

Parameter	Value	
V_{BusREF}	60	V
C_{Bus}	12,200	μF
K_{11}	450	rad s^{-1}
K_{12}	22,500	rad s^{-2}
r_{FC}	0.14	Ω
r_{Sol}	0.12	Ω
r_{SC}	0.10	Ω
V_{SCMax}	32	V
V_{SCMin}	15	V
I_{SCRated}	150	A

each bidirectional converter is 25 kHz. The supercapacitor current, which flows across the storage device, can either be positive or negative, which allows energy to be transferred in both directions.

3.2. Control description

Measurements of the fuel cell current i_{FC} , the solar cell current i_{Sol} , the supercapacitor current i_{SC} , the load current i_{Load} , the d.c. link voltage v_{Bus} , the fuel cell voltage v_{FC} , the solar cell voltage v_{Sol} , and the supercapacitor voltage v_{SC} are collected with zero-flux Hall effect sensors.

The fuel cell, the solar cell and the supercapacitor current-regulation loops were realized by analog circuits to function at a high bandwidth. Parameters associated with the d.c.-bus energy regulation loop and the supercapacitor energy regulation loop can be seen in Tables 1 and 2, respectively. The fuel cell power dynamic delay is shown in Table 2; this value was experimentally determined as the highest power slope of the FC system, where no fuel starvation occurs. It must be noted here that, for the small-

Table 2
Supercapacitor energy control loop parameters.

Parameter	Value	
V_{SCREF}	25	V
C_{SC}	100	F
K_{21}	0.1	WJ^{-1}
p_{SolMax} (rated)	800	W
p_{SolMin}	0	W
I_{SolMax} (rated)	28	A
I_{SolMin}	0	A
ζ_2	1	
ω_{n2}	0.8	rad s^{-1}
p_{FCMax}	500	W
p_{FCMin}	0	W
I_{FCMax} (rated)	46	A
I_{FCMin}	0	A
ζ_1	1	
ω_{n1}	0.4	rad s^{-1}

test bench, the fuel cell maximum power p_{FCMax} is set at 500 W; but, the rated fuel cell power considered here is 1200 W. Further, these two energy control loops, which generate current references i_{FCREF} , i_{SolREF} and i_{SCREF} are implemented on the real time card dSPACE DS1104 through the mathematical environment of Matlab–Simulink with a sampling frequency of 25 kHz.

3.3. Experimental results

The studied d.c.-bus of 60 V is only connected to an electronic load. To validate the dynamics of the power (current) regulation loops for each power source, Figs. 6–8 present waveforms that are obtained during the stepped power demand. Fig. 6 illustrates the fuel cell power demand, power response, voltage and current. Fig. 7 contains the photovoltaic power demand, power response,

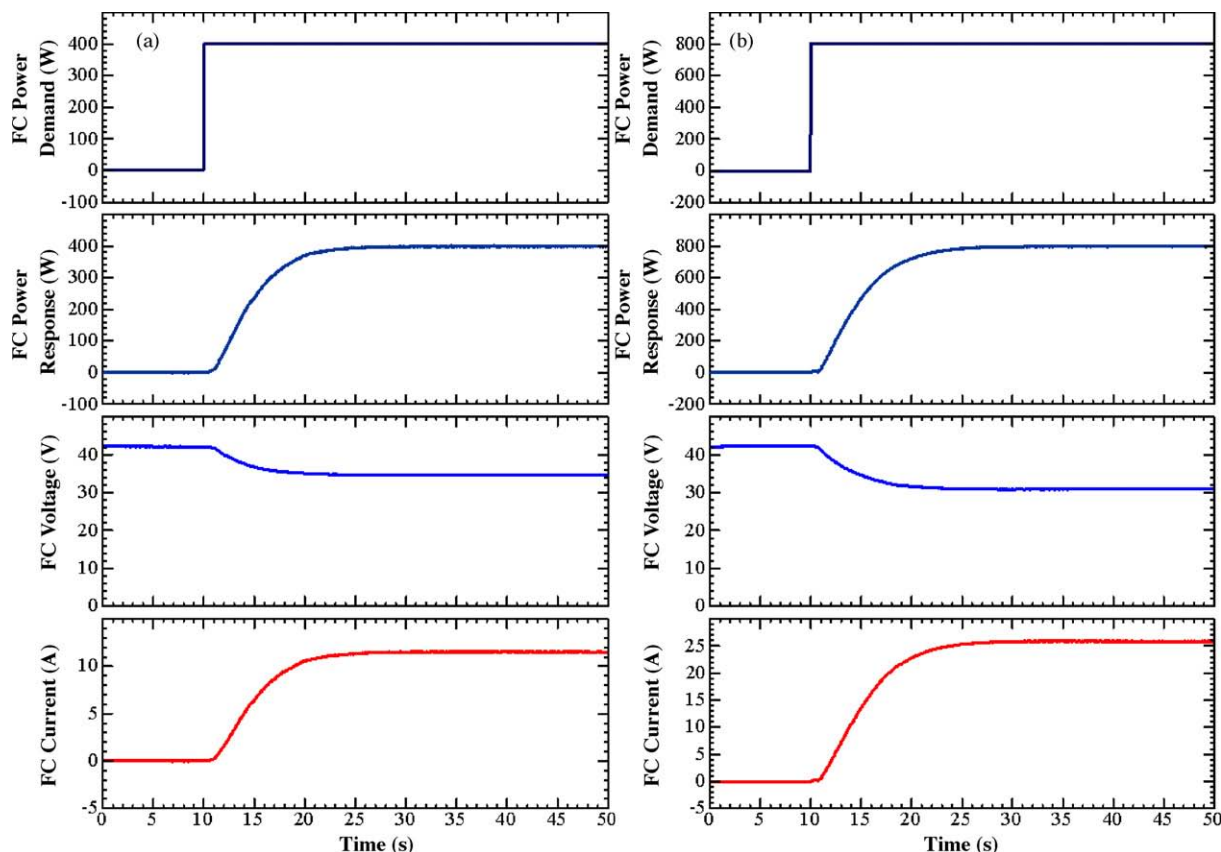


Fig. 6. Dynamic identification of fuel cell power control loop.

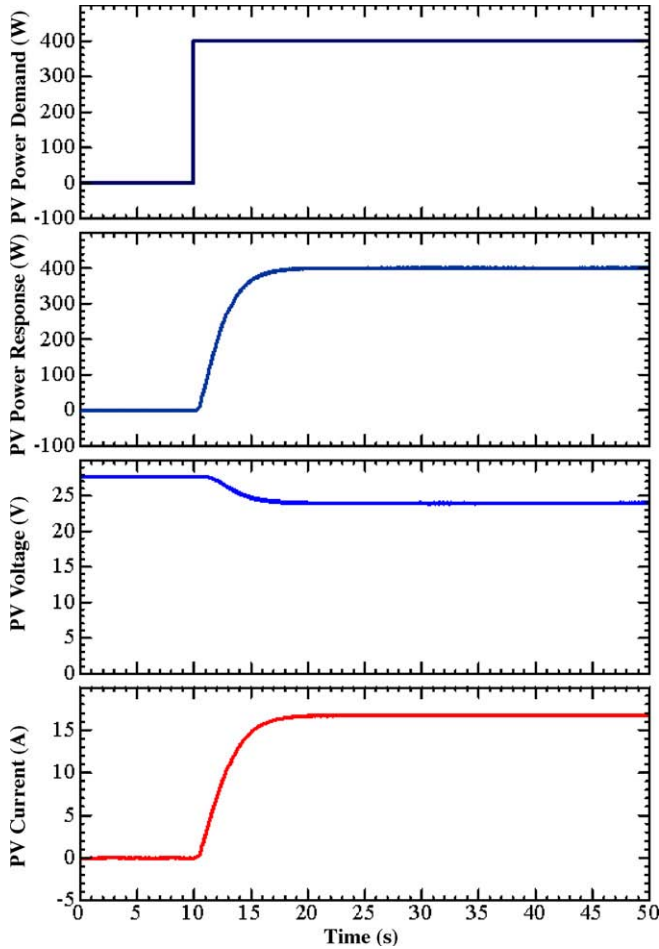


Fig. 7. Dynamic identification of photovoltaic power control loop.

voltage and current. Finally, Fig. 8 illustrates the supercapacitor power demand, power response, voltage and current. Because the fuel cell and photovoltaic powers are intentionally limited by the control algorithm (refer to Fig. 4: 'solar cell dynamic power limitation' and 'fuel cell power dynamic limitation'), a smooth transition of the power responses of the fuel cell and photovoltaic sources is observed, while the supercapacitor power dynamics are very fast. The supercapacitor can supply power from 0 to 400 W in 50 ms. It is clear that the fast response of the supercapacitor storage device can be operated with the fuel cell and solar cell main generators in order to improve system performance. The data in Fig. 6 also confirm that the fuel cell is controlled to avoid the fuel starvation phenomenon.

Because flatness-based control is model-based, it may have some sensitivity to errors in the model parameters. To authenticate its robustness, the flatness-based control was tested with the exact model parameters ($r_{FC} = 0.14 \Omega$, $r_{Sol} = 0.12 \Omega$, $r_{SC} = 0.10 \Omega$) and in the lossless parameters case ($r_{FC} = 0 \Omega$, $r_{Sol} = 0 \Omega$, $r_{SC} = 0 \Omega$). In the case of no losses, this leads to a drastically less complex estimation of the control law (Eqs. (8)–(11)). Comparisons (robustness) between the accurate parameters and the error parameters are given in Fig. 9. They generate waveforms that are obtained during the large load step from 0 to 500 W and show the d.c.-bus voltage, the load power (disturbance), the supercapacitor power, and the supercapacitor voltage (storage SOC). Because the power of the fuel cell and the solar cells are intentionally limited, the supercapacitor supplies the transient load power demand. Similar waveforms are seen in Fig. 9(a) and (b). The d.c.-bus voltage (d.c. link stabilization) is minimally influenced by the large step in load power.

Clearly the performance of the control system is hardly affected by the considered error in model parameters. Experimental testing demonstrates that errors in these parameters have relatively little effect on regulation performance. It is therefore conclude that the non-linear differential flatness-based approach provides an absolutely robust controller in this application.

Waveforms obtained during the large load cycle are presented in Fig. 10. The data show the d.c.-bus voltage, the fuel cell voltage, the photovoltaic voltage, the load power, the supercapacitor power, the fuel cell power, the photovoltaic power, the supercapacitor current, the fuel cell current, the photovoltaic current, and the supercapacitor voltage (or the supercapacitor SOC). In the initial state, the small load power is equal to 100 W, and the storage device is fully charge, i.e., $v_{SC} = 25$ V; as a result, both the fuel cell and supercapacitor powers are zero, and the photovoltaic source supplies power for the load of 100 W. At $t = 40$ s, the load power steps to the final constant power of around 900 W (positive load power transition). The following observations are made:

- The supercapacitor supplies most of the 900 W power that is required during the transient step load.
- Simultaneously, the photovoltaic power increases with limited dynamics to a maximum power point (MPP) of around 300 W, which is limited by the maximum power point tracker (MPPT).
- Concurrently, the fuel cell power increases with limited dynamics to a maximum power of 500 W.
- The input from the supercapacitor, which supplies most of the transient power that is required during the stepped load, slowly decreases and the unit remains in a discharge state after the load step because the steady-state load power (approximately 900 W) is greater than the total power supplied by the fuel cell and photovoltaic array.

At $t = 100$ s, the supercapacitor voltage is equal to 19 V. As a result, the supercapacitor supplies its stored energy y_{SC} to the d.c.-bus. This energy y_{SC_Supply} is estimated to be:

$$y_{SC_Supply} = \frac{1}{2} C_{SC} v_{SC}^2(t = 40 \text{ s}) - \frac{1}{2} C_{SC} v_{SC}^2(t = 100 \text{ s}) = 13.20 \text{ kJ} \quad (27)$$

The load power is reduced from the high constant power of 900 W to the low constant power of 100 W (negative load power transition). As a result, the supercapacitor changes from discharging to charging and demonstrates the following four phases:

- First, the fuel cell and photovoltaic array still supply their constant maximum powers to drive the load and to charge the supercapacitor.
- Second, at $t = 110$ s, the supercapacitor is approaching full charge, i.e., $v_{SC} = 23$ V. Consequently, the fuel cell power is reduced with limited power dynamics.
- Third, at $t = 120$ s, the supercapacitor is nearly fully charged, i.e., $v_{SC} = 24$ V. As a result, the photovoltaic power is reduced with limited power dynamics.
- Fourth, at $t = 160$ s, the supercapacitor is fully charged, i.e., $v_{SC} = v_{SCREF} = 25$ V. After slowly decreasing, the photovoltaic power remains at a constant power of 100 W for the load power demanded. Furthermore, the fuel cell and supercapacitor powers are zero.

It is evident that the d.c.-bus voltage waveform is stable during the large load cycle, which is critically important when employing supercapacitors to improve the dynamic performance of the whole system using the proposed control law.

Finally, Fig. 11 presents waveforms that are obtained during the long load cycles measured on 5 December, 2009. The waveforms are

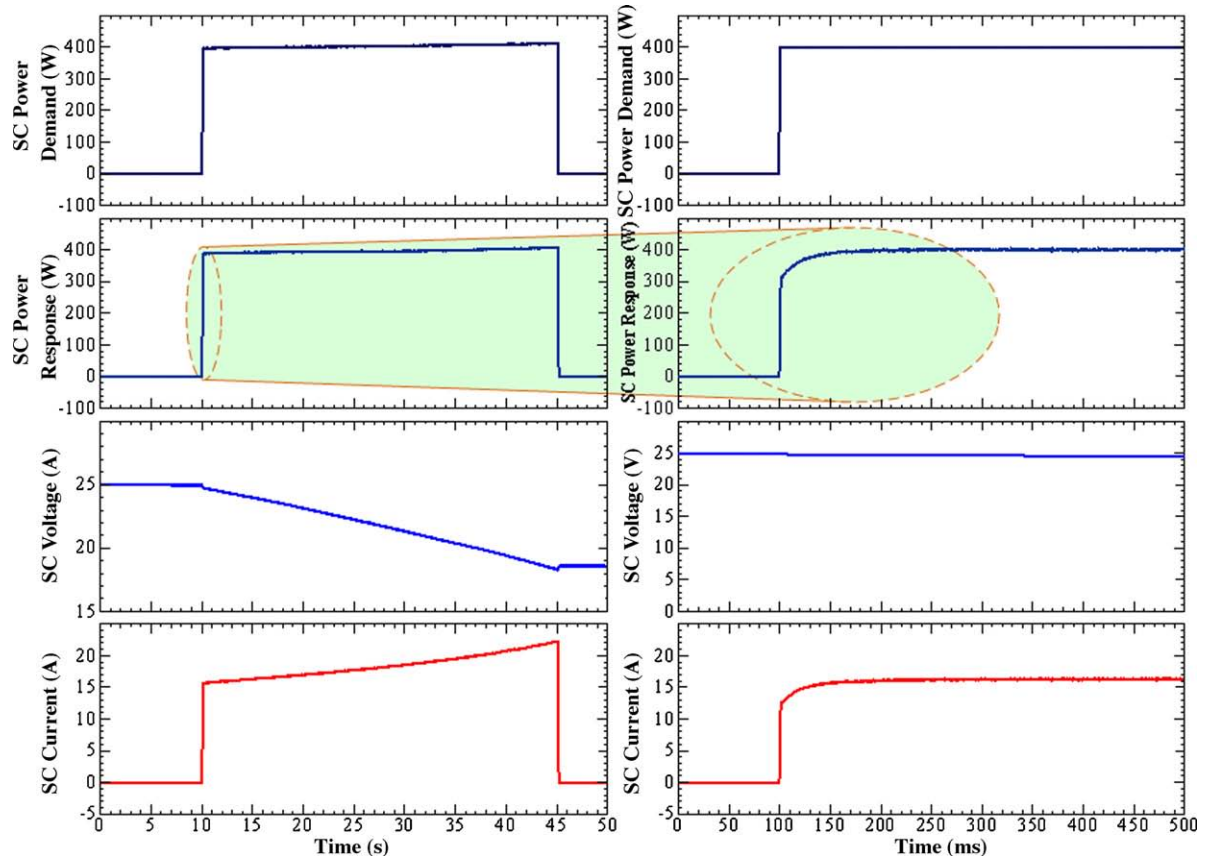


Fig. 8. Dynamic identification of supercapacitor power control loop.

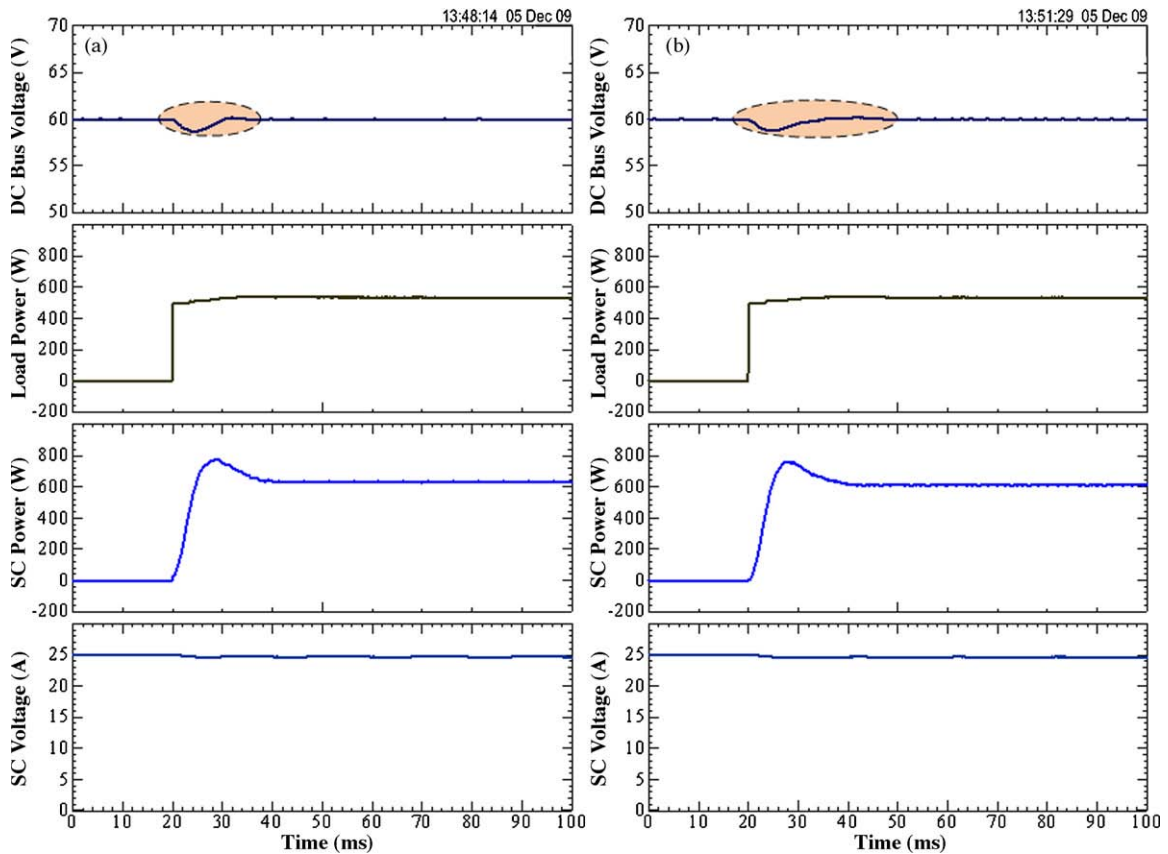


Fig. 9. Comparison of d.c. link stabilization of hybrid energy source during large load step. (a) exact model ($r_{FC} = 0.14 \Omega$, $r_{Sol} = 0.12 \Omega$, $r_{SC} = 0.10 \Omega$) and (b) error model (robustness) ($r_{FC} = 0 \Omega$, $r_{Sol} = 0 \Omega$, $r_{SC} = 0 \Omega$).

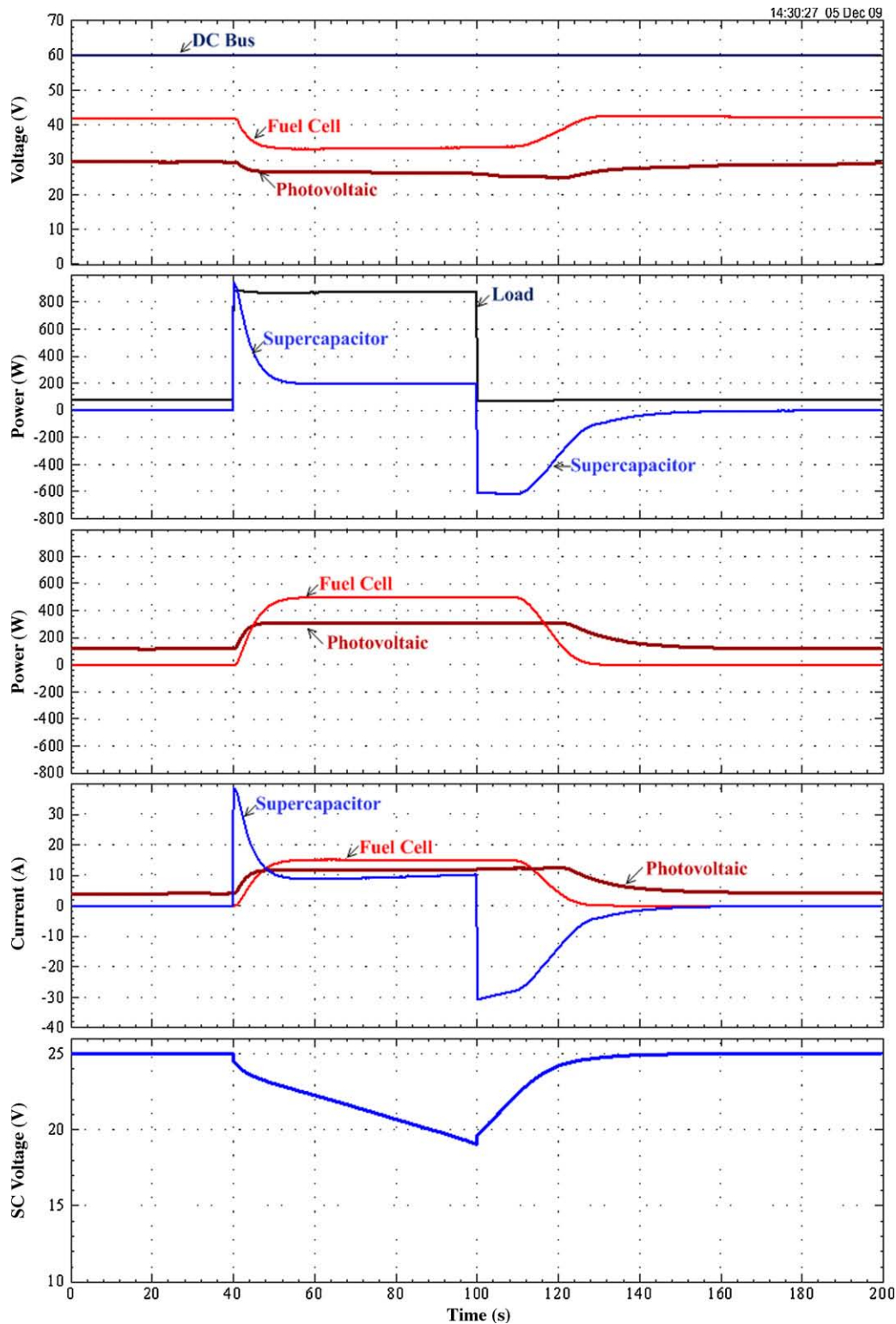


Fig. 10. Hybrid source response during load cycle.

similar to the test bench results in Fig. 10. During the experiment, the FC maximum power was set to 500 W, and the PV maximum power (depending on solar radiation, weather conditions and temperature) was limited by the MPPT. For example, at 15:01:40, the PV maximum power was approximately equal to 180 W; at 15:02:30, the PV maximum power was about 180 W; at 15:03:20, the PV maximum power was around 180 W; and from 15:05:50 to 15:08:20, the PV maximum power was reduced to 0 W, because of the cloudy

conditions. In particular, it was found that the power plant was always energy balanced $p_{Load}(t) \approx p_{FC}(t) + p_{Sol}(t) + p_{SC}(t)$ by the proposed original control algorithm.

The important variable necessary to balance the energy in this complex system is the d.c.-bus energy or voltage. From the experimental validation, the d.c.-bus voltage is automatically controlled at the constant set-point, i.e., $v_{Bus} = 60$ V. This experiment confirms that the energy in the system is well managed. The fuel cell and

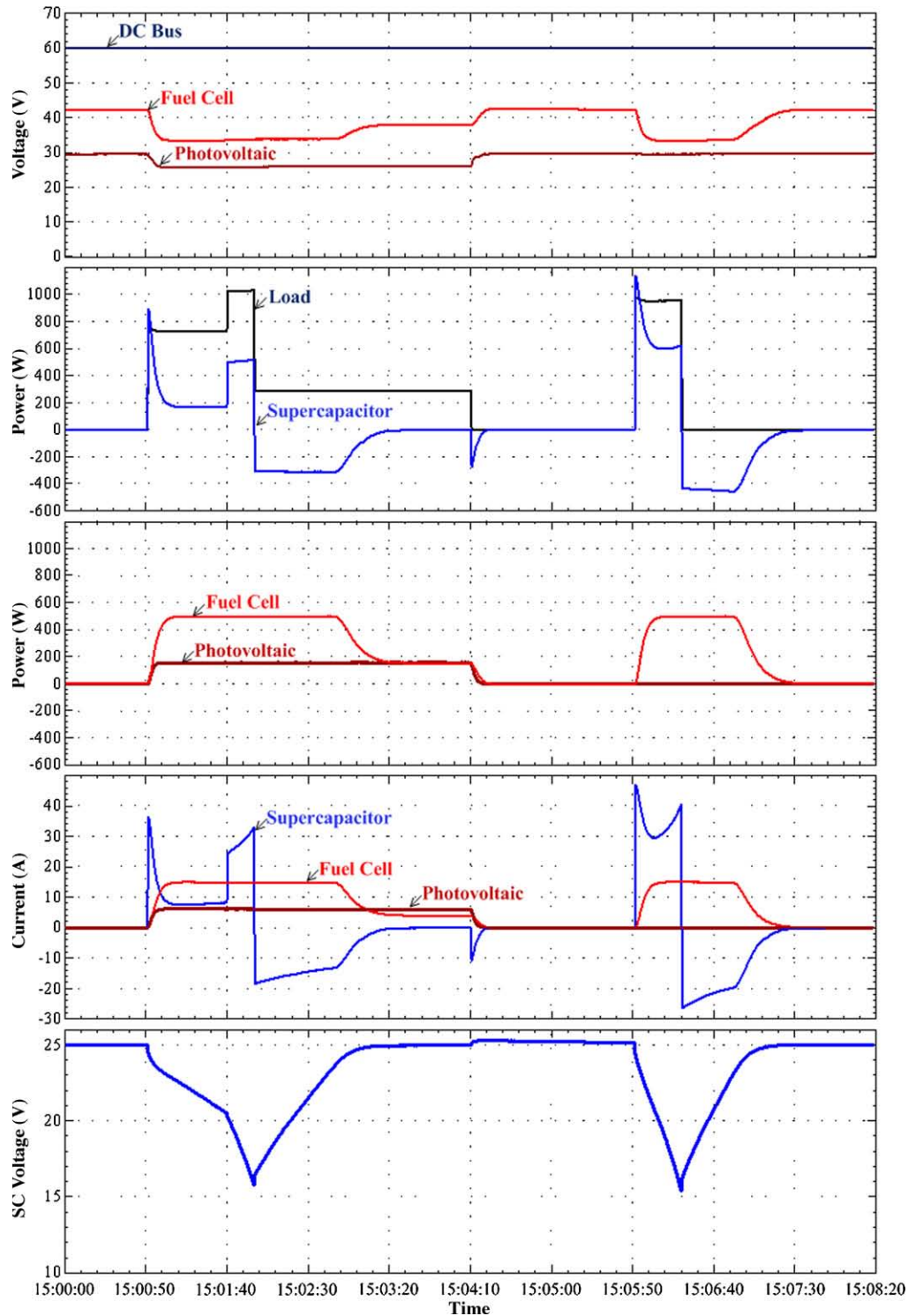


Fig. 11. Hybrid source response during long load cycles.

solar cell powers are limited at their maximum powers, and the fuel cell power dynamics are controlled; as a result, there is no fuel starvation problem and the fuel cell stack lifetime is increased [46–48].

4. Conclusions

Energy management of multi-power sources has been proposed as a solution for a hybrid energy system that uses renewable energy from solar cells, fuel cells and a supercapacitor as an energy stor-

age device. A supercapacitor can advance the load, following the characteristics of the main sources by providing a stronger power response to changes in the system load. During essential steps in the load, the supercapacitor provides the energy balance needed during load transition periods. Adding energy storage to the distributed power systems improves power quality and efficiency.

Experimental verification with a small-scale hybrid test bench (Nexa Ballard fuel cell power generator: 1.2 kW, 46 A; Ekarat Solar Cell power module: 800 W, 31 A; Maxwell supercapacitor storage device: 100 F, 32 V) has demonstrated the excellent performance of

the whole system, and has validated the proposed energy management principle.

Acknowledgments

The authors gratefully acknowledge the French National Center for Scientific Research (CNRS), the Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy (GREEN: UMR 7037), the Thailand Research Fund (TRF Grant number: MRG5180348), and the Thai-French Innovation Institute (TFII) for supporting this project. The research work was undertaken in the “Franco-Thai Cooperation Program in Higher Education and Research Year: 2009–2011”.

References

- [1] R. Toonssen, N. Woudstra, A.H.M. Verkooijen, J. Power Sources 194 (October (1)) (2009) 456–466.
- [2] K. Rajashekara, J. Grieve, D. Daggett, IEEE Ind. Appl. Mag. 14 (July–August (4)) (2008) 54–60.
- [3] N.W. Miller, D. Guru, K. Clark, IEEE Ind. Appl. Mag. 14 (March–April (4)) (2009) 54–61.
- [4] A. Bergen, L. Pitt, A. Rowe, P. Wild, N. Djilali, J. Power Sources 186 (2009) 158–166.
- [5] G.S. Aglietti, S. Redi, A.R. Tatnall, T. Markvart, IEEE Trans. Energy Convers. 24 (June (2)) (2009) 442–451.
- [6] H. Patel, V. Agarwal, IEEE Trans. Energy Convers. 24 (March (1)) (2009) 256–263.
- [7] J.R. Salgado, M.A.D. Aguilar, J. Power Sources 186 (2009) 455–463.
- [8] J.P. Mock, S.A. Schmid, J. Power Sources 190 (2009) 133–140.
- [9] P. Thounthong, B. Davat, S. Raël, P. Sethakul, IEEE Ind. Appl. Mag. 15 (July–August (4)) (2009) 52–59.
- [10] P. Corbo, F. Migliardini, O. Veneri, J. Power Sources 181 (July) (2008) 363–370.
- [11] M. Kolhe, IEEE Trans. Energy Convers. 24 (June (2)) (2009) 511–519.
- [12] T. Senjyu, M. Datta, A. Yona, C.H. Kim, IEEE Trans. Energy Convers. 24 (June (2)) (2009) 520–528.
- [13] A.J. del Real, A. Arce, C. Bordons, J. Power Sources 193 (2009) 315–321.
- [14] P. Thounthong, S. Raël, B. Davat, IEEE Trans. Energy Convers. 23 (January (1)) (2008) 148–155.
- [15] N. Kakimoto, H. Satoh, S. Takayama, K. Nakamura, IEEE Trans. Energy Convers. 24 (June (2)) (2009) 465–473.
- [16] A. Cooper, J. Furakawa, L. Lam, M. Kellaway, J. Power Sources 188 (2009) 642–649.
- [17] P. Thounthong, V. Chunkag, P. Sethakul, B. Davat, M. Hinaje, IEEE Trans. Veh. Technol. 58 (8) (Oct. 2009) 3892–3904.
- [18] E. Schaltz, A. Khaligh, P.O. Rasmussen, IEEE Trans. Veh. Technol. 58 (8) (Oct. 2009) 3882–3891.
- [19] J. Bernard, S. Delprat, F.N. Büchi, T.M. Guerra, IEEE Trans. Veh. Technol. 58 (September (7)) (2009) 3168–3176.
- [20] J. Bauman, M. Kazerani, IEEE Trans. Veh. Technol. 58 (September (7)) (2009) 3186–3197.
- [21] P. Thounthong, S. Raël, B. Davat, IEEE Trans. Ind. Electron. 54 (December (6)) (2007) 3225–3233.
- [22] S.J. Chiang, H.J. Shieh, M.C. Chen, IEEE Trans. Ind. Electron. 56 (November (11)) (2009) 4344–4353.
- [23] A.F. Segura, E. Durán, J.M. Andújar, J. Power Sources 193 (2009) 276–284.
- [24] M. Ferraro, F. Sergi, G. Brunaccini, G. Dispenza, L. Andaloro, V. Antonucci, J. Power Sources 193 (2009) 342–348.
- [25] A.E. Auld, J. Brouwer, K.M. Smedley, S. Samuelson, IEEE Trans. Energy Convers. 24 (September (3)) (2009) 617–625.
- [26] P. Thounthong, S. Raël, IEEE Ind. Electron. Mag. 3 (September (3)) (2009) 25–37.
- [27] Y. Lembeye, V.D. Bang, G. Lefèvre, J.P. Ferrieux, IEEE Trans. Energy Convers. 24 (March (1)) (2009) 203–210.
- [28] S.Y. Choe, J.W. Ahn, J.G. Lee, S.H. Baek, IEEE Trans. Energy Convers. 23 (June (2)) (2008) 669–680.
- [29] P. Thounthong, B. Davat, S. Raël, P. Sethakul, IEEE Ind. Electron. Mag. 3 (March (1)) (2009) 32–46.
- [30] S.M. Mueen, R. Takahashi, T. Murata, J. Tamura, IEEE Trans. Energy Convers. 24 (September (3)) (2009) 740–749.
- [31] D. Feroldi, M. Serra, J. Riera, J. Power Sources 190 (2009) 387–401.
- [32] A. Payman, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, Energy Convers. Manage. 49 (June (6)) (2008) 1637–1644.
- [33] P. Thounthong, S. Raël, B. Davat, IEEE Trans. Energy Convers. 24 (March (1)) (2009) 247–255.
- [34] P. Thounthong, S. Raël, B. Davat, J. Power Sources 193 (August (1)) (2009) 376–385.
- [35] R. Nozu, M. Iizuka, M. Nakanishi, M. Kotani, J. Power Sources 186 (2009) 570–579.
- [36] M.A. Danzer, J. Wilhelm, H. Aschemann, E.P. Hofer, J. Power Sources 176 (2008) 515–522.
- [37] H. Aschemann, D. Schindele, IEEE Trans. Ind. Electron. 55 (November (11)) (2008) 3855–3864.
- [38] A. Gensior, H. Sira-Ramírez, J. Rudolph, H. Güldner, IEEE Trans. Ind. Electron. 56 (February (2)) (2009) 360–370.
- [39] M. Fliess, J. Lévine, Ph. Martin, P. Rouchon, Int. J. Control. 61 (6) (1995) 1327–1361.
- [40] M. Fliess, J. Lévine, Ph. Martin, P. Rouchon, IEEE Trans. Automat. Control. 44 (May (5)) (1999) 922–937.
- [41] C.P. Mudannayake, M.F. Rahman, IEEE Ind. Appl. Mag. 15 (July–August (4)) (2009) 14–25.
- [42] S. Lalouni, D. Rekioua, T. Rekioua, E. Matagne, J. Power Sources 193 (2009) 899–907.
- [43] G. Carannante, C. Fraddanno, M. Pagano, L. Piegari, IEEE Trans. Ind. Electron. 56 (November (11)) (2009) 4374–4380.
- [44] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, M. Vitelli, IEEE Trans. Ind. Electron. 56 (November (11)) (2009) 4473–4482.
- [45] D.J. Perreault, J.G. Kassakian, IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl. 44 (August (8)) (1997) 728–734.
- [46] N. Yousfi-Steiner, Ph. Moçotéguy, D. Candusso, D. Hissel, J. Power Sources 194 (October (1)) (2009) 130–145.
- [47] J. Hasikos, H. Sarimveis, P.L. Zervas, N.C. Markatos, J. Power Sources 193 (August (1)) (2009) 258–268.
- [48] F. Ettingshausen, J. Kleemann, M. Michel, M. Quintus, H. Fuess, C. Roth, J. Power Sources 194 (December (2)) (2009) 899–907.

PAST AND PRESENT p. 8

INDUSTRY FORUM p. 4

IEEE Industrial Electronics

MARCH 2009 — VOLUME 3 NUMBER 1

MAGAZINE

Many Faces of Ethernet

Supporting Industrial Communications



IEEE Industrial Electronics

MAGAZINE

MARCH 2009 — VOLUME 3 NUMBER 1

Features

- 20 Digital Current-Control Schemes**
Comparing the Performance of Digital Signal Processor-Based Current Controllers for Three-Phase Active Power Filters
Leonardo Rodriguez Limongi, Radu Bojoi, Giovanni Griva, and Alberto Tenconi
- 32 Fuel Cell High-Power Applications**
An Overview of Power Converters for a Clean Energy Conversion Technology
Phatiphat Thounthong, Bernard Davat, Stéphane Raël, and Panarit Sethakul

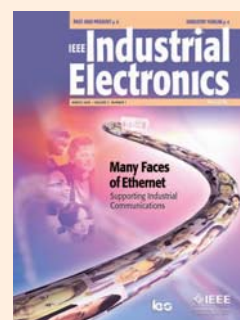
Departments and Columns

- 2 EDITOR'S COLUMN**
3 MESSAGE FROM THE PRESIDENT
4 INDUSTRY FORUM
8 PAST AND PRESENT
47 SOCIETY NEWS
62 CHAPTER NEWS
64 EDUCATION NEWS
66 BOOK NEWS
68 NEW PRODUCTS
69 CALENDAR

SCOPE—IEEE Industrial Electronics Magazine (IEM) publishes peer-reviewed articles that present emerging trends and practices in industrial electronics product research and development, key insights, and tutorial surveys in the field of interest to the membership of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE/IES). IEM will be limited to the scope of the IES, which is given as theory and applications of electronics, controls, communications, instrumentation, and computational intelligence to industrial and manufacturing systems and processes.

IEEE Industrial Electronics Magazine (ISSN 1932-4529) is published quarterly by The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. Headquarters: 3 Park Avenue, 17th Floor, New York, NY 10016-5997, USA +1 212 419 7900. Responsibility for the contents rests upon the authors and not upon the IEEE, the Society, or its members. The magazine is a membership benefit of the IEEE Industrial Electronics Society, and subscriptions are included in Society fee. Replacement copies for members are available for \$20 (one copy only). Nonmembers can purchase individual copies for \$53.00. Nonmember subscription prices are available on request. Copyright and Reprint Permissions: Abstracting is permitted with credit to the source. Libraries are permitted to photocopy beyond the limits of the U.S. Copyright law for private use of patrons: 1) those post-1977 articles that carry a code at the bottom of the first page, provided the per-copy fee indicated in the code is paid through the Copyright Clearance Center, 222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01970, USA; and 2) pre-1978 articles without fee. For other copying, reprint, or republication permission, write to: Copyrights and Permissions Department, IEEE Service Center, 445 Hoes Lane, Piscataway, NJ 08854 U.S.A. Copyright © 2009 by The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. All rights reserved. Periodicals postage paid at New York, NY and at additional mailing offices. Postmaster: Send address changes to IEEE Industrial Electronics Magazine, IEEE, 445 Hoes Lane, Piscataway, NJ 08854 USA. Canadian GST #125634188 Printed in USA

Digital Object Identifier 10.1109/MIE.2009.931893



ON THE COVER: © DIGITAL VISION & EYEWIRE

EDITOR-IN-CHIEF

Dr. Marco Liserre, Politecnico di Bari, Italy
liserre@ieee.org

EDITORIAL BOARD

Prof. Kamal Al-Haddad
Ecole de Technologie Supérieure, Canada
Prof. Seta Bogosyan — *Educational/Chapter News*
University of Alaska Fairbanks, USA
Prof. Bimal K. Bose
University of Tennessee, USA
Dr. Chandan Chakraborty
Indian Institute of Technology, India
Dr. Michael W. Condry — *Industry Forum*
Intel, USA
Prof. Hiroshi Fujimoto — *New Products*
Yokohama National University, Japan
Prof. Okyay Kaynak
Bogazici University, Turkey
Prof. Marian Kazmierkowski — *Book News*
Warsaw University of Technology, Poland
Dr. Mariusz Malinowski — *Society News*
Warsaw University of Technology, Poland
Prof. Kouhei Ohnishi
Keio University, Japan
Dr. Alberto Pigazo
University of Cantabria, Spain
Dr. Thilo Sauter
Austrian Academy of Sciences, Austria
Prof. Bogdan M. (Dan) Wilamowski
Auburn University, USA
Dr. Richard Zurawski
Atut Technology, USA

IEEE PERIODICALS/MAGAZINES DEPARTMENT

Geri Krolin-Taylor
Senior Managing Editor
Janet Dudar
Senior Art Director
Gail A. Schnitzer
Assistant Art Director
Theresa L. Smith
Production Coordinator
Susan Schneiderman
Business Development Manager
+1 732 562 3946
Felicia Spagnoli
Advertising Production Manager
Peter M. Tuohy
Production Director
Dawn Melley
Editorial Director
Fran Zappulla
Staff Director, Publishing Operations

Fuel Cell High-Power Applications

*An Overview
of Power
Converters
for a Clean
Energy
Conversion
Technology*

PHATIPHAT THOUNTHONG,
BERNARD DAVAT, STÉPHANE RAËL,
and PANARIT SETHAKUL

© ARTVILLE

Energy consumption plays an important role in our modern civilization and daily life, which is heavily dependent on burning fossil fuels. The increasing threat of the fast depletion of resources such as petroleum, coal, and natural gas forces people to seek regenerative energy sources, such as solar, wind, geothermal, and hydroelectric energies. Another way of saving valuable natural resources and solving the environmental problem is to develop cleaner and more efficient energy conversion devices. In recent years, fuel cell (FC) research and development have received much attention for their higher energy conversion efficiency and lower or nongreenhouse-gas emissions than thermal engines in the processes of converting fuel into usable energies [1]–[3]. The power and energy efficiency of an FC is highly dependent on thermodynamics, electrode kinetics, and reactant mass transfer, as well as materials and components for assembling the FC. These factors have been addressed throughout the FC history and are now still the major challenges for FC research and development [4]–[6].

In industry, United Technologies Corporation (UTC) Fuel Cells is involved in FC systems for space and defense applications. UTC Fuel Cells activity began in 1958 and led to the development of the first practical FC application used to generate electrical power and potable water for the Apollo space missions. Since 1966, all of the more than 100 manned U.S. space flights, including the Space Shuttle, have operated with FCs supplied by UTC companies. In 1991, UTC Fuel Cells manufactured its first PureCell 200 power plant, the world's first and only commercial FC power. The PureCell 200 FC produces 200-kW of electricity and 700,000 BTUs of heat. The unit can be powered by natural gas, propane, butane, hydrogen, naphtha, or gases from waste. Since their first flight in 1981, UTC Fuel Cells power plants have provided electric power for more than 100 shuttle missions. They shipped a 50-kW hydrogen-air

FC power plant to the U.S. Department of Energy (DOE) and the Ford Motor Company. In 1998, UTC Fuel Cells delivered a 100-kW methanol power plant, with 40% efficiency, to Nova Bus for installation in a 40-ft, hybrid drive electric bus under a DOE/Georgetown University contract [7], [8].

General Motors is involved in the development of FCs for stationary power as well as the more obvious automotive markets [9]–[11]. In February 2004, they began the first phase of installation operations in Texas at Dow Chemical Company, the largest facility in the world. These FC systems are used to generate 35 MW of electricity [12].

Fuel cells produce dc voltage outputs, and they are always connected to electric power networks through power conditioning units such as dc/dc and dc/ac converters.

Axane (France) is also working on FC technology. Three markets that are likely to provide large commercial outlets [13], [14] are:

- portable multiapplication generators (500 W–10 kW)
- stationary applications (more than 10 kW)
- mobile applications for small hybrid vehicles (5–20 kW).

FCs produce dc voltage outputs, and they are always connected to electric power networks through power conditioning units such as dc/dc and dc/ac converters. Power conversion and control functions form the basis of what has come to be known as the field of power electronics. In recent years, power electronics technology has been spurred by needs for efficient control of industrial applications and the development of more reliable lightweight switching power supplies for a sophisticated system. This article reviews the current research of power electronic converters for FC high-power applications.

FC Technology

An FC is a device that converts the chemical energy of a fuel directly to electrical energy. Its concept was pro-

posed approximately 170 years ago when William Robert Grove conceived the first FC in 1839, which produced water and electricity by supplying hydrogen and oxygen into a sulfuric acid bath in the presence of porous platinum electrodes [1]. The process by which this is done is very similar to the electrochemical process by which a battery generates power; at one electrode, a fuel such as hydrogen is oxidized, and at the other electrode an oxidant such as oxygen is reduced. The reactions exchange ions through a solid or liquid electrolyte and electrons through an external circuit, as shown in Figure 1 [15], [16].

The theoretical value of a single cell voltage of FC is 1.23 V. It is never reached even at no load. At the rated current, the voltage of an elementary cell is about 0.6–0.7 V [17]–[19]. Therefore, an FC is always an assembly of elementary cells that constitute a stack, as Figure 2 depicts.

There are many different types of FCs, with the principal differences between them being the type of electrolyte and/or the type of fuel that they use. For instance, both the phosphoric acid FC (PAFC) and the molten carbonate FC (MCFC) have a liquid electrolyte, whereas a solid oxide FC (SOFC) has a solid, ceramic electrolyte [20]–[22]. A proton exchange or polymer electrolyte membrane FC (PEMFC) and a direct methanol FC (DMFC) may have the same solid polymer electrolyte, but the DMFC uses liquid methanol for fuel whereas the PEMFC uses gaseous hydrogen [23], [24].

Currently, there are three general areas of application for FC technology: portable power, distributed power, and transportation. For each application, it is generally found that one type of FC is better suited than the others to satisfy the requirements of

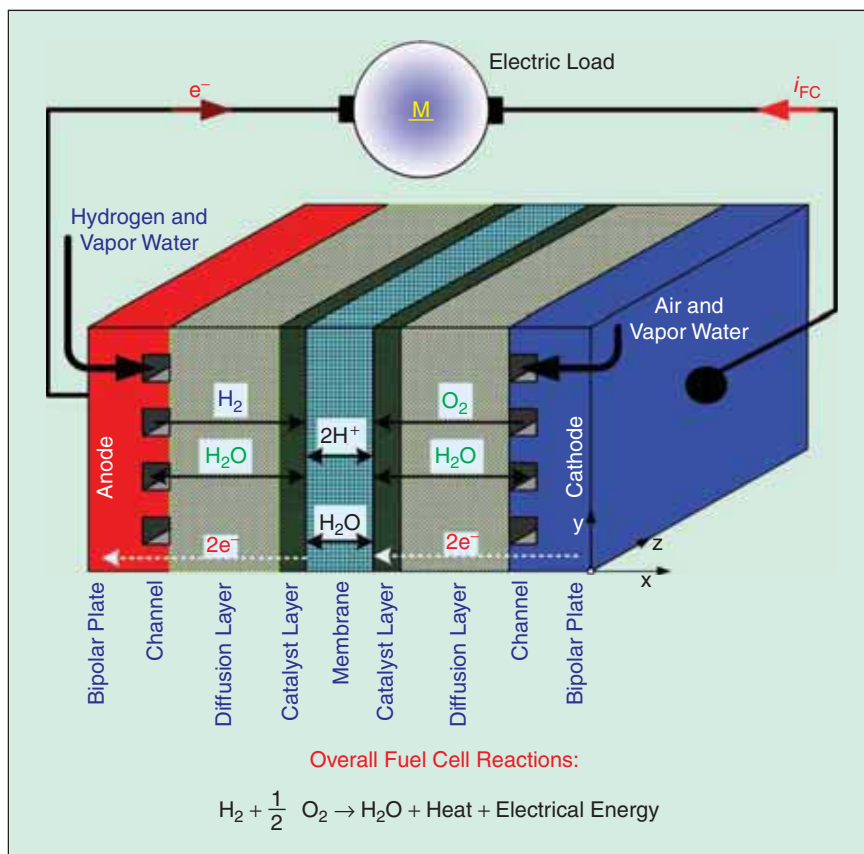


FIGURE 1 – Different layers of an elementary cell of PEMFC.

the application. The DMFCs are attractive for several applications in view of their lower weight and volume. The DMFCs are increasingly being developed to replace or support batteries, mainly for the high energy density of methanol. The DMFCs are promising candidates as portable power sources because they do not require any fuel processing and operate at low temperatures (30–60 °C) [25]–[27]. The SOFC, because of its high power density and high grade waste heat that may be used in cogeneration applications, is a front-runner in distributed power applications at the industrial level [28]–[31]. The PEMFC has many of the qualities required of an automotive power system including relatively low operating temperature, high power density, and rapid startup [32]–[34]. In addition, PEMFC may also be used in residential and commercial power systems [35].

An FC stack requires fuel, oxidant, and coolant in order to

operate. The composition, pressure, and flow rate of each of these streams must be regulated. In addition, the gases must be humidified and the coolant temperature must be controlled. To achieve this, the FC stack must be surrounded by a fuel system, fuel delivery system, air system, stack cooling system, and humidification system. Once operating, the output power generated by the FCs must be conditioned

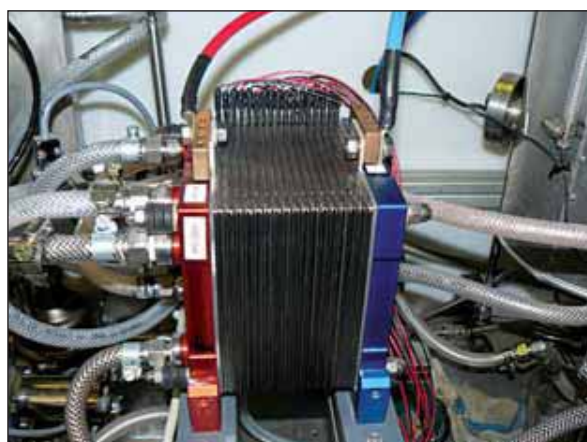


FIGURE 2 – An PEMFC (16 cells, 500 W, 50 A, and around 11 V) manufactured by the Centre for Solar Energy and Hydrogen Research Baden-Württemberg (ZSW) Company. It is being functioned at the GREEN laboratory.

and absorbed by a load (converter). Suitable alarms must shut down the process if unsafe operating conditions occur, and a cell voltage monitoring system must monitor FC stack performance. These functions are performed by electrical control systems. As an example, Figure 3 shows a simplified diagram of the PEMFC system. When an FC operates, its fuel (hydrogen and air) flows are controlled by an FC controller, which receives current demand. This current demand is the FC current reference i_{FCREF} (see Figure 3) coming from the energy management controller. The fuel flows must be adjusted to match the reactant delivery rate to the usage rate by the FC controller [36], [37].

FC Characteristics

As mentioned earlier, an FC power source is always connected to the dc bus by a step-up converter. Switching characteristics of the PEMFC (500 W, 40 A) at steady-state when connecting with a boost converter are presented in Figure 4. It can be seen that the PEMFC contains a complex impedance component, which it is not purely resistive at a high switching frequency of 25 kHz [36].

Thounthong et al. [38] (who worked with a 500-W PEMFC system by ZSW Company), Corrêa et al. [39], [40] (who worked with a 500-W Ballard and 500-W Avista PEMFC system), and Zhu et al. [41] (who worked with a 500-W PEMFC system) have demonstrated that the electrical response time of an FC is generally fast, being mainly associated with the speed at which the chemical reaction is capable of restoring the charge that has been drained by the load. On the other hand, because an FC system is composed of many mechanical devices, the whole FC system has slow transient response and slow output power ramping [42], [43].

For clarity about the FC dynamics, Figure 5 illustrates a Nexa PEMFC system (1.2 kW, 46 A), and Figure 6 depicts the FC voltage response to a current

needs of the application. FC operates giving direct current and at a low voltage; thereby, the step-up (boost)

Therefore, the constraints to operate an FC are as follows:

- ## FC Power Conditioning

The power conditioning system provides regulated dc or ac power appropriate for the application. It is the major component of an FC distributed system. The output of the FC is an unregulated dc voltage (see Figure 6), and it needs to be conditioned in order to be of practical use. The power conditioner section converts the FC power to usable power for different applications. The power conditioning unit also controls electricity's frequency and maintains harmonics to an acceptable level. The purpose of conditioners is to adapt the electrical current from FC to suit the electrical

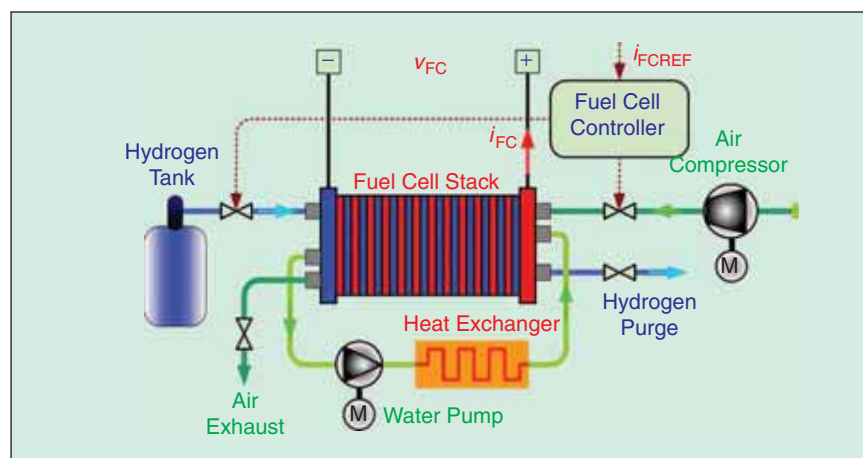


FIGURE 3 – Simplified diagram of the PEMFC system. v_{FC} , i_{FC} , and i_{FCREF} are the FC voltage, current, and current demand, respectively.



FIGURE 4— Switching characteristics of a 500 W PEMFC of 25 kHz at the FC current supply of (a) 10 A and (b) 40 A (rated current).

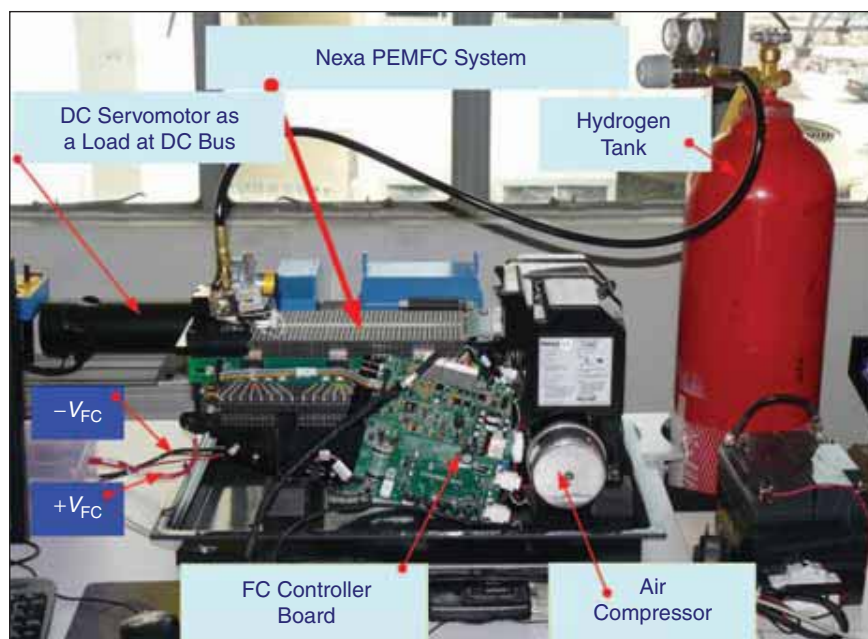


FIGURE 5 – A Nexa PEMFC (1.2 kW, 46 A). It is being functioned at the TFIIL laboratory.

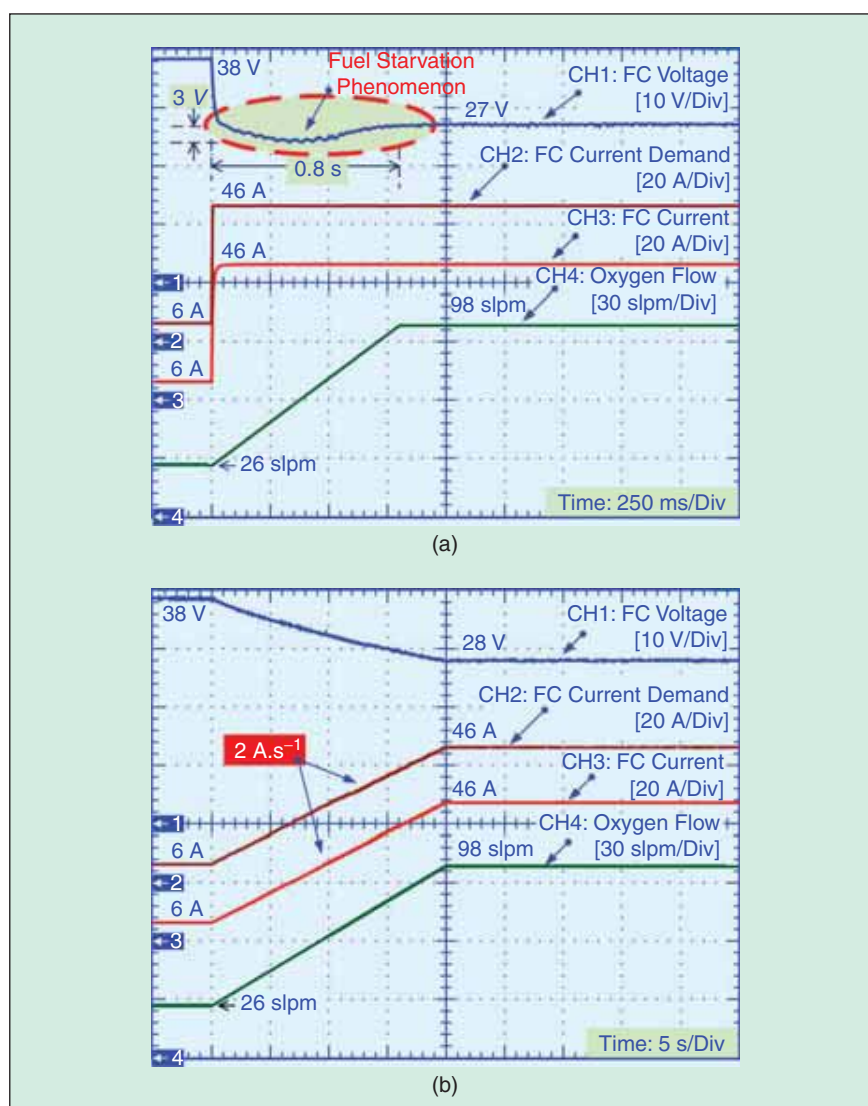


FIGURE 6 – FC dynamic characteristics to (a) current step and (b) controlled current slope of $2 \text{ A} \cdot \text{s}^{-1}$.

by the FC to the utility dc bus followed by an inverter (Figure 7) [56]. In general, the load for the boost stage is a filter and the inverter system.

The inverter is used for the interfacing of the FC system to the power grid to provide the grid with voltage/current with proper frequency phase and magnitude where the input for the inverter comes from the boost converter stage and the inverter (with the filter) becomes the load for the boost converter. The power conditioner is also used for the grid connection of the FC. An electrical power-generating system that uses FC as the primary source of electricity generation and is intended to operate synchronously, and in parallel with the electric utility network is a grid-connected FC system [57], [58]. Such systems may also include storage devices and other generating sources and may operate on site loads independent of the utility network during outages.

To employ the FC as a main power source in dynamic applications (such as an electric vehicle [59]–[61] and railway vehicle [62]–[64]), the electrical system must have at least an auxiliary power source (storage device) to improve the dynamic performances of the whole system, when electrical loads at a dc bus demand high power in a short time (for example, vehicle acceleration and deceleration), as portrayed in Figure 8. Moreover, one can take advantage of this auxiliary power source to achieve an actual hybrid source to disassociate mean power sizing from peak transient power sizing, the aim being a reduction in volume and weight, and in the case of FCs used as main energy source, the possibility of regenerative braking [38], [65]. For example, some authors have described the study of the FC/battery hybrid power source [66]–[70] and the FC/supercapacitor hybrid power source [71]–[73].

For the past ten years, much research has been conducted on the utilizations of FCs in high power applications. Today, the required FC power is in the range of 1 kW to 2 MW:

- 1–2 kW for unmanned aircrafts [74] and 40–700 kW for manned aircraft [75]–[78]

- 50–100 kW for urban cars [9], [33], [79]–[85]
- 100–200 kW for buses and light trams [7], [86]–[88]
- 600 kW–1 MW for tramways and locomotives [62]–[64], [89]–[92] (for example four motors of 180-kW peak are installed on a tramway, two motors per boggy. The total power installed is 800 kW)
- 480 kW–2 MW for distributed generation systems (grid parallel connection) [8], [93].

To increase the power and voltage levels, several configurations for the FC association can be envisaged as depicted in Figure 9 [93]–[98]. For association of the converter inputs, we can connect several FC in series and then connect them to a converter or each FC to a converter. The FC parallel connection is currently complicated because of complexity of controlling the output power distribution in each FC. For association of converter outputs, the output of a converter can be connected in series for a high output voltage or in parallel for a low output voltage.

FC Power Converter

Different power converter topologies can be used for the power electronic interface between the FC and the utility dc bus. For the dc link

A large research effort is underway to develop the FC for applications ranging from small portable electronic devices to automotive transport, as well as residential combined heat and power supplies.

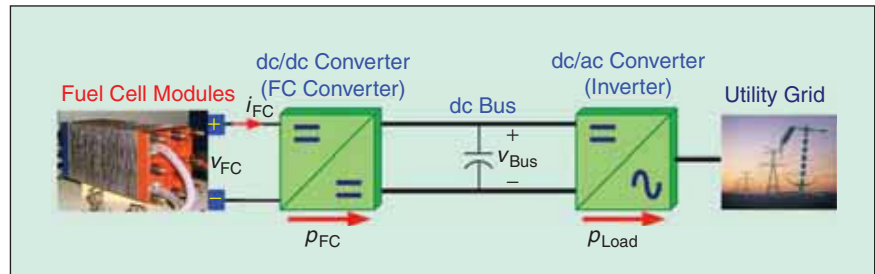


FIGURE 7 – FC power system.

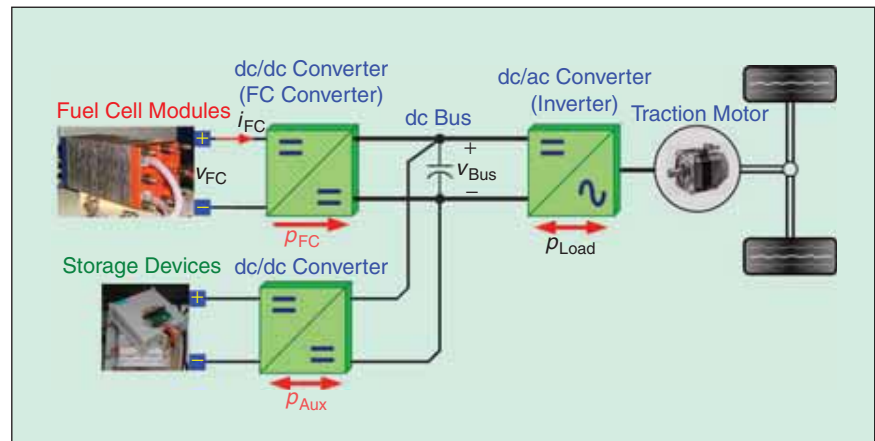


FIGURE 8 – Fuel cell powered vehicle.

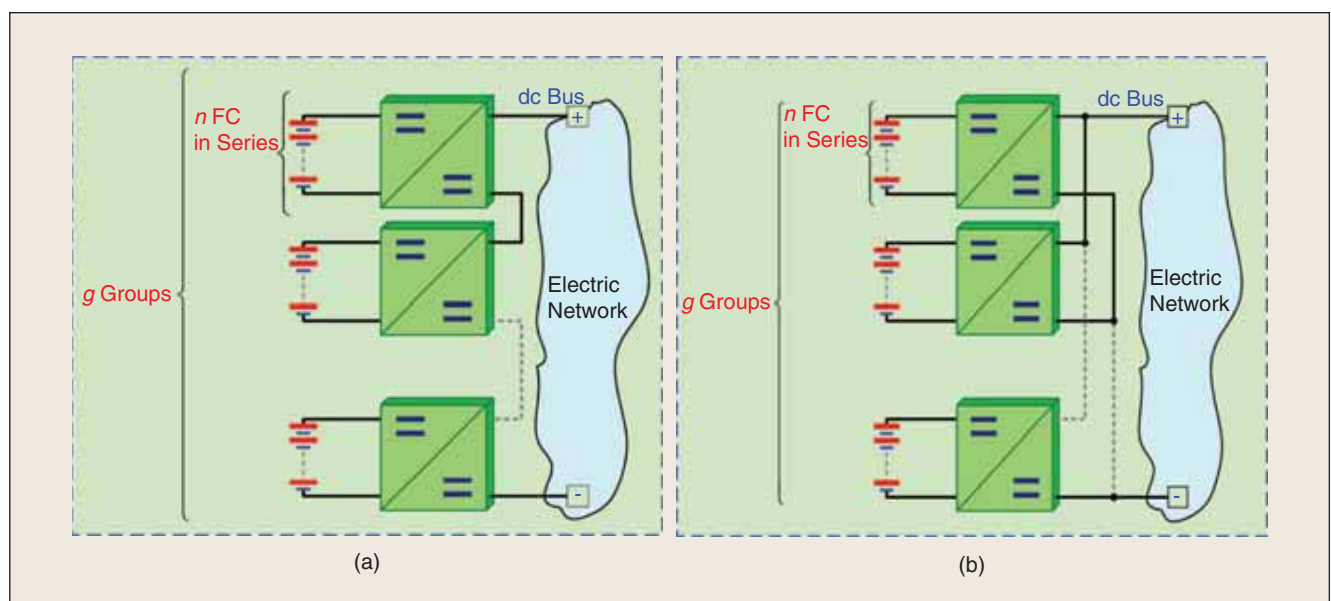


FIGURE 9 – Modular stack FC architectures connected to the dc bus: (a) output connected in series and (b) output connected parallel. n : number of FC in series in each group, g : number of FC-converter groups.

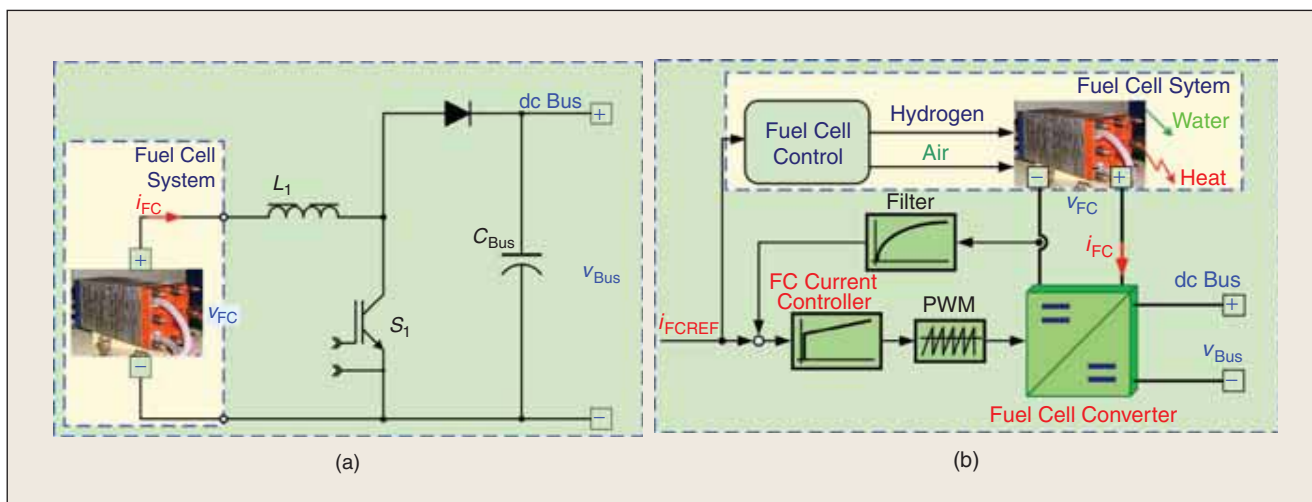


FIGURE 10 – Classical fuel cell boost converter: (a) power circuit and (b) FC current regulation loop.

voltage level, it is depending on its applications:

- 270 V or 350 V for the standard on the all-electric aircraft [78]
- 48 V [99], 120 V [100], or 400–480 V [30], [93], [101] for stand-alone or parallel grid connections
- 42 V (PowerNet) a new standard voltage for automobile systems [34], [102], [103]

■ 270–540 V for electric (FC) vehicles [60], [65], [82]

■ 350 V (transit bus systems) to 750 V (tramway and locomotive systems) [7], [63], [64], [87], [89]–[92], [104].

Basically, low-voltage, high-current structures are needed because of the FC electrical characteristics. A classical boost converter is often selected as an FC converter [38], [93], [99]–[101],

[105]–[107], because it can be operated in the current control mode in a continuous condition mode, as portrayed in Figure 10. Then, one does not need a blocking diode and passive filter between an FC and a converter. Based on the load conditions, the boost converter can be commanded to draw a specific amount of current from the FC with a ripple well defined by the frequency, size of the inductor, and duty ratio. The FC boost converter sizes of 0.5 kW [38]; 1 kW [100], [101], [105]; 5 kW [99]; 27 kW [106]; and 50 kW [93] have been studied. However, a classical boost converter will be limited when the power increases or for higher step-up ratios. In that way, the use of paralleling power converters with interleaved technique may offer some better performances.

Parallel Power Converter with Interleaved Switching Algorithm

The subject of paralleling power converters was on the sideline of design engineering tasks for decades. Latest efforts in standardization, miniaturization, and the proliferation of high current, low voltage power supplies have directed additional attention to various techniques to parallel power modules. The fundamental difficulty using parallel power processing circuits is to ensure that the load current is properly distributed among the parallel connected power modules. Only then can the design be optimized for the highest

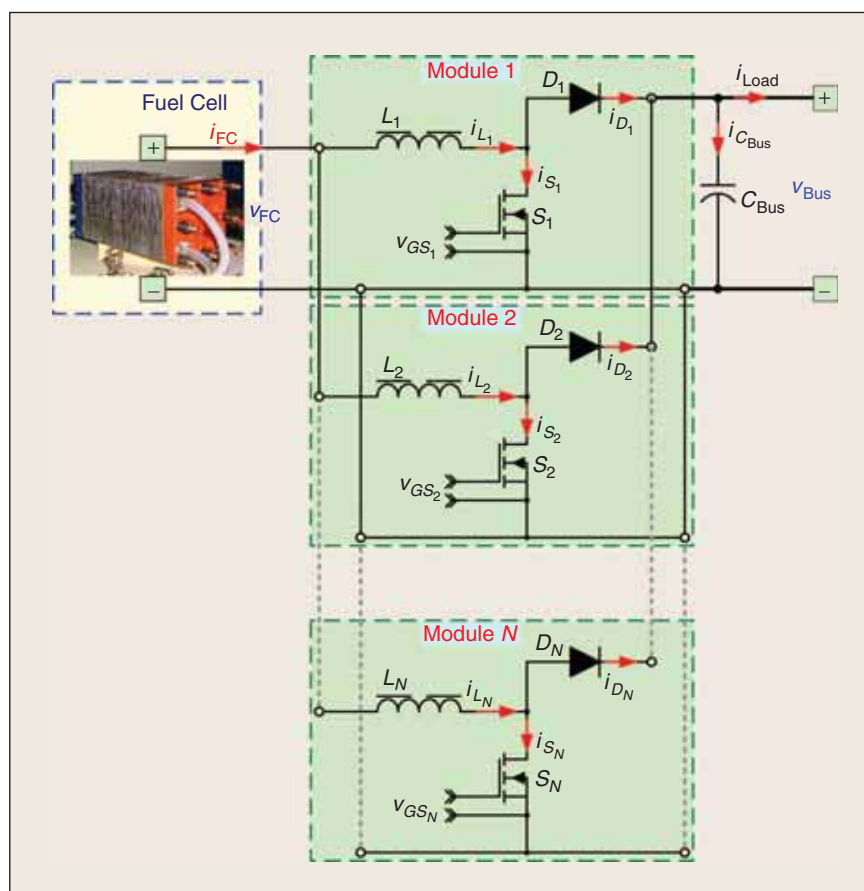


FIGURE 11 – Multiphase paralleled step-up converters for FC high-power applications.

reliability and lowest cost by ensuring equal temperature rise and by minimizing the power rating of the individual components.

The major problems of using a single dc/dc converter connected with FC in high power applications are as follows:

- difficulty of the design of magnetic component: ferrite core and Litz-wire size
- high FC ripple current, which may lead to reduce its stack lifetime.

Therefore, by paralleling converters with interleaving technique, these problems can be avoided [108]–[111]. A high-power dc distributed power system supplied by FC invokes the need to parallel power modules with interleaving technique. Active ripple cancellation methods can yield even higher performance. Today, the active method of interleaving is well known [94], [96], [98]. In the interleaving method, the modules operate at the same switching frequency. Their switching waveforms are displaced in phase over a switching period with respect to one another by $2\pi/N$ radians, with N being the number of converters in parallel. It is important to note here that, according to [54] and [55], a high FC current ripple plays an important role in its catalyst lifetime. Especially,

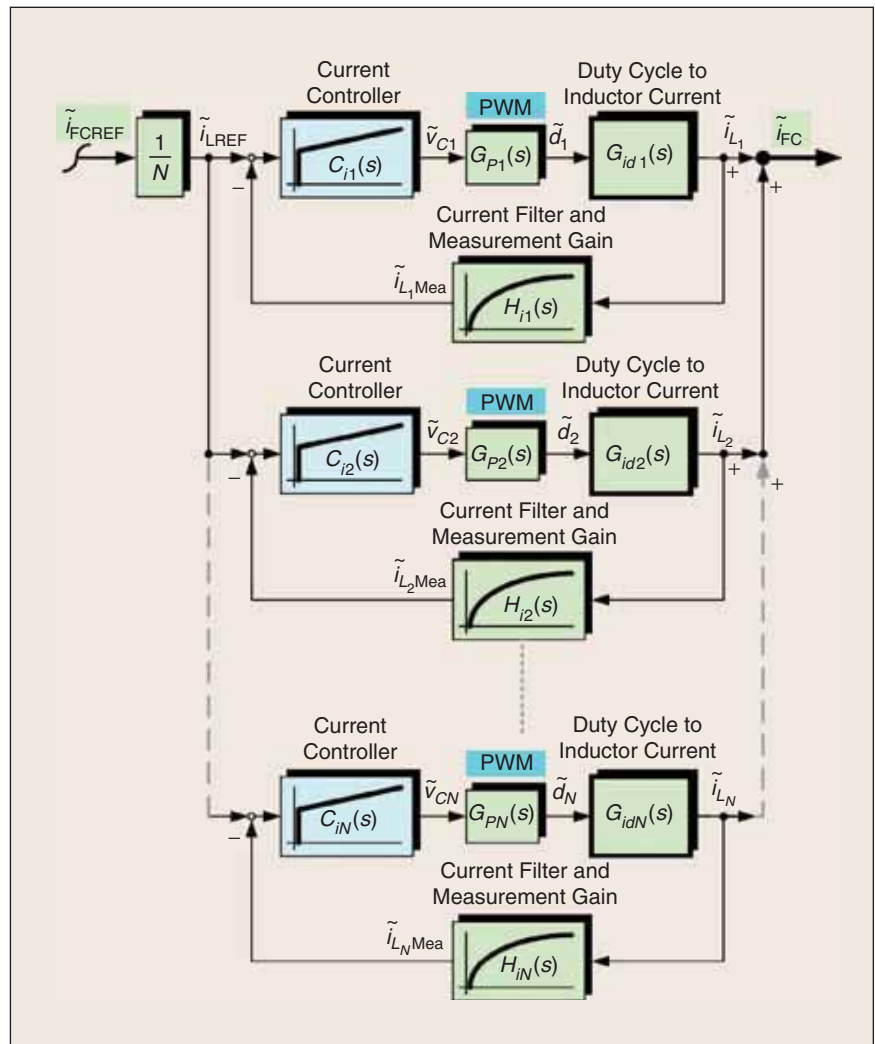


FIGURE 12 – Current sharing technique of N -phase parallel modules (here, boost converters).

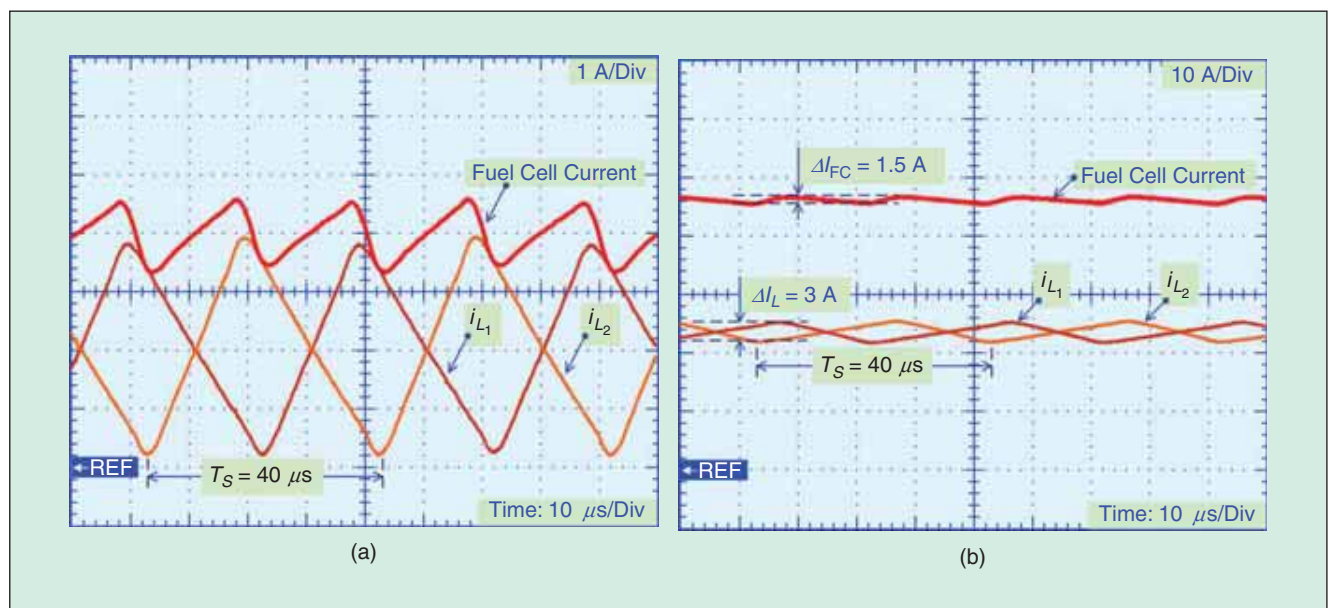


FIGURE 13 – Steady-state waveforms of the two-cell interleaved converter system at an FC current command of (a) 4 A ($v_{fc} = 35.8$ V) and (b) 46 A rated current ($v_{fc} = 26.3$ V).

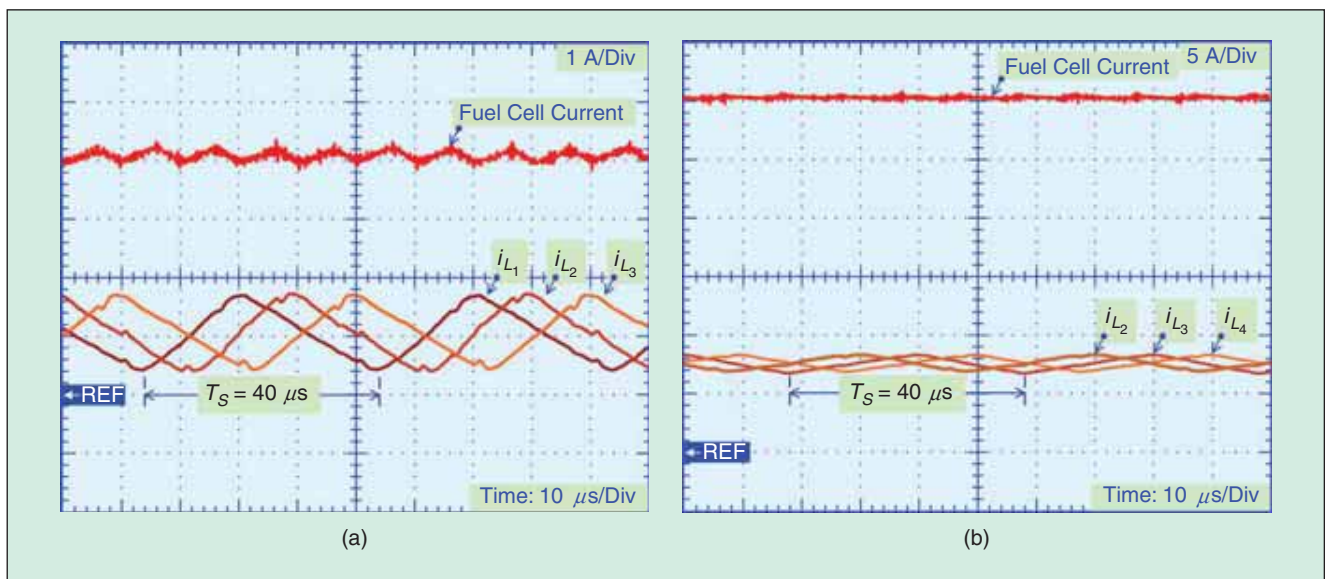


FIGURE 14 – Steady-state waveforms of the four-cell interleaved converter system at an FC current command of (a) 4 A ($v_{FC} = 35.8$ V) and (b) 30 A ($v_{FC} = 28.9$ V).

sharp current rise/fall and large magnitude of current ripple should be avoided. The multiphase parallel converters for FC high-power applications are depicted in Figure 11.

The most sophisticated and most accurate current sharing implementations rely on a closed loop negative feedback system, very similar to those control loops used to regulate

the output voltage of a power supply, as portrayed in Figure 12 [112], [113]. To make this approach work, two piec-

tor currents of the modules and the other is the desired amount of FC current reference i_{FCREF} . Since the goal is to evenly distribute the FC current, the desired FC current is the FC current divided by the number of parallel modules. Therefore the task is two fold; measure the inductor currents and generate the average inductor current set-points.

There are three general areas of application for FC technology: portable power, distributed power, and transportation.

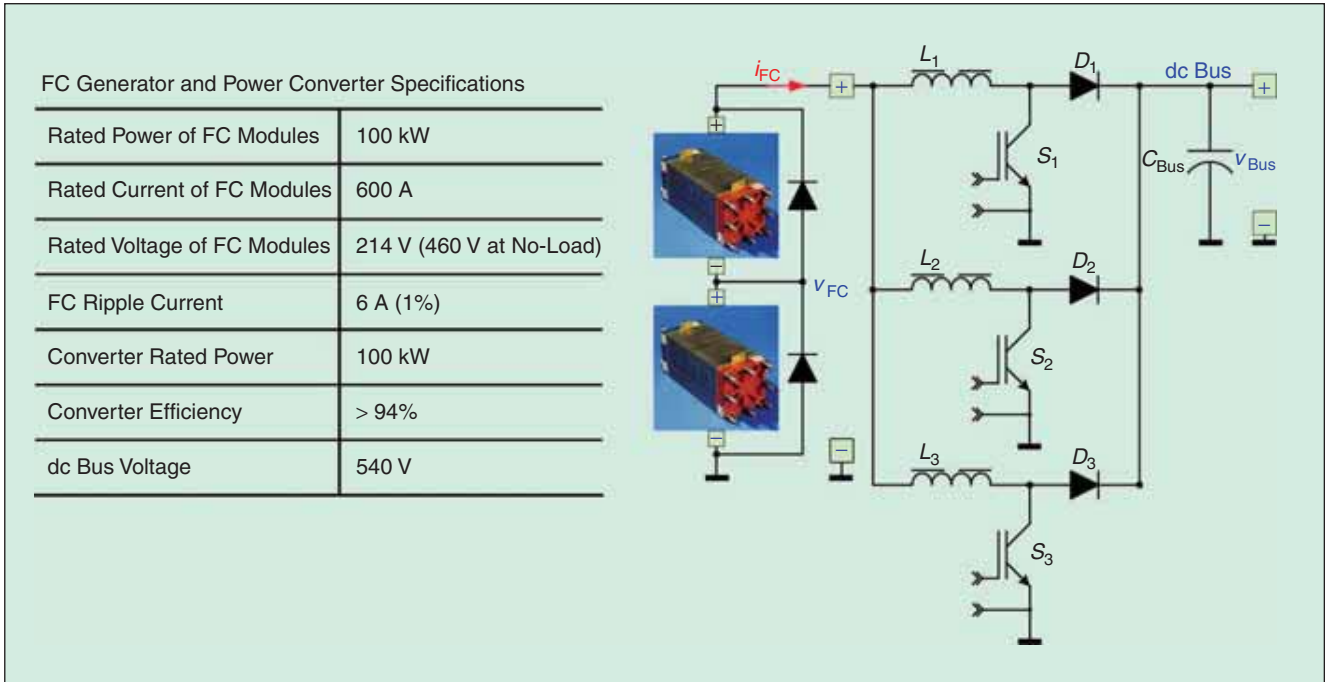


FIGURE 15 – 100-kW FC converter of three-phase interleaved boost converters with two FC modules in series [98].

According to Thounthong et al. [114], [115], who worked with a Ballard Nexa PEMFC unit (1.2-kW, 46-A, see Figure 5), they have already demonstrated the experimental results of the two- and four-phase paralleled boost converters for FC applications. The oscilloscope waveforms in Figures 13 and 14 portray the steady-state characteristics of the interleaved converters at different FC current demands, the load at dc bus being adjusted in order to obtain a constant dc bus voltage of 60 V (here rated value). Figure 13 illustrates the FC current, and the first and the second inductor currents of the two-phase parallel converter at the average FC current reference of 4 A and 46 A (rated current), respectively [114]. Figure 14(a) presents the FC current and the first, second, and third inductor currents of the four-phase parallel converters at the average FC current reference of 4 A. For the last test, Figure 14(b) shows the FC current and the second, third, and fourth inductor currents of the 4-phase parallel converters at the average FC current reference of 30 A [115].

One can observe again that the FC current is the sum of the inductor currents and that the FC ripple current is 1/*N* the individual inductor ripple currents. Absolutely, the FC ripple current of the four-cell interleaved converter is lower than the two-cell interleaved converter. So, the FC ripple current of

The PEMFC is well suited to automotive power applications and may be used in residential and commercial power systems.

the four-cell interleaved converter is nearly zero. It means that the FC mean current is close to the FC rms current. In addition, it can be seen the FC ripple frequency is *N*-times the switching frequency of 25 kHz.

According to Hwang et al. [116], an FC converter size of 1 kW with four-phase interleaved boost cells had been also presented. For an FC converter size of 150 kW (technical specification:

$V_{FC} = 250\text{--}450\text{ V}$, $V_{Bus} = 548\text{ V}$, weigh 50 kg) with two-phase interleaved boost converters had been fabricated and tested [117]. Its volume and weight is less than one third of a single phase boost converter, the FC ripple current is less than 10%, and its efficiency is over 97%. According to Vulturescu et al. [98], the design of an FC converter size of 100 kW with three-phase interleaved boost converters with two

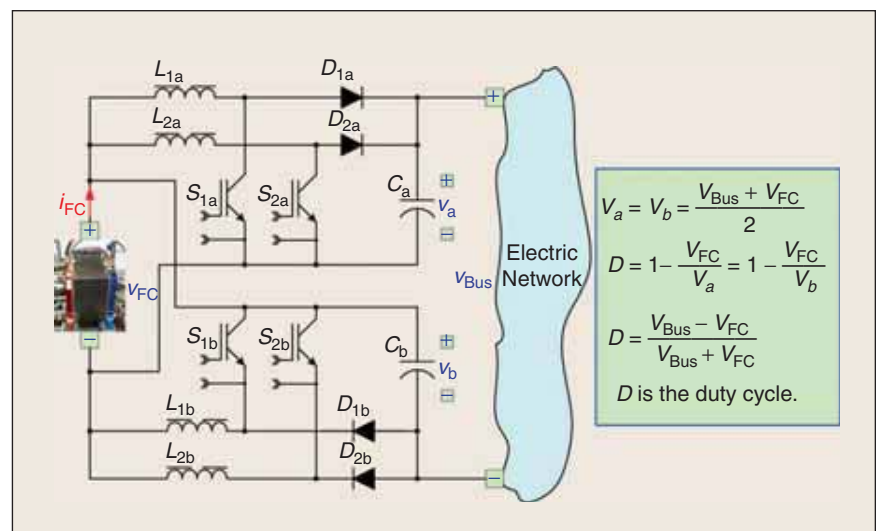


FIGURE 16 – 120-kW two-blanches interleaved double dual boost converters [96].

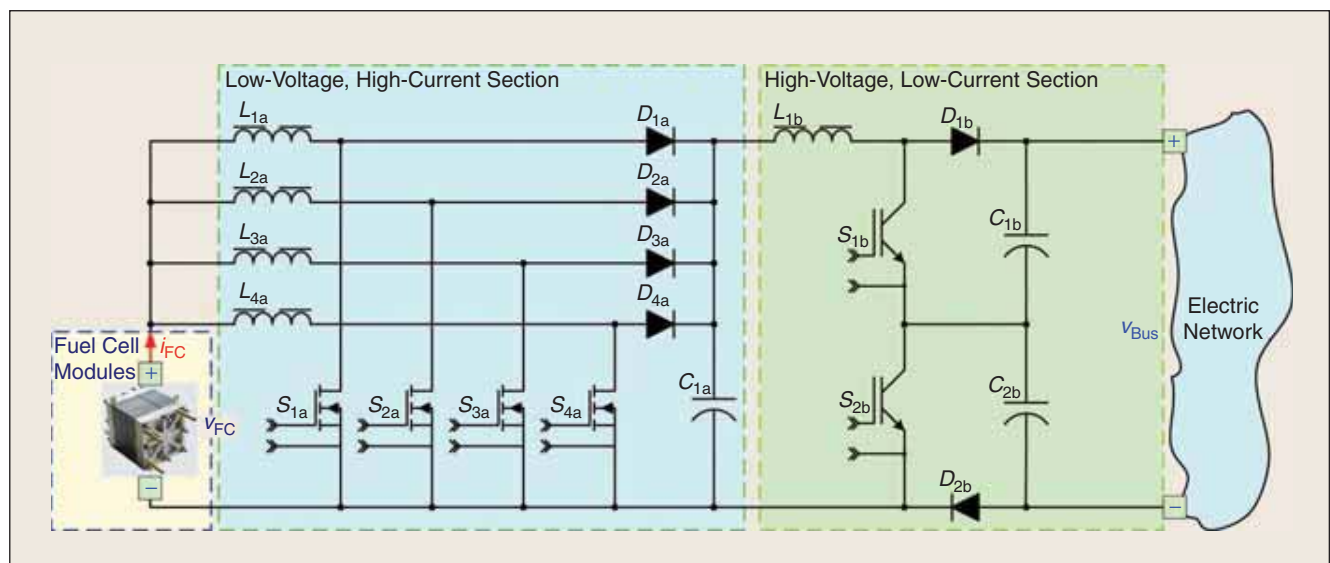


FIGURE 17 – 200-kW cascade-parallel boost converter for the FC power converter.

FCs hold great promise as a clean energy conversion technology.

FC modules in series has been studied for French urban transportation networks, as depicted in Figure 15. In addition, a three-phase interleaved boost modules based on the commercial standard Lopak5 of insulated gate bipolar transistors (IGBTs) by Asea Brown Boveri Ltd. (ABB) for 250–1,000-kW FC converter at the dc link voltage

of 750 V has been proposed in [118]. For the FC urban car, the 94-kW FC converter with the multiphase interleaved boost converters at the dc link voltage of 320 V had been designed and used in the HydroGen3 FC vehicle of General Motors (GM) Company [119].

To increase the higher voltage conversion ratio, Viet et al. [96] have

proposed the two-branches interleaved double dual (IDD) boost converters for an FC converter: 20–120 kW, as shown in Figure 16. One summarizes that this scheme can boost the FC input voltage from 60–700 V utility dc bus at the FC current of 333 A (20 kW).

Another possibility to increase the voltage conversion ratio of the FC high-power converter is cascade-parallel boost converter, as Figure 17 illustrates. This similar concept has been proposed in [120]–[122]. One might suppose that this power converter can

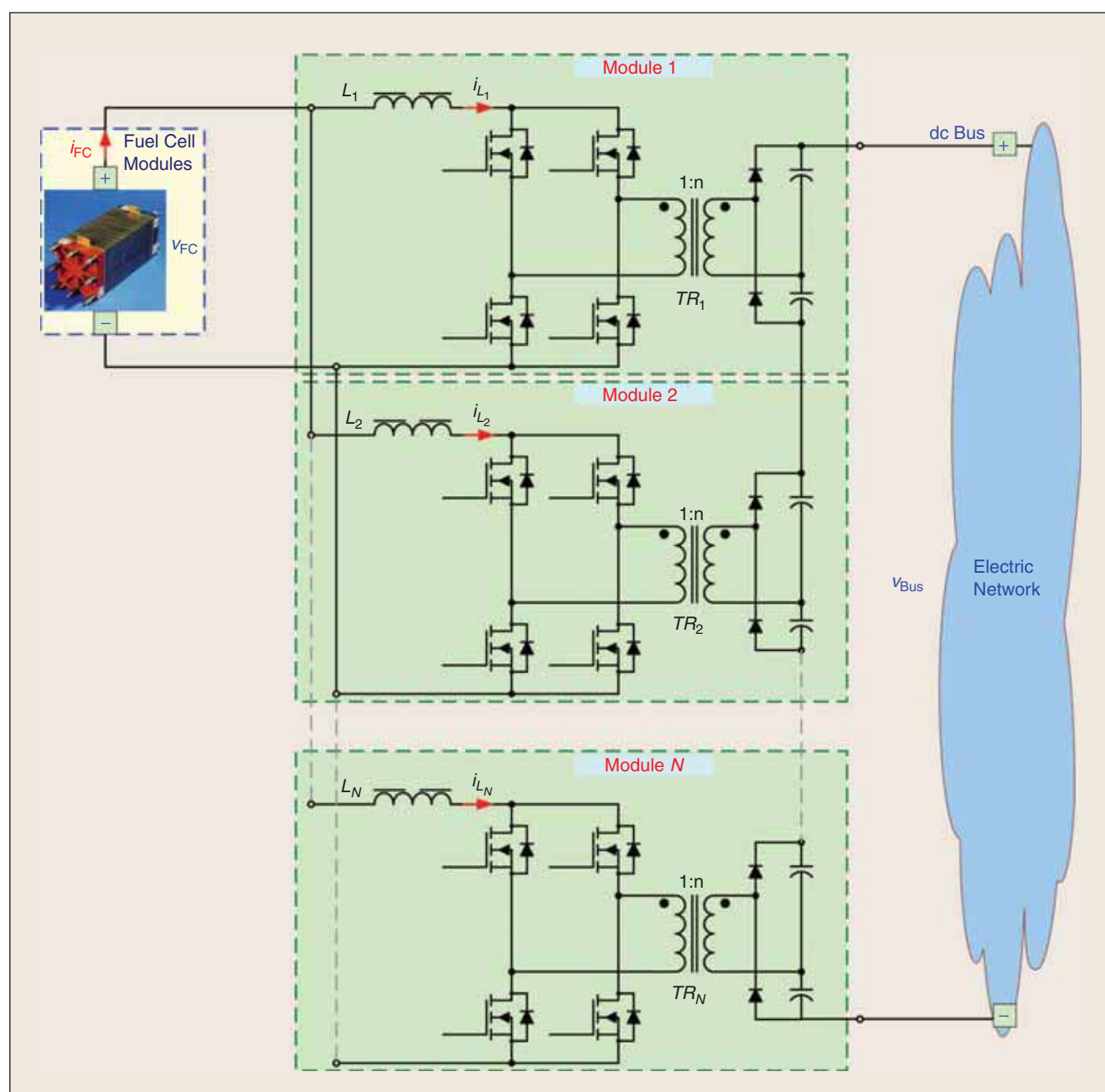


FIGURE 18 – Interleaved current-fed full bridge converters with a parallel input and a series output for FC high power applications.

operate up to 200 kW with the voltage conversion ratio of eight.

For ground isolation and high voltage step-up ratio (but more complicated), interleaved boost/flyback [123], [124], push-pull [125]–[127], and half bridge and full bridge [128]–[132] can be considered as candidate topologies for the FC converter. Advantages and disadvantages of these converters are discussed in [127], [128], and [132]. The most popular ground isolation circuit today for high-power applications is the full-bridge dc/dc converter, because of reasonable device voltage ratings and soft switching possibility [133], [134].

Considering the ripple and direct current control requirement, an isolated current-fed full bridge converter topology shows some promise [134]–[136]. It has small current ripple and high efficiency. To reduce the size of the magnetic components and further improve the converter efficiency, a multiphase interleaved current-fed full-bridge converter is proposed in [113], as shown in Figure 18. By paralleling input of the converter system, input current, and hence the power, can be equally shared between the modules of the converter system. Therefore, current stress on the semiconductor devices on the input side is reduced. On the other hand, the series connection on the output side results in lower voltage ratings for output capacitors and diodes. Furthermore, phase shifted pulse-width modulation (PWM) is used for the interleaved full-bridge converter. So, the input current ripple frequency and the output voltage ripple frequency increase. Hence, for the same input current and output voltage ripple requirement, smaller input inductors and output capacitors can be used.

The advantages of the parallel converter with interleaving technique are as follows:

- 1) Size and volume of passive devices (inductor and capacitor) are reduced.
- 2) Ripple of the input and output waveforms are reduced.
- 3) Ripple frequency of the input and output waveforms are increased
- 4) Power converter is modular. It enhances reliability of the system, and increases converter power

The power and energy efficiency of an FC is highly dependent on the thermodynamics, electrode kinetics, and reactant mass transfer, as well as materials and components for assembling the FC.

rating by paralleling phases, not by paralleling multiple devices.

- 5) Thermal management is simple. The primary driver in all paralleling schemes for lower power applications is the decentralized heat dissipation of the parallel power converters.
- 6) Current ratings of power electronic components are reduced, because current ratings are proportional to the continuous power rating of the circuit.

Conclusions

FCs hold great promise as a clean energy conversion technology. A large research effort is underway to develop the FC for applications ranging from small portable electronic devices to automotive transport, as well as residential combined heat and power supplies. These applications have a large emerging market and widespread adoption should lead to a reduced dependence on fossil fuels as well as encourage the development of a hydrogen economy.

FCs produce low dc voltage, so that it is most often connected to electric networks through a step-up dc/dc converter. This article first introduces electrical characteristics, power electronic requirements, and different types of FCs and is then followed by a discussion of the various topologies of step-up dc/dc converters used for FCs' power-conditioning system. The examinations of several different approaches to power-conditioning systems for single and multiple FC combinations have been reviewed.

High-power dc distributed power systems supplied by FC invokes the need to parallel power modules with interleaving technique. By method of the parallel converter modules with interleaving algorithm for an FC generator

for high-power applications, inductor size (ferrite core and Litzwire) are simple to design and fabricate, and the FC ripple current can be virtually reduced to zero. As a result, the FC mean current is nearly equal to the FC rms current. The main drawback of the multiphase approach is added circuit complexity, requiring measurement and balancing of each phase current as the larger number of control components illustrates.

Acknowledgments

Based on research carried out over several years, some work in the reviewed article were supported in part by the French National Center for Scientific Research (CNRS), the Nancy Research Group in Electrical Engineering (GREEN: UMR 7037), Thai-French Innovation Institute (TFII), King Mongkut's University of Technology North Bangkok (KMUTNB), and the Thailand Research Fund (TRF) under Grant MRG5180348.

Biographies

Phatiphat Thounthong received the B.S. and M.E. degrees in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Thailand, in 1996 and 2001, respectively, and the Ph.D. degree in electrical engineering from Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), Nancy, France, in 2005. From 1998 to 2002, he was an assistant lecturer at King Mongkut's University of Technology North Bangkok, where he is currently a lecturer. He has published more than 30 papers in international journals, refereed conferences, and two book chapters. His current research interests include power electronics, electric drives, and electrical devices (fuel cells, batteries, and supercapacitor).

There are many different types of FCs, with the principal differences between them being the type of electrolyte and/or the type of fuel that they use.

Bernard Davat received the engineering degree from Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique, d'Hydraulique et des Telecommunications (ENSEEHT), Toulouse, France, in 1975, and the Ph.D. and Docteur d'Etat degrees in electrical engineering from Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Toulouse, in 1978 and 1984, respectively. Since 1988, he has been a professor INPL. He is the author of *Power Semiconductor Converters* and has published more than 50 papers in international journals and refereed conferences. His research interests include power electronics, drives, and new electrical devices (fuel cells, batteries, and supercapacitor). He is a Member of the IEEE.

Stéphane Raël received the M.E. degree in electrical engineering from the Ecole Nationale Supérieure des Ingénieurs Electriciens de Grenoble, Grenoble, France, in 1992 and the Ph.D. degree in electrical engineering from the Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), Grenoble, France, in 1996. He is a professor at the Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), Nancy, France. His research interests include power electronic components, supercapacitor, batteries, and fuel cells.

Panarit Sethakul received the B.S. and M.S. degrees in electrical engineering from King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Thailand, in 1979 and 1982, respectively, and the Dipl.-Ing. from the University of Wuppertal, Germany in 1986. Since 2005, he has been an assistant professor at King Mongkut's University of Technology North Bangkok. He is currently a director of the Thai-French Innovation Institute (TFII),

Bangkok, Thailand. His research interests are electrical machine drives and power electronics.

References

- [1] P. Thounthong, B. Davat, and S. Raël, "Drive friendly," *IEEE Power Energy Mag.*, vol. 6, no. 1, pp. 69–76, 2008.
- [2] M. C. Péra, D. Candusso, D. Hissel, and J. M. Kauffmann, "Power generation by fuel cells," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 1, no. 3, pp. 28–37, 2007.
- [3] M. Tekin, D. Hissel, M. C. Péra, and J. M. Kauffmann, "Energy-management strategy for embedded fuel-cell systems using fuzzy logic," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, pp. 595–603, Feb. 2007.
- [4] W. Schmittinger and A. Vahidi, "A review of the main parameters influencing long-term performance and durability of PEM fuel cells," *J. Power Sources*, vol. 180, pp. 1–4, May 2008.
- [5] C. Casati, P. Longhi, L. Zanderighi, and F. Bianchi, "Some fundamental aspects in electrochemical hydrogen purification/compression," *J. Power Sources*, vol. 180, pp. 103–113, May 2008.
- [6] C. Kim, K. J. Kim, and M. Y. Ha, "Performance enhancement of a direct borohydride fuel cell in practical running conditions," *J. Power Sources*, vol. 180, pp. 154–161, May 2008.
- [7] S. Varigonda and M. Kamat, "Control of stationary and transportation fuel cell systems: Progress and opportunities," *Comput. Chem. Eng.*, vol. 30, pp. 1735–1748, Sept. 2006.
- [8] Y. Kishinevsky and S. Zelingher, "Coming clean with fuel cells," *IEEE Power Energy Mag.*, vol. 1, pp. 20–25, Nov./Dec. 2003.
- [9] R. von Helmolt and U. Eberle, "Fuel cell vehicles: Status 2007," *J. Power Sources*, vol. 165, pp. 833–843, Mar. 2007.
- [10] V. P. McConnell, "Downsized footprint and material changes for GM's fourth-generation fuel cell technology," *Fuel Cells Bull.*, vol. 2007, pp. 12–15, Jan. 2007.
- [11] K. Bonhoff, "The clean energy partnership Berlin-CEP," *J. Power Sources*, vol. 181, pp. 350–352, July 2008.
- [12] General Motors Corporation. Dow—GM Make World's First Significant Fuel Cell Application a Reality [Online]. Available: http://www.gm.com/company/gmability/adv_tech/500_stationary
- [13] D. Lecoq, "Tomorrow's energy today with Axane," *Fuel Cells Bull.*, vol. 2004, pp. 13–15, Mar. 2004.
- [14] Axane Company. Axane: Products [Online]. Available: <http://www.axane.fr/axane/gb/produits/evopac/concept.html>
- [15] R. J. Wai, C. Y. Lin, R. Y. Duan, and Y. R. Chang, "High-efficiency dc-dc converter with high voltage gain and reduced switch stress," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, pp. 354–364, Feb. 2007.
- [16] S. Y. Choe, J. W. Ahn, J. G. Lee, and S. H. Baek, "Dynamic simulator for a PEM fuel cell system with a PWM dc/dc converter," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 23, pp. 669–680, June 2008.
- [17] I. Sadli, P. Thounthong, J. P. Martin, S. Raël, and B. Davat, "Behaviour of a PEMFC supplying a low voltage static converter," *J. Power Sources*, vol. 156, pp. 119–125, May 2006.
- [18] S. C. Page, A. H. Anbuky, S. P. Krumdick, and J. Brouwer, "Test method and equivalent circuit modeling of a PEM fuel cell in a passive state," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 22, pp. 764–773, Sept. 2007.
- [19] S. Pasricha, M. Keppler, S. R. Shaw, and M. H. Nehrir, "Comparison and identification of static electrical terminal fuel cell models," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 22, pp. 746–754, Sept. 2007.
- [20] S. R. Choudhury and R. Rengaswamy, "Characterization and fault diagnosis of PAFC cathode by EIS technique and a novel mathematical model approach," *J. Power Sources*, vol. 161, pp. 971–986, Oct. 2006.
- [21] C. Wang and M. H. Nehrir, "A physically based dynamic model for solid oxide fuel cells," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 22, pp. 887–897, Dec. 2007.
- [22] M. Suzuki, N. Shikazono, K. Fukagata, and N. Kasagi, "Numerical analysis of coupled transport and reaction phenomena in an anode-supported flat-tube solid oxide fuel cell," *J. Power Sources*, vol. 180, pp. 29–40, May 2008.
- [23] D. H. Ko, M. J. Lee, W. H. Jang, and U. Krewer, "Non-isothermal dynamic modelling and optimization of a direct methanol fuel cell," *J. Power Sources*, vol. 180, pp. 71–83, May 2008.
- [24] M. Paquin and L. G. Fréchette, "Understanding cathode flooding and dry-out for water management in air breathing PEM fuel cells," *J. Power Sources*, vol. 180, pp. 440–451, May 2008.
- [25] U. A. Icardi, S. Specchia, G. J. R. Fontana, G. Saracco, and V. Specchia, "Compact direct methanol fuel cells for portable application," *J. Power Sources*, vol. 176, pp. 460–467, Feb. 2008.
- [26] J. Y. Park, J. H. Lee, J. Kim, S. Han, and I. Song, "Stable operation of air-blowing direct methanol fuel cells with high performance," *J. Power Sources*, vol. 179, pp. 1–8, Apr. 2008.
- [27] S. K. Kamarudin, W. R. W. Daud, S. L. Ho, and U. A. Hasran, "Overview on the challenges and developments of micro-direct methanol fuel cells (DMFC)," *J. Power Sources*, vol. 163, pp. 743–754, Jan. 2007.
- [28] P. C. Buddingh, V. Scaini, and L. F. Casey, "Utilizing waste hydrogen for energy recovery using fuel cells and associated technologies," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, pp. 186–194, Jan./Feb. 2006.
- [29] K. Sedghisigarchi and A. Feliachi, "Impact of fuel cells on load-frequency control in power distribution systems," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 21, pp. 250–256, Mar. 2006.
- [30] J. Lee, J. Jo, S. Choi, and S. B. Han, "A 10-kW SOFC low-voltage battery hybrid power conditioning system for residential use," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 21, pp. 575–585, June 2006.
- [31] Y. H. Li, S. S. Choi, and S. Rajakaruna, "An analysis of the control and operation of a solid oxide fuel-cell power plant in an isolated system," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 20, pp. 381–387, June 2005.
- [32] P. Corbo, F. Migliardini, and O. Veneri, "An experimental study of a PEM fuel cell power train for urban bus application," *J. Power Sources*, vol. 181, pp. 363–370, July 2008.
- [33] W. Mitchell, B. J. Bowers, C. Garnier, and F. Boudjema, "Dynamic behavior of gasoline fuel cell electric vehicles," *J. Power Sources*, vol. 154, pp. 489–496, Mar. 2006.

- [34] A. Emadi, Y. J. Lee, and K. Rajashekara, "Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric, and plug-in hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, pp. 2237–2245, June 2008.
- [35] M. H. Nehrir, C. Wang, and S. R. Shaw, "Fuel cells: promising devices for distributed generation," *IEEE Power Energy Mag.*, vol. 4, pp. 47–53, Jan./Feb. 2006.
- [36] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Test of a PEM fuel cell with low voltage static converter," *J. Power Sources*, vol. 153, pp. 145–150, Jan. 2006.
- [37] P. T. Krein, R. S. Balog, and X. Geng, "High-frequency link inverter for fuel cells based on multiple-carrier PWM," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, pp. 1279–1288, Sept. 2004.
- [38] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Control strategy of fuel cell and supercapacitors association for distributed generation system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, pp. 3225–3233, Dec. 2007.
- [39] J. M. Corrêa, F. A. Farret, L. N. Canha, and M. G. Simões, "An electrochemical-based fuel-cell model suitable for electrical engineering automation approach," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, pp. 1103–1112, Oct. 2004.
- [40] J. M. Corrêa, F. A. Farret, V. A. Popov, and M. G. Simões, "Sensitivity analysis of the modeling used in simulation of proton exchange membrane fuel cells," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 20, pp. 211–218, Jan./Mar. 2005.
- [41] T. Zhu, S. R. Shaw, and S. B. Leeb, "Transient recognition control for hybrid fuel cell systems," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 21, pp. 195–201, Mar. 2006.
- [42] F. Jurado, "Novel fuzzy flux control for fuel-cell inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 6, pp. 1707–1710, Dec. 2005.
- [43] C. Wang and M. H. Nehrir, "Load transient mitigation for stand-alone fuel cell power generation systems," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 22, pp. 864–872, Dec. 2007.
- [44] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "DC bus voltage regulation supplied by fuel cell/supercapacitor hybrid source," *ECTI Trans. Electrical Eng., Electron., and Commun.*, vol. 4, pp. 90–95, Aug. 2006.
- [45] R. Gaynor, F. Mueller, F. Jabbari, and J. Brouwer, "On control concepts to prevent fuel starvation in solid oxide fuel cells," *J. Power Sources*, vol. 180, pp. 330–342, May 2008.
- [46] M. Meiler, O. Schmid, M. Schudy, and E. P. Hofer, "Dynamic fuel cell stack model for real-time simulation based on system identification," *J. Power Sources*, vol. 176, pp. 523–528, Feb. 2008.
- [47] J. T. Pukrushpan, A. G. Stefanopoulou, and H. Peng, "Controlling fuel cell breathing," *IEEE Control Syst. Mag.*, vol. 24, no. 2, pp. 30–46, Apr. 2004.
- [48] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Fuel cell and supercapacitors for automotive hybrid electrical system," *ECTI Trans. Elect. Eng., Electron. Commun.*, vol. 3, pp. 20–30, Feb. 2005.
- [49] A. Taniguchi, T. Akita, K. Yasuda, and Y. Miyazaki, "Analysis of electrocatalyst degradation in PEMFC caused by cell reversal during fuel starvation," *J. Power Sources*, vol. 130, pp. 42–49, May 2004.
- [50] P. Thounthong, "Control of fuel cell/battery hybrid source for electric vehicle applications," *ECTI Trans. Elect. Eng., Electron. Commun.*, vol. 5, pp. 192–198, Aug. 2007.
- [51] P. Rodatz, G. Paganelli, A. Sciarretta, and L. Guzzella, "Optimal power management of an experimental fuel cell/supercapacitor-powered hybrid vehicle," *Control Eng. Practice*, vol. 13, no. 1, pp. 41–53, Jan. 2005.
- [52] P. Corbo, F. E. Corcione, F. Migliardini, and O. Veneri, "Experimental study of a fuel cell power train for road transport application," *J. Power Sources*, vol. 145, pp. 610–619, Aug. 2005.
- [53] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Supercapacitors as an energy storage for fuel cell automotive hybrid electrical system," *J. Elect. Eng. Transport*, vol. 1, pp. 21–25, no. 1, 2005.
- [54] R. S. Gemmen, "Analysis for the effect of inverter ripple current on fuel cell operating condition," *Trans. ASME, J. Fluids Eng.*, vol. 125, pp. 576–585, May 2003.
- [55] W. Choi, G. Joung, P. N. Enjeti, and J. W. Howze, "An experimental evaluation of the effects of ripple current generated by the power conditioning stage on a proton exchange membrane fuel cell stack," *Trans. ASME, J. Mater. Eng. Perform.*, vol. 13, pp. 257–264, June 2004.
- [56] A. Sakhare, A. Davari, and A. Feliachi, "Fuzzy logic control of fuel cell for stand-alone and grid connection," *J. Power Sources*, vol. 135, pp. 165–176, Sept. 2004.
- [57] K. Sedghisigarchi and A. Feliachi, "Dynamic and transient analysis of power distribution systems with fuel cells-Part II: control and stability enhancement," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 19, pp. 429–434, June 2004.
- [58] D. B. Nelson, M. H. Nehrir, and V. Gerez, "Economic evaluation of grid-connected fuel-cell systems," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 20, pp. 452–458, June 2005.
- [59] P. Thounthong and B. Davat, "A PEM fuel cell power source for electric vehicle applications with supercapacitor or battery as auxiliary," in *Progress in Fuel Cell Research*, P. V. Alema, Ed. Commack, NY: Nova, 2007, ch. 8.
- [60] S. M. Lukic, J. Cao, R. C. Bansal, F. Rodriguez, and A. Emadi, "Energy storage systems for automotive applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, pp. 2258–2267, June 2008.
- [61] M. J. Kim and H. Peng, "Power management and design optimization of fuel cell/battery hybrid vehicles," *J. Power Sources*, vol. 165, pp. 819–832, Mar. 2007.
- [62] R. Lallemand, A. De Bernardinis, G. Coquery, J. P. Ousten, S. Raël, and B. Davat, "Active load for fuel cell system dedicated to transportation applications," in *Proc. EPE'03*, Toulouse, France, Oct. 2003.
- [63] T. Furuya, K. Kondo, and T. Yamamoto, "Experimental study on a PEMFC fed railway vehicle motor drive system," in *Proc. 41st IEEE-IAS*, 8–12 Oct. 2006, pp. 1249–1252.
- [64] T. Montani, "Electric energy storage evaluation for urban rail vehicles," in *Proc. EPE'03*, Toulouse, France, Oct. 2003.
- [65] L. U. Gökdere, K. Benlyazid, R. A. Dougal, E. Santi, and C. W. Brice, "A virtual prototype for a hybrid electric vehicle," *Mechatronics*, vol. 12, pp. 575–593, May 2002.
- [66] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Control algorithm of fuel cell and batteries for distributed generation system," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 23, pp. 148–155, Mar. 2008.
- [67] J. Gonzales and G. Tamizhmani, "High efficiency fuel cell based uninterruptible power supply for digital equipment," *J. Power Sources*, vol. 153, pp. 151–156, Jan. 2006.
- [68] P. Corbo, F. E. Corcione, F. Migliardini, and O. Veneri, "Experimental assessment of energy-management strategies in fuel-cell propulsion systems," *J. Power Sources*, vol. 157, pp. 799–808, July 2006.
- [69] A. Folkesson, C. Andersson, P. Alfvors, M. Alakula, and L. Overgaard, "Real life testing of a hybrid PEM fuel cell bus," *J. Power Sources*, vol. 118, no. 1–2, pp. 349–357, May 2003.
- [70] K. S. Jeong, W. Y. Lee, and C. S. Kim, "Energy management strategies of a fuel cell/battery hybrid system using fuzzy logics," *J. Power Sources*, vol. 145, pp. 319–326, Aug. 2005.
- [71] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Control strategy of fuel cell/supercapacitors hybrid power sources for electric vehicle," *J. Power Sources*, vol. 158, no. 1, pp. 806–814, July 2006.
- [72] R. Kötz, J. C. Sauter, P. Ruch, P. Dietrich, F. N. Büchi, P. A. Magne, and P. Varenne, "Voltage balancing: Long-term experience with the 250 V supercapacitor module of the hybrid fuel cell vehicle HY-LIGHT," *J. Power Sources*, vol. 174, pp. 264–271, Nov. 2007.
- [73] M. Uzunoglu and M. S. Alam, "Dynamic modeling, design, and simulation of a combined PEM fuel cell and ultracapacitor system for standalone residential applications," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 21, pp. 767–775, Sept. 2006.
- [74] T. H. Bradley, B. A. Moffitt, D. N. Mavris, and D. E. Parekh, "Development and experimental characterization of a fuel cell powered aircraft," *J. Power Sources*, vol. 171, pp. 793–801, Sept. 2007.
- [75] N. Lapena-Rey, J. Mosquera, E. Bataller, F. Orti, C. Dudfield, and A. Orsillo, "Environmentally friendly power sources for aerospace applications," *J. Power Sources*, vol. 181, pp. 353–362, July 2008.
- [76] T. L. Cable and S. W. Sofie, "A symmetrical, planar SOFC design for NASA's high specific power density requirements," *J. Power Sources*, vol. 174, pp. 221–227, Nov. 2007.
- [77] A. K. Sehra and W. Whitlow, Jr., "Propulsion and power for 21st century aviation," *Progress Aerosp. Sciences*, vol. 40, pp. 199–235, May–July 2004.
- [78] J. Dollmayer, N. Bundschuh, and U. B. Carl, "Fuel mass penalty due to generators and fuel cells as energy source of the all-electric aircraft," *Aerosp. Sci. Technol.*, vol. 10, pp. 686–694, Dec. 2006.
- [79] M. Granovskii, I. Dincer, and M. A. Rosen, "Economic and environmental comparison of conventional, hybrid, electric and hydrogen fuel cell vehicles," *J. Power Sources*, vol. 159, pp. 1186–1193, Sept. 2006.
- [80] W. Kempton and T. Kubo, "Electric-drive vehicles for peak power in Japan," *Energy Policy*, vol. 28, pp. 9–18, Jan. 2000.
- [81] T. Aicher, B. Lenz, F. Gschnell, U. Groos, F. Federici, L. Caprile, and L. Parodi, "Fuel processors for fuel cell APU applications," *J. Power Sources*, vol. 154, pp. 503–508, Mar. 2006.
- [82] O. Bitsche and G. Gutmann, "Systems for hybrid cars," *J. Power Sources*, vol. 127, pp. 8–15, Mar. 2004.
- [83] R. M. Moore, K. H. Hauer, S. Ramaswamy, and J. M. Cunningham, "Energy utilization and efficiency analysis for hydrogen fuel cell vehicles," *J. Power Sources*, vol. 159, pp. 1214–1230, Sept. 2006.
- [84] P. Fontela, A. Soria, J. Mielgo, J. F. Sierra, J. de Blas, L. Gauchia, and J. M. Martinez, "Airport electric vehicle powered by fuel cell," *J. Power Sources*, vol. 169, pp. 184–193, June 2007.
- [85] B. J. Bowers, J. L. Zhao, M. Ruffo, R. Khan, D. Dattatraya, N. Dushman, J. C. Beziat, and F. Boudjemaa, "Onboard fuel processor for PEM fuel cell vehicles," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 32, pp. 1437–1442, July–Aug. 2007.
- [86] J. Ally and T. Pryor, "Life-cycle assessment of diesel, natural gas and hydrogen fuel cell bus transportation systems," *J. Power Sources*, vol. 170, pp. 401–411, July 2007.

- [87] M. Kim, Y. J. Sohn, W. Y. Lee, and C. S. Kim, "Fuzzy control based engine sizing optimization for a fuel cell/battery hybrid mini-bus," *J. Power Sources*, vol. 178, pp. 706–710, Apr. 2008.
- [88] M. Saxe, A. Folkesson, and P. Alfvors, "Energy system analysis of the fuel cell buses operated in the project: Clean urban transport for Europe," *Energy*, vol. 33, pp. 689–711, May 2008.
- [89] A. R. Miller, K. S. Hess, D. L. Barnes, and T. L. Erickson, "System design of a large fuel cell hybrid locomotive," *J. Power Sources*, vol. 173, pp. 935–942, Nov. 2007.
- [90] A. R. Miller, J. Peters, B. E. Smith, and O. A. Velev, "Analysis of fuel cell hybrid locomotives," *J. Power Sources*, vol. 157, pp. 855–861, July 2006.
- [91] T. Yoneyama, T. Yamamoto, K. Kondo, T. Furuya, and K. Ogawa, "Fuel cell powered railway vehicle and experimental test results," in *Proc. EPE'07*, 2–5 Sept. 2007, pp. 1–10.
- [92] T. Ogawa, H. Yoshihara, S. Wakao, K. Kondo, and M. Kondo, "Energy consumption analysis of FC-EDLC hybrid railway vehicle by dynamic programming," in *Proc. EPE'07*, 2–5 Sept. 2007, pp. 1–10.
- [93] C. Wang, M. H. Nehrir, and H. Gao, "Control of PEM fuel cell distributed generation systems," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 21, pp. 586–595, June 2006.
- [94] A. de Bernardinis, M. C. Péra, J. Garnier, D. Hissel, G. Coquery, and J. M. Kauffmann, "Fuel cells multi-stack power architectures and experimental validation of 1 kW parallel twin stack PEMFC generator based on high frequency magnetic coupling dedicated to on board power unit," *Energy Conversion Manage.*, vol. 49, pp. 2367–2383, Aug. 2008.
- [95] B. Ozipineci, L. M. Tolbert, and Z. Du, "Multiple input converters for fuel cells," in *Proc. IEEE-IAS 2004*, 3–7 Oct. 2004, vol. 2, pp. 791–797.
- [96] D. B. Viet, Y. Lembeye, J. P. Ferriux, J. Barbaroux, and Y. Avenas, "New high power—High ratio non isolated DC-DC boost converter for fuel cell applications," in *Proc. IEEE-PESC'06*, Jeju, Korea, pp. 1148–1154.
- [97] L. Palma and P. Enjeti, "A modular fuel cell, modular DC-DC converter concept for high performance and enhanced reliability," in *Proc. IEEE-PESC 2007*, 17–21 June 2007, pp. 2633–2638.
- [98] B. Vulturescu, A. De Bernardinis, R. Lallemand, and G. Coquery, "Traction power converter for PEM fuel cell multi-stack generator used in urban transportation," in *Proc. EPE'07*, 2–5 Sept. 2007, pp. 1–10.
- [99] K. Agbossou, M. Kolhe, J. Hamelin, and T. K. Bose, "Performance of a stand-alone renewable energy system based on energy storage as hydrogen," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 19, pp. 633–640, Sept. 2004.
- [100] R. J. Wai, R. Y. Duan, J. D. Lee, and L. W. Liu, "High-efficiency fuel-cell power inverter with soft-switching resonant technique," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 20, pp. 485–492, June 2005.
- [101] W. Choi, J. W. Howze, and P. Enjeti, "Fuel-cell powered uninterruptible power supply systems: Design considerations," *J. Power Sources*, vol. 157, pp. 311–317, June 2006.
- [102] B. Fahimi, A. Emadi, and R. B. Sepe, Jr., "Switched reluctance machine-based starter/alternator for more electric cars," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 19, pp. 116–124, Mar. 2004.
- [103] T. A. Keim, "Systems for 42 V mass-market automobiles," *J. Power Sources*, vol. 127, pp. 16–26, Mar. 2004.
- [104] L. Nicod, "Energy strategy and optimization on hybrid light rail vehicle," in *Proc. EPE'03*, 2003.
- [105] J. M. Andujar, F. Segura, and M. J. Vasallo, "A suitable model plant for control of the set fuel cell-DC/DC converter," *Renewable Energy*, vol. 33, pp. 813–826, Apr. 2008.
- [106] M. Mohr and F. W. Fuchs, "Comparison of three phase current source inverters and voltage source inverters linked with dc to dc boost converters for fuel cell generation systems," in *Proc. EPE'05*, 11–14 Sept. 2005, pp. 1–10.
- [107] J. J. Brey, C. R. Bordallo, J. M. Carrasco, E. Galvan, A. Jimenez, and E. Moreno, "Power conditioning of fuel cell systems in portable applications," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 32, pp. 1559–1566, July–Aug. 2007.
- [108] J. J. Lee and B. H. Kwon, "DC-DC converter using a multiple-coupled inductor for low output voltages," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, pp. 467–478, Feb. 2007.
- [109] Y. K. Lo, T. S. Kao, and J. Y. Lin, "Analysis and design of an interleaved active-clamping forward converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, pp. 2323–2332, Aug. 2007.
- [110] H. Mao, L. Yao, C. Wang, and I. Batarseh, "Analysis of inductor current sharing in nonisolated and isolated multiphase dc-dc converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, pp. 3379–3388, Dec. 2007.
- [111] M. Baumann and J. W. Kolar, "Parallel connection of two three-phase three-switch buck-type unity-power-factor rectifier systems with DC-link current balancing," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, pp. 3042–3053, Dec. 2007.
- [112] A. Lidozzi, V. Serrao, L. Solero, and F. Crescimbeni, "Power electronic converters distribution in HOST hybrid propulsion system," in *Proc. EPE'07*, 2007.
- [113] X. Kong and A. M. Khambadkone, "Analysis and implementation of a high efficiency, interleaved current-fed full bridge converter for fuel cell system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, pp. 543–550, Mar. 2007.
- [114] P. Thounthong, P. Sethakul, S. Raël, and B. Davat, "Design and Implementation of 2-Phase Interleaved Boost Converter for Fuel Cell Power Source," in *Proc. IET-PEMD 2008*, 2–4 Apr. 2008, York, U.K., pp. 91–95.
- [115] P. Thounthong, P. Sethakul, S. Raël, and B. Davat, "Modeling and control of a fuel cell current control loop of a 4-phase interleaved step-up converter for dc distributed system," in *Proc. 39th IEEE-PESC*, 15–19 June 2008, Island of Rhodes, Greece, pp. 230–236.
- [116] J. C. Hwang, L. H. Chen, and S. N. Yeh, "Comprehensive analysis and design of multi-leg fuel cell boost converter," *Appl. Energy*, vol. 84, pp. 1274–1288, Dec. 2007.
- [117] H. Xu, E. Qiao, X. Guo, X. Wen, and L. Kong, "Analysis and design of high power interleaved boost converters for fuel cell distributed generation system," in *Proc. PESC'05*, 11–14 Sept. 2005, pp. 140–145.
- [118] S. Ponnaluri, G. O. Linhofer, J. K. Steinke, and P. K. Steimer, "Comparison of single and two stage topologies for interface of BESS or fuel cell system using the ABB standard power electronics building blocks," in *Proc. EPE'05*, 2005, pp. 1–9.
- [119] H. Hinz, "A simulation model for the analysis and design of the electric power conversion system in fuel cell vehicles," in *Proc. EPE'03*, pp. 1–9.
- [120] B. Huang, I. Sadli, J. P. Martin, and B. Davat, "Design of a high power, high step-up non-isolated dc-dc converter for fuel cell applications," in *Proc. IEEE-VPPC'06*, 6–8 Sept. 2006, pp. 1–6.
- [121] B. Huang, J. P. Martin, S. Pierfederici, and B. Davat, "High voltage ratio non-isolated dc-dc Converter for fuel cell power source applications," in *Proc. 39th IEEE-PESC*, 15–19 June 2008, Island of Rhodes, Greece, pp. 1277–1283.
- [122] L. Palma, M. H. Todorovic, and P. Enjeti, "A high gain transformer-less dc-dc converter for fuel-cell applications," in *Proc. IEEE-PESC'05*, pp. 2514–2520.
- [123] R. Attanasio, M. Cacciato, A. Consoli, G. Scarcella, A. Testa, and F. Gennaro, "A novel converter system for fuel cell distributed energy generation," in *Proc. IEEE-PESC'05*, pp. 1621–1627.
- [124] S. de Caro, A. Testa, D. Triolo, M. Cacciato, and A. Consoli, "Low input current ripple converters for fuel cell power units," in *Proc. EPE'05*, 2005.
- [125] G. Wang, P. Pant, H. Mohammad, P. Famouri, and O. Demirci, "High efficiency low cost inverter system for fuel cell application," in *Proc. 2003 Fuel Cell Seminar: Special Session on Fuel Cell Power Conditioning*, 3 Nov. 2003, Miami, Florida, pp. 16–20.
- [126] M. H. Todorovic, L. Palma, W. Choi, C. Dowling, D. Humphrey, D. Tarbell, P. Enjeti, and J. Howze, "Development of a low cost fuel cell inverter system with DSP control for residential use," in *Proc. 2003 Fuel Cell Seminar: Special Session on Fuel Cell Power Conditioning*, 3 Nov. 2003, Miami, Florida, pp. 27–32.
- [127] H. Wetzel, N. Fröhleke, J. Böcker, P. Ide, and J. Kunze, "Fuel cell inverter system with integrated auxiliary supply," in *Proc. EPE'05*.
- [128] T. P. Bohn and R. D. Lorenz, "A low-cost inverter for domestic fuel cell applications," in *Proc. 2003 Fuel Cell Seminar: Special Session on Fuel Cell Power Conditioning*, 3 Nov. 2003, Miami, Florida, pp. 41–48.
- [129] D. Georgakis, S. Papathanassiou, and S. Manias, "Modeling and control of a small scale grid-connected PEM fuel cell system," in *Proc. IEEE-PESC'05*, 2005, pp. 1614–1620.
- [130] H. Tao, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "High-resolution phase shift and digital implementation of a fuel cell powered UPS system," in *Proc. EPE'07*, 2007.
- [131] A. Avergerg and A. Mertens, "Design considerations of a voltage-fed full bridge dc-dc converter with high voltage gain for fuel cell applications," in *Proc. EPE'07*, 2007, pp. 1–11.
- [132] D. K. Choi, B. K. Lee, S. W. Choi, C. Y. Won, and D. W. Yoo, "A novel power conversion circuit for cost-effective battery-fuel cell hybrid systems," *J. Power Sources*, vol. 152, pp. 245–255, Dec. 2005.
- [133] R. Bojoi, G. Griva, G. Kovačević, and A. Tenconi, "ZVS-ZCS full-bridge dc-dc converter for voltage step-up in fuel cell distributed generation systems," in *Proc. EPE'07*, 2007, pp. 1–8.
- [134] X. Zhu, D. Xu, G. Shen, D. Xi, K. Mino, and H. Umda, "Current-fed dc/dc converter with reverse block IGBT for fuel cell distributing power system," in *Proc. IEEE-IAS'05*, 2005, pp. 2043–2048.
- [135] H. Mehlich, S. Jaehnert, J. Mehlich, B. Veit, and S. König, "A current-controlled fuel cell system with short-time storage for grid feeding application," in *Proc. EPE'07*, 2007.
- [136] M. Mohr and F. W. Fuchs, "Clamping for current-fed dc/dc converters with recovery of clamping energy in fuel cell inverter systems," in *Proc. EPE'07*, 2007.



IEEE Industry APPLICATIONS

Advancing the Practice of Electrical
& Electronics Engineering in Industry

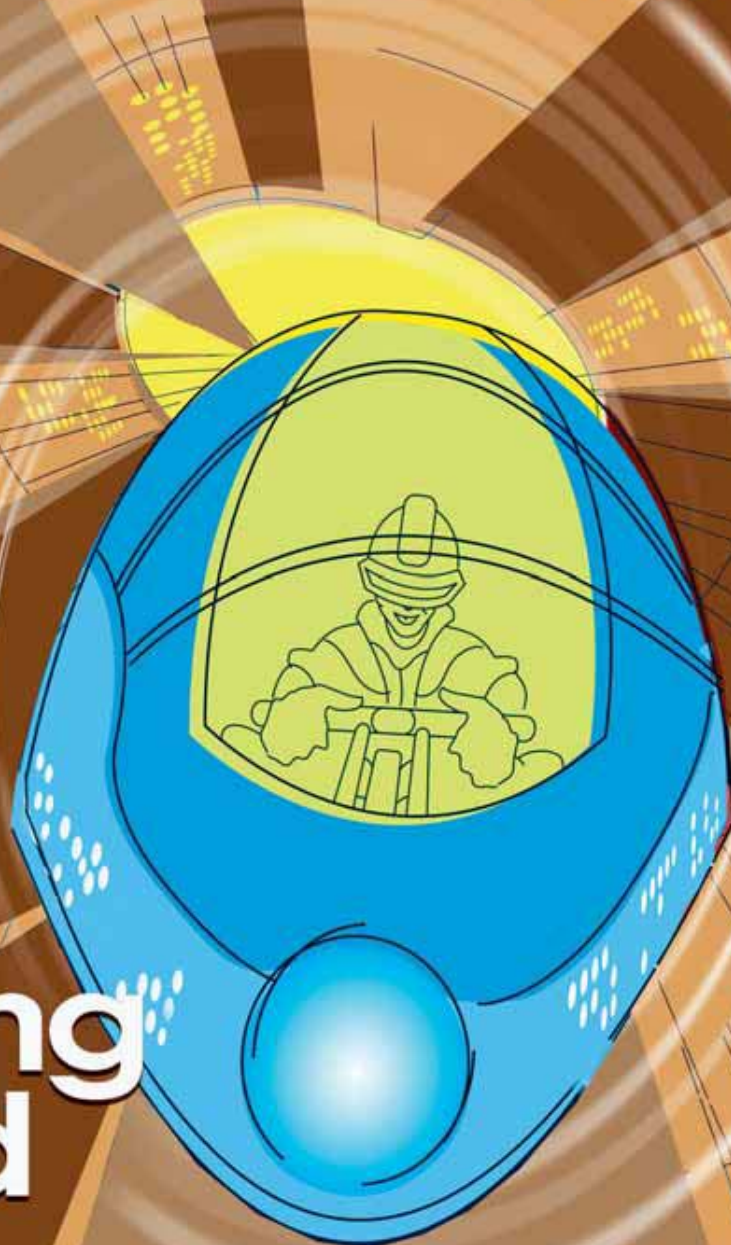
MAGAZINE

July | August 2009
Vol. 15, No. 4 • ISSN 1077-2618
<http://www.ieee.org/ias>



Motoring Around

**MOTORS in the THINGS
That MOVE Us**



 **IEEE**
Celebrating 125 Years
of Engineering the Future

IEEE Industry APPLICATIONS

MAGAZINE

Editor-in-Chief

Louie Powell • 14 Stone Clover Drive
Saratoga Springs, NY 12866-9605 USA
louie.powell@ieee.org

Column Editors

Chapter News

Peter Magyar - peter.magyar@ieee.org

Education Department News

Donald Dunn - donald.dunn@ieee.org

Electrical Safety

Mary Capelli-Schellpfeffer - capschell@earthlink.net

History

Erling Hesla - e.hesla@ieee.org

President's Message

Thomas A. Nondahl - t.nondahl@ieee.org

Standards

T. David Mills - d.mills@ieee.org

IEEE Periodicals Magazines Dept

Sr. Managing Editor

Geri Krolin-Taylor

Sr. Art Director

Janet Dudar

Assistant Art Director

Gail A. Schnitzer

Ad Production Manager

Felicia Spagnoli

Business Development

Susan Schneiderman

Manager

+1 732 562 3946

ss.ieeemedia@ieee.org

Editorial Director

Dawn M. Melley

Production Director

Peter M. Tuohy

Staff Director,

Fran Zappulla

IEEE Publishing Operations

IAS Society Officers

President

Thomas A. Nondahl

President Elect

Bruno Lequesne

Vice President

Blake Lloyd

Treasurer

Steve Larson

Administrative Office

Lynda Bernstein

IEEE, 445 Hoes Lane

Piscataway, NJ 08854

+1 732 465 6627 phone

+1 732 562 3881 fax

l.m.bernstein@ieee.org

ias-administrator@ieee.org

IEEE Industry Applications Magazine: (ISSN 1077-2618) (IIMAG) is published bimonthly by The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. Headquarters: 3 Park Avenue, 17th Floor, New York, NY 10016-5997, +1 212 419 7900. Responsibility for the contents rests upon the authors and not upon the IEEE, the Society or its members. IEEE Service Center (for orders, subscriptions, address changes): 445 Hoes Lane, Piscataway, NJ 08854 USA; www.ieee.org. **Individual copies:** IEEE members \$20.00 (first copy only), nonmembers \$41.00 per copy.

Subscription Rates: Society members included with membership dues. Subscription rates available upon request.

Copyright and reprint permissions: Abstracting is permitted with credit to the source. Libraries are permitted to photocopy beyond the limits of U.S. Copyright law for the private use of patrons (1) those post-1977 articles that carry a code at the bottom of the first page, provided the per-copy fee indicated in the code is paid through the Copyright Clearance Center, 222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923 USA; (2) pre-1978 articles without fee. For other copying, reprint or republication permission, write Copyrights and Permissions Department, IEEE Service Center, 445 Hoes Lane, Piscataway, NJ 08854. Copyright © 2009 by The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. All rights reserved. Periodicals postage paid at New York, NY and at additional mailing offices. Postmaster: Send address changes to IEEE Industry Applications Magazine, IEEE, 445 Hoes Lane, Piscataway, NJ 08854 USA. Canadian GST #125634188. PRINTED IN U.S.A.

Digital Object Identifier 10.1109/MIAS.2009.932586

July | August 2009

Vol. 15, No. 4 • ISSN 1077-2618

http://www.ieee.org/ias



Motoring Around

features

14 Future Automotive 42-V PowerNet Application

An improved implementation of an induction machine-based integrated starter alternator.

C.P. Mudannayake and M.F. Rahman

26 Integrated Starter Generator

Design, principle, constraints, and optimal control.

Guy Friedrich and Anthony Girardin

35 Switched Reluctance Versus Permanent Magnet

A comparison in the context of electric brakes.

Avoki M. Omekanda, Bruno Lequesne, Harald Klode, Suresh Gopalakrishnan, and Iqbal Husain

44 Dual-Mechanical-Port Electric Machines

Concept and application of a new electric machine to hybrid electrical vehicles.

Longya Xu

52 Fuel Starvation

Analysis of a PEM fuel-cell system.

Phatiphat Thounthong, Bernard Davat, Stéphane Raël, and Panarit Sethakul

60 No Wiring Constraints

Wireless technologies for industrial manufacturing applications.

Martin Hansmann, Sokwoo Rhee, and Sheng Liu

66 Lamp Aging and Safe Lighting

New protection methods and light source technologies.

Michael King, Dae Hur, and Bob Wisniewski

76 Are Real-World Power Systems Really Safe?

Case studies in arc flash reduction.

Ottmar D. Thiele and Vernon E. Beachum, Jr.

departments and columns

From the Editor's Desk 2

Letters to the Editor 4

President's Message 6

Electrical Safety 7

2009 IAS Annual Meeting 8

2009 IEEE ECCE 9

History 10

Society News 82

Conference News 84

Education Department News 85

Standards 87

Chapter News 89

Conference Calendar 92

On the Lighter Side 96

FUEL STARVATION



Analysis of a PEM fuel-cell system

IN THIS DAY AND AGE, FUEL CELLS (FCs) are under research as possible alternative power sources for the future. Modern FC development arose from an infusion of research money by several research agencies, including the U.S. Department of Energy (DOE) and the French National Center for Scientific Research (CNRS). Earlier, the first used FC has been employed to produce electrical power in space vehicles by the National Aeronautics and Space Administration

(NASA) as a part of the Gemini program [1]. It is still in use today in the space transportation system (STS) shuttle orbiters. Many previous works have already highlighted the possibility of using the FC in distributed power generation systems: in portable applications [2], [3], transportation applications [4], [5], and stationary power applications [6], [7].

There are many types of FCs characterized by their electrolytes. One of the most promising to be used in electric vehicle applications is the polymer electrolyte membrane FC (PEMFC) because of its relatively small size, light weight, and ease to build [8], [9].

BY PHATIPHAT THOUNTHONG,
BERNARD DAVAT, STÉPHANE RAËL,
& PANARIT SETHAKUL

In 1966, General Motors (GM; USA) became the first automaker to demonstrate a drivable FC vehicle named the Electrovan. Today, many automobile companies (such as GM, Renault, Opel, Suzuki, Toyota, Daihatsu, DaimlerChrysler, Ford, Mazda) have demonstrated the possibilities of using the PEMFC as a main source in electric vehicles called FC vehicles (FCVs). The concept of an FCV is depicted in Figure 1.

For example, after a long history of FC research and development from 1964, GM unveiled an FCV powered by PEMFC (75 kW, 125–200 V, 200 cells) to drive a wheel motor (a permanent magnet synchronous: 60 kW, 305 Nm) with a driving range of 400 km in 2000. In the United States, in 2002, the Honda FCX was the first FC car to be certified for use by the general public, and so theoretically become publicly available. This four-seater city car has a top speed of 150 km/h and a range of 270 km. The hydrogen fuel is stored in a high-pressure tank [10].

In industry, United Technologies Corporation (UTC) FC (USA) is involved in the development of the FC systems for space and defense applications. UTC FC activity began in 1958 and led to the development of the first practical FC application used to generate electrical power and potable water for the Apollo space missions. In 1998, UTC FC delivered a 100-kW FC power plant, with 40% efficiency, to Nova Bus for installation in a 40-ft, hybrid-drive electric bus under a DOE/Georgetown University contract [11].

GM is involved in the development of PEMFCs for stationary power and the more obvious automotive markets [12]. In February 2004, they began the first phase of installation operations in Texas at Dow's chemical manufacturing, the largest facility in the world. These FC systems are used to generate 35 MW of electricity.

Axane (France) was created in 2001 and is working on PEM FC technology [13]. It is positioning itself to the objective three markets that are likely to provide large commercial outlets in the short term:

- 1) portable multiapplication generators (500 W–10 kW),
- 2) stationary applications (more than 10 kW),
- 3) mobile applications for small hybrid vehicles (5 kW–20 kW).

Nonetheless, it is widely accepted that one of the key weak points of the FC systems is their dynamic limitation, according to recent research studies by Thounthong et al. [14], who worked with a 0.5-kW PEMFC, and by Gaynor et al. [15], who worked with a 350-kW solid oxide FC. The FC system's time constant is dominated by the compressor and the membrane hydration level, and it may be several hundredths of a millisecond. As a result, fast load demand will cause a high-voltage drop in a short time, which is recognized as a fuel starvation phenomenon [16], [17]. Fuel or oxidant starvation refers to the operation of FCs at substoichiometric reaction conditions. When starved from fuel or oxygen, the FC performance

degrades and the cell-voltage drops. This condition of operation is evidently hazardous for the FC stack [18].

The main aim of this study is to reveal the FC characteristics: static and dynamic, particularly the fuel starvation phenomenon. So, the analysis of fuel starvation problem presented here is the original study in the domain of FC scientific research. The low voltage of an FC source is adapted to a higher level by a classical boost converter. This converter operates as an electrical load. In this case, the FC naturally functions in the environment of power electronic converter at a high-switching frequency. In addition, the FC current is controlled by an analog proportional-integral-derivative (PID) controller. Experimental results with a PEMFC (500 W, 40 A) will clearly illustrate the FC characteristics.

PEMFC

FC Principle

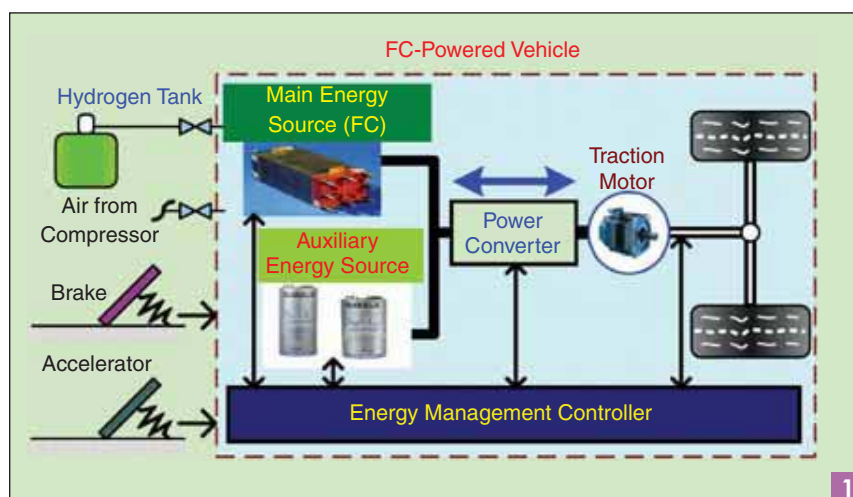
FCs are electrochemical devices that directly convert the chemical energy of a fuel into electricity. FCs operate continuously as long as they are provided with reactant gases. In the case of hydrogen/oxygen FCs, which are the focus of most research activities today, the only by-product is water and heat [19], [20].

The FC model here is for a type of PEM, which uses the following electrochemical reaction:



As developed earlier [21], [22], the Nernst equation for the hydrogen/oxygen FC, using literature values for the standard-state entropy change, can be written as

$$E = \left\{ 1.229 - 0.85 \times 10^{-3} \cdot (T - 298.15) + 4.3085 \times 10^{-5} T \cdot \left[\ln(p_{\text{H}_2}) + \frac{1}{2} \ln(p_{\text{O}_2}) \right] \right\} \cdot n_{\text{Cell}}, \quad (2)$$



Concept of an FCV.

where E is the reversible no-loss voltage of the FC (the thermodynamic potential), T is the cell temperature (K), p_{H_2} and p_{O_2} are the partial pressure of hydrogen and oxygen (bar), respectively, and n_{Cell} is the number of cells in series.

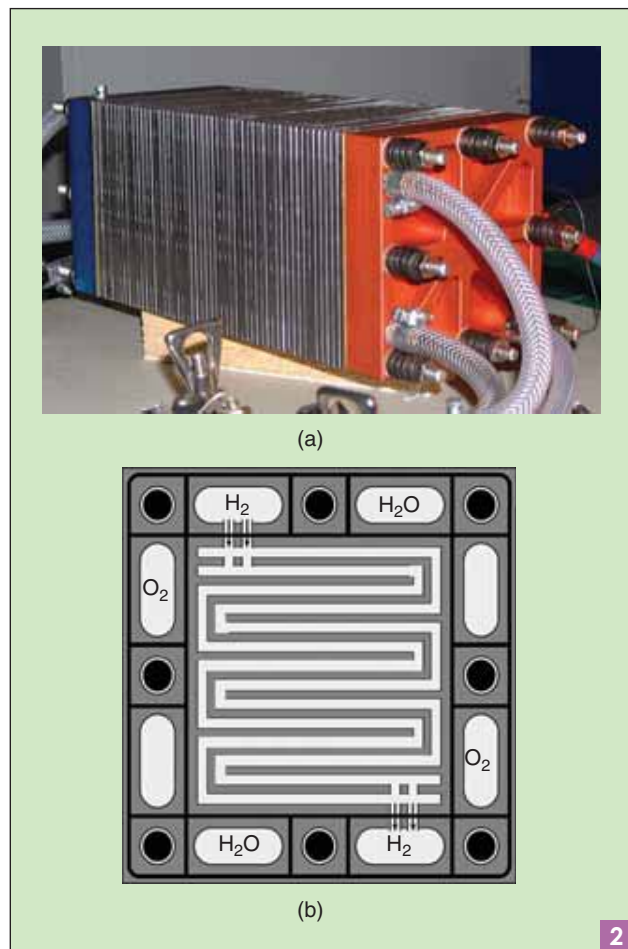
The FC voltage V_{FC} is modeled as [21], [22]

$$V_{\text{FC}} = E - \underbrace{A \cdot \log\left(\frac{I_{\text{FC}} + i_n}{i_o}\right)}_{\text{Activation loss}} - \underbrace{R_m \cdot (I_{\text{FC}} + i_n)}_{\text{Ohmic loss}} + \underbrace{B \cdot \log\left(1 - \frac{I_{\text{FC}} + i_n}{i_L}\right)}_{\text{Concentration loss}}, \quad (3)$$

where I_{FC} is the delivered FC current, i_o is the exchange current, A is the slope of the Tafel line, i_L is the limiting current, B is the constant in the mass transfer term, i_n is the internal current, and R_m is the membrane and contact resistances. These parameters can be determined from experiments.

FC System

An FC is always an assembly of elementary cells that constitute a stack. In particular, Figure 2(a) presents the PEM



PEMFC (23 cells, 500 W, 40 A, around 13 V): (a) stack and (b) a serpentine flow field plate of 100 cm². Pressed against the outer surface of each backing layer is a piece of hardware, called a plate, which often serves the dual role of flow field and current collector.

FC stack developed by the Center for Solar Energy and Hydrogen Research Baden-Württemberg (ZSW), Ulm, Germany. This stack is also used in the experiment. Its serpentine flow-field plate is also illustrated in Figure 2(b). In a single FC, these two plates are the last of the components making up the cell.

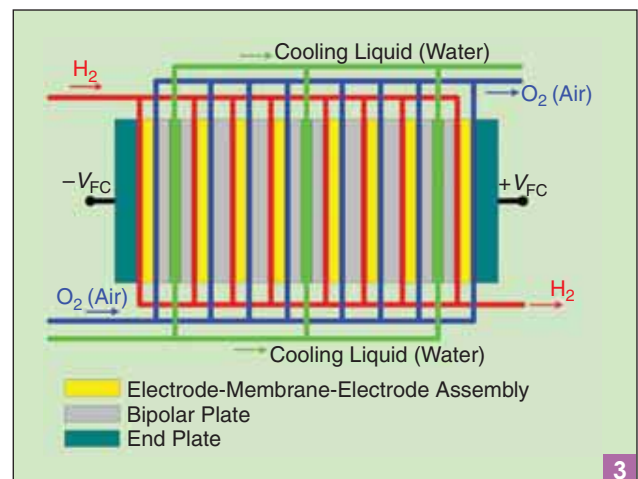
The plates are made of a light weight, strong, gas-impermeable, electron-conducting material; graphite or metals are commonly used. The first task performed by each plate is to provide a gas flow field. The channels are used to carry the reactant gas from the point at which it enters the FC to the point at which the gas exits. Flow-field design also affects water supply to the membrane and water removal from the cathode. The second task served by each plate is that of current collector. With the addition of the flow fields and current collectors, the PEMFC is completed.

Figure 2(a) shows some of the tubes that deliver gases. There are usually 2×4 connections: two wires for the current, 2×2 tubes for the gases, and 1×2 tubes for the cooling system. As the gases are supplied in excess to ensure a good operation of the cell, the nonconsumed gases have to leave the FC carrying with them the produced water (Figure 3). Generally, a water circuit is used to impose the operating temperature of the FC (approximately 60–70 °C). At start up, the FC stack is warmed and later cooled at the rated current. Nearly, the same amount of energy generated is heat and electricity.

An FC stack requires fuel, oxidant, and coolant to operate. The pressure and flow rate of each of these streams must be regulated. The gases must be humidified, and the coolant temperature must be controlled. To achieve this, the FC stack must be surrounded by a fuel system, fuel delivery system, air system, stack cooling system, and humidification system.

Once operating, the output power must be conditioned. Suitable alarms must shut down the process if unsafe operating conditions occur, and a cell-voltage monitoring system must monitor FC stack performance. These functions are performed by the electrical control systems.

Figure 4 shows the simplified diagram of the PEMFC system of the stack presented in Figure 2. When an FC system is operated, its fuel flows are controlled by an FC controller that receives an FC current demand (reference), i_{FCREF} , from the user (manual operation) or from the



External and internal connections of a PEMFC stack.

energy-management controller (in case of automatic operation) [23]. The fuel flows must be adjusted to match the reactant delivery rate to the usage rate by the FC controller. For the FC system considered here, the FC current demand signal i_{FCREF} is in a linear scale of 50 A/10 V [23]. As an example, Figure 5 illustrated a PEMFC system (1.2 kW, 46 A), the first commercial PEMFC, fabricated and commercialized by the Ballard Power Systems Inc.

FC Power Conditioning

To adapt the low dc voltage of the FC to a higher dc bus voltage v_{Bus} , a classical boost converter is always selected as an FC converter [24], [25], as depicted in Figure 6. In this system, the FC generator is followed by the converter comprising a controlled switch S_1 (such as a power MOSFET), a high-frequency inductor L_1 , an output filtering capacitor C_{Bus} , and a diode D_1 . The FC converter is driven, through MOSFET S_1 gate signal, by means of a pulse-width modulation (PWM) for average current control in continuous conduction mode, to obtain a constant switching frequency [14].

Moreover, an analog PID corrector is chosen for the FC current controller. As explained earlier that the fuel flows must be adjusted to match the reactant delivery rate to the usage rate, the FC current control loop is obligatory. So, the FC current reference i_{FCREF} is sent to the FC controller

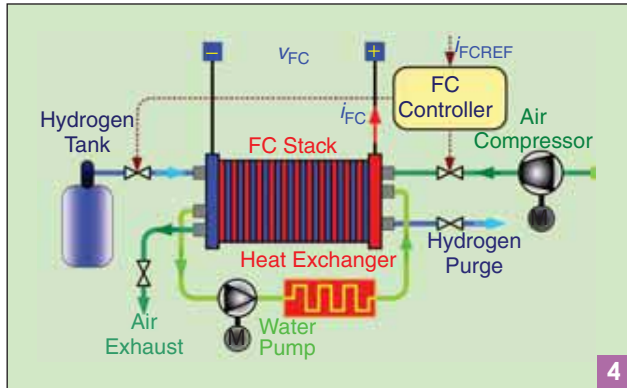
synchronously (refer to Figures 4 and 7). One can take advantage of the safety and high-dynamic characteristics of this loop as well; thus, it must be realized by analog circuits to function at high bandwidth.

The open-loop (OL) transfer function of an FC current regulation can be expressed as follows [23]:

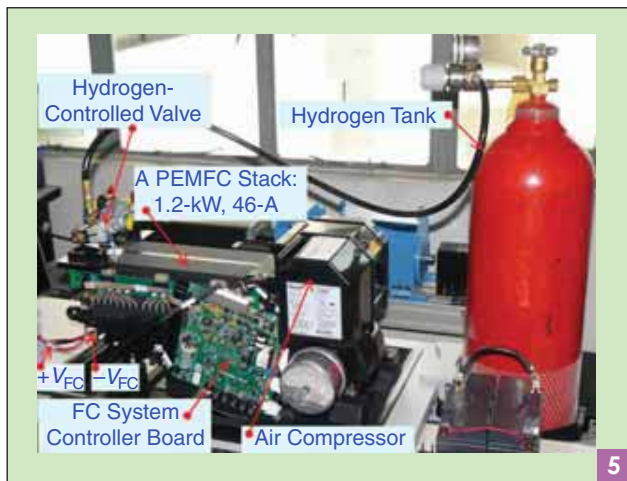
$$\left. \frac{\tilde{i}_{FCMea}(s)}{\tilde{i}_{FCREF}(s)} \right|_{OL} = \overbrace{G_C \frac{(T_{Ci}s + 1) \cdot (T_{Cd}s + 1)}{T_{Ci}s}}^{\text{Analog PID controller}} \cdot \underbrace{\frac{1}{V_P}}_{\text{PWM}} \cdot \underbrace{\frac{\tilde{i}_{FC}(s)/\tilde{d}(s)}{G_i(T_zs + 1)}}_{\text{FC}} \cdot \underbrace{\frac{G_{FC}}{T_{FC}s + 1}}_{\text{filter}},$$

with $\begin{cases} G_i = \frac{I_{FC}}{(1-D)} \\ T_z = \frac{V_{Bus}C_{Bus}}{(1-D)I_{FC}} \end{cases}$ and $\begin{cases} \omega_n = \sqrt{\frac{(1-D)^2}{L_1C_{Bus}}} \\ \zeta = \frac{R_{L_1}C_{Bus}\omega_n}{(1-D)^2} \end{cases}$ (4)

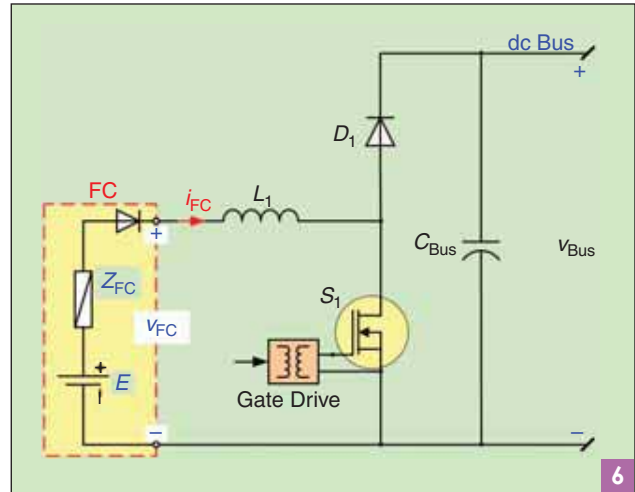
where D is the nominal duty cycle of the PWM FC converter, $\tilde{d}$ is the duty cycle variations, V_P is the peak voltage of PWM carrier signal, V_{Bus} is the nominal dc bus voltage, I_{FC} is the nominal FC current, $\tilde{i}_{FC}$ is the FC current variations, and R_{L_1} is the total series resistance of L_1 , wiring, and FC.



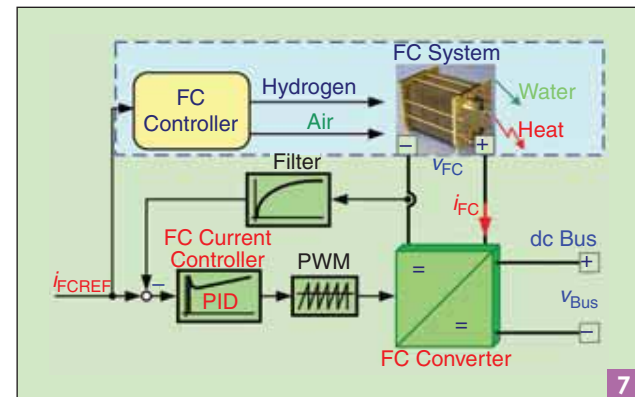
Simplified diagram of the PEMFC system.



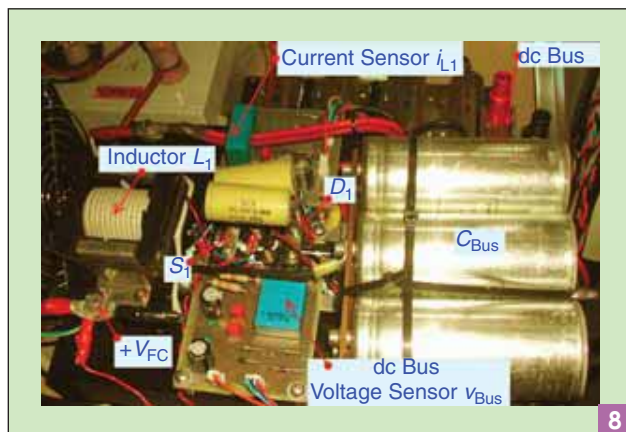
The Nexa PEMFC system (1.2 kW, 46 A, around 26 V), developed and commercialized by the Ballard Power Systems Inc., was used in our study.



FC boost converter [23].



FC current control loop [23].



Photograph of the FC converter (500 W) realized in the GREEN laboratory.

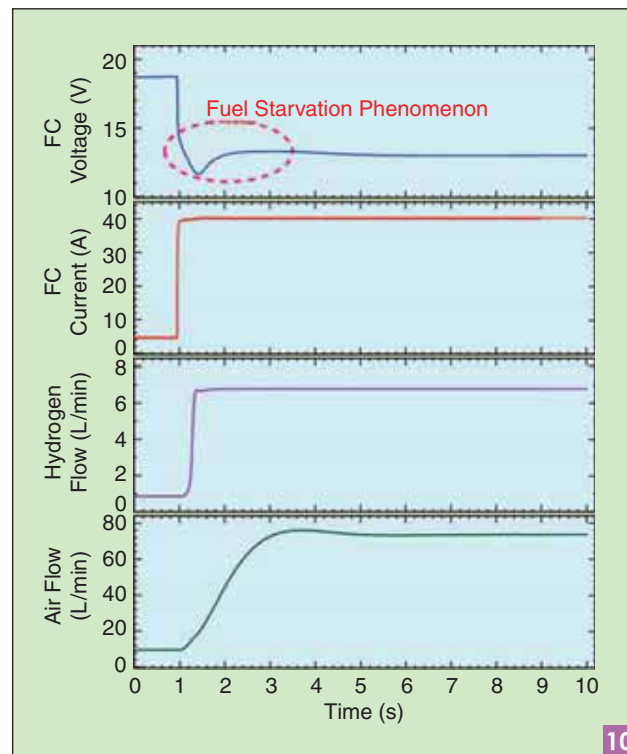
Experimental Validation

Test Bench Description

The PEM FC system studied refers to Figures 2–4. Figures 8 and 9 show photographs of the test-bench system realized in the GREEN laboratory. The FC current reference comes from a digital-to-analog converter (ADCs) by a real-time-controller card dSPACE DS1104, through the mathematical environment of MATLAB-Simulink. For the FC converter (500 W) realized in the laboratory, the frequency of the PWM (by UC28025B-Texas Instruments Inc.) that drives the FC converter is 25 kHz. An inductor L_1 is obtained by means of a ferrite core, and its inductance is 72 μH . A total capacitance of C_{Bus} is 30 mF. A diode D_1 is a STPS80H100TV Schottky rectifier (100 V, 40 A), and a switch S_1 is STE180NE10 power MOSFET (100 V, 180 A) [14].

Fuel Starvation Phenomenon of an FC

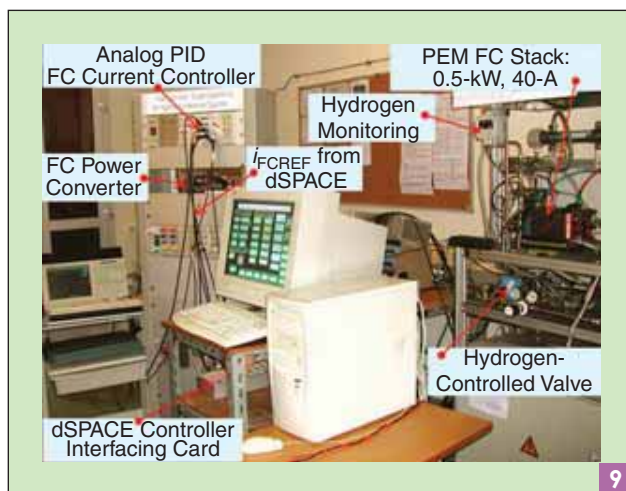
For clarity about the dynamic limitation of the FC generator, Figures 10 and 11 clearly present the PEM FC voltage response to a current. The tests operate in two different ways: current step and current slope. It shows the drop of the voltage curve in Figure 10, compared with Figure 11, because fuel flows (particularly the delay of air flow) have



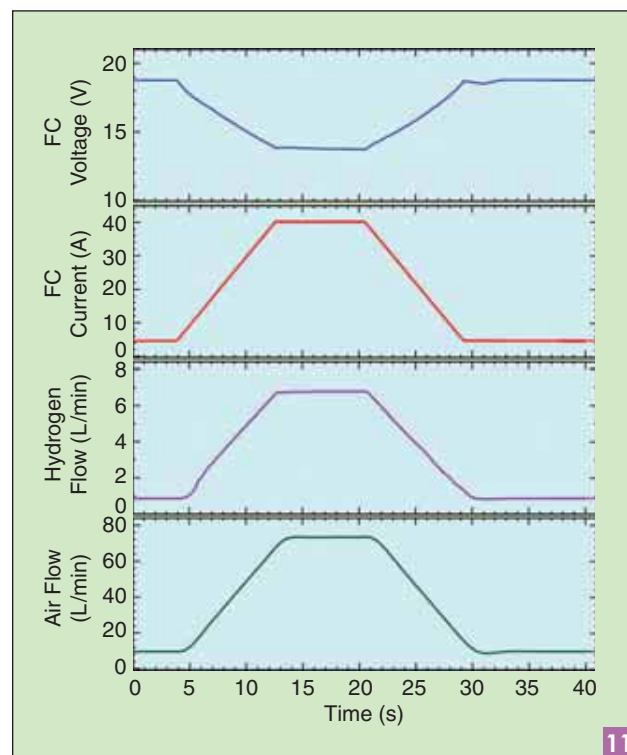
Fuel starvation phenomenon of the PEMFC to a high-current step from 5 A to 40 A (rate current).

difficulties following the current step, called the fuel starvation phenomenon.

Reliability and lifetime are the most essential considerations in such power sources. Previous research has clearly



Test-bench system.



FC dynamic characteristics to controlled current slope of $4 \text{ A} \cdot \text{s}^{-1}$.

demonstrated that hydrogen and oxygen starvation caused severe and permanent damage to the electrocatalyst of the FC, as well as reducing its performance of voltage–current curve. They have recommended that fuel starvation must absolutely be avoided, even if the operation under fuel starvation is momentary, in just 1 s [18].

Furthermore, at a steady state of 25 kHz switching frequency by means of the PWM, the characteristics of the FC ripple voltage and current are illustrated in Figure 12, in which the current references are 10 and 40 A (rated current), respectively. One can observe that its output impedance depends on operating point. One can also see the nonlinearity of the FC voltage curve during the change of current slope from positive to negative or vice versa. It can be concluded that an FC model is composed of complicated impedances [26], [27].

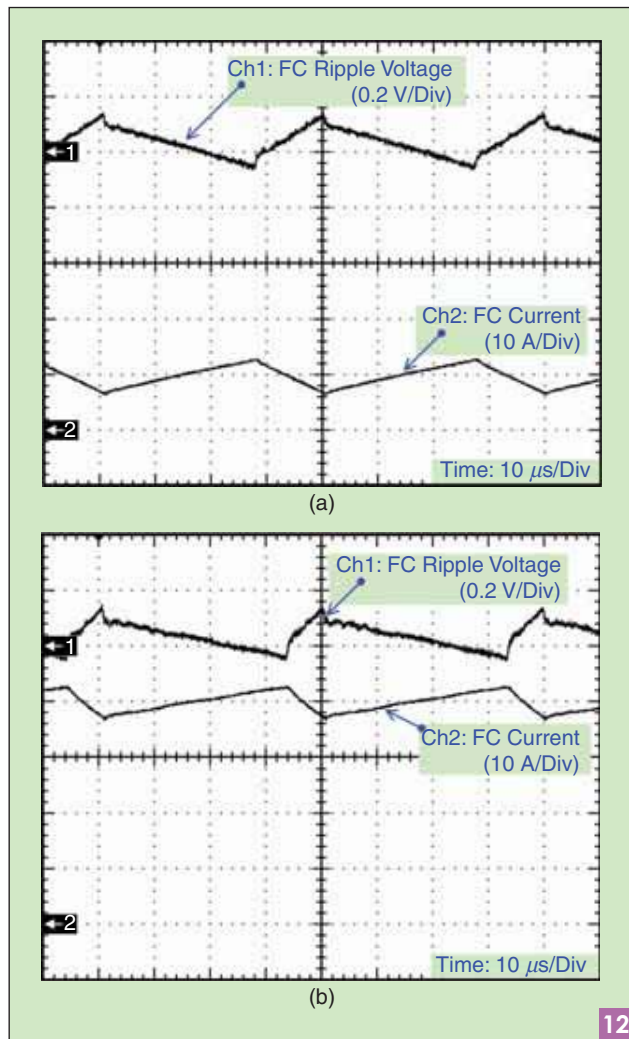
As illustrated in Figure 13, it also presents the worse case in which the FC system shuts down because of a high-

FUEL OR OXIDANT STARVATION REFERS TO THE OPERATION OF FCs AT SUB-STOICHIOMETRIC REACTION CONDITIONS.

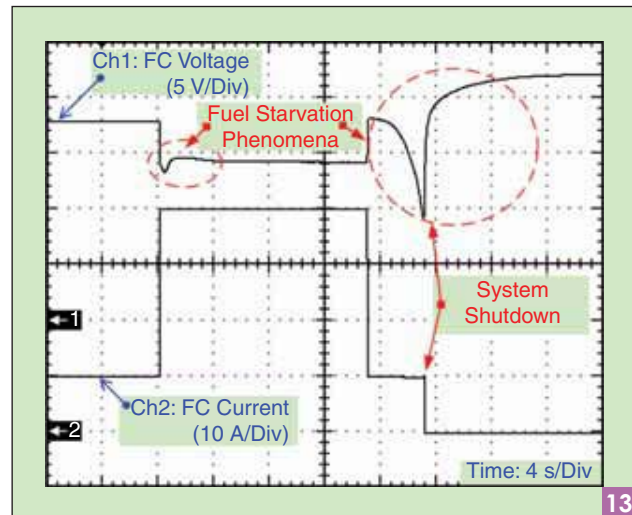
FC-voltage drop from the fuel starvation problem. As already explained earlier, after the FC system is operated in many times of fuel starvation, its performance is reduced.

Without any doubt, to use the FC in dynamic applications, its current or power slope must be limited, but some research works have omitted to do this. One may lack the FC information in which failure modes for an FC are not well documented, degradation causes, and the mechanisms are not completely understood.

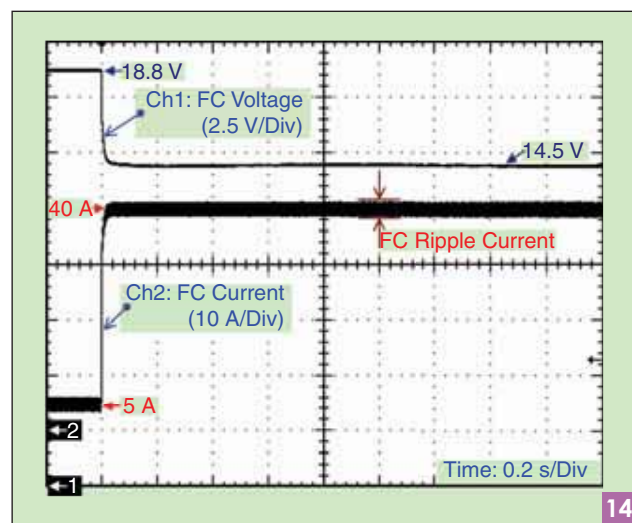
To solve this problem, the flow rate of oxygen and hydrogen is controlled continuously to follow the FC current variations by controlling the FC current slope as proposed in Figure 7, or by fixing a constant fuel flow, for example, for the considered FC system set for 50 A. In this case, the FC has always enough fuel flows. Thus, no problem of FC starvation occurs as Figures 14–16



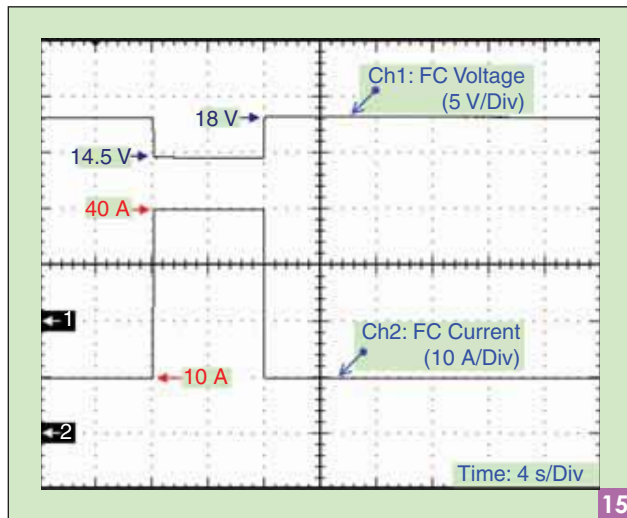
FC characteristics to a constant switching frequency at an FC current of (a) 10 A and (b) 40 A (rated current).



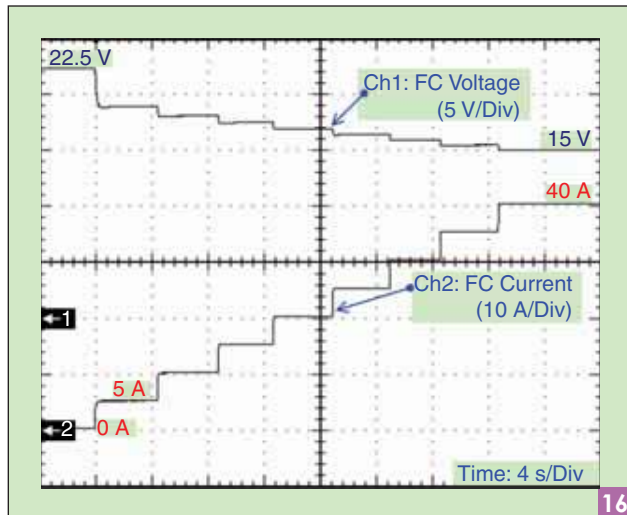
FC starvation problem.



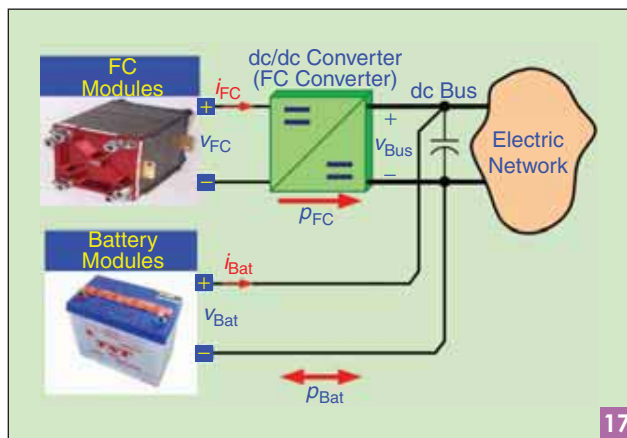
FC characteristics to a current step of 5–40 A (rated current) at a constant fuel flow (set for 50 A).



FC characteristics to a current step of 10–40 A (rated current) and vice versa at a constant fuel flow (set for 50 A).

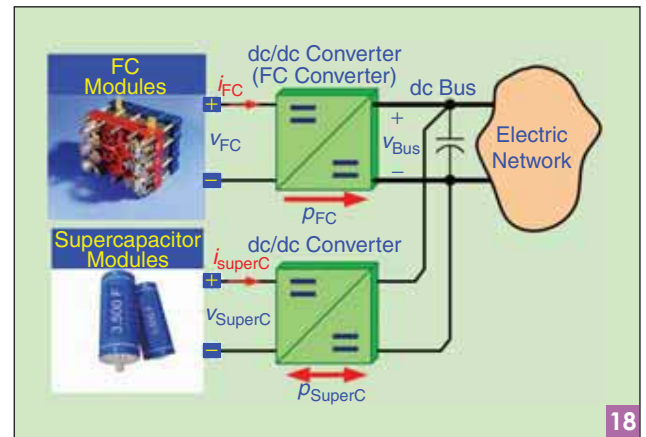


FC characteristics to a current step at a constant fuel flow (set for 50 A).

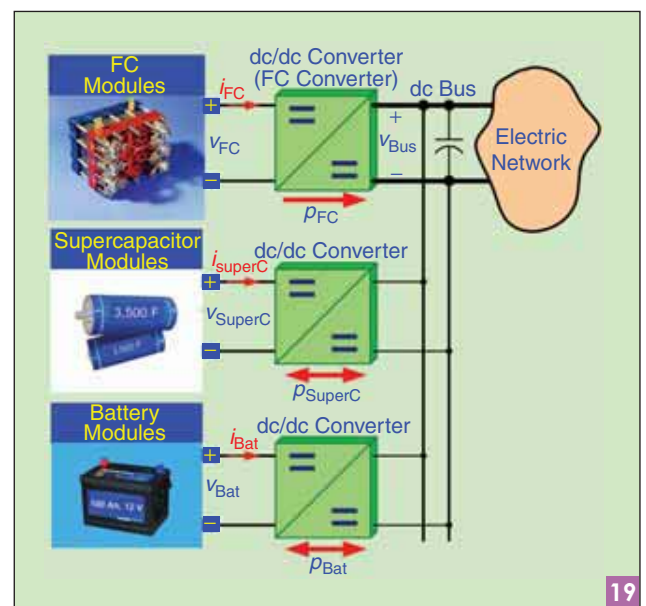


FC/battery hybrid power source [29]–[32].

portray. Nonetheless, this operating system has low efficiency because fuel flows (known as a power input of this generator) is always constant at a maximum value.



FC/supercapacitor hybrid power source [33]–[36].



FC/battery/supercapacitor hybrid power source [37].

Recent works with evidently experimental results have been based on the control of the FC current or power slope to meet a high-efficiency operation and to avoid the fuel starvation problem, for example, $4 \text{ A} \cdot \text{s}^{-1}$ for a 0.5-kW, 12.5-V PEMFC [23]; and $5 \text{ A} \cdot \text{s}^{-1}$, $10 \text{ A} \cdot \text{s}^{-1}$ and $50 \text{ A} \cdot \text{s}^{-1}$ for a 20-kW, 48 V PEMFC [28].

Conclusions

The most important purpose of this work is to analyze the phenomenon of a fuel starvation of a PEM FC system. The incentive for automotive FC applications is quite different from that for stationary power generation or other applications. The dynamic characteristics of FC must be considered.

Experimental results based on a PEMFC (500 W, 40 A) noticeably substantiate that, to employ an FC in dynamic applications, its current or power slope must be limited to improve an FC performance, including its voltage–current curve and lifetime.

The use of other kinds of auxiliary power source(s) as depicted in Figures 17–19, such as batteries or supercapacitors to cooperate with FC main source, is mandatory for high dynamic applications, particularly for future FCVs.

Acknowledgments

Based on research carried out over several years, this work was supported, in part, by INPL-Nancy Université, the Nancy Research Group in Electrical Engineering (GREEN: UMR 7037), the Thai-French Innovation Institute (TFII), the King Mongkut's University of Technology North Bangkok (KMUTNB) under the Franco-Thai on higher education and research joint project, and the Thailand Research Fund (TRF) under Grant MRG5180348.

References

- [1] P. Thounthong, B. Davat, and S. Raël, "Drive friendly," *IEEE Power Energy Mag.*, vol. 6, no. 1, pp. 69–76, Jan./Feb. 2008.
- [2] S. Eccarius, F. Krause, K. Beard, and C. Agert, "Passively operated vapor-fed direct methanol fuel cells for portable applications," *J. Power Sources*, vol. 182, no. 2, pp. 565–579, Aug. 2008.
- [3] C. Kim, K. J. Kim, and M. Y. Ha, "Investigation of the characteristics of a stacked direct borohydride fuel cell for portable applications," *J. Power Sources*, vol. 180, no. 1, pp. 114–121, May 2008.
- [4] K. Rajashekara, J. Grieve, and D. Daggett, "Hybrid fuel cell power in aircraft," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 14, no. 4, pp. 54–60, July–Aug. 2008.
- [5] A. Emadi, Y. J. Lee, and K. Rajashekara, "Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric, and plug-in hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 6, pp. 2237–2245, June 2008.
- [6] S. Y. Choe, J. W. Ahn, J. G. Lee, and S. H. Baek, "Dynamic simulator for a PEM fuel cell system with a PWM dc/dc converter," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 23, no. 2, pp. 669–680, June 2008.
- [7] S. Jain and V. Agarwal, "An integrated hybrid power supply for distributed generation applications fed by nonconventional energy sources," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 23, no. 2, pp. 622–631, June 2008.
- [8] M. C. Pera, D. Candusso, D. Hissel, and J. M. Kauffmann, "Power generation by fuel cells," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 1, no. 3, pp. 28–37, Fall 2007.
- [9] W. K. Na, B. Gou, and B. Diong, "Nonlinear control of PEM fuel cells by exact linearization," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 6, pp. 1426–1433, Nov./Dec. 2007.
- [10] G. Hoogers, *Fuel Cell Technology Handbook*. Boca Raton, FL: CRC Press, 2003.
- [11] S. Varigonda and M. Kamat, "Control of stationary and transportation fuel cell systems: Progress and opportunities," *Comput. Chem. Eng.*, vol. 30, no. 10–12, pp. 1735–1748, Sept. 2006.
- [12] R. von Helmolt and U. Eberle, "Fuel cell vehicles: Status 2007," *J. Power Sources*, vol. 165, no. 2, pp. 833–843, Mar. 2007.
- [13] D. Lecocq, "Tomorrow's energy today with Axane," *Fuel Cells Bull.*, vol. 2004, pp. 13–15, Mar. 2004.
- [14] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Test of a PEM fuel cell with low voltage static converter," *J. Power Sources*, vol. 153, no. 1, pp. 145–150, Jan. 2006.
- [15] R. Gaynor, F. Mueller, F. Jabbari, and J. Brouwer, "On control concepts to prevent fuel starvation in solid oxide fuel cells," *J. Power Sources*, vol. 180, no. 1, pp. 330–342, 2008.
- [16] W. Schmittinger and A. Vahidi, "A review of the main parameters influencing long-term performance and durability of PEM fuel cells," *J. Power Sources*, vol. 180, no. 1, pp. 1–14, May 2008.
- [17] J. Wu, X. Z. Yuan, J. J. Martin, H. Wang, J. Zhang, J. Shena, S. Wu, and W. Merida, "A review of PEM fuel cell durability: Degradation mechanisms and mitigation strategies," *J. Power Sources*, vol. 184, no. 1, pp. 104–119, Sept. 2008.
- [18] A. Taniguchi, T. Akita, K. Yasuda, and Y. Miyazaki, "Analysis of electrocatalyst degradation in PEMFC caused by cell reversal during fuel starvation," *J. Power Sources*, vol. 130, no. 1–2, pp. 42–49, May 2004.
- [19] F. Grasser and A. Rufer, "A fully analytical PEM fuel cell system model for control applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 6, pp. 1499–1506, Nov./Dec. 2007.
- [20] W. K. Na and B. Gou, "Feedback-linearization-based nonlinear control for PEM fuel cells," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 23, no. 1, pp. 179–190, Mar. 2008.
- [21] K. P. Adzakpa, K. Agbossou, Y. Dubé, M. Dostie, M. Fournier, and A. Poulin, "PEM fuel cells modeling and analysis through current and voltage transient behaviors," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 23, no. 2, pp. 581–591, June 2008.
- [22] S. Pasricha, M. Keppler, S. R. Shaw, and M. H. Nehrir, "Comparison and identification of static electrical terminal fuel cell models," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 22, no. 3, pp. 746–754, Sept. 2007.
- [23] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Control strategy of fuel cell/supercapacitors hybrid power sources for electric vehicle," *J. Power Sources*, vol. 158, no. 1, pp. 806–814, July 2006.
- [24] K. N. Reddy and V. Agarwal, "Utility-interactive hybrid distributed generation scheme with compensation feature," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 22, no. 3, pp. 666–673, Sept. 2007.
- [25] C. Wang and M. H. Nehrir, "Load transient mitigation for stand-alone fuel cell power generation systems," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 22, no. 4, pp. 864–872, Dec. 2007.
- [26] S. C. Page, A. H. Anbuky, S. P. Krumdieck, and J. Brouwer, "Test method and equivalent circuit modeling of a PEM fuel cell in a passive state," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 22, no. 3, pp. 764–773, Sept. 2007.
- [27] J. W. Jung and A. Keyhani, "Control of a fuel cell based Z-source converter," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 467–476, June 2007.
- [28] P. Corbo, F. Migliardini, and O. Veneri, "An experimental study of a PEM fuel cell power train for urban bus application," *J. Power Sources*, vol. 181, no. 2, pp. 363–370, July 2008.
- [29] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Control algorithm of fuel cell and batteries for distributed generation system," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 23, no. 1, pp. 148–155, Mar. 2008.
- [30] A. Kusko and J. DeDad, "Stored energy—Short-term and long-term energy storage methods," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 13, no. 4, pp. 66–72, July–Aug. 2007.
- [31] S. K. Mazumder, S. K. Pradhan, J. Hartvigsen, M. R. von Spakovsky, and D. F. Rancruel, "Effects of battery buffering on the post-load-transient performance of a PSOFC," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 457–466, June 2007.
- [32] Z. Jiang, L. Gao, and R. A. Dougal, "Adaptive control strategy for active power sharing in hybrid fuel cell/battery power sources," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 507–515, June 2007.
- [33] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Control strategy of fuel cell and supercapacitors association for a distributed generation system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 6, pp. 3225–3233, Dec. 2007.
- [34] M. Uzunoglu and M. S. Alam, "Modeling and analysis of an FC/UC hybrid vehicular power system using a novel-wavelet-based load sharing algorithm," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 23, no. 1, pp. 263–272, Mar. 2008.
- [35] H. Tao, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "Line-interactive UPS using a fuel cell as the primary source," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 8, pp. 3012–3021, Aug. 2008.
- [36] S. M. Lukic, J. Cao, R. C. Bansal, F. Rodriguez, and A. Emadi, "Energy storage systems for automotive applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 6, pp. 2258–2267, June 2008.
- [37] H. Yoo, S. K. Sul, Y. Park, and J. Jeong, "System integration and power-flow management for a series hybrid electric vehicle using supercapacitors and batteries," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 1, pp. 108–114, Jan./Feb. 2008.

Phatiphat Thounthong (Phatipbat.Thounthong@ensem.inpl-nancy.fr or phtt@kmutnb.ac.th) is with King Mongkut's University of Technology North Bangkok in Bangkok, Thailand. Bernard Davat and Stéphane Raël are with Nancy Université in France. Panarit Setbakul is with King Mongkut's University of Technology North Bangkok in Bangkok, Thailand. Thounthong and Davat are Members of the IEEE. This article first appeared as "Analysis of a Fuel Starvation Phenomenon of a PEM Fuel Cell" at the Fourth Power Conversion Conference.



Volume 193, issue 1, 1 August 2009

ISSN 0378-7753

JOURNAL OF POWER SOURCES

International Journal on the Science and Technology
of Battery, Fuel Cell and other Electrochemical Systems

Special issue:

Scientific Advances in Fuel Cell Systems

Copenhagen, Denmark,
8–9 October 2008

Co-ordinating Editor: P.T. Moseley

Available online at



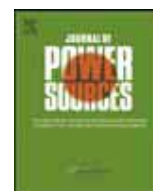
ScienceDirect

www.sciencedirect.com



Contents lists available at ScienceDirect

Journal of Power Sources

journal homepage: www.elsevier.com/locate/jpowsour

Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications

Phatiphat Thounthong^{a,*}, Stephane Raël^b, Bernard Davat^b^a Department of Teacher Training in Electrical Engineering, King Mongkut's University of Technology North Bangkok, 1518, Piboolsongkram Road, Bangsue, Bangkok 10800, Thailand^b Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy (GREEN: UMR 7037), CNRS, Nancy Université, INPL-ENSEM 2, avenue de la Forêt de Haye, Vandœuvre-lès-Nancy, Lorraine 54516, France

ARTICLE INFO

Article history:

Received 9 October 2008

Received in revised form

18 November 2008

Accepted 23 December 2008

Available online 8 January 2009

Keywords:

Battery

Converters

Current control

Electric vehicles

Fuel cells

Supercapacitor

ABSTRACT

This paper proposes a perfect energy source supplied by a polymer electrolyte membrane fuel cell (PEMFC) as a main power source and storage devices: battery and supercapacitor, for modern distributed generation system, particularly for future fuel cell vehicle applications. The energy in hybrid system is balanced by the dc bus voltage regulation. A supercapacitor module, as a high dynamic and high power density device, functions for supplying energy to regulate a dc bus voltage. A battery module, as a high energy density device, operates for supplying energy to a supercapacitor bank to keep it charged. A FC, as a slowest dynamic source in this system, functions to supply energy to a battery bank in order to keep it charged. Therefore, there are three voltage control loops: dc bus voltage regulated by a supercapacitor bank, supercapacitor voltage regulated by a battery bank, and battery voltage regulated by a FC. To authenticate the proposed control algorithm, a hardware system in our laboratory is realized by analog circuits and numerical calculation by dSPACE. Experimental results with small-scale devices (a PEMFC: 500-W, 50-A; a battery bank: 68-Ah, 24-V; and a supercapacitor bank: 292-F, 30-V, 500-A) corroborate the excellent control principle during motor drive cycle.

© 2008 Elsevier B.V. All rights reserved.

1. Introduction

High prices for gasoline and oil are here to stay. As China, India and other nations rapidly increase their demand for fossil fuels, future fighting over energy looms large. In the meantime, power plants that burn coal, oil and natural gas, as well as vehicles everywhere, continue to pour millions of tons of pollutants and greenhouse gases into the atmosphere annually, threatening the planet.

Well-meaning scientists, engineers, economists and politicians have proposed various steps that could slightly reduce fossil-fuel use and emissions. These steps are not enough. Therefore, this convinces us to dramatically change to hydrogen power, which would be the reasonable answer to this energy crisis problem.

Furthermore, beyond finding new alternative fuels for internal combustion engines (ICEs), researchers are working on hydrogen fuel cells that offer another path toward environmentally acceptable power [1–4]. To produce electricity, most PEM fuel cells must be supplied either with hydrogen or with hydrocarbon compounds that can be catalytically decomposed into hydrogen.

There are many types of FCs characterized by their electrolytes. One of the most promising ones to be utilized in electric vehicle applications is the polymer electrolyte membrane FC (PEMFC) because of its relatively small size, lightweight nature, and ease of construction [5,6]. In addition, PEMFC may also be used in residential and commercial power systems [7].

For the past 10 years, many works have been done on the utilizations of FCs in high power applications. Nowadays, the required FC power is in the range of 0.5-kW to 2-MW:

- 0.5-kW to 2-kW for unmanned aircrafts [8] and 40-kW to 700-kW for manned aircrafts [9,10];
- 50-kW to 100-kW for urban cars [11–14];
- 100-kW to 200-kW for buses and light tram [15–17];
- 600-kW to 1-MW for tramways and locomotives [18–20];
- 480-kW to 2-MW for distributed generation systems (grid parallel connection) [21–24].

The relatively short life of PEM fuel cells is a significant barrier to their commercialization in stationary and mobile applications. A longer life span for fuel cell components should be achieved to ensure high reliability, low maintenance costs and to justify fuel cells as economical alternative energy systems. Currently, the life-

* Corresponding author. Tel.: +66 2 913 2500x3332; fax: +66 2 587 8255.

E-mail addresses: Phatiphat.Thounthong@ensem.inpl-nancy.fr, phpt@kmutnb.ac.th (P. Thounthong).

time target requires PEM fuel cells to achieve 5000 h for mobile and 40,000 h for stationary applications [2].

The overall fuel cell performance decay rate, measured during continuous and uninterrupted operation, is the sum of both the stability and durability decay rates. Normal degradation targets require less than 10% loss in the efficiency of the fuel cell system at the end of life, and a degradation rate of $2\text{--}10\ \mu\text{V h}^{-1}$ is typically accepted for most applications [2].

According to Thounthong et al. [25,26] experimented on a 0.5-kW PEMFC (ZSW Company, Germany) and a 1.2-kW Nexa™ PEMFC (Ballard Power System Company, Canada), Corrêa et al. [27] experimented on a 0.5-kW PEMFC (BCS Technology Company) and 0.5-kW PEMFC (Avista Company), Zhu et al. [28] experimented on a 0.5-kW PEMFC (Avista Company), Yoneyama et al. [29] experimented on a 100-kW PEMFC for railway vehicles, and Gaynor et al. [30] experimented on a 350-kW solid oxide FC, they point out the fact that the FC time constants are dominated by temperature and fuel delivery system (pumps, valves, and in some cases, a hydrogen reformer). As a result, fast energy demand will cause a high voltage drop in a short time, which is recognized as fuel starvation phenomenon [30,31]. Fuel or oxidant starvation refers to the operation of fuel cells at sub-stoichiometric reaction conditions. When starved from fuel or oxygen, the FC performance degrades and the cell voltage drops. This condition of operation is evidently hazardous for the FC stack [31,32].

Several factors can cause reactant starvation. A poor water management with flooding and a poor heat management during sub-zero temperatures and cold start-ups with ice within the cell can block the pores of the gas diffusion layers. A poor gas feeding management can lead to non-uniform distribution of the reactant gases resulting in partial or complete fuel and/or oxidant starvation or in sub-stoichiometric operation in individual cells, as already demonstrated in [32]. Reliability and lifetime are the most essential considerations in such power sources. Taniguchi et al. [32] clearly presented that hydrogen and oxygen starvation caused severe and permanent damage to the electro-catalyst of the fuel cell. They have recommended that fuel starvation must absolutely be avoided, even if the operation under fuel starvation is momentary, in just 1 s. In addition, an imperfect stack and cell design with an uneven distribution of mass in the flow fields, a poor stack assembly as well as quick load demands can be reasons contributing to gas starvation.

Thus, to utilize a FC in dynamic applications (such as in a cars, tramways or trains), its current or power slope must be limited to circumvent the fuel starvation problem, for example, 4 A s^{-1} for a 0.5-kW, 12.5-V PEMFC [33]; a 2.5 kW s^{-1} for a 40-kW, 70-V PEMFC [34]; and 5 A s^{-1} , 10 A s^{-1} and 50 A s^{-1} for a 20-kW, 48 V PEMFC [35]. Then, the electrical system must have at least an auxiliary power source (energy storage device), such as battery or supercapacitor, to improve the system performance when electrical loads at a dc bus demand high power in a short time (for example, vehicle acceleration and deceleration).

To illustrate vehicle characteristics, Fig. 1 depicts a speed and power profile of a European urban tramway (weight: 40–60 tons) during a drive cycle for a 500-m course. The acceleration and deceleration of the vehicle is sustained by electric motor drives with large power. One can observe the following:

- The vehicle positive peak power is around 600, and the negative peak power is around -800 kW .
- The positive and negative peak power durations are around 15 s and 10 s, respectively.
- The average power is between 100 kW and 200 kW according to the auxiliaries (heating or air conditioning).
- The duration of drive cycle is 67 s.

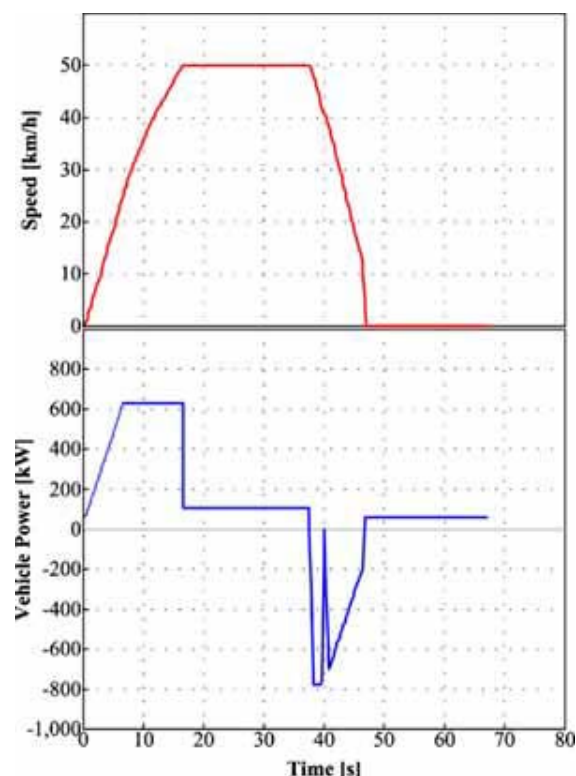


Fig. 1. Speed and power profile of a European urban tramway during a drive cycle for a 500-m course.

Thus, one can say that the drive cycle is with a high level of peak energy, a relative low average power, and duration around 67 s. Overall, the main power source operates most of the time at lower load. So, the hybridization consists in replacing the bulky generator of 600 kW, for example, with a smaller capable of providing the average power of 100 kW, and in coupling it with at least energy storage devices (typically batteries and supercapacitors) to provide the fluctuating power [36]. So, many recent works have already reported the structures of an FC/supercapacitor hybrid source [37,38] and an FC/battery hybrid source [39,40] for vehicle applications.

Energy storage technology is a main device in harvesting the kinetic energy that is wasted whenever vehicles or large machines must be slowed or stopped, called “regenerative braking energy”. Although batteries have been successfully used in light-duty vehicles, hybrid platforms for trucks, buses, tramways and trains will require storage and delivery of much higher powers than can be accommodated readily by batteries. Unlike batteries, new technology storage device of electrochemical capacitors (ECs) can operate at high charge and discharge rates over an almost unlimited number of cycles [1] and enable energy recovery in heavier duty systems.

Like all capacitors, ECs (also called supercapacitors “SuperC” or ultracapacitors because of their extraordinarily high capacitance density) physically store charge. Conventional electrostatic and electrolytic capacitors store charge on low-surface-area plates, but supercapacitors store charge in an electric double layer set up by ions at the interface between a high-surface area carbon electrode and a liquid electrolyte. Supercapacitors first appeared on the market in 1978 as farad-sized devices to provide computer memory backup power [1].

The very high capacitance of supercapacitors comes at a cost. The operating voltage of a supercapacitor cell cannot exceed the potential at which the electrolyte undergoes chemical reactions (typically

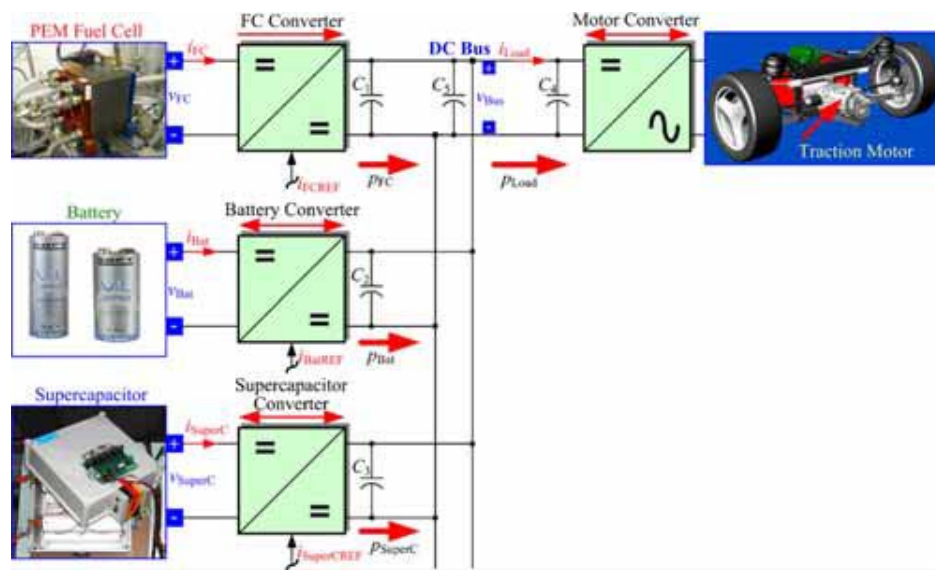


Fig. 2. Proposed structure of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source. $p_{FC} (= v_{FC} \cdot i_{FC})$, v_{FC} and i_{FC} are the FC power, voltage, and current. $P_{Bat} (= v_{Bat} \cdot i_{Bat})$, v_{Bat} and i_{Bat} are the battery power, voltage, and current. $P_{SuperC} (= v_{SuperC} \cdot i_{SuperC})$, v_{SuperC} and i_{SuperC} are the supercapacitor power, voltage, and current. $P_{Load} (= v_{Bus} \cdot i_{Load})$, v_{Bus} and i_{Load} are the load power, dc bus voltage, and load current, respectively. i_{FCREF} , i_{BatREF} , and $i_{SuperCREF}$ are the current reference signals for FC, battery, and supercapacitor current control loops, respectively.

2.5–3 V per cell). For high voltage applications, supercapacitor cells, like batteries, can be series-connected.

One of the most important advantages of batteries over supercapacitors is their high energy density. They can store 3–30 times more charge. However, supercapacitors can deliver hundreds to many thousands of times the power of a similar-sized battery. Besides, the highly reversible electrostatic charge storage in supercapacitors does not produce the changes in volume that usually accompany the redox reactions of the active masses in batteries. Such volume changes are the main cause of the limited cycle life of batteries (around 1000 cycles for a lead-acid battery), compared to demonstrated full charge–discharge cycles for supercapacitors into the many millions.

Presented here is a perfect hybridization of the batteries and supercapacitors as energy storage devices with a PEM fuel cell as a main source. It deals with the conception and the achievement of a regulated dc bus voltage hybrid power. Its interest is focused on an energy management in system, presented in Section 2. To authenticate the proposed hybrid structure, a small-scale hardware system is realized by analog circuits and numerical calculation (dSPACE). Experimental results in Section 3 will illustrate the system performances.

2. Fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source

2.1. Structure of hybrid power source

A series hybrid electric vehicle is a vehicle supplied by several electrical sources. The power bus is a dc link between sources and load. FCs produce dc voltage outputs, and they are always connected to electric power networks through power conditioning units such as dc/dc and dc/ac converters. Power conversion and control functions form the basis of what has come to be known as the field of power electronics. In recent years, power electronics technology has been spurred by needs for efficient control of industrial applications and the development of more reliable lightweight switching power supplies for sophisticated system.

Different power converter topologies can be used for the power electronic interface between the fuel cell and the utility dc bus. For the dc link voltage level, it is depending on its applications:

- 270 V or 350 V for the standard on the all-electric aircraft [41];
- 48 V, 120 V, or 400 V to 480 V for stand-alone or parallel grid connections [42];
- 42 V (PowerNet) [5];
- 270–540 V for electric (fuel cell) vehicles [5,43];
- 350 V (transit bus systems) to 750 V (tramway and locomotive systems) [17–20].

There are many possible structures to connect a main source and two storage devices with the utility dc bus. The total mass, volume, cost and efficiency (optimization) of the propulsion system are investigated. One of the good solutions is depicted in Fig. 2. It is composed of a unidirectional converter (step-up converter) for a FC stack, bidirectional (2-quadrant) converters for battery and supercapacitor modules. It is the most sufficient configuration when comparing mass, volume and cost, as detailed in [44,45].

For reasons of safety and dynamics, these converters are primarily controlled by inner current regulation loops, classically [33,40]. These current control loops are supplied by three reference signals: $i_{SuperCREF}$, i_{BatREF} , and i_{FCREF} , generated by the energy management algorithm presented hereafter.

Note that the definitions of current direction are also illustrated in Fig. 2, and the dynamics of the current regulation loops are also supposed to be much faster than those of the outer voltage control loops, detailed hereafter. Thus, the currents i_{SuperC} , i_{Bat} , and i_{FCREF} are considered to follow perfectly their references $i_{SuperCREF}$, i_{BatREF} , and i_{FCREF} .

2.2. Energy management of hybrid power source

To manage the energy exchanges between the sources and the load at dc bus, three operating modes (or states) can be identified here again [33,40]:

- (1) Charge mode, in which the main source supplies energy to the storage devices and to the load.
- (2) Discharge mode, in which main source and storage devices supply energy to the load.
- (3) Recovery mode, in which the load supplies energy to the storage devices.

As mentioned earlier, FC has slow dynamics. It can be compensated by faster dynamics from storage devices. Batteries have the best energy density but a bad power density. Contrary to batteries, supercapacitors have lower energy density (1000 times lower) but higher power density (100 times higher) and provide very fast dynamic cycles (close to 1 ms) [1,37].

Furthermore, battery lifetime depends on many factors: the operating temperature; the number and the depth of discharge cycles; rate and eventually the amount and number of rest in a discharged state and overcharge. To optimize the lifetime of the batteries, it is advisable to limit the battery current slope in order to ensure a longer battery lifetime. On the other hand, supercapacitors can provide more cycles than batteries (virtually infinite cycles) and are well suited to very fast dynamic cycles [46–50].

The energy management strategy based on a dynamic classification, as portrayed in Fig. 3, aims at distributing the global power mission of the vehicle (refer to Fig. 1) into the sources in such a way that each source is optimally used. According to the three points mentioned above embedded energy sources can be classified as illustrated in Fig. 3. Note that the power unit in Fig. 3 is the normalized unit (or per-unit [pu]). So, the defined dynamic classification depicted in Fig. 3 is obtained from our simulation result. FC generator is controlled as the lowest dynamic power source. The FC current or power slope must be limited to avoid the fuel starvation problem. Normally, the FC limited current or power slope has been experimentally determined as the highest slope of operated FC system, where no fuel starvation occurs, for example, 4 A s^{-1} for a 0.5-kW, 12.5-V PEMFC [33]; and a 2.5 kW s^{-1} for a 40-kW, 70-V PEMFC [34]. Supercapacitor is the highest dynamic power source, which provides the micro-cycles and the fast dynamic power supply. Battery is between FC and supercapacitor in the dynamic classification.

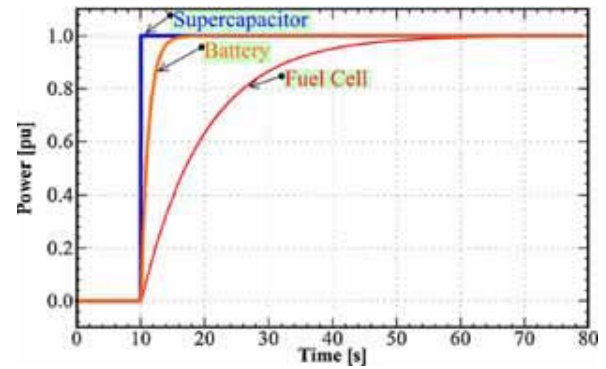


Fig. 3. Dynamic classification of the embedded sources.

Thounthong et al. [33,37] who studied a FC/supercapacitor hybrid source have proposed the hybrid energy management by regulating a dc bus voltage. Therefore, the proposed hybrid energy management here is shown in Fig. 4. Its basic principle here lies in using the supercapacitors (the fastest energy source), for supplying energy required to achieve the dc link voltage regulation. The batteries are controlled as the power source (with dynamic limitations, F_2) that supplies energy to the supercapacitors to keep them charged. Then, the FC, although obviously the main energy source of the system, is functioned as the generator (with dynamic limitations, F_1) that supplies energy to the batteries to keep them charged.

Consequently, the supercapacitor converter is driven to realize a classical dc bus voltage regulation. The battery converter is driven to maintain the supercapacitors at a given state-of-charge, here the

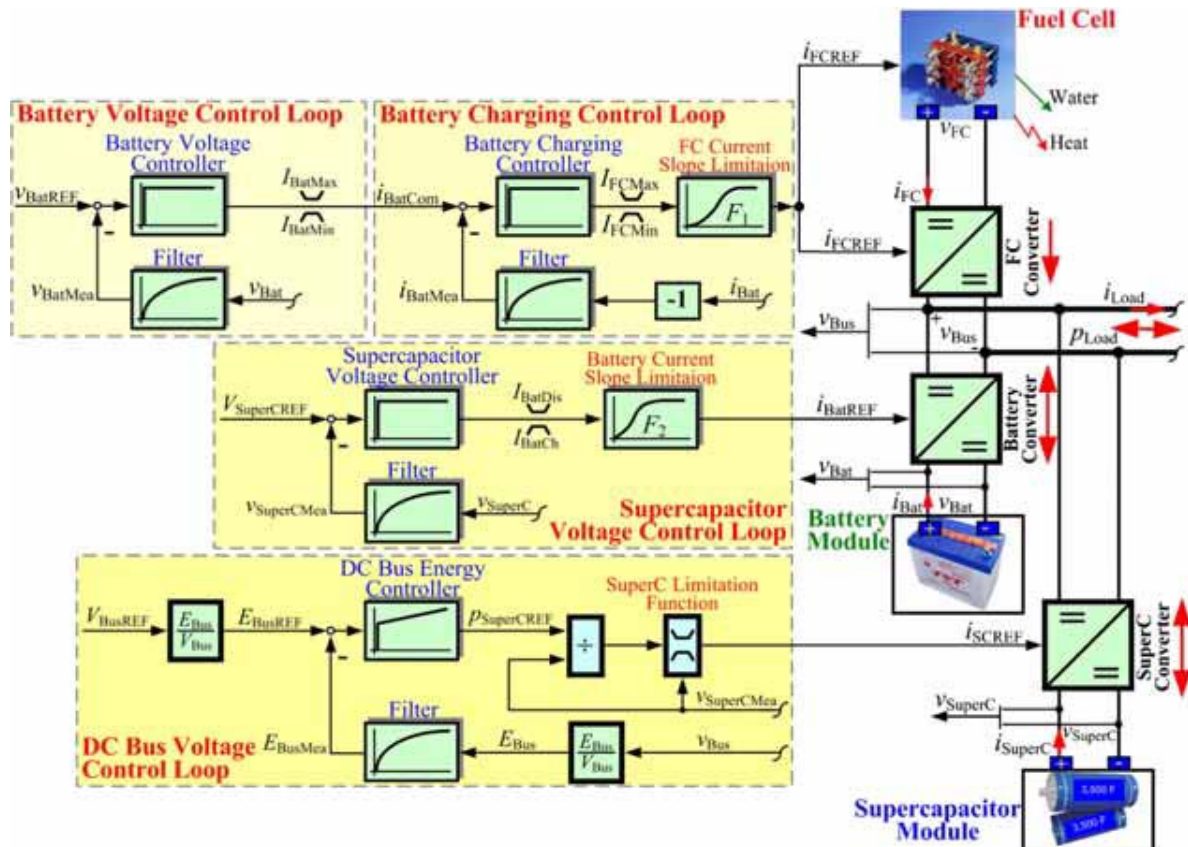


Fig. 4. Proposed energy management of the fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source.

supercapacitor voltage regulation. Then, the FC converter is also driven to maintain the batteries at a given state-of-charge, here the battery voltage regulation. As a result, the hybrid system composes of three-controlled variables:

- the dc bus voltage v_{Bus} ,
- the supercapacitor voltage v_{SuperC} , and
- the battery voltage v_{Bat} .

and three-control variables:

- the supercapacitor current reference $i_{\text{SuperCREF}}$,
- the battery current reference i_{BatREF} , and
- the FC current reference i_{FCREF} .

As depicted in Fig. 2, one may write the classical power conservative law (without losses) of the FC/battery/supercapacitor hybrid power source as follow:

$$p_{\text{Load}}(t) = p_{\text{SuperC}}(t) + p_{\text{Bat}}(t) + p_{\text{FC}}(t) \quad (1)$$

where p_{Load} is the load power, p_{SuperC} is the supercapacitor power, p_{Bat} is the battery power, and p_{FC} is the fuel cell power.

2.2.1. DC bus voltage control loop

The dc bus voltage control loop considers a dc bus capacitive energy E_{Bus} as state variable, and the supercapacitor delivered power as command variable, to obtain a natural linear transfer function for the system [37]. If the losses in the FC, battery, and supercapacitor converters are neglected, the dc link capacitive energy is given versus supercapacitor power p_{SuperC} , battery power p_{Bat} , FC power p_{FC} and load power p_{Load} by the following differential equation:

$$\frac{dE_{\text{Bus}}(t)}{dt} = p_{\text{SuperC}}(t) + p_{\text{Bat}}(t) + p_{\text{FC}}(t) - p_{\text{Load}}(t) \quad (2)$$

which shows that the transfer function “ $E_{\text{Bus}}/p_{\text{SC}}$ ” is a pure integrator [37]. The dc bus energy measurement is carried out by means of the following classical calculation:

$$E_{\text{Bus}}(t) = \frac{1}{2} \cdot C_{\text{Bus}} \cdot v_{\text{Bus}}^2(t) \quad (3)$$

where C_{Bus} is the total capacitance of capacitors at the dc bus (refer to Fig. 2, $C_{\text{Bus}} = C_1 + C_2 + C_3 + C_4 + C_5$). It enables the generation of both bus energy reference and bus energy measurement, through dc bus voltage reference v_{BusREF} and dc bus voltage v_{Bus} , respectively. Supercapacitor power reference $p_{\text{SuperCREF}}$ is generated by means of a proportional–integral (PI)-controller. So, a first-order filter is used for E_{Bus} to reduce harmonics due to switching. $p_{\text{SuperCREF}}$ is then divided by the measured supercapacitor voltage $v_{\text{SuperCMea}}$,

and limited to maintain supercapacitor voltage within an interval $[V_{\text{SuperCMin}}, V_{\text{SuperCMax}}]$. The upper value $V_{\text{SuperCMax}}$ of this interval corresponds to the maximum voltage of the storage device, and the lower value $V_{\text{SuperCMin}}$, traditionally equal to $V_{\text{SuperCMax}}/2$, to a level under which supercapacitor discharge becomes ineffective. This results in the supercapacitor current reference i_{SCREF} .

The supercapacitor current–voltage saturation function called “SuperC Limitation Function” as portrayed in Fig. 4, consists of limiting the reference $i_{\text{SuperCREF}}$ to the interval [maximum charging current $I_{\text{SuperCMin}}$ (negative value), maximum discharging current $I_{\text{SuperCMax}}$ (positive value)] defined, versus the measured supercapacitor voltage $v_{\text{SuperCMea}}$ as follows [33]:

$$\begin{cases} I_{\text{SuperCMin}} = -I_{\text{SuperCRated}} \cdot \min \left(1, \frac{V_{\text{SuperCMax}} - V_{\text{SuperCMea}}}{\Delta v} \right) \\ I_{\text{SuperCMax}} = +I_{\text{SuperCRated}} \cdot \min \left(1, \frac{V_{\text{SuperCMea}} - V_{\text{SuperCMin}}}{\Delta v} \right) \end{cases} \quad (4)$$

where, $I_{\text{SuperCRated}}$ and Δv are the regulation parameters.

2.2.2. Supercapacitor voltage control loop

As presented in Fig. 4, a proportional (P)-controller is sufficient for the supercapacitor voltage control loop, as far as the proportional gain is high enough to introduce only a little static error. So, a first-order filter is used for supercapacitor voltage measurement, to reduce switching harmonics. The output signal from the regulator must be limited in level and slope, to respect constraints associated with the battery. Then the battery reference signal i_{BatREF} that drives the battery converter through the battery current control loop is then kept within an interval [maximum discharging current I_{BatDis} (positive value), maximum charging current I_{BatCh} (negative value)]. Moreover, the “Battery Current Slope Limitation” at a delay F_2 enables safe operation of the battery, even during transient power demand. To obtain a natural linear transfer function, a second-order delay (filter) F_2 is chosen for the battery current dynamics as follow:

$$F_2(s) = \frac{1}{(s/\omega_{n2})^2 + (2 \cdot \zeta_2/\omega_{n2})s + 1} \quad (5)$$

where ω_{n2} and ζ_2 are the regulation parameters. So, a delay F_2 of the battery dynamics must be faster than a delay F_1 of the FC dynamics, refer to Figs. 3 and 4.

2.2.3. Battery voltage control loop

The proposed battery voltage control loop is also portrayed in Fig. 4. The simple method to charge the battery is the constant current–constant voltage (CCCV) charging as depicted in Fig. 5 [40], where Q_{Bat} is the battery capacity. The battery current is constant (maximum battery charging current I_{BatMax} is set around $Q_{\text{Bat}}/5$ – $Q_{\text{Bat}}/10$; for a Li-ion battery, it can be set at $I_{\text{BatMax}} = Q_{\text{Bat}}$) when the actual battery voltage v_{Bat} is far from the battery voltage reference v_{BatREF} and reduced current when v_{Bat} is near v_{BatREF} and zero when v_{Bat} is equal to v_{BatREF} (Fig. 5). Note here that a similar structure of the battery charging algorithm based on battery state-of-charge SOC has been reported in [40]. So, the main problem is that the battery capacity Q_{Bat} is not constant. It is dependent on many factors as follows [40]:

- the depth of discharge,
- discharge rate,
- cell temperature,
- charging regime,
- dwell time at low and high SOC,
- battery maintenance procedures,
- current ripple, and
- amount and frequency of overcharge.

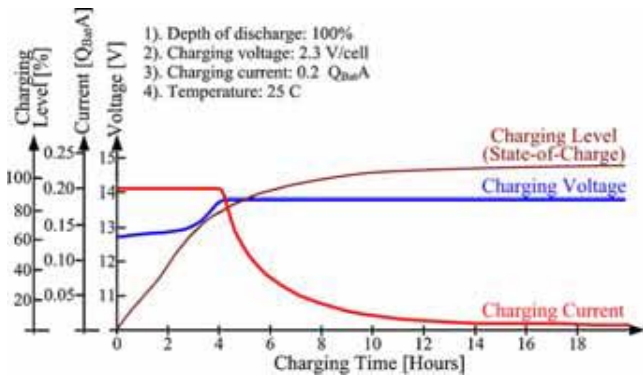


Fig. 5. Constant current–constant voltage charging of a lead-acid battery.

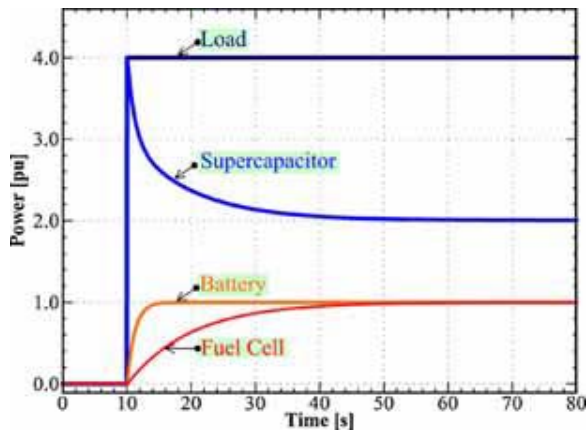


Fig. 6. Simulation result: hybrid source response during a high positive load step.

As a result, the battery voltage is here considered as a battery SOC. According to the proposed battery charging algorithm here, a P-controller is enough to generate a battery charging current. This signal must be limited within an interval [maximum charging current I_{BatMax} (equal to $-1 \cdot I_{\text{BatCh}}$), maximum discharging current I_{BatMin} (equal to $-1 \cdot I_{\text{BatDis}}$). The measured battery current must be inversed because the definition of battery current is negative for charging current.

2.2.4. Battery charging control loop

The battery charging control loop receives i_{BatCOM} from a battery voltage regulation loop as illustrated in Fig. 4. A P-controller is sufficient to generate the FC current reference i_{FCREF} . It must be limited in level, within an interval [maximum FC current I_{FCMax} (corresponding to a FC rated current), minimum FC current I_{FCMin} (set to 0A)] and limited in slope, which enables the safe operation of the FC in order to respect constraints associated with the FC, as far as the proportional gain is high enough to introduce only a small static error.

A first-order low-pass filter is used for the battery current measurement to reduce ripple current coming from the switching frequency. Moreover, the “FC Current Slope Limitation” at a delay F_1 enables safe operation of the FC. To obtain a linear transfer function, a second-order delay (filter) F_1 is also chosen for the FC current dynamics as:

$$F_1(s) = \frac{1}{(s/\omega_{n1})^2 + (2 \cdot \zeta_1/\omega_{n1})s + 1} \quad (6)$$

where ω_{n1} and ζ_1 are the regulation parameters.

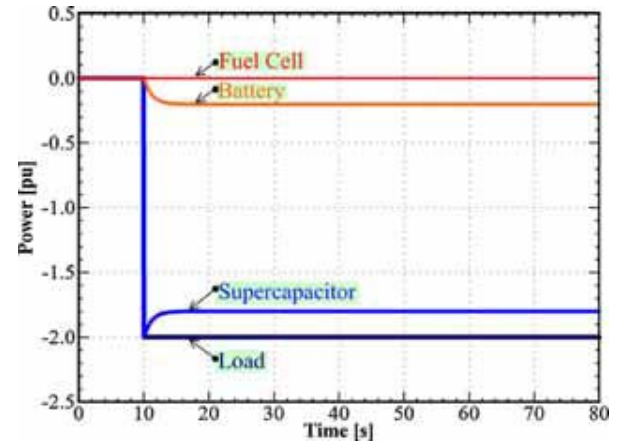


Fig. 7. Simulation result: Hybrid source response during a high negative load step (imitated regenerative braking).

2.2.5. Conclusion of proposed control algorithm

Using this form of control, the state of the supercapacitors is naturally defined, through the dc link voltage regulation, by the load power level and by its state-of-charge. In narrow steady-state conditions:

- (1) if load power is negative, the dc link voltage regulation generates a negative $i_{\text{SuperCREf}}$;
- (2) if load power is positive greater than the approximate FC rated power summing with the battery rated power, the dc link voltage regulation generates a positive $i_{\text{SuperCREf}}$;
- (3) otherwise, the state of the supercapacitors depends on its state-of-charge: supercapacitor current will therefore be positive if $v_{\text{SuperC}} > V_{\text{SuperCREf}}$, negative if $v_{\text{SuperC}} < V_{\text{SuperCREf}}$.

In all cases, battery state depends on supercapacitor voltage and its voltage. FC state depends only on battery voltage. The FC current will be strictly positive and less than I_{FCRated} . Otherwise it will be zero.

In transient conditions, as FC and battery power dynamics have been intentionally reduced by F_1 and F_2 , the supercapacitor supplies load variations. In effect, the dc bus voltage regulation transforms a sudden increase in load power into a sudden increase of supercapacitor current, and on the contrary a sudden decrease in load power into a sudden decrease of supercapacitor current.

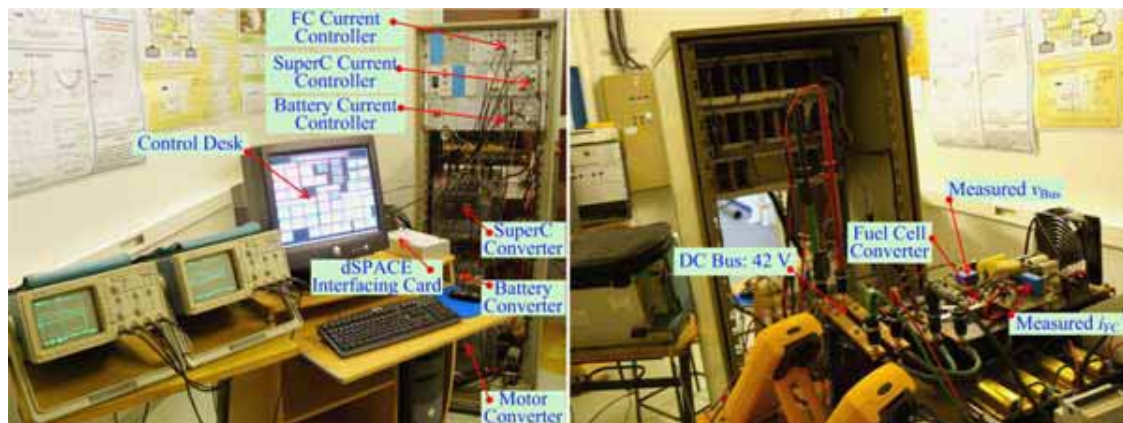


Fig. 8. Test bench of the fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source.

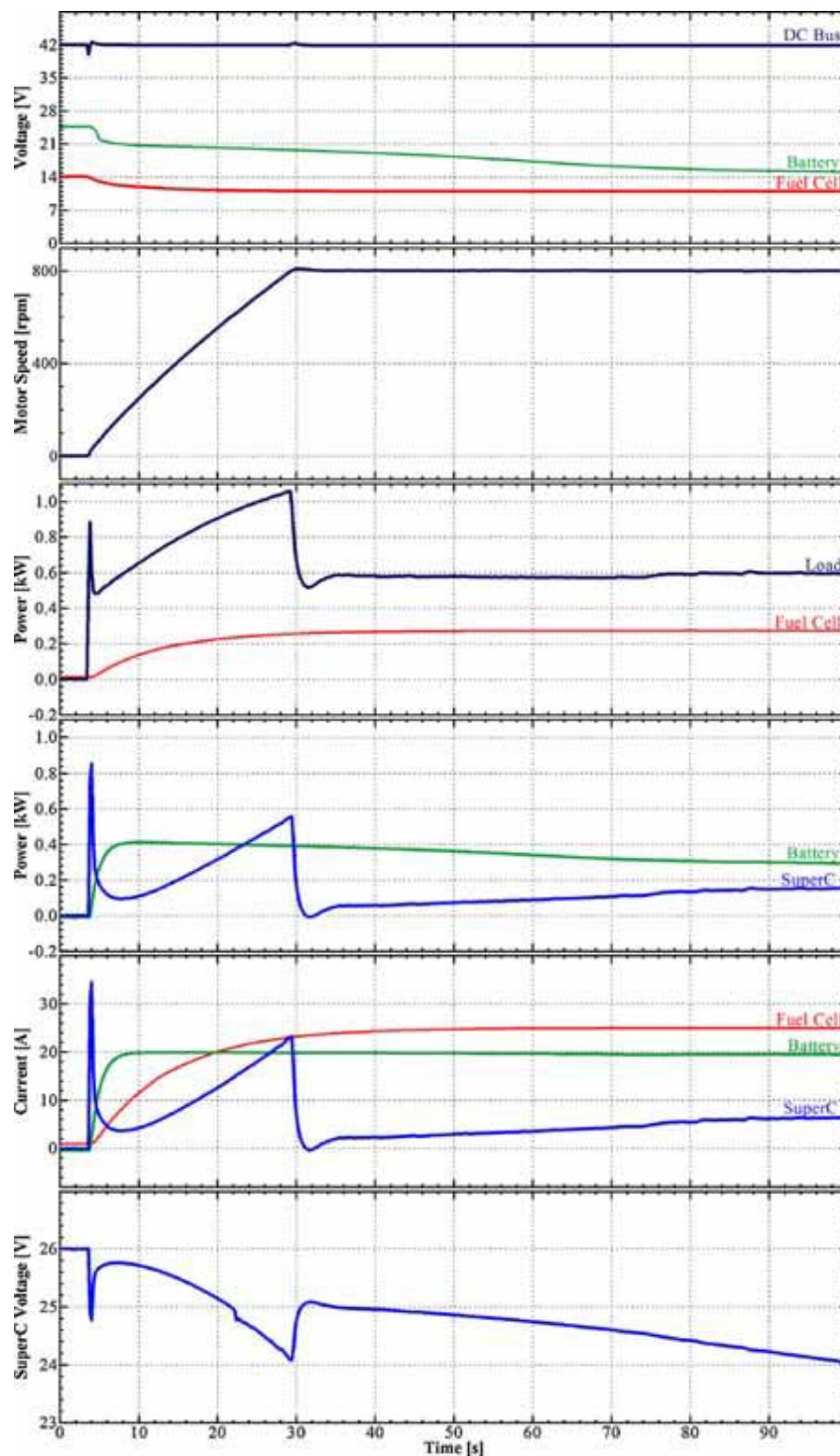


Fig. 9. Hybrid source response during motor starting to a final speed of 800 rpm.

Finally, Figs. 6 and 7 present simulation results during a high constant stepped load power. There are the load, supercapacitor, battery, and fuel cell power. In simulation, the FC minimum and maximum powers are set at 0.0 pu and 1.0 pu, respectively, and the battery minimum and maximum powers are set at -0.2 pu (corresponding to the maximum charging current) and 1.0 pu (corresponding to the maximum discharging current), respectively. As illustrated in Fig. 6, initially the supercapacitor and battery modules are full-of-charge, the load power is zero. As a result, the fuel

cell, battery, and supercapacitor powers are zero. At $t=10$ s, the constant load power steps to 4.0 pu. One can observe the following:

- The supercapacitor module supplies most of the transient power required.
- The supercapacitor power is the fastest dynamics; the battery power is in the middle dynamics; then the FC power is the slowest dynamics.

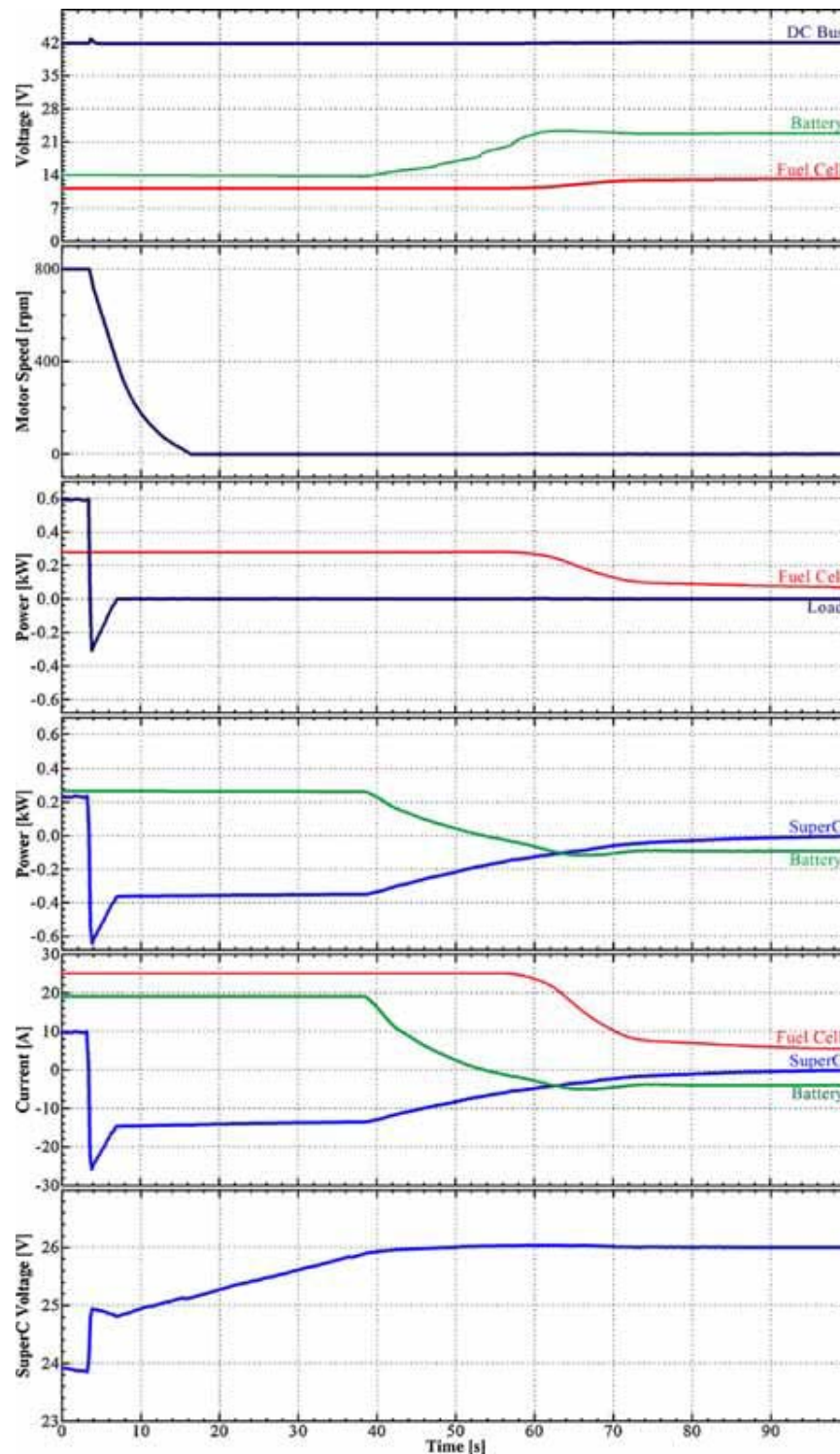


Fig. 10. Hybrid source response during motor braking from an initial speed of 800 rpm to stop.

- Synchronously, the supercapacitor power, after a sharp increase (discharging), decreases slowly to a constant discharge at 2.0 pu.
- At steady-state, the constant load power of 4.0 pu is entirely supplied by the FC of 1.0 pu, the battery of 1.0 pu (discharging state), and the supercapacitor of 2.0 pu (discharging state).

As a final simulation illustrated in Fig. 7, initially the supercapacitor and battery modules are full-of-charge, the load power is zero.

As a result, the fuel cell, battery, and supercapacitor powers are zero. At $t = 10$ s, the constant load power steps to -2.0 pu (imitated regenerative braking). One can see again the following:

- The supercapacitor module supplies most of the transient power required.
- The supercapacitor power is the fastest dynamics, and then following by the battery power.

- The FC power is still zero power, because the FC power source is a unidirectional power flow.
- Simultaneously, the supercapacitor power, after a sharp decrease (charging), increases slowly to a constant charge at -1.8 pu.
- At steady-state, the constant regenerative braking power of -2.0 pu is entirely absorbed by the battery of -0.2 pu (charging state), and the supercapacitor power of -1.8 pu (charging state).

3. Experimental validation

3.1. Test bench description

A PEM fuel cell system (500 W, 50 A) studied here was constructed by the Zentrum für Sonnenenergie und Wasserstoff-Forschung (ZSW) Company, Germany. It is composed of 16 cells in series with area of 100 cm^2 . It is supplied with pure hydrogen from bottles under pressure and with clean, dry air from a compressor. Storage devices are obtained by means of two lead-acid batteries (68 Ah, 12 V) connected in series, and twelve supercapacitors (3500 F, 2.5 V, 500 A) developed and manufactured by the SAFT Company, France connected in series. In addition, a small-scale test bench in our laboratory is presented in Fig. 8.

The FC converter is a classical boost converter [25]. The battery and supercapacitor converters are bidirectional (2-quadrant) converters [33]. The load at dc link is only a traction motor drive of 2 kW coupled with a small-inertia flywheel.

The dc bus studied here is 42 V (PowerNet) [5]. For the supercapacitor, battery, and FC current control loops, they have been realized by analog circuits to function at high bandwidth. For the dc bus voltage, the supercapacitor voltage, the battery voltage, and the battery charging regulation loops have been implemented in the real time card dSPACE DS1104, through the mathematical environment of Matlab–Simulink, with a sampling frequency of 25 kHz. The ControlDesk™ software enables changes in the parameters of the control loops. The measurements of the dc bus voltage v_{Bus} , the supercapacitor voltage v_{SuperC} , supercapacitor current i_{SuperC} , the battery voltage v_{Bat} , the battery current i_{Bat} , and the FC current i_{FC} have been realized by means of zero-flux Hall effect sensors.

The voltage reference signals are set as follows:

- $V_{\text{BusREF}} = 42 \text{ V}$,
- $V_{\text{BatREF}} = 25 \text{ V}$,
- $V_{\text{SuperCREF}} = 26 \text{ V}$.

For the minimum and maximum controlled parameters are set as follows:

- $I_{\text{SuperCRated}} = 200 \text{ A}$,
- $V_{\text{SuperCMin}} = 15 \text{ V}$,
- $V_{\text{SuperCMax}} = 30 \text{ V}$,
- $\Delta v = 0.5 \text{ V}$,
- $I_{\text{BatCh}} = -6 \text{ A}$,
- $I_{\text{BatDis}} = +20 \text{ A}$,
- $I_{\text{BatMax}} = 6 \text{ A}$,
- $I_{\text{BatMin}} = -20 \text{ A}$,
- $I_{\text{FCMin}} = 0 \text{ A}$,
- $I_{\text{FCMax}} = 25 \text{ A}$.

Note here that for safety reasons the maximum FC current I_{FCMax} is set at 25 A (around 280 W) in place of 50 A (rated current).

3.2. Experimental results

Figs. 9 and 10 portray waveforms obtained during a motor drive cycle. They present the dc bus, supercapacitor, battery, and FC

voltages; supercapacitor, battery, and FC currents; load (or approximately as a motor power), supercapacitor, battery, and FC powers; and motor speed.

As portrayed in Fig. 9, the initial state is zero for the load, supercapacitor, battery, and fuel cell powers. It means that the supercapacitor and battery modules are full of charge. One can observe the supercapacitor voltage is equal to the supercapacitor voltage reference of 26 V, and battery voltage is equal to the battery voltage reference of 25 V. At $t = 4 \text{ s}$, the motor starts to the final speed of 800 rpm, so that the steady-state load power supplies by the FC, battery, and supercapacitor sources. It can be observed the following:

- The supercapacitor module supplies most of the transient power required during motor acceleration.
- The supercapacitor power is the fastest dynamics; the battery power is in the middle dynamics; then the FC power is the slowest dynamics.
- Synchronously, the supercapacitor power, after a sharp increase (discharging) during motor acceleration, decreases slowly to a constant discharge at around 160 W.
- The steady-state load power is approximately 600 W, totally supplied by the FC, battery, and supercapacitor sources. The FC operates at a maximum current of 25 A, and the battery module is in the state of discharge with the constant discharging current I_{BatDis} of 20 A.

As a final test, Fig. 10 presents waveforms obtained at motor braking from an initial speed of 800 rpm to stop at $t = 4 \text{ s}$. One can scrutinize the regenerative braking energy from the traction motor supplies back to the dc bus, demonstrating four phases as follows:

- First, the supercapacitor recovers the energy supplied to the dc link by the FC, the battery, and the motor regenerative braking.
- Second, the FC supplies power for charging the supercapacitor and battery storage devices.
- Third, when the supercapacitor module is nearly full of charge, the FC power slowly reduces to charging only the battery module.
- Fourth, the supercapacitor module is full of charge ($V_{\text{SuperCREF}} = v_{\text{SuperC}}$). Consequently, the FC supplies energy for only charging the battery.

Excellently, only little perturbations on the dc bus voltage can be seen during motor start/stop and the dynamics of FC and battery powers are reduced, which is of major importance in the proposed energy management hybrid power source.

4. Conclusions

The key objective of this present work is to propose an original control algorithm for a dc distributed generation supplied by a fuel cell main source, and the perfect storage devices: supercapacitors and batteries. The combined utilization of batteries and supercapacitors is the perfect hybridization system of a high energy and high power density. The study mainly focuses on the FC, battery and supercapacitor taking account of the intrinsic energetic characteristics of these sources (i.e. energy and power densities, typical operating dynamics) in the energy management strategy. Hence, the control principle presents how to stay away from the fast transition of the FC and battery powers, and then reducing the FC and battery stresses. As a result, hybrid power source will increase its lifetime.

Experimental results in our laboratory carried out using a small-scale test bench, which employs a PEMFC (500 W, 50 A), and storage devices composed of supercapacitor bank (292 F, 30 V) and

lead-acid battery module (68 Ah, 24 V), corroborate the excellent performances of the proposed energy management during a motor drive cycle. During motor starts/stops or other significant steps in load, the storage elements provide the balance of energy needed during the momentary load transition period; and also absorbs excess energy from regenerative braking.

Acknowledgments

The authors gratefully acknowledge the French National Center for Scientific Research (CNRS), the Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy (GREEN: UMR 7037), the Thailand Research Fund (TRF Grant number: MRG5180348), and the Thai-French Innovation Institute (TFII) for supporting this project. The research work is in cooperative research program under the “Franco-Thai on higher education and research joint project”. The authors also would like to thank Prof. M. Hinaje for operating the FC system during experimentations in the GREEN laboratory.

References

- [1] P. Thounthong, B. Davat, S. Raël, IEEE Power Energy 6 (2008) 69–76.
- [2] W. Schmittinger, A. Vahidi, J. Power Sources 180 (2008) 1–14.
- [3] W.K. Na, B. Gou, IEEE Trans. Energy Convers. 23 (2008) 179–190.
- [4] M. Romer, G.H. Miley, N. Luo, R.J. Gimlin, IEEE Trans. Energy Convers. 23 (2008) 171–178.
- [5] A. Emadi, Y.J. Lee, K. Rajashekara, IEEE Trans. Ind. Electron. 55 (2008) 2237–2245.
- [6] K.P. Adzakpa, K. Agbossou, Y. Dubé, M. Dostie, M. Fournier, A. Poulin, IEEE Trans. Energy Convers. 23 (2008) 581–591.
- [7] M.C. Péra, D. Candusso, D. Hissel, J.M. Kauffmann, IEEE Ind. Electron. Mag. 1 (2007) 28–37.
- [8] T.H. Bradley, B.A. Moffitt, D.N. Mavris, D.E. Parekh, J. Power Sources 171 (2007) 793–801.
- [9] N.L. Rey, J. Mosquera, E. Bataller, F. Ort, C. Dudfield, A. Orsillo, J. Power Sources 181 (2008) 353–362.
- [10] K. Rajashekara, J. Grieve, D. Daggett, IEEE Ind. Appl. Mag. 14 (2008) 54–60.
- [11] R. von Helmolt, U. Eberle, J. Power Sources 165 (2007) 833–843.
- [12] T. Aicher, B. Lenz, F. Gschnell, U. Groos, F. Federici, L. Caprile, L. Parodi, J. Power Sources 154 (2006) 503–508.
- [13] R.M. Moore, K.H. Hauer, S. Ramaswamy, J.M. Cunningham, J. Power Sources 159 (2006) 1214–1230.
- [14] P. Fontela, A. Soria, J. Mielgo, J.F. Sierra, J. de Blas, L. Gauchia, J.M. Martinez, J. Power Sources 169 (2007) 184–193.
- [15] S. Varigonda, M. Kamat, Comput. Chem. Eng. 30 (2006) 1735–1748.
- [16] M. Saxe, A. Folkesson, P. Alvfors, Energy 33 (2008) 689–711.
- [17] M. Kim, Y.J. Sohn, W.Y. Lee, C.S. Kim, J. Power Sources 178 (2008) 706–710.
- [18] A.R. Miller, K.S. Hess, D.L. Barnes, T.L. Erickson, J. Power Sources 173 (2007) 935–942.
- [19] A.R. Miller, J. Peters, B.E. Smith, O.A. Velev, J. Power Sources 157 (2006) 855–861.
- [20] T. Ogawa, H. Yoshihara, S. Wakao, K. Kondo, M. Kondo, Proceeding of the EPE 2007 – 12th European Conference on Power Electronics and Applications, Aalborg, Denmark, 2–5 September 2007, pp. 1–8.
- [21] K.N. Reddy, V. Agarwal, IEEE Trans. Energy Convers. 22 (2007) 666–673.
- [22] M. Tekin, D. Hissel, M.C. Péra, J.M. Kauffmann, IEEE Trans. Ind. Electron. 54 (2007) 595–603.
- [23] J.W. Jung, A. Keyhani, IEEE Trans. Energy Convers. 22 (2007) 467–476.
- [24] C. Wang, M.H. Nehrir, IEEE Trans. Energy Convers. 22 (2007) 864–872.
- [25] P. Thounthong, S. Raël, B. Davat, J. Power Sources 153 (2006) 145–150.
- [26] P. Thounthong, P. Sethakul, S. Raël, B. Davat, Proceedings of the 39th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), Island of Rhodes, Greece, 15–19 June, 2008, pp. 230–236.
- [27] J.M. Corrêa, F.A. Farret, V.A. Popov, M.G. Simões, IEEE Trans. Energy Convers. 20 (2005) 211–218.
- [28] T. Zhu, S.R. Shaw, S.B. Leeb, IEEE Trans. Energy Convers. 21 (2006) 195–201.
- [29] T. Yoneyama, T. Yamamoto, K. Kondo, T. Furuya, K. Ogawa, Proceeding of the EPE 2007 – 12th European Conference on Power Electronics and Applications, Aalborg, Denmark, 2–5 September 2007, pp. 1–10.
- [30] R. Gaynor, F. Mueller, F. Jabbari, J. Brouwer, J. Power Sources 180 (2008) 330–342.
- [31] J. Wu, X.Z. Yuan, J.J. Martin, H. Wang, J. Zhang, J. Shena, S. Wu, W. Merida, J. Power Sources 184 (2008) 104–119.
- [32] A. Taniguchi, T. Akita, K. Yasuda, Y. Miyazaki, J. Power Sources 130 (2004) 42–49.
- [33] P. Thounthong, S. Raël, B. Davat, J. Power Sources 158 (2006) 806–814.
- [34] P. Rodatz, G. Paganelli, A. Sciarretta, L. Guzzella, Control Eng. Pract. 13 (2005) 41–53.
- [35] P. Corbo, F. Migliardini, O. Veneri, J. Power Sources 181 (2008) 363–370.
- [36] C. Wang, M.H. Nehrir, IEEE Trans. Energy Convers. 23 (2008) 957–967.
- [37] P. Thounthong, S. Raël, B. Davat, IEEE Trans. Ind. Electron. 54 (2007) 3225–3233.
- [38] M. Uzunoglu, M.S. Alam, IEEE Trans. Energy Convers. 23 (2008) 263–272.
- [39] Z. Jiang, L. Gao, R.A. Dougal, IEEE Trans. Energy Convers. 22 (2007) 507–515.
- [40] P. Thounthong, S. Raël, B. Davat, IEEE Trans. Energy Convers. 23 (2008) 148–155.
- [41] J. Dollmayer, N. Bundschuh, U.B. Carl, Aerospace Sci. Technol. 10 (2006) 686–694.
- [42] S.Y. Choe, J.W. Ahn, J.G. Lee, S.H. Baek, IEEE Trans. Energy Convers. 23 (2008) 669–680.
- [43] S.M. Lukic, J. Cao, R.C. Bansal, F. Rodriguez, A. Emadi, IEEE Trans. Ind. Electron. 55 (2008) 2258–2267.
- [44] E. Schaltz, S.J. Andreasen, P.O. Rasmussen, Proceeding of the EPE 2007 – 12th European Conference on Power Electronics and Applications, Aalborg, Denmark, 2–5 September 2007, pp. 1–10.
- [45] A. Stepanov, I. Galkin, L. Bisenieks, Proceeding of the EPE 2007 – 12th European Conference on Power Electronics and Applications, Aalborg, Denmark, 2–5 September 2007, pp. 1–7.
- [46] A. Kusko, J. Dedad, IEEE Ind. Appl. Mag. 13 (2007) 66–72.
- [47] S.K. Mazumder, S.K. Pradhan, J. Hartvigsen, IEEE Trans. Energy Convers. 22 (2007) 457–466.
- [48] H. Tao, J.L. Duarte, M.A.M. Hendrix, IEEE Trans. Ind. Electron. 55 (2008) 3012–3021.
- [49] J. Bauman, M. Kazerani, IEEE Trans. Veh. Technol. 57 (2008) 760–769.
- [50] T. Montanié, Proceeding of the EPE 2003 – 10th European Conference on Power Electronics and Applications, Toulouse, France, 2–4 September 2003, pp. 1–10.

IEEE Industrial Electronics

SEPTEMBER 2009 — VOLUME 3 NUMBER 3

MAGAZINE



**Strive
for Excellence**

The Success
of IES Publications



Celebrating 125 Years
of Engineering the Future

IEEE Industrial Electronics

MAGAZINE

SEPTEMBER 2009 — VOLUME 3 NUMBER 3

Features

- 4 Measuring the I - V Curve of PV Generators**
Analyzing Different dc-dc Converter Topologies
Eladio Durán Aranda, Juan Antonio Gómez Galán,
Mariano Sidrach de Cardona, and José Manuel Andújar Márquez
- 15 Managing Emergency Response Operations**
for Electric Utility Maintenance
Using Multiagent System Technology
M.C. Romero, F. Sivianes, C.A. Carrasco, M.D. Hernandez,
and J.I. Escudero
- 19 Transmission of Bulk Power**
The History and Applications of Voltage-Source Converter
High-Voltage Direct Current Systems
Stijn Cole and Ronnie Belmans
- 25 The Benefits of Hybridization**
*An Investigation of Fuel Cell/Battery and Fuel Cell/
Supercapacitor Hybrid Sources for Vehicle Applications*
Phatiphat Thounthong and Stéphane Raël
- 38 Shunt Compensation**
Reviewing Traditional Methods of Reference Current Generation
Avik Bhattacharya, Chandan Chakraborty, and Subhashish Bhattacharya

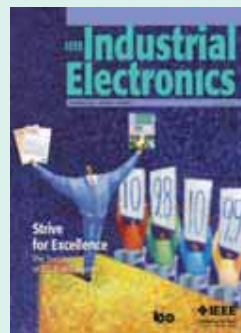
Departments and Columns

- | | |
|-------------------------------------|--------------------------|
| 2 EDITOR'S COLUMN | 54 EDUCATION NEWS |
| 3 MESSAGE FROM THE PRESIDENT | 56 BOOK NEWS |
| 50 SOCIETY NEWS | 58 CALENDAR |
| 52 CHAPTER NEWS | 64 MY VIEW |

SCOPE—IEEE Industrial Electronics Magazine (IEM) publishes peer-reviewed articles that present emerging trends and practices in industrial electronics product research and development, key insights, and tutorial surveys in the field of interest to the membership of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE/IES). IEM will be limited to the scope of the IES, which is given as theory and applications of electronics, controls, communications, instrumentation, and computational intelligence to industrial and manufacturing systems and processes.

IEEE Industrial Electronics Magazine (ISSN 1932-4529) is published quarterly by The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. Headquarters: 3 Park Avenue, 17th Floor, New York, NY 10016-5997, USA +1 212 419 7900. Responsibility for the contents rests upon the authors and not upon the IEEE, the Society, or its members. The magazine is a membership benefit of the IEEE Industrial Electronics Society, and subscriptions are included in Society fee. Replacement copies for members are available for \$20 (one copy only). Nonmembers can purchase individual copies for \$53.00. Nonmember subscription prices are available on request. Copyright and Reprint Permissions: Abstracting is permitted with credit to the source. Libraries are permitted to photocopy beyond the limits of the U.S. Copyright law for private use of patrons: 1) those post-1977 articles that carry a code at the bottom of the first page, provided the per-copy fee indicated in the code is paid through the Copyright Clearance Center, 222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01970, USA; and 2) pre-1978 articles without fee. For other copying, reprint, or republication permission, write to: Copyrights and Permissions Department, IEEE Service Center, 445 Hoes Lane, Piscataway, NJ 08854 U.S.A. Copyright © 2009 by The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. All rights reserved. Periodicals postage paid at New York, NY and at additional mailing offices. Postmaster: Send address changes to IEEE Industrial Electronics Magazine, IEEE, 445 Hoes Lane, Piscataway, NJ 08854 U.S.A. Canadian GST #125634188 Printed in USA

Digital Object Identifier 10.1109/MIE.2009.933871



ON THE COVER: MASTERSERIES

EDITOR-IN-CHIEF

Dr. Marco Liserre, Politecnico di Bari, Italy
liserre@ieee.org

EDITORIAL BOARD

Prof. Kamal Al-Haddad
Ecole de Technologie Supérieure, Canada
Prof. Seta Bogosyan — *Educational/Chapter News*
University of Alaska Fairbanks, USA
Prof. Bimal K. Bose
University of Tennessee, USA
Dr. Chandan Chakraborty
Indian Institute of Technology, India
Dr. Michael W. Condry — *Industry Forum*
Intel, USA
Prof. Hiroshi Fujimoto — *New Products*
Yokohama National University, Japan
Prof. Okyay Kaynak
Bogazici University, Turkey
Prof. Marian Kazmierkowski — *Book News*
Warsaw University of Technology, Poland
Dr. Mariusz Malinowski — *Society News*
Warsaw University of Technology, Poland
Prof. Kouhei Ohnishi
Keio University, Japan
Dr. Alberto Pigazo
University of Cantabria, Spain
Dr. Thilo Sauter
Austrian Academy of Sciences, Austria
Prof. Bogdan M. (Dan) Wilamowski
Auburn University, USA
Dr. Richard Zurawski
Atut Technology, USA

IEEE PERIODICALS/MAGAZINES DEPARTMENT

Geri Krolin-Taylor
Senior Managing Editor
Jessica Barragüé
Associate Editor
Janet Dudar
Senior Art Director
Gail A. Schnitzer
Assistant Art Director
Theresa L. Smith
Production Coordinator
Susan Schneiderman
Business Development Manager
+1 732 562 3946
Felicia Spagnoli
Advertising Production Manager
Peter M. Tuohy
Production Director
Dawn Melley
Editorial Director
Fran Zappulla
Staff Director, Publishing Operations

The Benefits of Hybridization

*An Investigation of Fuel Cell/Battery
and Fuel Cell/Supercapacitor Hybrid Sources for Vehicle Applications*

PHATIPHAT THOUNTHONG
and STÉPHANE RAËL

Modern fuel-cell (FC) vehicles (such as cars, buses, tramways, trains, or aircrafts) arose from an infusion of research money by several research agencies, including the U.S. Department of Energy (DOE) [1], [2], the Istituto Motori of Italian National Research Council (CNR) [3], the French National Center for Scientific Research (CNRS) [4], the French National Railways Company (SNCF), the ALSTOM Company [5], the Japan Railway Technical Research Institute [6]–[8], and so forth. The aim of this research is to study, analyze, and test energy-efficient and environmentally friendly traction systems.

FCs are able to generate electrical power with high-efficiency, low-operation noise, and no emissions from hydrogen or hydrogen-rich reformer gases and air. The byproducts are exhausted gases, water, and waste heat. The supplied electrical power can be used in vehicles for propulsion and operation of electrically powered



© PHOTODISC & BUS: WIKIMEDIA COMMONS

Digital Object Identifier 10.1109/MIE.2009.933885

accessories. Polymer electrolyte membrane FCs (PEMFCs) use a solid polymer electrolyte membrane, operate at lower temperature, and are considered most suitable for vehicle applications [9]–[12].

PEMFC systems require onboard stored hydrogen or hydrogen-rich gases generated onboard from liquid fuels, such as methanol, or the conventional hydrocarbons, gasoline and diesel. Because more advanced vehicles, such as the FC electric vehicle, have one energy storage (buffer) device as part of the propulsion system, it is possible and necessary to apply advanced control technologies to significantly optimize the vehicle's fuel economy, emissions, and drivability [13].

According to the recent works of Corrêa et al. [14], [15] (who worked with a 0.5-kW PEMFC by BCS Technology Company and 0.5-kW PEMFC by Avista Company), Thounthong et al. [16], [17] [who worked with a 0.5-kW PEMFC by Zentrum für Sonnenenergie und Wasserstoff-Forschung (ZSW) Company and a 1.2-kW Nexa PEMFC by Ballard Power System Company], Zhu et al. [18] (who worked with a

0.5-kW PEMFC by Avista Company), Wang et al. [19] (who worked with a 0.5-kW PEMFC by Avista Company), and Gaynor et al. [20] (who worked with a 350-kW solid oxide FC), the FC time constants are dominated by temperature and fuel delivery system (pumps, valves, and, in some cases, a hydrogen reformer). As a result, fast energy demand will cause a high-voltage drop in a short time, which is recognized as fuel starvation phenomenon [21]–[23]. Fuel or oxidant starvation refers to the operation of FCs at substoichiometric reaction conditions. When starved from fuel or oxygen, the performance of the FC degrades, and the cell voltage drops. This condition of operation is evidently hazardous for the FC stack [24].

Therefore, to use an FC in dynamic applications, its current or power slope must be limited to circumvent the fuel starvation problem, e.g., $4 \text{ A} \cdot \text{s}^{-1}$ for a 0.5-kW, 12.5-V PEMFC [25] and $5 \text{ A} \cdot \text{s}^{-1}$, $10 \text{ A} \cdot \text{s}^{-1}$, and $50 \text{ A} \cdot \text{s}^{-1}$ for a 20-kW, 48-V PEMFC [26]. As a result, the vehicle electrical system must have at least an auxiliary power source (energy storage device), such as battery or

supercapacitor, to improve the performance of the system when electrical loads at a dc bus demand high power in a short time (e.g., vehicle acceleration and deceleration) [27], [28].

An FC vehicle can benefit from being hybridized with an energy storage device, which assumes some of the roles the FC would normally handle. It may increase fuel efficiency and improve the performance of the vehicle. Each energy storage type has advantages and disadvantages: a battery has lower power and high energy-storage capability, and a supercapacitor (ultracapacitor) has higher power but relatively low energy-storage capability. So, the energy storage systems in FC hybrid vehicles offer the well-known ability to [29], [30]

- absorb regenerative braking energy
- improve fuel economy
- provide a more flexible operating strategy
- overcome FC cold start and transient shortfalls
- potentially lower the cost per unit power.

This article presents the impact of the performance of an FC and control strategies on the benefits of hybridization. The possibilities to use a supercapacitor or battery bank as an auxiliary source with an FC main source are presented in detail. One considers that the storage devices are faster than an FC main source. Then, the storage device can complement the main source to produce the compatibility and performance characteristics needed in a load. The studies of two hybrid power systems for vehicle applications, FC/battery and FC/supercapacitor hybrid power sources, are explained. Experimental results with small-scale devices (a PEMFC of 500 W, 40 A, and 13 V; a lead-acid battery module of 33 Ah and 48 V; and a supercapacitor module of 292 F, 500 A, and 30 V) in laboratory will illustrate the performance of the system during motor-drive cycles.

Conventional Power Train Architecture

For example, a modern European tram vehicle named modified Bombardier Transport sur Voie Réservée (TVR) is

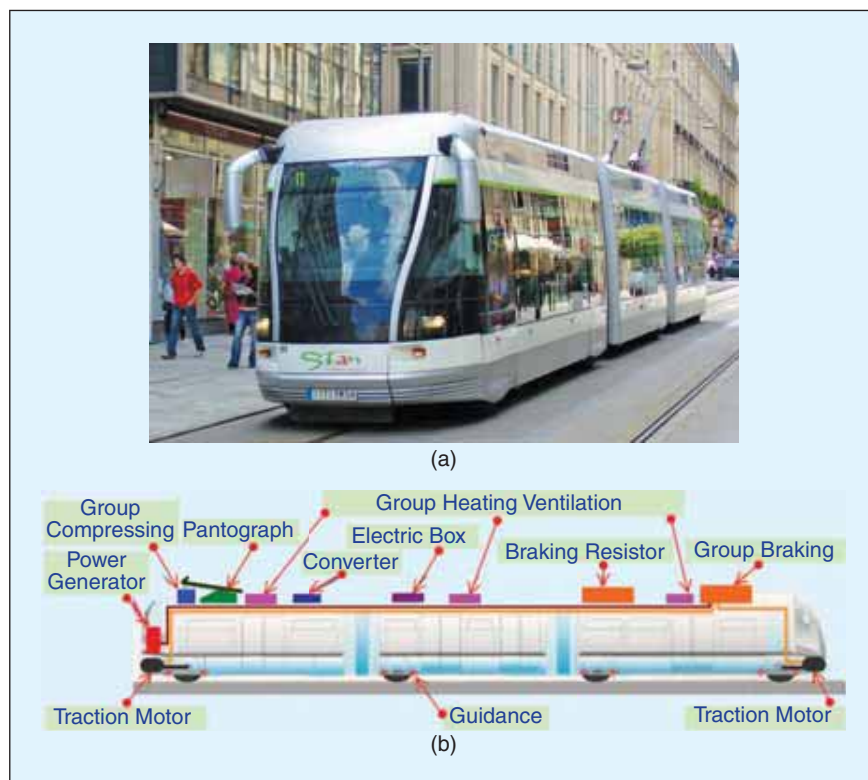


FIGURE 1 – Modern European tramway Bombardier TVR: (a) front view of the tramway in Nancy City Center, Lorraine, France, and (b) side view drawing of the three-car tramway.

presented in Figure 1. The front view of a rubber-tired vehicle in Nancy City Center, Lorraine, France, is given in Figure 1(a). The side view drawing of the three-car tramway is portrayed in Figure 1(b). The basic specifications of the vehicle are total weight (with six people/m²) = 38,000 kg, maximum mechanical power = 300 kW (2 × 150 kW), maximum speed = 70 km/h, and length = 25 m.

As depicted in Figure 2, the conventional power train of a tramway contains traction motors with their inverter and electronic loads, such as conditioning system and heating. The main electrical energy comes from the overhead contact line through the pantograph. This architecture allows the partial reuse of the regenerative braking energy of the vehicle if another vehicle is capable of using it. In this case, instead of burning it in the braking resistor, it is first used for the auxiliaries of the vehicle, and the complement is sent via the pantograph in the overhead contact line to another vehicle. To prevent high voltage at the dc bus, in case of control failure, or high energy during rapid braking of the traction motor when the storage device is fully charged, this structure must have a protection circuit by dissipating high energy in a braking resistor.

To illustrate vehicle characteristics, Figure 3 depicts the speed and power profiles of an European urban tramway during a drive cycle for a 500-m course. The acceleration and deceleration of the vehicle is sustained by motors and electric drives with large power. The characteristics of the vehicle are as follows:

- vehicle peak power is around 600 kW
- peak power duration is around 18 s (related to the slope)
- average power is between 100 and 200 kW according to the auxiliaries (heating or air conditioning)
- duration of standard cycle is between 67 and 80 s according to the slope

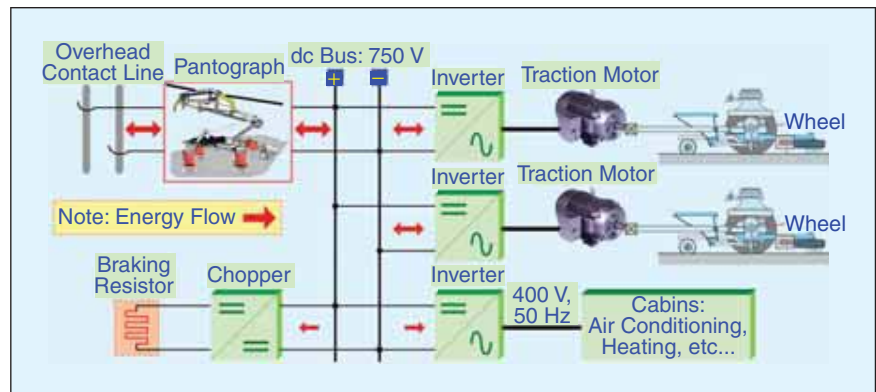


FIGURE 2 – Schematic diagram of power-conventional tramway.

- negative peak power is –800 kW during around 10 s.

Therefore, the drive cycle is characterized by a great number of microcycles with a high level of peak energy, a relative low average power, and duration between 1 and 2 min. Overall, most of the time, the main power source operates at lower load. So, the hybridization consists of replacing the bulky generator of 600 kW with a smaller one of 100 kW capable of providing the average power. It is then coupled with at least one energy storage device (typically batteries or supercapacitors) to provide the peak

energy demanded and absorb the regenerative braking energy.

Battery Versus Supercapacitor as an Energy Storage Device

The battery is still the most extensive energy storage device to provide and deliver electricity. Today, there are many kinds of battery technologies used, such as lead-acid, NiCd, NiMH, or Li ion. Using analytical expressions to model a battery behavior has always been limited by the complex nature of battery electrochemistry [31]–[33]. For lead-acid cell, the terminal voltage of battery V_b and internal resistance R_b are strong

functions of the state of charge (SOC). The actual voltage curve is linear over most of its operating range; nevertheless, at the end of discharge, the voltage decreases very rapidly toward zero. This is because the internal resistance of a lead-acid battery is almost linear during discharge, but the losses are substantial below 25% SOC because of the increase in internal resistance of the battery. This is a reasonable work for the case of batteries used in electric vehicles, because the battery is typically operated only down to 60% SOC [or 40% depth of discharge (DOD), the amount of energy capacity that has been removed from a battery]. Usually, DOD is expressed as a percentage of the total battery capacity, and $DOD = 100\% -$

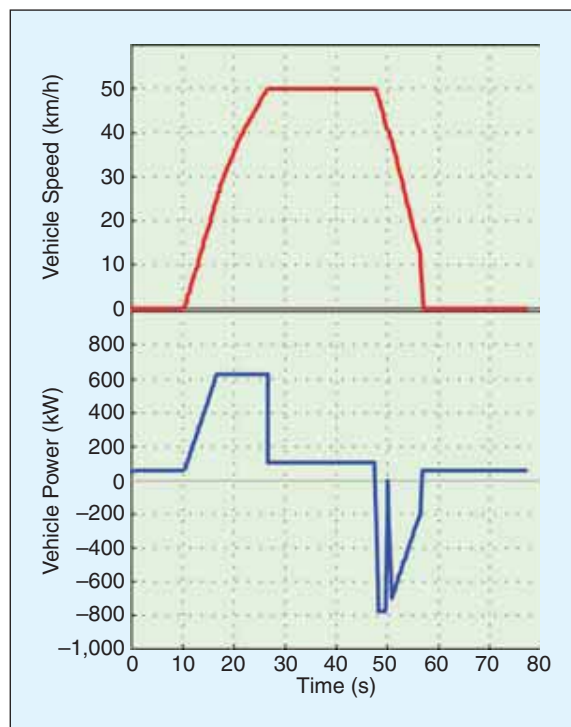


FIGURE 3 – The speed and power profiles of an European urban tramway during a drive cycle.

SOC. So, the well-known battery SOC estimation is defined as [32], [33]

$$\text{SOC}(t) = \frac{1}{Q_{\text{Bat}}} \int_{t_0}^t i_{\text{Bat}}(\tau) d\tau + \text{SOC}_0(t_0), \quad (1)$$

where SOC_0 is the known battery SOC (in percentages) at the time t_0 , Q_{Bat} is the rated capacity (Ah), and $i_{\text{Bat}}(\tau)$ is the battery current (A).

Energy storage by supercapacitors is an emerging technology. Current breakthroughs in material design and fabrication methods aimed at maximizing rated capacitance have provided a tremendous increase in the energy storage capabilities of the supercapacitor [34], [35]. For example, an innovative prototype supercapacitor SC3500 model developed and manufactured by SAFT is 3,500 F, 2.5 V, 500 A, and 0.65 kg with a maximum energy storage capacity of 10,938 J ($2 \text{ kW} \cdot \text{kg}^{-1}$ and $4.67 \text{ Wh} \cdot \text{kg}^{-1}$) in an equivalent series resistance (ESR) of only 0.8 mΩ (representing small losses). Terminal voltage of the supercapacitor is limited, though, because of dissociation of the electrolyte. This limits the maximum voltage of 2.5–3 V.

When comparing the power characteristics of supercapacitors and batteries, the comparisons should be made for the same charge/discharge efficiency. Only one half of the energy at the peak power from the battery is in the form of electrical energy to the load, and the other one half is

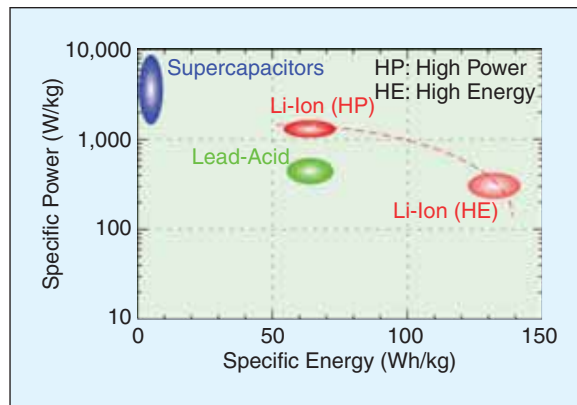


FIGURE 4—Specific power versus specific energy of modern storage devices: supercapacitor, lead-acid, and Li-ion battery technology. The supercapacitors and Li-ion batteries are based on the SAFT company.

dissipated within the battery as heat in the ESR. This is to say that the efficiency of batteries is around 50%. For supercapacitors, the peak power is usually for a 95% efficient discharge, in which only 5% of the energy from the device is dissipated as heat in the ESR. For a corresponding high-efficiency discharge, batteries would have a much lower power capability.

Furthermore, the main drawback of the batteries is a slow-charging time, limited by a charging current [36]; in contrast, the supercapacitors may be charged in a short time depending on a high-charging current (power) available from the main source. The capacitor voltage v_C can then be found using the following classical equation:

$$v_C(t) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i_C(\tau) d\tau + v_C(t_0), \quad (2)$$

where i_C is the capacitor charging current.

Moreover, Figure 4 compares the advanced technologies of batteries and supercapacitors in terms of specific power and energy. Even though it is true that a battery has the largest energy density (meaning more energy is stored per weight than other technologies), it is important to consider the availability of that energy. This is the traditional advantage of capacitors. With a time constant of less than 0.1 s, energy can be taken from a capacitor at a very high rate [37]–[39]. On the contrary, the

same-size battery will not be able to supply the necessary energy in the same time. More advantageous, unlike batteries, supercapacitors can withstand a very large number of charge/discharge cycles without degradation (or visually infinite cycles) [11].

FC/Battery and FC/ Supercapacitor Hybrid Power Sources

Structure of the Hybrid Power Sources

The FC operates giving dc and a low-dc voltage, and it is not current reversible; thereby, the step-up converter (called the FC converter) is always selected to adapt the low-dc voltage delivered by the FC to the utility dc-bus voltage [40]–[42].

The constraints to operate an FC are as follows:

- 1) The FC power or current must be kept within an interval (rated value, minimum value, or zero).
- 2) The FC current must be controlled as a unidirectional current.
- 3) The FC current slope must be limited to a maximum absolute value (e.g., $4 \text{ A} \cdot \text{s}^{-1}$ [25]) to prevent an FC stack from the fuel starvation phenomenon.
- 4) The switching frequency of the FC current must be greater than 1.25 kHz, and the FC ripple current must be lower than around 5% of rated value, to ensure minor impact to the FC conditions [43].

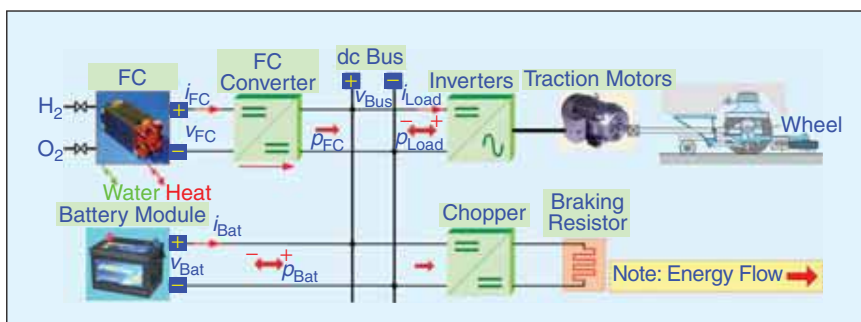


FIGURE 5—Concept of FC/battery hybrid power source, where $p_{\text{FC}} (= v_{\text{FC}} \times i_{\text{FC}})$, v_{FC} , and i_{FC} are the FC power, voltage, and current, respectively. $p_{\text{Bat}} (= v_{\text{Bat}} \times i_{\text{Bat}})$, v_{Bat} , and i_{Bat} are the battery power, voltage, and current, respectively. $p_{\text{Load}} (= v_{\text{Bus}} \times i_{\text{Load}})$, v_{Bus} , and i_{Load} are the load power, dc-bus voltage, and load current, respectively. $p_{\text{Load}} = p_{\text{FC}} + p_{\text{Bat}}$. It has been assumed that there are no losses in FC converter, and here, v_{Bus} is v_{Bat} .

Concepts of the FC hybrid power sources are depicted in Figures 5 and 6. Because battery voltage, e.g., in a lead-acid battery, is nearly constant and virtually independent from discharge current and drops sharply when almost fully discharged, we propose the FC/battery hybrid source (Figure 5) by connecting the battery module directly to a dc bus [44], [45]. For the FC/supercapacitor hybrid source (Figure 6), the supercapacitor module is frequently connected to the dc bus using a classical two-quadrant (bidirectional) dc/dc converter [46], [47]. The supercapacitor current i_{SuperC} , which flows across the storage device, can be positive or negative, allowing energy to be transferred in both directions. The definitions of current direction are also illustrated in Figures 5 and 6.

Energy Management of the Hybrid Power Sources

For reasons of safety and dynamics, the FC and supercapacitor converters are primarily controlled by inner current-regulation loops, classically. The dynamics of the current-regulation loops are also supposed to be much faster than those of the outer control loops, detailed hereafter. Therefore, the currents i_{SuperC} and i_{FC} are considered to follow perfectly their references $i_{\text{SuperCREF}}$ and i_{FCREF} .

Besides, when an FC operates, its fuel (hydrogen and oxygen) flows are controlled by an FC controller, which receives current demand. This current demand is the FC current reference i_{FCREF} coming from the hybrid-control algorithms. The fuel flows must be adjusted to match the reactant delivery rate to the usage rate by an FC controller. For this reason, the inner FC current control loop is obligatory, and the hybrid-control algorithms demand energy from the FC to dc link by generating i_{FCREF} [48], which is sent to the FC system synchronously. One can take advantage of the safety and high-dynamic characteristics of this loop as well.

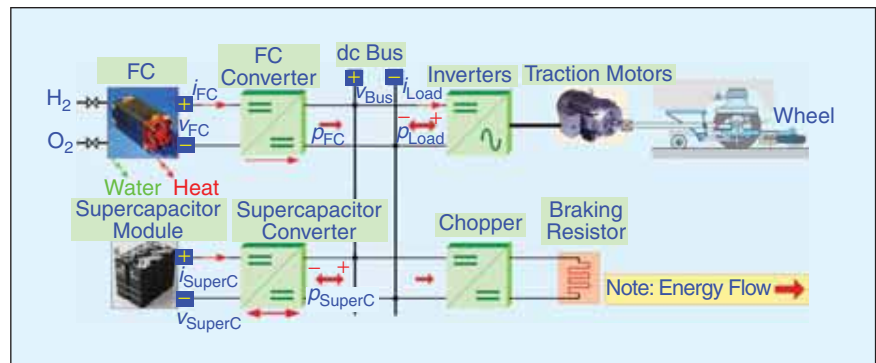


FIGURE 6 – Concept of FC/supercapacitor hybrid power source, where $p_{\text{FC}} (= v_{\text{FC}} \times i_{\text{FC}})$, v_{FC} , and i_{FC} are the FC power, voltage, and current, respectively. $p_{\text{SuperC}} (= v_{\text{SuperC}} \times i_{\text{SuperC}})$, v_{SuperC} , and i_{SuperC} are the supercapacitor power, voltage, and current, respectively. $p_{\text{Load}} (= v_{\text{Bus}} \times i_{\text{Load}})$, v_{Bus} , and i_{Load} are the load power, dc-bus voltage, and load current, respectively. $p_{\text{Load}} = p_{\text{FC}} + p_{\text{SuperC}}$. It has been assumed that there are no losses in FC and supercapacitor converters.

To manage the energy exchanges among the loads in the hybrid system, the main source (here the FC), auxiliary source (the battery or supercapacitor), and three operating modes (or states) can be identified [11]:

- *Mode i*: charge mode, in which the main source supplies energy to the load and/or to the storage device (Figure 3; during 0–10 s, 26–46 s, and 56–80 s)
- *Mode ii*: discharge mode, in which both main source and storage device supply energy to the load (Figure 3; during 10–26 s)
- *Mode iii*: recovery mode, in which the load supplies energy to the storage device (Figure 3; during 46–56 s).

As mentioned earlier, the FC has slow dynamics. This can be compensated by faster dynamics from a storage device. The energy-management strategy based on a dynamic classification aims at distributing the global

power mission of the vehicle (Figure 3) into the sources in such a way that each source is optimally used. According to the dynamic characteristics of the hybrid power source mentioned earlier, embedded energy sources can be classified as illustrated in Figure 7. An FC generator is controlled as the lower dynamic power source. An auxiliary source is controlled as the higher dynamic power source, which provides the microcycles and fast dynamic power supply in the dynamic classification.

Therefore, the hybrid source-control strategies presented here intelligently lies in using the storage device, which is the fastest energy source of the system, for supplying the transient energy and absorbing the regenerative braking energy required by the load, as if this device were a standard power supply. In consequence, the FC may be seen as the generator that supplies energy to keep the storage device charged, although it is obviously the main energy source of the system.

FC/Battery Hybrid Power Source

One takes advantage of a battery bank (which is directly connected to a dc bus for supplying transient energy demand and peak loads required during traction motor acceleration and deceleration) as if this device is a standard power

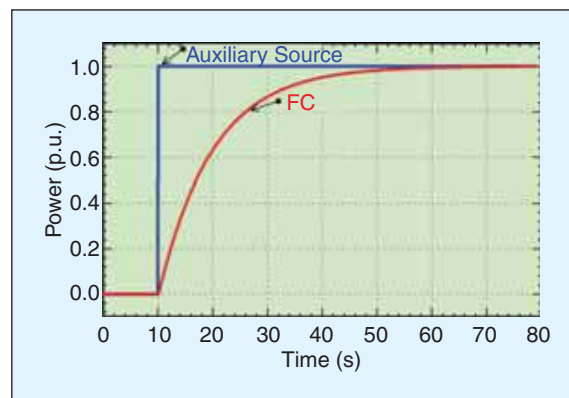


FIGURE 7 – Dynamic classification of the FC hybrid power source (in p.u.).

supply. The proposed control strategy is a cascade-control structure composed of three loops as portrayed in Figure 8. The outer loop is the battery SOC control that links the battery SOC to the battery charging current reference i_{BatREF} . The middle loop controls the battery charging current and links i_{BatREF} to the FC current reference i_{FCREF} . The inner loop is the FC current control, which is not presented in Figure 8.

The simple method to charge the battery is constant current (maximum charging current I_{BatMax} is set around $Q_{\text{Bat}}/10$; for a modern Li-ion battery, it can be set at $I_{\text{BatMax}} = Q_{\text{Bat}}$) when the SOC is far from the SOC reference (SOC_{REF}) and reduced current when the SOC is near SOC_{REF} and zero when the SOC is equal to SOC_{REF} . For the SOC, it can be estimated by using (1) as depicted in Figure 8 “Battery State-of-Charge Observer.”

More importantly, in vehicle applications, battery monitoring is compulsory to replace aged batteries. In particular, the potential capacity Q_{Bat} is dependent on the DOD, discharge rate, cell temperature, charging regime, dwell time at low- and high-SOC, battery maintenance procedures, current ripple, and amount and frequency of overcharge [49].

It is beyond the scope of this work to observe the battery capacity. It is

assumed that Q_{Bat} is constant. Additionally, in a real system of applications, SOC_0 [initial value of the battery SOC, (1)] can be retained in a storage device.

According to this SOC control algorithm, the battery SOC controller generates a battery charging current i_{BatCh} for the battery current-control loop, and the charging current must be limited at I_{BatMax} .

To avoid high voltage at the dc bus, in case of an erroneous SOC estimation or high regenerative braking, the dc-bus voltage (battery voltage) must be monitored to limit charging current. The battery current-limitation function consists of limiting the battery current reference i_{BatREF} versus the dc-bus voltage as

$$i_{\text{BatREF}}(t) = i_{\text{BatCh}}(t) \cdot \min\left(1, \frac{V_{\text{BusMax}} - v_{\text{Bus}}(t)}{\Delta v_{\text{Bus}}}\right), \quad (3)$$

where V_{BusMax} is the defined maximum dc-bus voltage, and Δv_{Bus} is the defined voltage band.

The battery current-control loop receives i_{BatREF} from an SOC-regulation loop. The battery current controller generates the FC current reference i_{FCREF} . It must be limited in level, within an interval maximum I_{FCMax} (corresponding to a rated current of the FC) and minimum I_{FCMin} (set to 0 A) and limited in slope to

a maximum absolute value (in $\text{A} \cdot \text{s}^{-1}$), which enables the safe operation of the FC to respect constraints associated with the FC.

One may summarize that the control principle of the whole system is based on the battery SOC, whatever the load power is.

- If the SOC is lower than SOC_{REF} , the battery charging current reference is negative value and an FC current is necessary to charge the battery.
- If the SOC is higher than SOC_{REF} , the battery charging current reference is positive value or equal to zero, and the FC current reference is reduced to zero.

As a consequence, a transient in the load modifies the FC current when the battery SOC becomes lower than the SOC_{REF} . In any case, if SOC is higher than SOC_{REF} , the FC current reference is equal to zero. For transient conditions, as FC current dynamics have been intentionally reduced, the battery supplies all load variations.

FC/Supercapacitor Hybrid Power Source

To manage energy exchange in the system, its basic principle lies in using the supercapacitor, which is the fastest energy source of the system, for supplying the energy required to achieve the dc-bus voltage regulation,

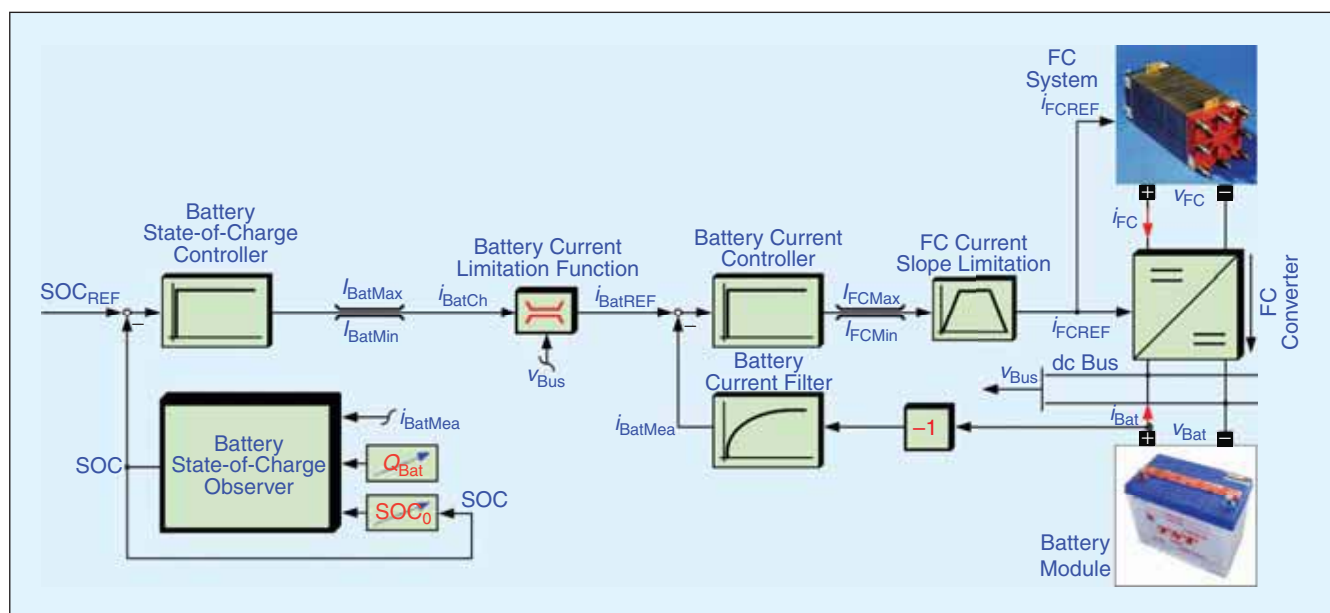


FIGURE 8 – Proposed energy management of the FC/battery hybrid power source [49].

as if this device were a standard power supply. Therefore, the FC, although obviously the main energy source of the system, is operated for supplying energy to supercapacitors to keep them charged [50], [51].

Consequently, the supercapacitor converter is driven to realize a classical dc-bus voltage regulation, and the FC converter is driven to maintain the supercapacitor module at a given SOC. The supercapacitor and FC current-control loops are supplied by two reference signals, $i_{\text{SuperCREf}}$ and i_{FCREF} , generated by the dc-bus voltage-regulation loop and supercapacitor voltage-regulation loop, as shown in Figure 9.

For the dc-bus voltage-control loop, it uses the dc bus capacitive energy E_{Bus} as state variable, and the supercapacitor delivered power $p_{\text{SuperCREf}}$ as command variable, to obtain a natural linear transfer function for the system. If the losses in both the FC converter and supercapacitor converter are neglected, the dc link capacitive energy E_{Bus} is given versus supercapacitor

power p_{SuperC} , FC power p_{FC} , and load power p_{Load} by the following differential equation:

$$\frac{dE_{\text{Bus}}(t)}{dt} = p_{\text{SuperC}}(t) + p_{\text{FC}}(t) - p_{\text{Load}}(t). \quad (4)$$

The function F_1 presented in Figure 9 is a voltage-to-energy transformation, proportional for the total dc-bus capacitance C_{Bus} to the square function

$$E_{\text{Bus}}(t) = \frac{1}{2} \cdot C_{\text{Bus}} \cdot v_{\text{Bus}}^2(t). \quad (5)$$

It enables the generation of both dc-bus energy reference E_{BusREF} and dc-bus energy measurement E_{BusMea} , through dc-bus voltage reference V_{BusREF} and dc-bus voltage measurement v_{Bus} , respectively. The dc-bus energy controller generates a supercapacitor power reference $p_{\text{SuperCREf}}$. This signal is then divided by the measured supercapacitor voltage $v_{\text{SuperCMea}}$ and limited to maintain supercapacitor

voltage within an interval $[V_{\text{SuperCMin}}, V_{\text{SuperCMax}}]$. The higher value of this interval corresponds to the rated voltage of the storage device. Generally, the lower value $V_{\text{SuperCMin}}$ is chosen as $V_{\text{SuperCMax}}/2$, resulting in the remaining energy in the supercapacitor bank of only 25%, which supercapacitor discharge becomes ineffective. This results in supercapacitor current reference $i_{\text{SuperCREf}}$.

The SuperC current-limitation function consists of limiting the reference $i_{\text{SuperCREf}}$ to the interval $[I_{\text{SuperCMin}}, I_{\text{SuperCMax}}]$ defined versus measured supercapacitor voltage $v_{\text{SuperCMea}}$ as follows:

$$\left. \begin{aligned} I_{\text{SuperCMin}} &= -I_{\text{SuperCRated}} \\ &\cdot \min \left(1, \frac{V_{\text{SuperCMax}} - v_{\text{SuperCMea}}(t)}{\Delta v_{\text{SuperC}}} \right) \\ I_{\text{SuperCMax}} &= +I_{\text{SuperCRated}} \\ &\cdot \min \left(1, \frac{v_{\text{SuperCMea}}(t) - V_{\text{SuperCMin}}}{\Delta v_{\text{SuperC}}} \right) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

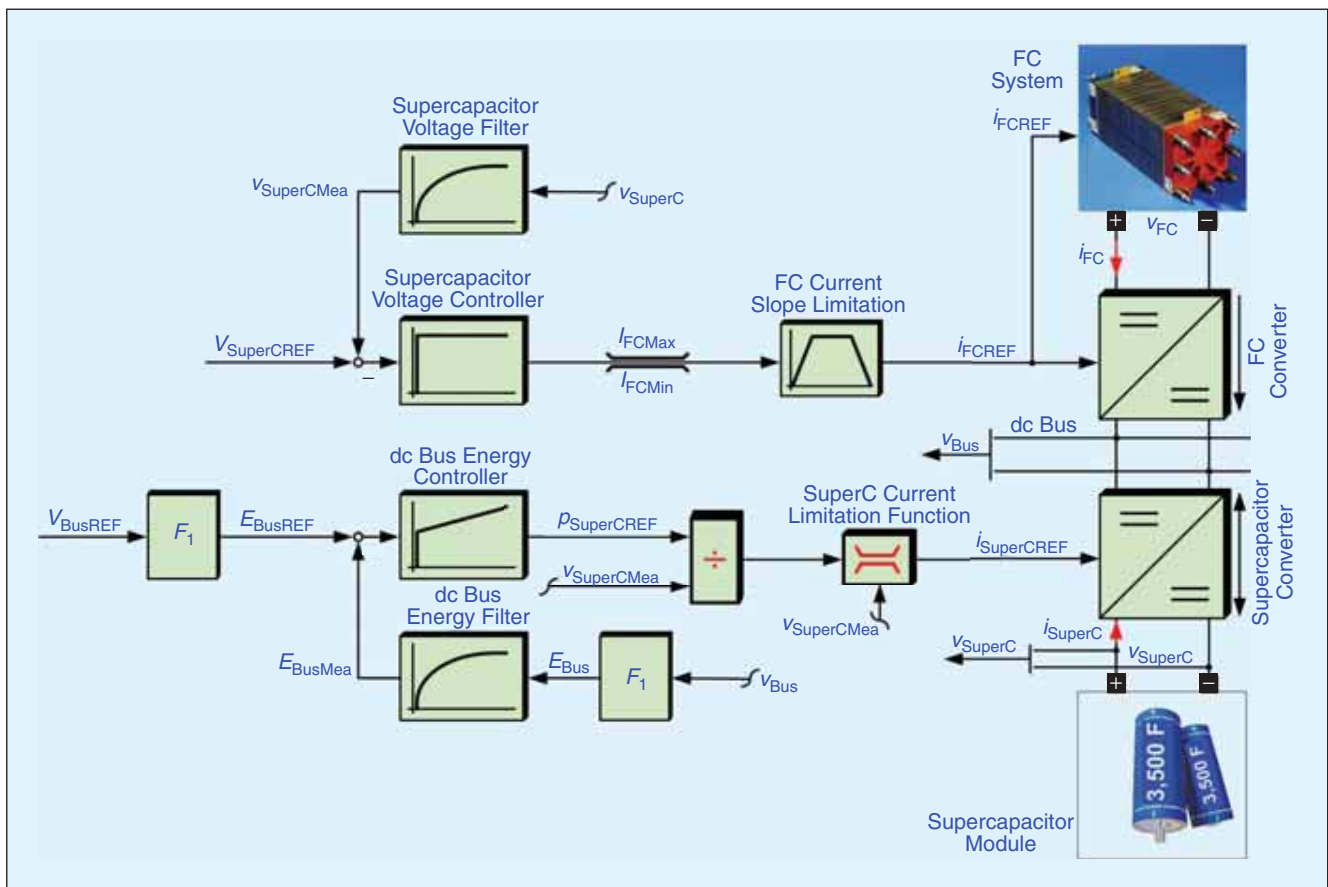


FIGURE 9 – Proposed energy management of the FC/supercapacitor hybrid power source [25].

where $I_{\text{SuperCRated}}$ and Δv_{SuperC} are regulation parameters.

For the supercapacitor voltage-regulation loop, the supercapacitor voltage controller generates an FC current reference i_{FCREF} limited in level and slope, with respect to constraints associated with the FC. The i_{FCREF} that drives the FC converter through the FC current loop is then kept within an interval $[I_{\text{FCMin}}, I_{\text{FCRated}}]$. The higher value of this interval corresponds to the rated current of the FC, and the lower value should be zero. Slope limitation to a maximum absolute value of some amperes per second enables safe operation of the FC, even during transient power demand.

Using this form of control principle, the state of the supercapacitor module is naturally defined through the dc-bus voltage regulation by the load power level and by its SOC. The following cases are encountered in narrow steady-state conditions.

- 1) If load power is negative, the dc link voltage regulation generates a negative supercapacitor current reference $i_{\text{SuperCREF}}$.
- 2) If load power is greater than the approximate FC-rated power, the dc-bus voltage regulation generates a positive supercapacitor current reference $i_{\text{SuperCREF}}$.
- 3) Otherwise, the state of the supercapacitor module depends on its SOC: for positive load power, supercapacitor current will therefore be positive if $v_{\text{SuperC}} > v_{\text{SuperCREf}}$, negative if $v_{\text{SuperC}} < v_{\text{SuperCREf}}$; for negative load power, supercapacitor current will be always negative, even if $v_{\text{SuperC}} > v_{\text{SuperCREf}}$ or $v_{\text{SuperC}} < v_{\text{SuperCREf}}$.

In all cases, the FC state depends only on supercapacitor voltage: FC current will be strictly positive and less than I_{FCRated} , if $v_{\text{SuperC}} < v_{\text{SuperCREf}}$; otherwise, it will be zero. In transient conditions, as FC

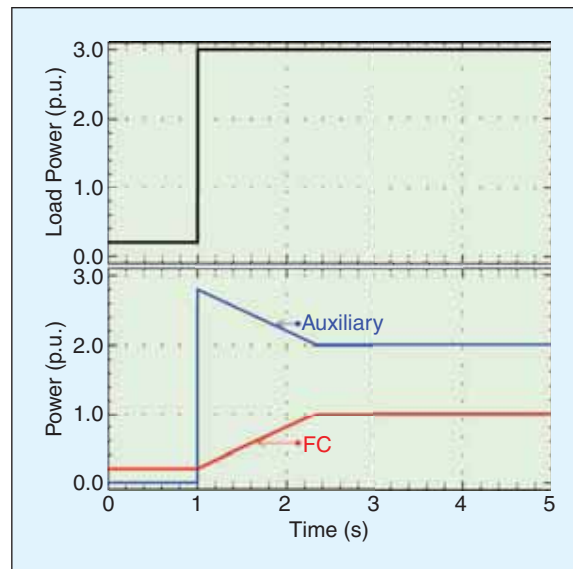


FIGURE 10—Simulation result: hybrid source response during a high-positive load step (power in p.u.).

current dynamics have been intentionally reduced, the supercapacitor supplies load variations. In effect, the dc-bus voltage regulation transforms a sudden increase in load power into a sudden increase of supercapacitor current and, on the contrary, a sudden decrease in load power into a sudden decrease of supercapacitor current.

Conclusion of the Proposed Energy Management Algorithms

The important point in hybrid system presented here is to balance energy among the FC main source, auxiliary

source, and load. The FC power or current dynamics have been intentionally reduced; the auxiliary source supplies all load variations.

Finally, Figures 10 and 11 present simulation results during a high-constant stepped load power. They show the load, auxiliary, and FC powers in each unit. In simulations, the FC minimum and maximum powers are set at 0 p.u. (corresponding to the FC minimum current) and 1.0 p.u. (corresponding to the FC maximum current), respectively. The power dynamics of the FC is set at $0.6 \text{ p.u.} \cdot \text{s}^{-1}$. As illustrated in Figure 10, initially, the

storage device is full of charge, and the load power is 0.2 p.u. As a result, the power of the storage device is zero, and the FC supplies 0.2 p.u. for the constant load power. At $t = 1 \text{ s}$, the constant load power steps to 3.0 p.u. The following are the observations:

- the auxiliary source supplies most of the transient power required
- the FC power increases to the limited power 1.0 p.u. with a slope of $0.6 \text{ p.u.} \cdot \text{s}^{-1}$
- synchronously, the auxiliary power, after a sharp increase (discharging), decreases slowly to a constant discharge of 2.0 p.u.

At steady state, the constant load power of 3.0 p.u. is entirely supplied by the FC of 1.0 p.u. and storage device of 2.0 p.u. (discharging state).

As a final simulation illustrated in Figure 11, initially, the auxiliary energy source is full of charge, and the load power is 0.8 p.u. As a result, the storage device power is zero, and the FC supplies 0.8 p.u. for the constant load power. At $t = 1 \text{ s}$, the constant load power steps to -1.0 p.u. (imitated regenerative braking). The following are the observations:

- 1) the auxiliary source absorbs most of the transient negative power

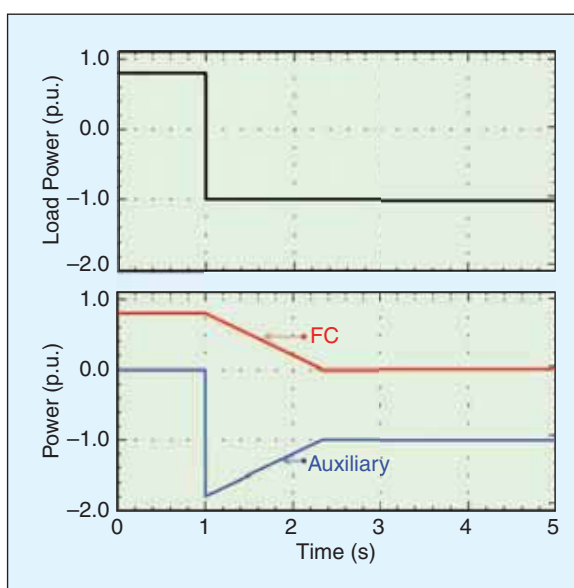


FIGURE 11—Simulation result: hybrid source response during a high-negative load step (imitated regenerative braking).

- 2) the FC power reduces to zero with a slope of $0.6 \text{ p.u.} \cdot \text{s}^{-1}$, because the FC power source is a unidirectional power flow
- 3) simultaneously, the auxiliary source, after a sharp decrease (charging), increases slowly to a constant charge at -1.0 p.u.

Design Example for Hybrid Power Source

We design a full FC hybrid vehicle to present how to scale a power source and storage device with respect to applications. The vehicle specifications are as follows:

- average vehicle power = 40 kW
- storage device for the worse-case cycle during vehicle acceleration = 298 Wh
- dc-bus voltage for traction motors = 400 V.

Normally, we consider an FC size of the average vehicle power of 40 kW. In high-power applications, an interleaved multiphase boost converter is always selected as an FC converter [17]. Because the dc-bus voltage is equal to 400 V, the rated FC voltage is approximately equal to 200 V to operate a boost converter at 50% duty cycle for efficient switching utilization. For an FC/battery hybrid source, an FC is connected to the dc bus by a unidirectional dc/dc converter, and a battery bank is connected directly to the dc bus (Figure 8). The battery considered here is based on A123 systems' new high-power lithium ion ANR26650MI cell (2.3 Ah and 3.3 V). Each cell has a mass of 70 g. After adding 53 g for cell balancing and packaging, the total mass is 0.123 kg/cell. The published cost for six cells is US\$115 (including cell balancing and packaging). The upper current limit is 70 A. Because the dc-bus voltage is 400 V, 23 packs are used in a series so that the maximum battery voltage V_{BatMax} is 455 V. One defines 20% DOD from the battery. Then, to store the usable energy of 298 Wh, the two strings are needed to be connected in parallel. In this case,

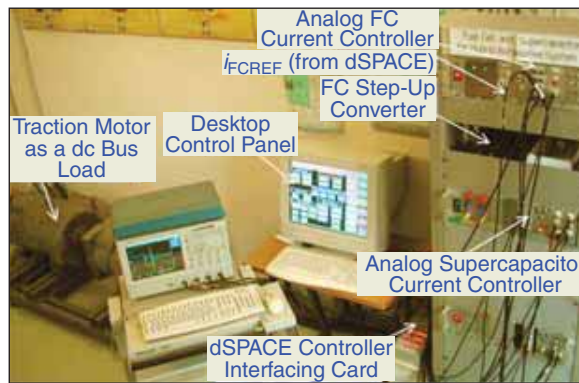


FIGURE 12 – Hybrid source test bench.

the required battery bank is as follows:

- pack in series: 23 packs
- string in parallel: two strings
- maximum battery voltage V_{BatMax} : 455 V
- nominal battery voltage V_{BatNom} : 400 V
- maximum energy content: 1,840 Wh = $400 \text{ V} \times 2.3 \text{ Ah} \times 2$
- DOD: 20%
- usable energy: 368 Wh = 20% of maximum energy content
- peak power: 56 kW = $70 \text{ A} \times 2 \times 400 \text{ V}$
- weight: 34 kg = $0.123 \text{ kg} \times 6 \times 23 \times 2$
- cost: US\$5,290 = $\text{US\$115} \times 23 \times 2$.

For an FC/supercapacitor hybrid source, an FC is connected to the dc bus by a unidirectional dc/dc converter, and a supercapacitor bank is connected to the dc bus by a bidirectional dc/dc converter (Figure 9). The supercapacitor presented here is based on Maxwell Supercapacitor's BMOD0058 15-V pack, which contains six BCAP0350 cells (2.5 V, 350 F, and 95 A) in a series. The pack includes cell balancing and sturdy packaging. Because the dc-bus voltage is 400 V, the maximum supercapacitor pack voltage should be around 200 V (50% of

the dc-bus voltage), to operate a two-quadrant converter at a duty cycle of 50% (efficient switching utilization). Accordingly, 14 packs are used in a series so that the maximum supercapacitor voltage $V_{\text{SuperCMax}}$ is 210 V. As a result, the nominal supercapacitor voltage $V_{\text{SuperCNom}}$ is 200 V, and the minimum supercapacitor voltage $V_{\text{SuperCMin}}$ is 100 V. To store the usable energy of 298 Wh, the 18 strings are needed to be connected in parallel. Based on correspondence with a Maxwell representative, a cost of US\$85 per 15-V pack is used for high-volume production. The mass of each pack is 680 g (including cell balancing and packaging). In this case, the required supercapacitor bank is as follows:

connected in parallel. Based on correspondence with a Maxwell representative, a cost of US\$85 per 15-V pack is used for high-volume production. The mass of each pack is 680 g (including cell balancing and packaging). In this case, the required supercapacitor bank is as follows:

- pack in series: 14 packs
- string in parallel: 18 strings
- total capacitance, C : 75 F = $((350 \text{ F}/6)/14) \times 18$
- maximum supercapacitor voltage $V_{\text{SuperCMax}}$: 210 V
- nominal supercapacitor voltage $V_{\text{SuperCNom}}$: 200 V
- minimum supercapacitor voltage $V_{\text{SuperCMin}}$: 100 V
- usable energy: 313 Wh = $(0.5 \cdot C \cdot V_{\text{SuperCNom}}^2 - 0.5 \cdot C \cdot V_{\text{SuperCMin}}^2) / 3,600$
- maximum energy content: 459 Wh = $(0.5 \cdot C \cdot V_{\text{SuperCMax}}^2) / 3,600$
- peak power: 342 kW = $95 \text{ A} \times 18 \times 200 \text{ V}$
- weight: 171 kg = $0.68 \text{ kg} \times 14 \times 18$
- cost: US\$21,420 = $\text{US\$85} \times 14 \times 18$.

From the aforementioned estimations, it is very clear that an FC/supercapacitor vehicle must have at least 18 strings of supercapacitors in parallel to provide the amount of extra energy (298 Wh) required for acceleration.

This large number of supercapacitors increases the cost and mass of the vehicle.

Experimental Validation

Test-Bench Description

A small-scale test bench of the hybrid systems in our laboratory is presented in Figure 12. As



FIGURE 13 – PEMFC stack: 500 W, 40 A, and 13 V.



FIGURE 14 – Lead-acid battery module: 33 Ah and 48 V.



FIGURE 15 – Supercapacitor module: 292 F, 30 V, and 500 A.

illustrated in Figure 13, the PEMFC system (500 W, 40 A, and 13 V) was achieved by ZSW, Germany. It is composed of 23 cells of 100 cm² in a series. It is supplied using pure hydrogen from bottles under pressure and with clean

and dry air from a compressor. The battery module (Figure 14) is obtained by means of four aged lead-acid batteries [7.78 Ah (33 Ah at name plate) and 12 V] connected in a series. The supercapacitor module (Figure 15) is obtained

by means of 12 SAFT supercapacitors SC3,500 (3,500 F, 2.5 V, 500 A, and a low-frequency ESR of 0.8 mΩ) connected in a series.

The load at dc bus is only a dc-traction motor drive (10 kW) coupled with a small-inertia flywheel. For the supercapacitor and FC current-control loops, they have been realized by analog circuits to function at high bandwidth. The proposed energy-control algorithms have been implemented in the real-time card dSPACE DS1104, through the mathematical environment of MATLAB-Simulink, with a sampling frequency of 25 kHz. The ControlDesk software enables changes in the parameters of the control loops.

The controlled parameters of the PEMFC are set as follows:

- 1) $I_{FCMax} = 40$ A (rated FC current $I_{FCRated}$, corresponding to the rated FC power)
- 2) $I_{FCMin} = 0$ A (minimum FC current, corresponding to the minimum FC power)
- 3) the FC current absolute slope limitation is set to $4 \text{ A} \cdot \text{s}^{-1}$ (corresponding to the FC power slope of around $50 \text{ W} \cdot \text{s}^{-1}$). This value has been experimentally determined as the highest current slope of our FC system, where no fuel starvation occurs [25].

Performance of FC/Battery Hybrid Power Source

The controlled parameters of this system are set as follows:

- $\text{SOC}_{REF} = 100\%$ (equal to 7.78 Ah)
- $I_{BatMin} = -50$ A
- $I_{BatMax} = +6$ A
- $V_{BusMax} = 61$ V
- $\Delta v_{Bus} = 2$ V.

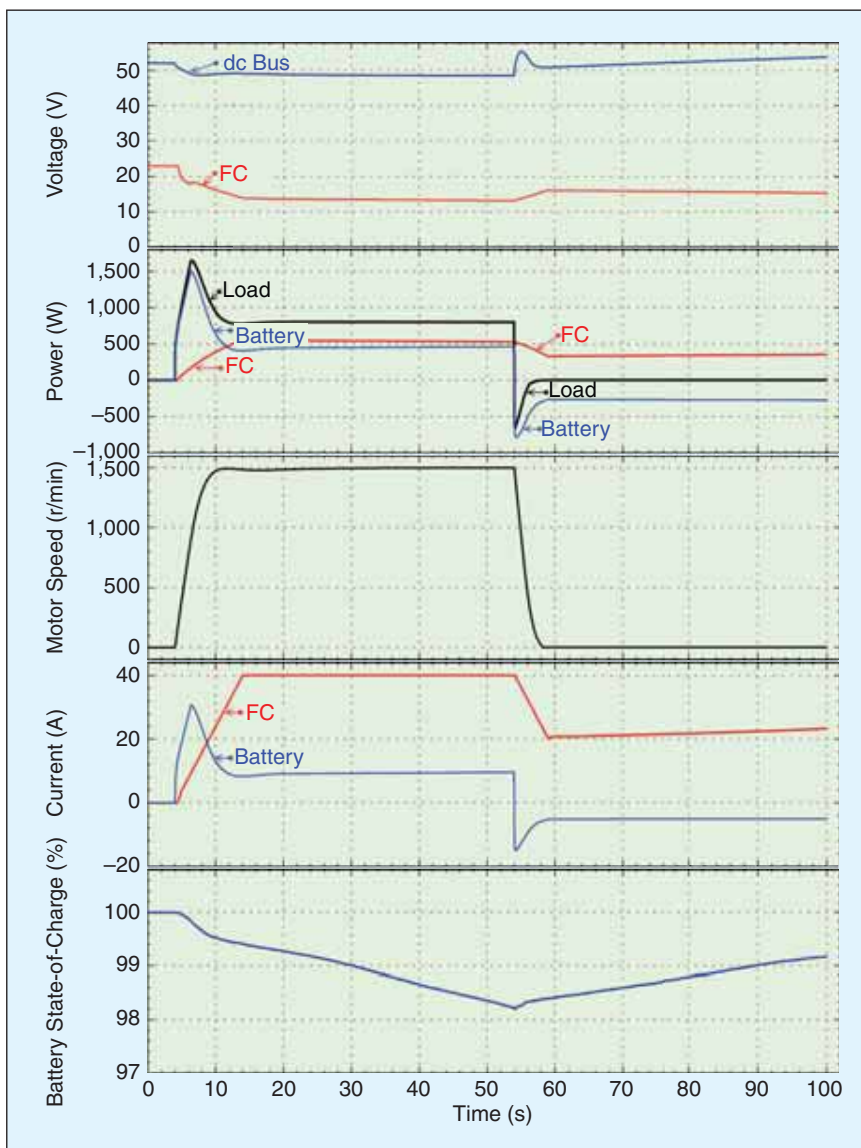


FIGURE 16 – FC/battery hybrid source response during a motor-drive cycle.

Figure 16 presents waveforms obtained during the motor-drive cycle. It shows the dc-bus voltage (battery voltage), FC voltage, load power, battery power, FC power, motor speed, battery current, FC current, and battery SOC.

The initial state is zero for both the FC and battery powers and 100% for the battery SOC. At $t = 4$ s, the motor starts to the final speed of 1,500 r/min, such that the final FC current is $I_{FCRated}$. The following can be observed:

- the battery supplies most of the power of 1,600 W required during motor acceleration
- the FC power increases with a limited slope up to a level of the rated power 500 W
- concurrently, the battery power, after a sharp increase during motor acceleration, decreases slowly to a constant discharging power of 400 W
- the steady-state load power at the constant speed of 1,500 r/min is about 800 W, entirely supplied by the FC and battery.

After that, at $t = 54$ s, the motor reduces speed to stop. It can be scrutinized that there are three phases. First, the battery recovers the power supplied to the dc link by the FC and motor (known as a regenerative braking energy). Second, the battery recovers the reduced power supplied to the dc bus only by the FC. Third, the battery is charged at a constant current of -6 A by the FC. During the first and second phases, the FC power reduces from a rated power of 500 W with a constant slope of $50 \text{ W} \cdot \text{s}^{-1}$. In the third phase, the FC power is nearly constant at around 300 W to charge the battery. After that, both the FC and battery power will reduce to zero when the SOC will reach SOC_{REF} . So, this characteristic can be comparable with the simulation results in Figures 10 and 11.

It must be noted here that the drive cycle in Figure 3 is not identical with that in Figure 16, because, in the test bench, the FC and storage devices are small-scale sizes. So, during

motor acceleration, there is no motor power limitation in Figure 16. In addition, during motor braking, the small regenerative braking energy is absorbed by the storage device, but in Figure 3 (real vehicle), the high regenerative braking energy is absorbed by the storage device; however, extra energy needs to be dissipated by a resistive braking during $t = 48\text{--}51$ s in Figure 3.

Performance of FC/ Supercapacitor Hybrid Power Source

The controlled parameters of this system are set as follows:

- $V_{BusREF} = 42 \text{ V}$ (a new standard dc-bus voltage in an automotive

electrical system called Power-Net [11])

- $V_{SuperCREF} = 25 \text{ V}$
- $V_{SuperCMax} = 30 \text{ V}$
- $V_{SuperCMin} = 15 \text{ V}$
- $I_{SuperCRated} = 200 \text{ A}$
- $\Delta v_{SuperC} = 0.5 \text{ V}$.

Figure 17 presents waveforms obtained during the motor-drive cycle. It shows the dc-bus voltage, FC voltage, load power, supercapacitor power, FC power, motor speed, supercapacitor current, FC current, and supercapacitor voltage (or supercapacitor SOC).

The initial state is no-load power, and the storage device full of charge, $V_{SuperC} = 25 \text{ V}$; as a result, zero for both the FC and supercapacitor

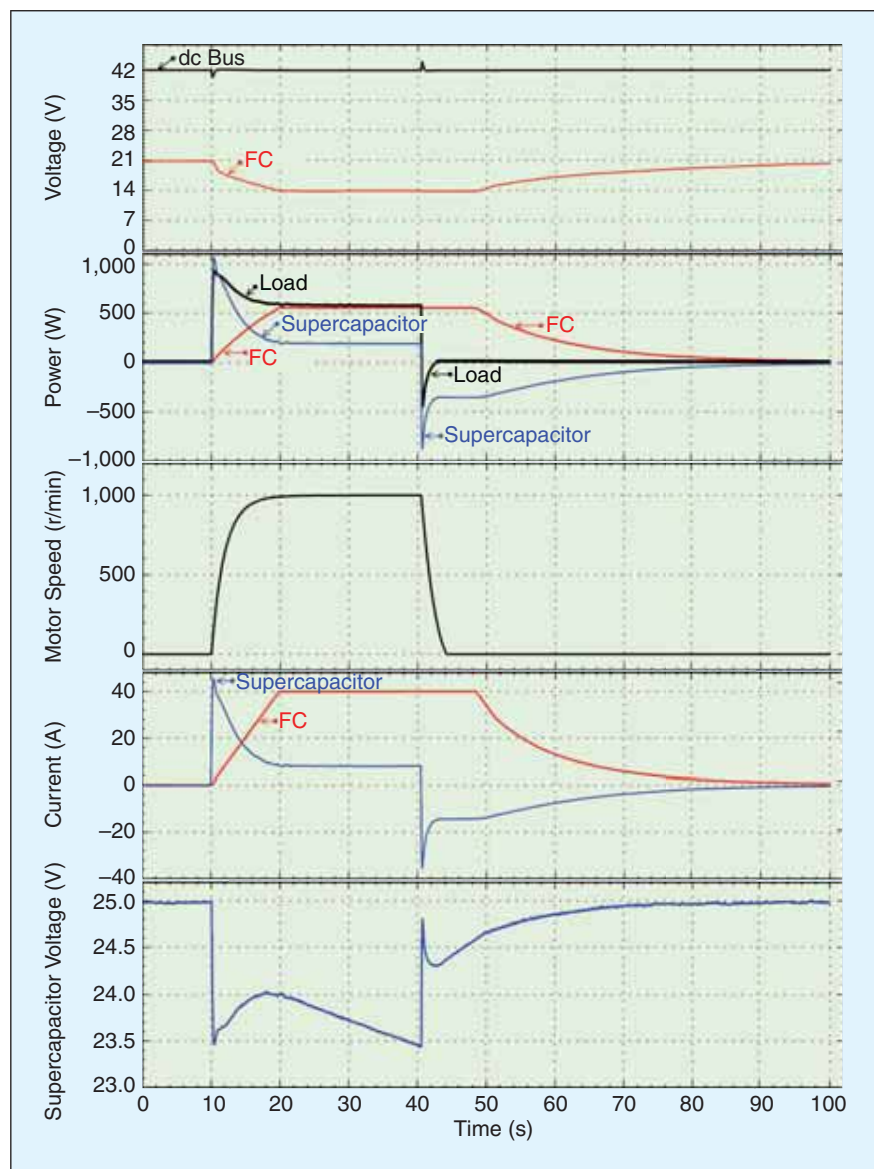


FIGURE 17—FC/supercapacitor hybrid source response during a motor-drive cycle.

powers. At $t = 10$ s, the motor speed accelerates to the final speed of 1,000 r/min; synchronously, the final FC power increases with a limited slope of $50 \text{ W} \cdot \text{s}^{-1}$ to a rated power of 500 W. Therefore, the supercapacitor, which supplies most of the power required during motor acceleration, remains in a discharge state after the motor start, because the steady-state load power (approximately 600 W) is greater than the FC-rated power (500 W), and the peak load power is about 1,000 W, which is about two times that of the FC-rated power.

After that, at $t = 40$ s, the motor speed decelerates to stop with a peak load power of about -500 W. The supercapacitor is deeply charged, demonstrating the three phases. First, the supercapacitor recovers the energy supplied to the dc bus by the FC (500 W) and the traction motor. Second, the supercapacitor is charged only by the FC. Third, the supercapacitor is nearly full of charge, then reducing the charging current. After that, both the FC and supercapacitor powers reduce to zero when V_{SuperC} reaches $V_{\text{SuperCREF}}$ of 25 V. Excellently, only small perturbations on the dc-bus voltage waveform can be seen, which is of major importance in using supercapacitors to improve the dynamic performance of the whole system. These characteristics can be again comparable with the simulation results in Figures 10 and 11.

Conclusions

An FC vehicle can benefit from being hybridized with an energy storage device (battery or supercapacitor). The advantages could include improved vehicle performance and fuel economy and lower system cost. The degree of hybridization benefits from FC efficiency characteristics, FC downsizing, displacing FC tasks with the secondary source functionality, or energy recovery through regenerative braking. The role of batteries and supercapacitors in FC hybrid vehicles is studied to understand their potential impact on dynamic performances.

Energy storage devices can advance the load, following the

characteristics of a main source by providing a stronger power response to changes in system loading. During motor starts/stops or other considerable steps in load, the energy storage devices provide the balance of energy needed during the temporary load-transition periods and also absorb excess energy from the generator source (motor braking). Adding energy storage to distributed power systems improves power quality and efficiency and reduces capital expenses by allowing the systems to be sized more closely to the steady-state power requirements, rather than oversizing the main generator to meet transient loading requirements.

Experimental results with a small-scale hybrid test bench in the laboratory have evidently shown the possibility of improving the performance of the whole system and validated the proposed control algorithms: FC/battery hybrid source and FC/supercapacitor hybrid source.

In general, an FC/supercapacitor hybrid has better performance, because a supercapacitor can more effectively assist an FC to meet transient power demand (supercapacitors can be charged or discharged at high current, where a battery cannot function), and high-current charges and discharges from batteries will also have a reduced lifetime.

Nevertheless, an FC hybrid vehicle with supercapacitors as the only energy storage will have deficiency or even malfunction during the vehicle start up, because the start up time of a PEMFC is around 5–10 min, where the battery has higher specific energy than supercapacitor.

Subsequently, a more practical solution will be an FC/battery/supercapacitor hybrid power source. So, the future studies may be a hybrid source of FC/battery/supercapacitor combination. A main advantage of the FC/battery/supercapacitor vehicle is the increase in the battery lifetime due to reduction of high-current charges and discharges.

Acknowledgments

Based on the research carried out over several years, this work was

supported, in part, by the Institut National Polytechnique de Lorraine Nancy Université, the Nancy Research Group in Electrical Engineering (GREEN: UMR 7037), the Thai-French Innovation Institute, King Mongkut's University of Technology North Bangkok under the Franco-Thai on Higher Education and Research Joint Project, and the Thailand Research Fund under grant MRG5180348.

Biographies

Phatiphat Thounthong (phatiphat.thounthong@ensem.inpl-nancy.fr) received his B.S. and M.E. degrees in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Thailand, in 1996 and 2001, respectively, and his Ph.D. degree in electrical engineering from INPL, Nancy, France, in 2005. From 1997 to 1998, he was an electrical engineer with E.R. Metal Works, Ltd. (EKARAT Group), Thailand. From 1998 to 2002, he was an assistant lecturer at King Mongkut's University of Technology, North Bangkok, where he is currently an assistant professor and also a head of Department of Teacher Training in Electrical Engineering. He has published more than 40 articles in international journals, refereed conferences, and two book chapters. His research interests include power electronics, FC hybrid vehicles, electric drives, and electrical devices. He is a Member of the IEEE.

Stéphane Raël received his M.E. degree in electrical engineering from Ecole Nationale Supérieure des Ingénieurs Electriciens de Grenoble, Grenoble, France, in 1992, and his Ph.D. degree in electrical engineering from the Institut National Polytechnique de Grenoble, Grenoble, France, in 1996. Since 2008, he has been a professor at the Institut National Polytechnique de Lorraine. His research interests include power electronic components, supercapacitors, batteries, and FCs.

References

- [1] A. R. Miller, K. S. Hess, D. L. Barnes, and T. L. Erickson, "System design of a large fuel cell hybrid locomotive," *J. Power Sources*, vol. 173, pp. 935–942, Nov. 2007.

- [2] S. Pasricha, M. Keppler, S. R. Shaw, and M. H. Nehrir, "Comparison and identification of static electrical terminal fuel cell models," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, pp. 746–754, Sept. 2007.
- [3] P. Corbo, F. E. Corcione, F. Migliardini, and O. Veneri, "Experimental assessment of energy-management strategies in fuel-cell propulsion systems," *J. Power Sources*, vol. 157, no. 2, pp. 799–808, July 2006.
- [4] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Test of a PEM fuel cell with low voltage static converter," *J. Power Sources*, vol. 153, pp. 145–150, Jan. 2006.
- [5] T. Montani, "Electric energy storage evaluation for urban rail vehicles," in *Proc. European Conf. Power Electronics and Applications (EPE'03)*, Toulouse, France, Oct. 2003, pp. 1–10.
- [6] T. Furuya, K. Kondo, and T. Yamamoto, "Experimental study on a PEMFC fed railway vehicle motor drive system," in *Proc. 41st IEEEIAS*, Oct. 8–12, 2006, pp. 1249–1252.
- [7] T. Yoneyama, T. Yamamoto, K. Kondo, T. Furuya, and K. Ogawa, "Fuel cell powered railway vehicle and experimental test results," in *Proc. European Conf. Power Electronics and Applications (EPE'07)*, Sept. 2–5, 2007, pp. 1–10.
- [8] T. Ogawa, H. Yoshihara, S. Wakao, K. Kondo, and M. Kondo, "Energy consumption analysis of FC-EDLC hybrid railway vehicle by dynamic programming," in *Proc. European Conf. Power Electronics and Applications (EPE'07)*, Sept. 2–5, 2007, pp. 1–10.
- [9] M. C. Péra, D. Candusso, D. Hissel, and J. M. Kauffmann, "Power generation by fuel cells," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 1, no. 3, pp. 28–37, 2007.
- [10] M. Tekin, D. Hissel, M. C. Péra, and J. M. Kauffmann, "Energy-management strategy for embedded fuel-cell systems using fuzzy logic," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 1, pp. 595–603, Feb. 2007.
- [11] P. Thounthong, B. Davat, and S. Raël, "Drive friendly," *IEEE Power Energy Mag.*, vol. 6, no. 1, pp. 69–76, 2008.
- [12] S. Jemei, D. Hissel, M. C. Péra, and J. M. Kauffmann, "A new modeling approach of embedded fuel-cell power generators based on artificial neural network," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 1, pp. 437–447, Jan. 2008.
- [13] A. Emadi, Y. J. Lee, and K. Rajashekara, "Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric, and plug-in hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 6, pp. 2237–2245, June 2008.
- [14] J. M. Corrêa, F. A. Farret, L. N. Canha, and M. G. Simões, "An electrochemical-based fuel-cell model suitable for electrical engineering automation approach," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, pp. 1103–1112, Oct. 2004.
- [15] J. M. Corrêa, F. A. Farret, V. A. Popov, and M. G. Simões, "Sensitivity analysis of the modeling used in simulation of proton exchange membrane fuel cells," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, pp. 211–218, Jan./Mar. 2005.
- [16] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Control strategy of fuel cell/supercapacitors hybrid power sources for electric vehicle," *J. Power Sources*, vol. 158, pp. 806–814, July 2006.
- [17] P. Thounthong, B. Davat, S. Raël, and P. Sethakul, "Fuel cell high-power applications," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 3, no. 1, pp. 32–46, Mar. 2009.
- [18] T. Zhu, S. R. Shaw, and S. B. Leeb, "Transient recognition control for hybrid fuel cell systems," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, pp. 195–201, Mar. 2006.
- [19] C. Wang and M. H. Nehrir, "Load transient mitigation for standalone fuel cell power generation systems," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no. 4, pp. 864–872, Dec. 2007.
- [20] R. Gaynor, F. Mueller, F. Jabbari, and J. Brouwer, "On control concepts to prevent fuel starvation in solid oxide fuel cells," *J. Power Sources*, vol. 180, no. 1, pp. 330–342, May 2008.
- [21] W. Schmittinger and A. Vahidi, "A review of the main parameters influencing long-term performance and durability of PEM fuel cells," *J. Power Sources*, vol. 180, pp. 1–14, May 2008.
- [22] J. Wu, X. Z. Yuan, J. J. Martin, H. Wang, J. Zhang, J. Shen, S. Wu, and W. Merida, "A review of PEM fuel cell durability: Degradation mechanisms and mitigation strategies," *J. Power Sources*, vol. 184, no. 1, pp. 104–119, Sept. 2008.
- [23] N. Yousfi-Steiner, Ph. Moçotéguy, D. Candusso, D. Hissel, A. Hernandez, and A. Aslanides, "A review on PEM voltage degradation associated with water management: Impacts, influent factors and characterization," *J. Power Sources*, vol. 183, no. 1, pp. 260–274, Aug. 2008.
- [24] A. Taniguchi, T. Akita, K. Yasuda, and Y. Miyazaki, "Analysis of electrocatalyst degradation in PEMFC caused by cell reversal during fuel starvation," *J. Power Sources*, vol. 130, pp. 42–49, May 2004.
- [25] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Control strategy of fuel cell and supercapacitors association for distributed generation system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, pp. 3225–3233, Dec. 2007.
- [26] P. Corbo, F. Migliardini, and O. Veneri, "An experimental study of a PEM fuel cell power train for urban bus application," *J. Power Sources*, vol. 181, no. 2, pp. 363–370, July 2008.
- [27] A. Khaligh and A. Emadi, "Mixed DCM/CCM pulse adjustment with constant power loads," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 44, no. 2, pp. 766–782, Apr. 2008.
- [28] S. M. Lukic, J. Cao, R. C. Bansal, F. Rodriguez, and A. Emadi, "Energy storage systems for automotive applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, pp. 2258–2267, June 2008.
- [29] J. Bauman and M. Kazerani, "A comparative study of fuel-cell-battery, fuel-cell-ultracapacitor, and fuel-cell-battery-ultracapacitor," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 2, pp. 760–769, Mar. 2008.
- [30] M. Ceraolo, A. di Donato, and G. Franceschi, "A general approach to energy optimization of hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 3, pp. 1433–1441, May 2008.
- [31] Y. S. Lee, W. Y. Wang, and T. Y. Kuo, "Soft computing for battery state-of-charge (BSOC) estimation in battery string systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 1, pp. 229–239, Jan. 2008.
- [32] A. Szumanowski and Y. Chang, "Battery management system based on battery nonlinear dynamics modeling," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 3, pp. 1425–1432, May 2008.
- [33] M. Coleman, C. K. Lee, C. Zhu, and W. G. Hurley, "State-of-charge determination from EMF voltage estimation: using impedance, terminal voltage, and current for lead-acid and lithium-ion batteries," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2550–2557, Oct. 2007.
- [34] M. B. Camara, H. Gualous, F. Gustin, and A. Berthoin, "Design and new control of dc/dc converters to share energy between supercapacitors and batteries in hybrid vehicles," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 5, pp. 2721–2735, Sept. 2008.
- [35] S. Lu, K. A. Corzine, and M. Ferdowsi, "A new battery-ultracapacitor energy storage system design and its motor drive integration for hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 56, no. 4, pp. 1516–1523, July 2007.
- [36] Y. P. Yang, J. J. Liu, T. J. Wang, K. C. Kuo, and P. E. Hsu, "An electric gearshift with ultracapacitors for the power train of an electric vehicle with a directly driven wheel motor," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 56, no. 5, pp. 2421–2431, Sept. 2007.
- [37] J. Wang, B. Taylor, Z. Sun, and D. Howe, "Experimental characterization of a supercapacitor-based electrical torque-boost system for downsized ICE vehicles," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 56, no. 6, pp. 3674–3681, Nov. 2007.
- [38] M. Uzunoglu and M. S. Alam, "Modeling and analysis of an FC/UC hybrid vehicular power system using a novel-wavelet-based load sharing algorithm," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, pp. 263–272, Mar. 2008.
- [39] M. Ortúzar, J. Moreno, and J. Dixon, "Ultracapacitor-based auxiliary energy system for an electric vehicle: implementation and evaluation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 4, pp. 2147–2156, Aug. 2007.
- [40] I. Sadli, P. Thounthong, J. P. Martin, S. Raël, and B. Davat, "Behaviour of a PEMFC supplying a low voltage static converter," *J. Power Sources*, vol. 156, pp. 119–125, May 2006.
- [41] M. H. Todorovic, L. Palma, and P. N. Enjeti, "Design of a wide input range dc-dc converter with a robust power control scheme suitable for fuel cell power conversion," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 2247–2255, Mar. 2008.
- [42] R. J. Wai, C. Y. Lin, R. Y. Duan, and Y. R. Chang, "High-efficiency dc-dc converter with high voltage gain and reduced switch stress," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 1, pp. 354–364, Feb. 2007.
- [43] R. S. Gemmen, M. C. Williams, and K. Gerdes, "Degradation measurement and analysis for cells and stacks," *J. Power Sources*, vol. 184, no. 1, pp. 251–259, Sept. 2008.
- [44] Z. Jiang, L. Gao, and R. A. Dougal, "Adaptive control strategy for active power sharing in hybrid fuel cell/battery power sources," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, pp. 507–515, June 2007.
- [45] P. Fontela, A. Soria, J. Mielgo, J. F. Sierra, J. de Blas, L. Gauchia, and J. M. Martinez, "Airport electric vehicle powered by fuel cell," *J. Power Sources*, vol. 169, no. 1, pp. 184–193, June 2007.
- [46] M. B. Camara, D. Fodorean, D. Bouquain, H. Gualous, and A. Miraoui, "Hybrid sources control for electric drives traction applications," in *Proc. IEEE Int. Symp. Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, June 11–13, 2008, pp. 744–749.
- [47] A. Khaligh, "Realization of parasitics in stability of DC-DC converters loaded by constant power loads in advanced multi-converter automotive systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 6, pp. 2295–2304, June 2008.
- [48] P. Thounthong, B. Davat, S. Raël, and P. Sethakul, "Fuel starvation: Analysis of a PEM fuel cell," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 15, no. 4, pp. 52–59, July/Aug. 2009.
- [49] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Control algorithm of fuel cell and batteries for distributed generation system," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, pp. 148–155, Mar. 2008.
- [50] A. Payman, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar, "Energy control of supercapacitor/fuel cell hybrid power source," *Energy Convers. Manage.*, vol. 49, no. 6, pp. 1637–1644, June 2008.
- [51] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Analysis of supercapacitor as second source based on fuel cell power generation," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 1, pp. 247–255, Mar. 2009.





Volume 51, Issue 4, April 2010

ISSN 0196-8904

ENERGY

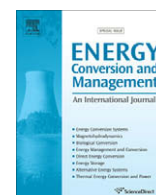
Conversion and Management

An International Journal

Editors: Dr Jesse Denton
Dr Sümer Şahin

- Energy Conversion Systems
- Magnetohydrodynamics
- Biological Conversion
- Energy Management and Conversion
- Direct Energy Conversion
- Energy Storage
- Alternative Energy Systems
- Thermal Energy Conversion and Power

 **ScienceDirect™**
makes sense.



Study of a multiphase interleaved step-up converter for fuel cell high power applications

Phatiphat Thounthong^{a,*}, Bernard Davat^b

^a Department of Teacher Training in Electrical Engineering, King Mongkut's University of Technology North Bangkok, 1518 Piboolsongkram Rd., Bangsue, Bangkok 10800, Thailand

^b Nancy Research Group in Electrical Engineering, CNRS (UMR 7037), Nancy Université, INPL-ENSEM 2, Avenue de la Forêt de Haye, Vandœuvre-lès-Nancy, Lorraine 54516, France

ARTICLE INFO

Article history:

Received 6 January 2009

Received in revised form 31 October 2009

Accepted 21 November 2009

Available online 30 December 2009

Keywords:

Converters

Current control

Energy conversion

Energy management

Hybrid power source

Polymer electrolyte membrane fuel cell (PEMFC)

ABSTRACT

This paper presents a study of a high power dc distributed system supplied by a fuel cell generator. A proposed parallel power converter with interleaving algorithm is chosen to boost a low dc voltage of fuel cell to a dc bus utility level. The present interleaved step-up converters are composed of two and four identical boost converters connected in parallel. Converters are controlled by interleaved switching signals, which have the same switching frequency and the same phase shift. By virtue of paralleling the converters, the input current can be shared among the cells or phases, so that high reliability and efficiency in power electronic systems can be obtained. In addition, it is possible to improve the system characteristics such as maintenance, repair, fault tolerance, and low heat dissipation. During the past decade, power electronics research has focused on the development of interleaved parallel converters. For an interleaving technique with a real fuel cell source, this work is the first presentation; it is not just a fuel cell simulation. So, the design and experimental verification of 1.2-kW prototype converters at a switching frequency of 25 kHz connected with a NexaTM PEM fuel cell system (1.2-kW, 46-A) in a laboratory is presented. Experimental results corroborate the excellent system performances. The fuel cell ripple current can be virtually reduced to zero. As a result, the fuel cell mean current is nearly equal to the fuel cell rms current.

© 2009 Elsevier Ltd. All rights reserved.

1. Introduction

Fuel cell (FC) technology is nowadays considered as a promising alternative for growing energy request and cleaner environment. The power and energy efficiency of FC is highly dependent on the thermodynamics, electrode kinetics, reactant mass transfer, as well as materials and components for assembling the FC stack. These factors have been addressed throughout the FC history, and are now still the major challenges for FC research and development [1].

There are several types of FCs, which are characterized by the electrolyte used. One of the most promising is the small, lightweight and relatively easy to build polymer electrolyte membrane FC (PEMFC) [2]. To make the FC stack be operable, one has to supply fuel, air and water to the stack; and remove the water product from the stack; as well as optimize the temperature and humidity. Therefore, many complex components have to be integrated together in a FC system including air blower, fuel pump, sensors, heat

exchanger, fuel reservoir, fuel mixer, startup batteries and electronic controller [3].

Thounthong et al. [4] experimented with a 500-W PEMFC system and Ahmed et al. [5] experimented with a 1200-W NexaTM PEMFC system have demonstrated that the electrical response time of a FC is generally fast, being mainly associated with the speed at which the chemical reaction is capable of restoring the charge that has been drained by the load. On the other hand, because a FC system is composed of many mechanical devices, the whole FC system has slow transient response and slow output power ramping.

For clarity, Figs. 1 and 2 illustrate a PEMFC system (0.5-kW, 40-A) voltage response to a current demand. The tests operate in two different ways: current step (Fig. 1) and current slope (Fig. 2). One can scrutinize the voltage drop in Fig. 1, compared to Fig. 2, because fuel flows (particularly the delay of air flow) have difficulties following the current step. This characteristic is called “fuel starvation phenomenon” [4]. This condition of operation is evidently dangerous for the FC stack, as already demonstrated by Taniguchi et al. [6].

Thus, to utilize the FC in dynamic applications, a control system must limit its current slope as depicted in Fig. 3, refer to a block diagram “FC Current Slope Limitation”, as detailed by Thounthong et al. [7]. As a result, the electrical system supplied by a FC must

* Corresponding author. Tel.: +66 02 913 2500x3332.

E-mail addresses: Phatiphat.Thounthong@ensem.inpl-nancy.fr, phtt@kmutn-b.ac.th (P. Thounthong).

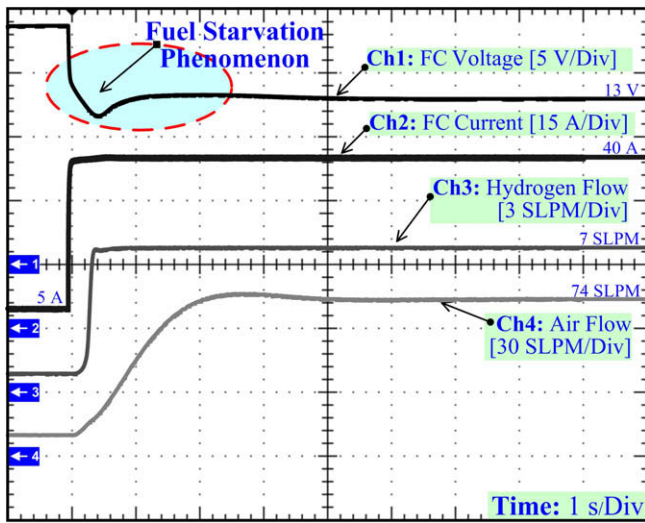


Fig. 1. Fuel cell dynamic characteristics to a high current step. It can be observed the phenomenon of fuel starvation due to a high inertia of mechanical devices in the fuel cell system. Note that SLPM stands for standard liter per minute.

have at least an auxiliary power source (battery [8] or supercapacitor [9]) to improve the system performances when electrical loads demand high energy in a short time (for example, vehicle acceleration and deceleration). It means that a FC power source is always operating with at least a supplementary source, called a hybrid source system as illustrated in Fig. 3.

FC produces low dc voltage, so that it is most often connected to electric power networks through a step-up (boost) converter (Fig. 3). The major problems of using a single dc/dc converter connected with FC in high power applications (for example: 50–100 kW in FC vehicle) are as follows:

- (1) difficulty of the design of magnetic component: ferrite core (a core used to build an inductor or an electric transformer; there are two kinds of core applications following the size and frequencies: for signal inductor or transformer and for power inductor or transformer) and Litz-wire size (Litz-wire is a type of cable used in power electronic applications. The wire is designed to reduce the skin effect and proximity

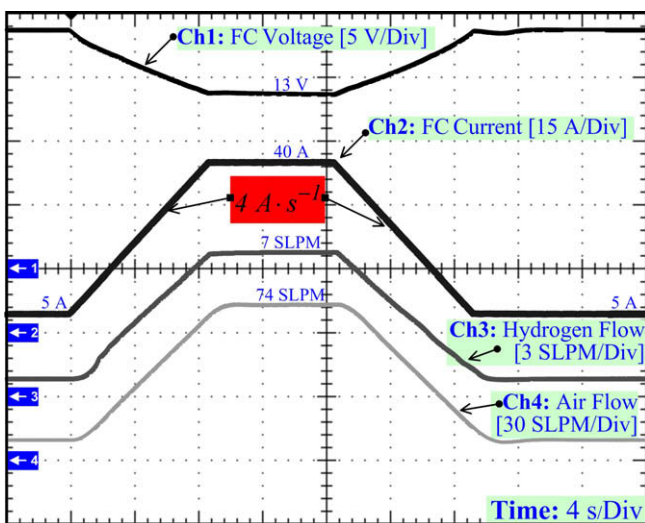


Fig. 2. Fuel cell dynamic characteristics to a controlled FC current slope of 4 A s^{-1} . There is no problem of fuel starvation.

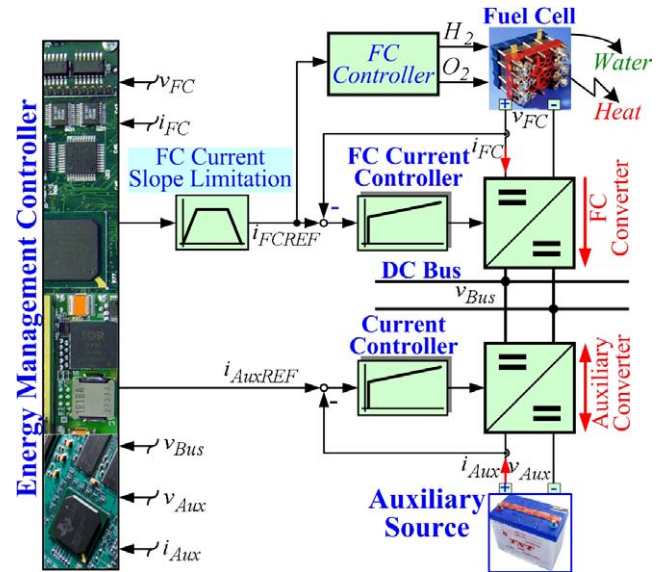


Fig. 3. Concept of hybrid power source: FC as a main source and a storage device (supercapacitor or battery) as an auxiliary source [8]. Each converter must be current controlled. For FC current, a current slope limitation (refer to “FC Current Slope Limitation”) must be added to circumvent the fuel starvation problem.

effect losses in conductors. It consists of many thin wires, individually coated with an insulating film and twisted or woven together, following one of several carefully prescribed patterns often involving several levels.);

- (2) high FC ripple current, in which may lead to reduce its stack lifetime.

Therefore, by paralleling converters with interleaving technique, these problems can be avoided.

This paper presents the concept of parallel step-up converter with interleaving technique for a FC power source. It will provide a significant contribution to the field of the fuel cell power conditioning, particularly in fuel cell high power applications. The advantages of the proposed topology are as follows:

- (1) Size and volume of passive devices (inductor and capacitor) are reduced.
- (2) Ripple of the input and output waveforms are reduced.
- (3) Ripple frequency of the input and output waveforms are increased.
- (4) Power converter is modular. It enhances reliability of the system, and increases converter power rating by paralleling phases, not by paralleling multiple devices.
- (5) Thermal management is simple. The primary driver in all paralleling schemes for lower power applications is the decentralized heat dissipation of the parallel power converters.
- (6) Current ratings of power electronic components are reduced, because current ratings are proportional to the continuous power rating of the circuit.

Section 2 in the paper describes the multi-modules of power circuit connection, the proposed FC current control loop, and the dynamic system equations. The 1.2-kW FC converters of 2-phase and 4-phase parallel converters are built and tested with a Nexa™ PEM fuel cell system (1.2-kW, 46-A by Ballard Power Systems Inc.) in laboratory. To operate at a high bandwidth and a high switching frequency of 25-kHz, the proposed average current control loops and phase shift of interleaving algorithm have been implemented

by means of analog circuits. Experimental results in Section 3 will illustrate the system performances.

2. Multiphase interleaved boost converter for fuel cell power source

2.1. Power circuit

In fuel cell higher power applications and higher dc voltage distribution, a step-up converter (or boost converter) is a necessity. Passive solutions were developed first, which required massive inductors and capacitors. The fuel cell boost converter sizes of 0.5 kW [8]; 1 kW [10]; 5 kW [11]; 27 kW [12]; and 50 kW [13] have been studied. However, a classical boost converter will be limited when the power increases or for higher step-up ratios. To reduce the volume of these huge solutions active switching with interleaving technique using a boost topology was developed. The active solutions had higher power densities than the passive solutions. Interleaving regulator is the next step in increasing regulator power densities, reducing the overall volume of the design. Interleaving will reduce magnetic volume and has the added benefit of reducing RMS current in the boost capacitor [14].

The active method of interleaving is nowadays well known [15]. In the interleaving method, the modules operate at the same switching frequency. Their switching waveforms are displaced in phase over a switching period with respect to one another by $2\pi/N$ radians, N being the number of converters in parallel [16,17]. It is important to note here that, according to [4] a high FC current ripple plays an important role in its catalyst lifetime. Especially, sharp current rise/fall and large magnitude of current ripple should be avoided. Here, the proposed multiphase parallel boost converter for high power FC applications is depicted in Fig. 4.

2.2. Current control loops of the parallel converter

The proposed current control loops of the N -phase interleaved converter are depicted in Fig. 5. When a FC operates, its fuel (hydrogen and oxygen) flows are controlled by a “fuel cell controller”. The fuel flows must be adjusted to match the reactant delivery rate to the usage rate by the “FC controller”. For this reason, the in-

ner FC current control loop is mandatory. So, the control algorithm (dc bus energy [7] or voltage control loop) demands energy from FC to dc link by generating i_{FCREF} . One can take advantage of the safety and high dynamic characteristics of this loop as well; thus, it may be realized by analog circuits to function at high bandwidth.

To obtain the transfer function of the FC current control loop, the linearized differential equations (which are developed from the switched state-space model through the state-space averaged model of a boost converter) are defined as follows [18,19]:

$$\begin{cases} L_1 \frac{d\tilde{i}_{L1}(t)}{dt} = \tilde{v}_{FC}(t) - R_{L1}\tilde{i}_{L1}(t) - (1 - D_1)\tilde{v}_{Bus}(t) + V_{Bus}\tilde{d}_1(t) \\ L_2 \frac{d\tilde{i}_{L2}(t)}{dt} = \tilde{v}_{FC}(t) - R_{L2}\tilde{i}_{L2}(t) - (1 - D_2)\tilde{v}_{Bus}(t) + V_{Bus}\tilde{d}_2(t) \\ \vdots \\ L_N \frac{d\tilde{i}_{LN}(t)}{dt} = \tilde{v}_{FC}(t) - R_{LN}\tilde{i}_{LN}(t) - (1 - D_N)\tilde{v}_{Bus}(t) + V_{Bus}\tilde{d}_N(t) \\ C_{Bus} \frac{d\tilde{v}_{Bus}(t)}{dt} = (1 - D_1)\tilde{i}_{L1}(t) - I_{L1}\tilde{d}_1(t) + (1 - D_2)\tilde{i}_{L2}(t) - I_{L2}\tilde{d}_2(t) \\ \quad + (1 - D_N)\tilde{i}_{LN}(t) - I_{LN}\tilde{d}_N(t) - \tilde{i}_{Load}(t) \end{cases} \quad (1)$$

where the subscript numbers $(1, 2, \dots, N)$ represent parameters of each converter module, and D is the nominal duty cycle of the PWM converter; $\tilde{d}$, the duty cycle variation; V_{Bus} , the nominal dc bus voltage; $\tilde{v}_{Bus}$, the dc bus voltage variation; I_L , the nominal inductor current; $\tilde{i}_L$, the inductor current variation; $\tilde{i}_{Load}$, the load current variation and R_L is the series resistance of inductor L .

Note that series resistance of C_{Bus} is ignored.

As portrayed in Fig. 5, for current measurements of each inductor current, a first order filter $H_{IN}(s)$ is used to reduce harmonics due to high switching frequency. A classical proportional–integral (PI) controller $C_{IN}(s)$ associated to a pulse width modulation (PWM) generator $G_{PN}(s)$ is selected for inductor current control. If we consider that the parameters in each converter are ideally the same values, the inductor current control loops can be modeled from (1), taking into account V_p , the amplitude of the PWM saw tooth carrier signals, by the following closed-loop transfer function:

$$\frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{i}_{LREF}(s)} = \frac{C_i(s)G_P(s)G_{id}(s)}{1 + C_i(s)G_P(s)G_{id}(s)H_i(s)} \quad (2)$$

with

$$C_i(s) = \frac{K_i(T_{Ci}s + 1)}{T_{Ci}s} \quad (3)$$

$$G_P(s) = \frac{1}{V_p} \quad (4)$$

$$H_i(s) = \frac{K_f}{T_f s + 1} \quad (5)$$

$$G_{id}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}} = \frac{K_{id}(T_z s + 1)}{\left(\frac{s}{\omega_n}\right)^2 + \frac{2\zeta}{\omega_n}s + 1} \quad (6)$$

and

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{I_L}{(1-D)} \text{ and } \begin{cases} \omega_n = \sqrt{\frac{(1-D)^2}{L C_{Bus}}} \\ \zeta = \frac{R_L C_{Bus} \omega_n}{(1-D)^2} \end{cases} \end{cases} \quad (7)$$

The gain K_i and the integral time constant T_{Ci} of the PI controller are set to obtain the desired phase margin. For the equations above, we consider that the FC power source is an ideal source (no FC complex impedances [20,21] taken into account).

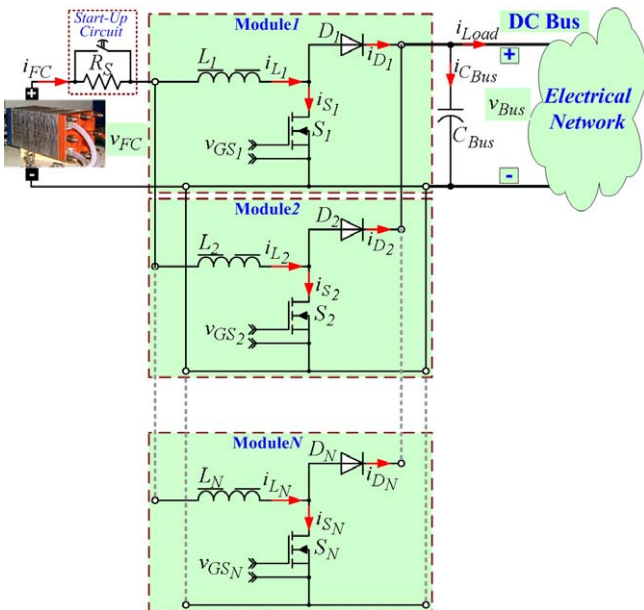


Fig. 4. Multiphase interleaved boost converter for FC power source.

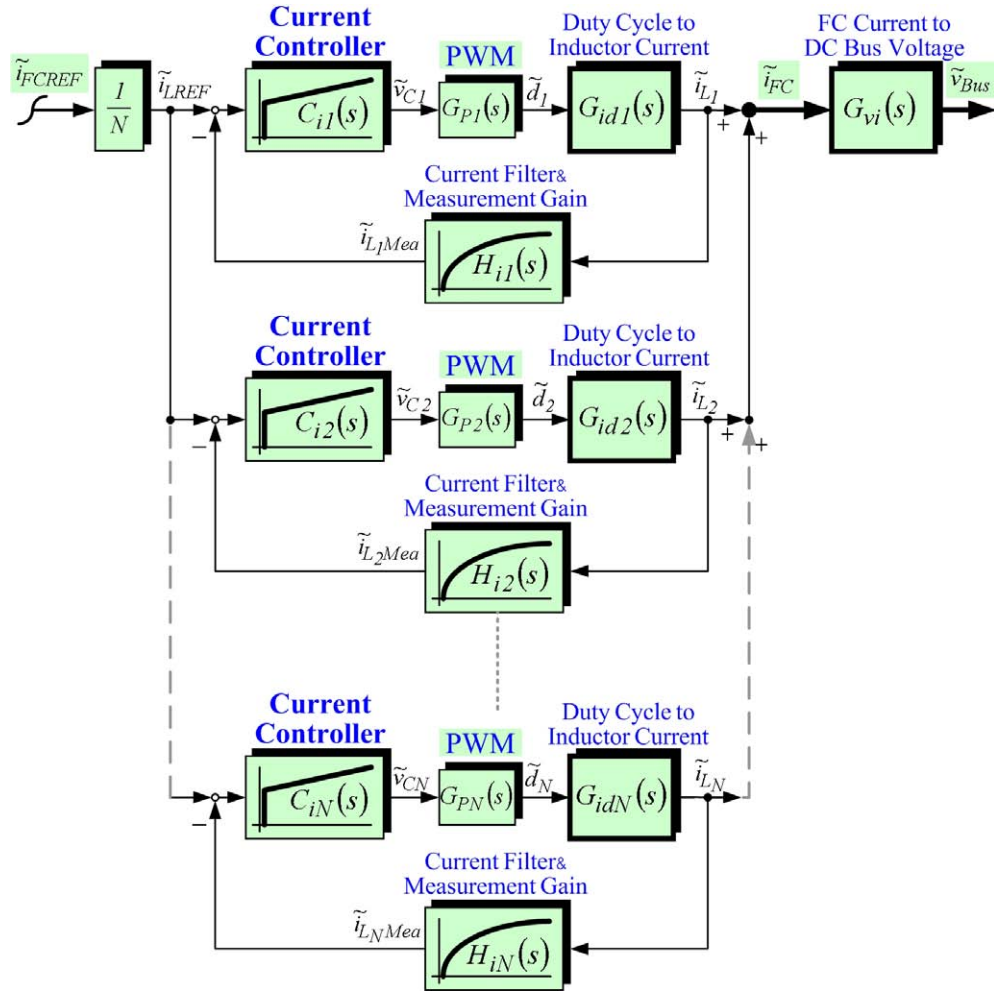


Fig. 5. Proposed FC current control loop of N-phase interleaved converter.

3. Experimental validation

3.1. Test bench description

The PEMFC test bench is presented in Figs. 6 and 7. The Nexa™ PEMFC system (1.2-kW, 46 A, around 26 V) was developed and commercialized by the Ballard Power Systems Inc. It is supplied using hydrogen from bottles under pressure, and with clean and dry air from a compressor. The design requirements and specifica-

tion of implemented power converters are detailed in Tables 1–4. The 2- and 4-phase power converters tested hereafter are illustrated in Figs. 8 and 9, respectively. Some guidelines of a boost power converter design can be seen in [8].

3.2. Control description

Measurement of each inductor current i_{L_N} is performed by means of a zero-flux Hall effect current sensor. Table 4 summarizes

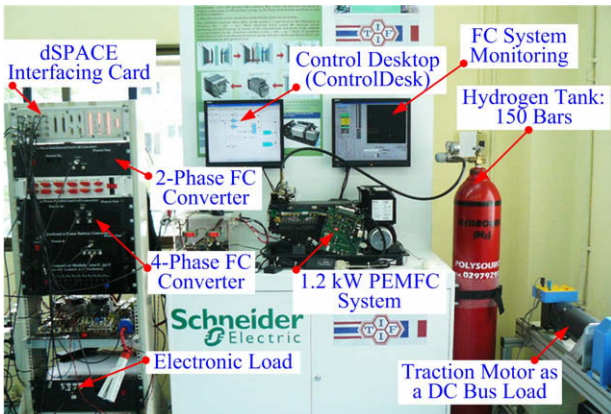


Fig. 6. PEMFC system test bench.

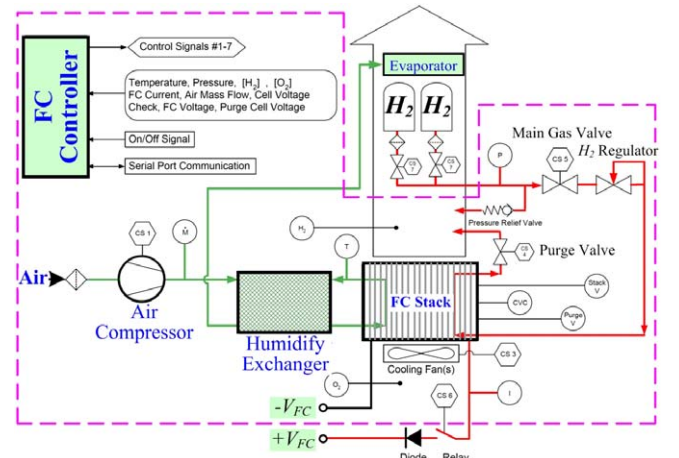


Fig. 7. Simplified functional block diagram of a Nexa™ PEMFC system.

Table 1
Fuel cell converter design requirement.

Parameter	Value
Fuel cell rated power, $P_{FCRated}$	1.2 kW
Fuel cell rated current, $I_{FCRated}$	46 A
DC bus voltage, V_{Bus}	60 V
Full load efficiency, η	90%
Switching frequency, f_s	25 kHz

Table 2
2-Phase parallel power converter specification.

Device	Specification
Power MOSFETs: S_1 and S_2	$2 \times$ IRFP264N (250 V, 38 A, 75 m Ω)
Diodes: D_1 and D_2	$1 \times$ RURG3020 (200 V, 30 A)
Input inductors: L_1 and L_2	$2 \times$ Double ferrite core E55 (216 μ H, 33 turns, 1.1 mm of air-gap)
Output capacitor: C_{Bus}	$2 \times 3900 \mu$ F + $2 \times 680 \mu$ F electrolytic (connected in parallel)

Table 3
4-Phase parallel power converter specification.

Device	Specification
Power MOSFETs: S_1, S_2, S_3 and S_4	$4 \times$ IRFP264N (250 V, 38 A, 75 m Ω)
Diodes: D_1, D_2, D_3 and D_4	$2 \times$ RURG3020 (200 V, 30 A)
Input inductors: L_1, L_2, L_3 and L_4	$4 \times$ Double ferrite core E55 (396 μ H, 43 turns, 1 mm of air-gap)
Output capacitor: C_{Bus}	$2 \times 3900 \mu$ F + $4 \times 470 \mu$ F electrolytic (connected in parallel)

Table 4
Inductor current control loop parameters.

Parameter	2-Phase converter	4-Phase converter
$V_{BusRated}$	60 V	60 V
I_{LRated}	23 A	11.5 A
D	0.55	0.55
K_i	0.1	1.05
T_{Ci}	0.44 ms	0.61 ms
K_f	0.34 V A^{-1}	1.2 V A^{-1}
T_f	60 μ s	15 μ s

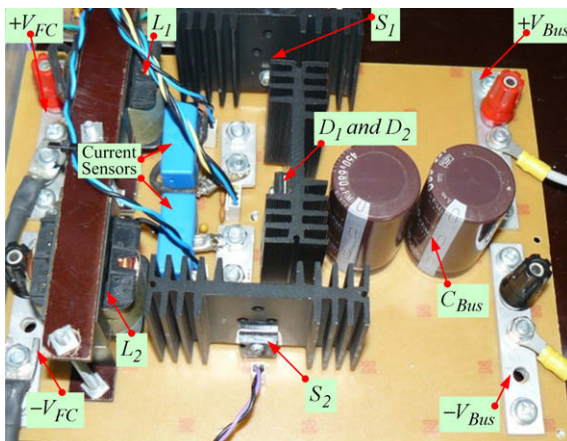


Fig. 8. 2-Phase step-up power converter in parallel.

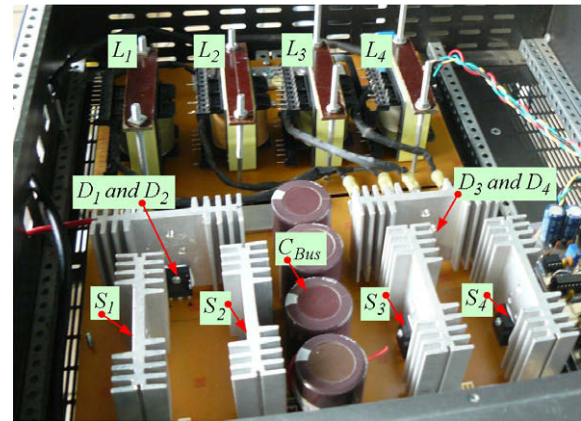


Fig. 9. 4-Phase step-up power converter in parallel.

the inductor current control loop parameters, which have been calculated in order to obtain a phase margin of about 55°. Some guidelines of the controller design in frequency domain can be seen in [8,22]. Each current regulator (proportional–integral controller) is set to virtually same values. The inductor current reference i_{LREF} is generated by the real time card dSPACE DS1104, through the mathematical environment of Matlab–Simulink and the ControlDesk software.

3.3. Experimental results

The experimental tests have been carried out by connecting the dc link to an adjustable resistor and an active load composed of a current reversible chopper, loaded by a dc servo motor coupled with a powder brake and a small flywheel. Then, the load at dc bus can be varied to the desired operating point by adjusting the load resistor and the powder motor brake.

3.3.1. Fuel cell converters testing with an ideal power supply

Initial testing was operated by using an ideal 26-V power supply, which has the same rated voltage as the considered FC system, in order to confirm that the converters can operate correctly, and also to observe the dynamic performances of the inductor current control loops.

The oscilloscope waveforms in Figs. 10–12 depict the large-signal responses of the converters to an input current set-point step. Figs. 10 and 11 present the input current demand, the input current response, and the first and second inductor current responses of the 2-phase parallel converters. As for Fig. 12, it illustrates the input current demand, the input current response, and the first and third inductor current responses of the 4-phase parallel converters. One can observe that current responses of both converters have high dynamics with optimum response by the current compensator (PI controller). Absolutely, the input current is the sum of the inductor currents.

3.3.2. Fuel cell converters testing with a Nexa™ PEMFC

The oscilloscope waveforms in Figs. 13–16 portray the steady-state characteristics of the interleaved converters at different FC current demands, the load at dc bus being adjusted in order to obtain a constant dc bus voltage of 60 V (rated dc bus voltage or operating point of the specification). Figs. 13 and 14 illustrate the FC current, and the first and second inductor currents of the 2-phase parallel converter at the average FC current reference of 4 A and 46 A (rated current), respectively. Fig. 15 presents the FC current, and the first, second and third inductor currents of the 4-phase parallel converters at the average FC current reference of 4 A.

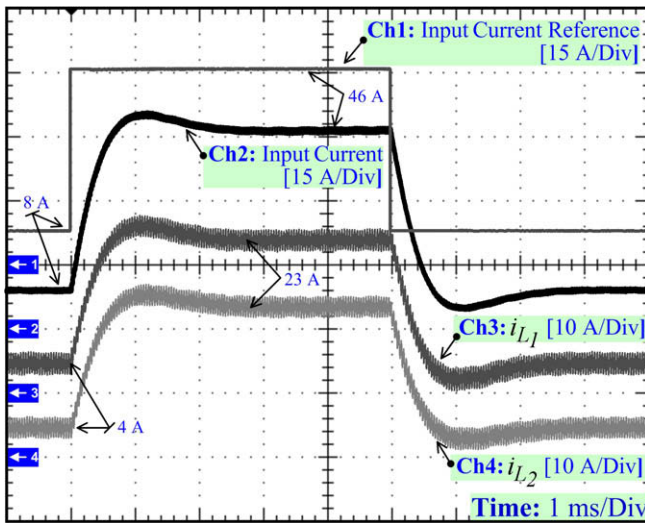


Fig. 10. Transient response of the 2-cell converter current loops to an input current reference step varying from 8 A to 46 A (rated current) and vice versa.

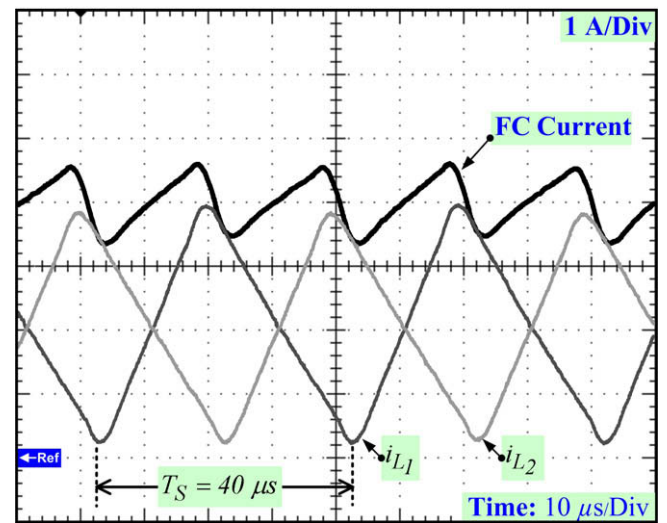


Fig. 13. Steady-state waveforms of the 2-cell interleaved converter system at a FC current reference of 4 A ($v_{FC} = 35.8$ V).

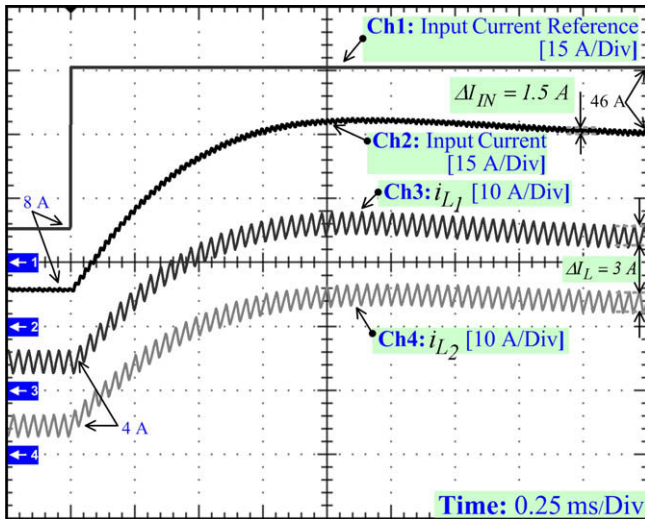


Fig. 11. Transient response of the 2-cell converter current loops to an input current reference step varying from 8 A to 46 A (rated current).

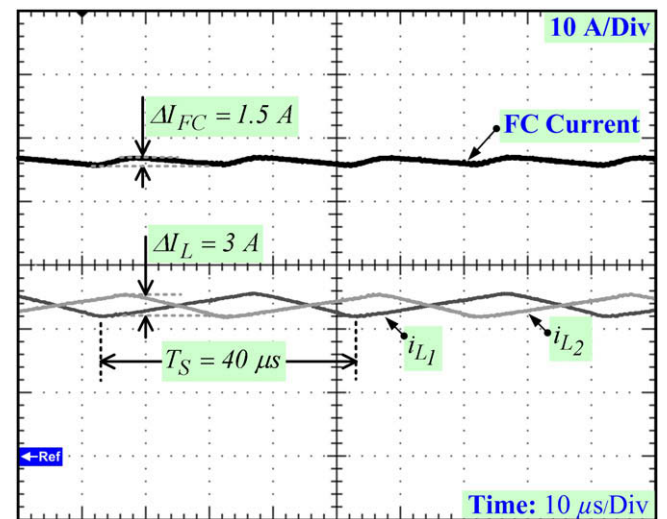


Fig. 14. Steady-state waveforms of the 2-cell interleaved converter system at a FC current reference of 46 A ($v_{FC} = 26.3$ V).

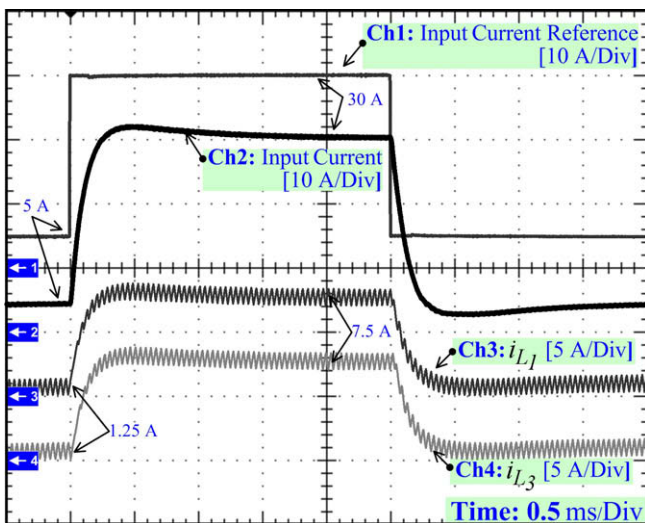


Fig. 12. Transient response of the 4-cell converter current loops to an input current reference step varying from 5 A to 30 A and vice versa.

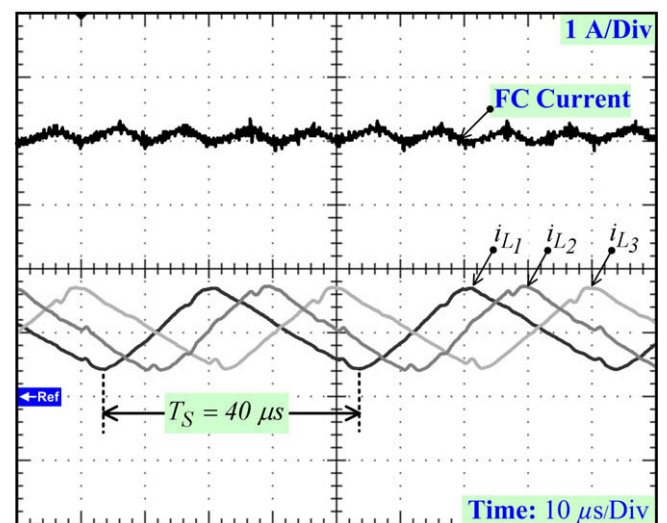


Fig. 15. Steady-state waveforms of the 4-cell interleaved converter system at a FC current reference of 4 A ($v_{FC} = 35.8$ V).

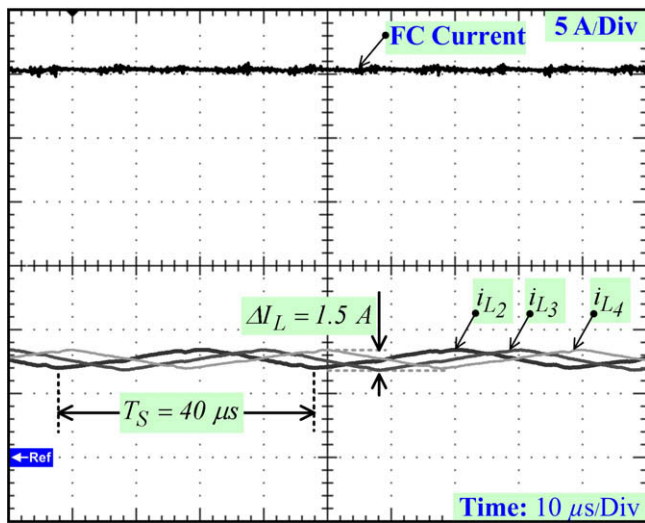


Fig. 16. Steady-state waveforms of the 4-cell interleaved converter system at a FC current reference of 30 A ($v_{FC} = 28.9$ V).

And for the last test, Fig. 16 shows the FC current, and the second, third and fourth inductor currents of the 4-phase parallel converters at the average FC current reference of 30 A.

One can observe again that the FC current is the sum of the inductor currents, and that the FC ripple current is $1/N$ the individual inductor ripple currents. Absolutely, the FC ripple current of the 4-cell interleaved converter is lower than the 2-cell interleaved converter. So, the FC ripple current of the 4-cell interleaved converter is nearly zero. It means that the FC mean current is close to the FC rms current. In addition, it can be seen the FC ripple frequency is N -times the switching frequency of 25-kHz.

4. Conclusions

The main objective of this paper is to present the parallel converter modules with interleaving technique for a FC power source for high power applications. By this technique, ferrite core and Litz-wire size of inductors are simple to design and fabricate; and FC ripple current is reduced. The fact that it has fewer output capacitors is mostly due to lower output-ripple current, which results in lower cost and lower power dissipation. This circuit also significantly reduces the energy-storage requirement of the combined input inductors, thus reducing the magnetic volumes, heights, and dissipations. The multiphase approach reduced the overall power dissipation and spread that dissipation over a larger board area, allowing better thermal management. The main drawback of the multiphase approach is added circuit complexity, requiring measurement and balancing of each phase current as the larger number of control components illustrates.

The two non-isolated boost converters of 2-phase and 4-phase in parallel have been designed and implemented as a FC converter of 1.2-kW. So, the inductor average current control loops realized by analog circuits of paralleled converters are inevitable to share the same currents, and to control the FC current slope. Then, FC system is free of fuel starvation phenomenon, mechanical stresses in a FC system (fuel pressure, water pressure in tubes and stack) are reduced, and lifetime is improved.

Experimental results of implemented parallel converters connected with a NexaTM PEMFC system (1.2-kW, 46-A) authenticate the excellent performances: static and dynamic states of the design system. Future works are to use the implemented parallel converters with interleaving algorithm to function in hybrid sources: FC/

Supercapacitor or FC/Li-Ion Battery or FC/Supercapacitor/Li-Ion Battery for a high power dc distributed generation system.

Acknowledgments

This work was supported in part by a research program in cooperation with the Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), Nancy University with Thai–French Innovation Institute, King Mongkut's University of Technology North Bangkok (KMUTNB) under the “Franco-Thai on higher education and research joint project” and in part by the French National Center for Scientific Research (CNRS), the Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy (GREEN: UMR 7037), and the Thailand Research Fund (TRF) under Grant MRG5180348.

References

- [1] Rajashekar K, Grieve J, Daggett D. Hybrid fuel cell power in aircraft. *IEEE Ind Appl Mag* 2008;14:54–60.
- [2] Corbo P, Migliardini F, Veneri O. Experimental analysis of a 20 kWe PEM fuel cell system in dynamic conditions representative of automotive applications. *Energy Convers Manage* 2008;49:2688–97.
- [3] Thounthong P, Davat B, Raël S. Drive friendly: fuel cell/supercapacitor hybrid power sources for future automotive power generation. *IEEE Power Energy Mag* 2008;6:69–76.
- [4] Thounthong P, Davat B, Raël S, Sethakul P. Fuel starvation. *IEEE Ind Appl Mag* 2009;15:52–9.
- [5] Ahmed NA, Miyatake M, Al-Othman AK. Power fluctuations suppression of stand-alone hybrid generation combining solar photovoltaic/wind turbine and fuel cell systems. *Energy Convers Manage* 2008;49:2711–9.
- [6] Taniguchi A, Akita T, Yasuda K, Miyazaki Y. Analysis of electrocatalyst degradation in PEMFC caused by cell reversal during fuel starvation. *J Power Sources* 2004;130:42–9.
- [7] Thounthong P, Raël S, Davat B. Analysis of supercapacitor as second source based on fuel cell power generation. *IEEE Trans Energy Convers* 2009;24:247–55.
- [8] Thounthong P, Raël S, Davat B. Control algorithm of fuel cell and batteries for distributed generation system. *IEEE Trans Energy Convers* 2008;23:148–55.
- [9] Payman A, Pierfederici S, Tabar FM. Energy control of supercapacitor/fuel cell hybrid power source. *Energy Convers Manage* 2008;49:1637–44.
- [10] Andujar JM, Segura F, Vasallo M. A suitable model plant for control of the set fuel cell-DC/DC converter. *Renew Energy* 2008;33:813–26.
- [11] Agbossou K, Kolhe M, Hamelin J, Bose TK. Performance of a stand-alone renewable energy system based on energy storage as hydrogen. *IEEE Trans Energy Convers* 2004;19:633–40.
- [12] Mohr M, Fuchs FW. Comparison of three phase current source inverters and voltage source inverters linked with dc to dc boost converters for fuel cell generation systems. In: *Proceedings of the EPE'05*, 11–14 September, 2005. p. 1–10.
- [13] Wang C, Nehrir MH, Gao H. Control of PEM fuel cell distributed generation systems. *IEEE Trans Energy Convers* 2006;21:586–95.
- [14] De Bernardinis A, Péra MC, Garnier J, Hissel D, Coquery G, Kauffmann JM. Fuel cells multi-stack power architectures and experimental validation of 1 kW parallel twin stack PEFC generator based on high frequency magnetic coupling dedicated to on board power unit. *Energy Convers Manage* 2008;49:2367–83.
- [15] Vilathgamuwa DM, Gajanayake CJ, Poh Chiang Loh. Modulation and control of three-phase paralleled Z-source inverters for distributed generation applications. *IEEE Trans Energy Convers* 2009;24:173–83.
- [16] Nam-Ju Park, Dong-Seok Hyun. IBC using a single resonant inductor for high-power applications. *IEEE Trans Industrial Electronics* 2009;56:1522–30.
- [17] Raggl K, Nussbaumer T, Doerig G, Biela J, Kolar JW. Comprehensive design and optimization of a high-power-density single-phase boost PFC. *IEEE Trans Industrial Electronics* 2009;56:2574–87.
- [18] Choe SY, Ahn JW, Lee JG, Baek SH. Dynamic simulator for a PEM fuel cell system with a PWM dc/dc converter. *IEEE Trans Energy Convers* 2008;23:669–80.
- [19] Trevisan D, Mattavelli P, Tenti P. Digital control of single-inductor multiple-output step-down dc–dc converters in ccm. *IEEE Trans Ind Electron* 2008;55:3476–83.
- [20] Wahdame B, Candusso D, François X, Harel F, Péra MC, Hissel D, et al. Analysis of a fuel cell durability test based on design of experiment approach. *IEEE Trans Energy Convers* 2008;23:1093–104.
- [21] Adzakpa KP, Agbossou K, Dubé Y, Dostie M, Fournier M, Poulin A. PEM fuel cells modeling and analysis through current and voltage transient behaviors. *IEEE Trans Energy Convers* 2008;23:581–91.
- [22] Thounthong P, Raël S, Davat B. Control strategy of fuel cell and supercapacitors association for distributed generation system. *IEEE Trans Ind Electron* 2007;54:3225–33.

IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY

A PUBLICATION OF THE IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY SOCIETY

JULY 2010

VOLUME 59

NUMBER 6

ITVTAB

(ISSN 0018-9545)

SPECIAL SECTION ON VEHICLE POWER AND PROPULSION

EDITORIAL

Special Section on Vehicle Power and Propulsions *C. Mi and F. Z. Peng* 2638

SPECIAL SECTION PAPERS

Hybrid Electric Vehicle Based on Bidirectional Z-Source Nine-Switch Inverter *S. M. Dehghan, M. Mohamadian, and A. Yazdian* 2641

Simulation Model of a Military HEV With a Highly Redundant Architecture *L. Boulon, D. Hissel, A. Bouscayrol, O. Pape, and M.-C. Péra* 2654

Effects of Common-Mode Active Filtering in Induction Motor Drives for Electric Vehicles *M. C. Di Piazza, A. Ragusa, and G. Vitale* 2664

Phase-Redundant-Based Reliable Direct AC/AC Converter Drive for Series Hybrid Off-Highway Heavy Electric Vehicles *S. Kwak, T. Kim, and G. Park* 2674

An Online Power-Balancing Strategy for a Parallel Hybrid Electric Vehicle Assisted by an Integrated Starter Generator *S. Adhikari, S. K. Halgamuge, and H. C. Watson* 2689

Modeling and Control of Fuel Cell/Supercapacitor Hybrid Source Based on Differential Flatness Control *P. Thounthong, S. Pierfederici, J.-P. Martin, M. Hinaje, and B. Davat* 2700

REGULAR SECTION PAPERS

Channel Models

Enhanced Detection Performance of Indoor GNSS Signals Based on Synthetic Aperture *A. Broumandan, J. Nielsen, and G. Lachapelle* 2711

An FPGA-Based Simulator for High Path Count Rayleigh and Rician Fading *S. F. Fard, A. Alimohammad, and B. F. Cockburn* 2725

Macrocell Path-Loss Prediction Using Artificial Neural Networks *E. Östlin, H.-J. Zepernick, and H. Suzuki* 2735

Transportation Systems

Modeling Electrified Transit Systems *M. Z. Chymera, A. C. Renfrew, M. Barnes, and J. Holden* 2748

Integrated Driver–Vehicle–Infrastructure Road Departure Warning Unit *S. Glaser, S. Mammar, and C. Sentouh* 2757

An Intelligent Secure and Privacy-Preserving Parking Scheme Through Vehicular Communications *R. Lu, X. Lin, H. Zhu, and X. Shen* 2772

Battery Storage Sizing in a Retrofitted Plug-in Hybrid Electric Vehicle *E. Tara, S. Shahidinejad, S. Filizadeh, and E. Bibeau* 2786

Vehicle-Classification Algorithm Based on Component Analysis for Single-Loop Inductive Detector *S. Meta and M. G. Cinsdikici* 2795

(Contents Continued on Page 2637)



IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY SOCIETY

The Vehicular Technology Society is an organization, within the framework of the IEEE, of members with principal professional interest in vehicular communications. All members of the IEEE are eligible for membership in the Society and will receive this TRANSACTIONS upon payment of the annual Society membership fee of \$18.00 plus an annual subscription fee of \$22.00. For information on joining, write to the IEEE at the address below. *Member copies of Transactions/Journals are for personal use only.*

IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY

Editor

WEIHUA ZHUANG

Department of Electrical and Computer Engineering, University of Waterloo Waterloo, ON N2L 3G1, Canada
Phone: +1 519 888 4567 x35354 Fax: +1 519 746 3077 wzhuang@uwaterloo.ca

Associate Editors

M. SHAHGIR AHMED
Daimler Chrysler Corp.
Auburn Hills, MI 48326-2757 USA

OZGUR AKAN
Middle East Technical Univ.
Ankara, Turkey

NIRWAN ANSARI
New Jersey Institute of Technology
Newark, NJ 07102 USA

SOHEL ANWAR
Purdue School of Engineering
and Technology
Indianapolis, IN 46202 USA

NALLANATHAN ARUMUGAM
King's College London
London, WC2R 2LS, U.K.

FRANCIS ASSADIAN
Cranfield Univ.
Bedfordshire MK43 0AL, U.K.

EDWARD AU
Huawei Technologies
Shenzhen, China

FAN BAI
GM R&D Center
Warren, MI 48090 USA

GERHARD BAUCH
Universität der Bundeswehr München
D-85577 Neubiberg, Germany

MOHAMED E. BENBOUZID
Univ. of Western Brittany
Brest Cedex 3, France

ERNST BONEK
Vienna Univ. of Technology
A-1040 Vienna, Austria

AZZEDINE BOUKERCHE
Univ. of Ottawa
Ottawa, ON K1N 6N5, Canada

LIN CAI
Univ. of Victoria
Victoria, BC V8W 3P6, Canada

GUOHONG CAO
Pennsylvania State Univ.
Univ. Park, PA 16801 USA

SUJEET CHAUDHURI
Univ. of Waterloo
Waterloo, ON N2L 3G1, Canada

HSIAO-HWA CHEN
National Cheng Kung Univ.
Tainan, Taiwan, R.O.C.

LIQUN CHEN
Hewlett-Packard Laboratories
Bristol BS34 8QZ, U.K.

YU CHENG
Illinois Institute of Technology
Chicago, IL 60616-3793 USA

CHIA-CHIN CHONG
DOCOMO USA Labs
Palo Alto, CA 94304, USA

JOOHWAN CHUN
KAIST
Daejeon City, Korea

SONG CI
Univ. of Nebraska
Omaha, NE 68182 USA

CARMELA COZZO
ViaSat Inc.
El Cajon, CA 92020 USA

JING DENG
Univ. of North Carolina at Greensboro
Greensboro, NC 27402-6170 USA

KEVIN DENG
GM R&D Center
Warren, MI 48090 USA

DEMBA DIALLO
Univ. Paris-Sud, P11, IUT of Cachan
91192 Gif-Sur-Yvette, France

XIAODAI DONG
University of Victoria
Victoria, BC V8W 3P6 Canada

KAZUHIKO FUKAWA
Tokyo Institute of Technology
Tokyo, Japan

YANG GAO
Univ. of Calgary
Calgary, AB T2N 1N4, Canada

YOUSSEF GHONEIM
GM R&D Center
Warren, MI 48090 USA

YI GONG
Nanyang Technol. Univ.
Singapore 639798

BECHIR HAMDAOUI
Oregon State Univ.
Corvallis, OR 97331, USA

WALAA HAMOUDA
Concordia Univ.
Montreal, PQ H3G 1M8, Canada

HOSSAM S. HASSANEIN
Queen's Univ.
Kingston, ON K7L 3N6, Canada

OLIVER HOLLAND
King's College London
London, WC2R 2LS, U.K.

JIN HUR
Univ. of Ulsan
Ulsan, 680-749, Korea

CHRISTIAN IBARS
CTTC
Barcelona, Spain

ABBAS JAMALIPOUR
Univ. of Sydney
Sydney, N.S.W. 2006, Australia

RIKU JÄNTTI
Helsinki Univ. of Technology
FI-02015 TKK, Finland

HAI JIANG
Univ. of Alberta
Edmonton, AB T6G 2V4, Canada

NEI KATO
Tohoku Univ.
Sendai, 980-8579 Japan

ALIREZA KHALIGH
Illinois Institute of Technology
Chicago, IL 60616-3793 USA

WITOLD KRZYMIEN
Univ. of Alberta
Edmonton, AB T6G 2V4, Canada

THOMAS KÜRNER
Braunschweig Technical Univ.
Braunschweig, Germany

REZA LANGARI
Texas A&M Univ.
College Station, TX 77843 USA

PETER LANGENDÖRFER
IHP GmbH
Frankfurt, Germany

SHU HUNG LEUNG
City Univ. of Hong Kong
Kowloon, Hong Kong

LI LI
Communications Research Centre
Ottawa, ON K2H 8S2, Canada

YING CHANG LIANG
Inst. for Infocomm Res., A*STAR
Singapore 119613

CHUANG LIN
Tsinghua Univ.
Beijing, China

HAI LIN
Osaka Prefecture Univ.
Osaka, Japan

JIA-CHIN LIN
National Central Univ.
Taoyuan, Taiwan, R.O.C.

PHONE LIN
National Taiwan Univ.
Taipei, Taiwan, R.O.C.

YI-BING (JASON) LIN
National Chiao Tung Univ.
Hsinchu, Taiwan, R.O.C.

CONG LING
Imperial College London
London, SW7 2AZ, U.K.

HUAPING LIU
Oregon State Univ.
Corvallis, OR 97331 USA

HSIAO-FENG LU
National Chiao Tung Univ.
Hsinchu, Taiwan

YAO MA
Iowa State Univ.
Ames, IA 50011 USA

DAVID MATOLAK
Ohio Univ.
Athens, OH 45701 USA

CHRIS (CHUNTING) MI
Univ. of Michigan—Dearborn
Dearborn, MI 48128 USA

JELENA MISIC
Univ. of Manitoba
Winnipeg, BC R3T 2N2, Canada

HA H. NGUYEN
Univ. of Saskatchewan
Saskatoon, SK S7N 5A9, Canada

CLAUDE OESTGES
Université catholique de Louvain
Louvain-la-Neuve, B-1348 Belgium

ROBERT QIU
Tennessee Technological Univ.
Cookeville, TN 38505 USA

ROBERT SCHOBER
Univ. of British Columbia
Vancouver, BC V6T 1Z4, Canada

YU TED SU
National Chiao Tung Univ.
Hsinchu, Taiwan

TARIK TALEB
NEC Europe Limited
Heidelberg, Germany

TOMOHIKO TANIGUCHI
Fujitsu Laboratories Limited
Kanagawa, 239-0847, Japan

ANDREA M. TONELLO
Università di Udine
Udine, 33100, Italy

XIANBIN WANG
Univ. of Western Ontario
London, ON N6A 3K7, Canada

SHUANGQING WEI
Louisiana State Univ.
Baton Rouge, LA 70803 USA

KAINAM T. WONG
Hong Kong Polytechnic Univ.
Kowloon, Hong Kong

VINCENT WONG
Univ. of British Columbia
Vancouver, BC V6T 1Z4, Canada

JINGXIAN WU
Univ. of Arkansas
Fayetteville, AR 72701 USA

MICHEL YACCOUB
DECOM/FEEC/UNICAMP
Campinas, Brazil

LIE-LIANG YANG
Univ. of Southampton
Southampton SO17 1BJ, U.K.

CHAU YUEN
Singapore Univ. of Technol. & Design
Singapore 279623

ZHENGQING YUN
Univ. of Hawaii at Manoa
Honolulu, HI 96822 USA

KAMBIZ ZANGI
Ericsson Research
Research Triangle Park, NC 27709 USA

XI ZHANG
Texas A&M Univ.
College Station, TX 77843 USA

YANCHAO ZHANG
Arizona State University Tempe
Tempe, AZ 85287-7206 USA

DONGMEI ZHAO
McMaster Univ.
Hamilton, ON L8S 4K1, Canada

IEEE Officers

PEDRO A. RAY, *President and CEO*
MOSHE KAM, *President-Elect*
DAVID G. GREEN, *Secretary*
PETER W. STAECCKER, *Treasurer*
JOHN R. VIG, *Past President*
TARIQ S. DURRANI, *Vice President, Educational Activities*

JON G. ROKNE, *Vice President, Publication Services and Products*
BARRY L. SHOOP, *Vice President, Member and Geographic Activities*
W. CHARLTON ADAMS, *President, Standards Association*
ROGER D. POLLARD, *Vice President, Technical Activities*
EVELYN H. HIRT, *President, IEEE-USA*

ALFRED O. HERO, III, *Director, Division IX—Signals and Applications*

IEEE Executive Staff

DR. E. JAMES PRENDERGAST, *Executive Director & Chief Operating Officer*

THOMAS SIEGERT, *Business Administration*
MATTHEW LOEB, *Corporate Activities*
DOUGLAS GORHAM, *Educational Activities*
BETSY DAVIS, *SPHR, Human Resources*
CHRIS BRANTLEY, *IEEE-USA*
ALEXANDER PASIK, *Information Technology*

PATRICK MAHONEY, *Marketing*
CECELIA JANKOWSKI, *Member and Geographic Activities*
ANTHONY DURNIAK, *Publications Activities*
JUDITH GORMAN, *Standards Activities*
MARY WARD-CALLAN, *Technical Activities*

IEEE Periodicals Transactions/Journals Department

Staff Director: FRAN ZAPPULLA
Editorial Director: DAWN MELLE *Production Director:* PETER M. TUOHY
Senior Managing Editor: WILLIAM A. COLACCHIO *Senior Editor:* CHRISTOPHER PERRY

IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY (ISSN 0018-9545) is published nine times a year in January, February, March, May, June, July, September, October, and November by The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. Responsibility for the contents rests upon the authors and not upon the IEEE, the Society/Council, or its members. **IEEE Corporate Office:** 3 Park Avenue, 17th Floor, New York, NY 10016-5997. **IEEE Operations Center:** 445 Hoes Lane, Piscataway, NJ 08854-4141. **NJ Telephone:** +1 732 981 0060. Price/Publication Information: Individual copies: IEEE Members \$20.00 (first copy only), nonmembers \$84.00 per copy. (Note: Postage and handling charge not included.) Member and nonmember subscription prices available upon request. Available in microfiche and microfilm. **Copyright and Reprint Permissions:** Abstracting is permitted with credit to the source. Libraries are permitted to photocopy for private use of patrons, provided the per-copy fee indicated in the code at the bottom of the first page is paid through the Copyright Clearance Center, 222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923. For all other copying, reprint, or republication permission, write to Copyrights and Permissions Department, IEEE Publications Administration, 445 Hoes Lane, Piscataway, NJ 08854-4141. Copyright © 2010 by The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. All rights reserved. Periodicals Postage Paid at New York, NY and at additional mailing offices. **Postmaster:** Send address changes to IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, IEEE, 445 Hoes Lane, Piscataway, NJ 08854-4141. GST Registration No. 125634188. CPC Sales Agreement #40013087. Return undeliverable Canada addresses to: Pitney Bowes IMEX, P.O. Box 4332, Stanton Rd., Toronto, ON M5W 3J4, Canada. IEEE prohibits discrimination, harassment and bullying. For more information visit <http://www.ieee.org/nondiscrimination>. Printed in U.S.A.

Digital Object Identifier 10.1109/TVT.2010.2057715

Modeling and Control of Fuel Cell/Supercapacitor Hybrid Source Based on Differential Flatness Control

Phatiphat Thounthong, *Member, IEEE*, Serge Pierfederici, Jean-Philippe Martin, Melika Hinaje, and Bernard Davat, *Member, IEEE*

Abstract—Fuel-cell vehicles (FCVs) with energy storage (ES) device(s) could result in improved lifetime, performance, fuel economy, and reduced cost. This paper presents the utilization of an ES device consisting of a supercapacitor bank for future electric vehicles with a hydrogen fuel cell (FC) as the main power source. The study mainly focuses on the innovative control law based on the flatness properties for a FC/supercapacitor hybrid power source. Utilizing the flatness principle, we propose simple solutions to the hybrid energy-management and stabilization problems. A supercapacitor module, as a high dynamic and high-power density device, functions to supply energy to regulate the dc-bus energy. The FC, as a slower dynamic source in this system, functions by supplying energy to keep the supercapacitor module charged. To ensure energy-efficient operation of the FC stack, the output current ripple of the FC stack is minimized by parallel boost converters with an interleaving switching technique for a high-frequency ripple by the supercapacitor for a low-frequency ripple. To authenticate the proposed control laws, a test bench is realized in the laboratory. The control algorithm (energy and current control loops) is digitally implemented by dSPACE controller DS1103. Experimental results with small-scale devices (a proton exchange membrane FC (PEMFC) of 500 W, 50 A, and 10 V and a supercapacitor bank of 250 F, 32 V, and 500 A) substantiate the excellent performance during load cycles.

Index Terms—Converters, current control, electric vehicles, fuel cells (FCs), nonlinear, supercapacitor.

I. INTRODUCTION

AT THE MOMENT, hydrogen fuel-cell (FC) vehicle technology is receiving extensive consideration as a strategy

to decrease oil consumption and reduce destructive emissions. There are many different types of FCs, with the principal differences between them being the type of electrolyte and/or the type of fuel that they use. One of the most promising FCs to be employed in vehicle applications is the proton exchange membrane FC (PEMFC) because of its relatively small size, lightweight nature, and ease of construction. Nevertheless, the cost, transient response, and cold performance of PEMFC systems may present significant challenges to the extensive adoption of the technology for transportation in the near future [1], [2].

According to recent works on the FC characteristics [3], [4], they point out the specific properties of FCs that their output power response is delayed because of processing time through subsidiary equipment, i.e., their slow internal electrochemical and thermodynamic characteristics. Therefore, to supply electric power to fluctuating loads by the hybrid system of the FC, an electric energy-storage (ES) system is needed to compensate the gap between the output from the FC and the load, in addition to the collaborative load balancing [5], [6].

Previous research has shown that FC hybridization with a battery [7], [8], with a supercapacitor (ultracapacitor) [9], and with a battery/supercapacitor [10]–[12], provides cost, performance, and operational improvements, as well as fuel economy benefits that are attractive and should be considered. Among the present preproduction hybrid FC vehicles, the Toyota FCHV has a nickel-metal hydride ES system similar to that of the Toyota Prius, and the Honda FCX-V4 uses a supercapacitor bank that provides regenerative braking and power-assist capability.

Control, robustness, stability, efficiency, and optimization of hybrid sources remain an essential area of research. Several researchers have studied the different topologies. Schaltz *et al.* [13] studied two energy-management strategies of a FC/battery/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications. Feroldi *et al.* [14] studied the control based on efficiency map of an FC/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications. Mueyen *et al.* [15] studied the control based on fuzzy logic of a wind turbine/supercapacitor hybrid power source. Uzunoglu and Alam [16] studied the control based on the wavelet-based load sharing algorithm of an FC/supercapacitor hybrid power source. Thounthong *et al.* studied a regulated dc-bus voltage FC/supercapacitor hybrid source (based on a basic linear controller by setting controller parameters depending on the defined operating point) [17], a regulated dc-bus voltage FC/battery/supercapacitor hybrid source (based on a basic

Manuscript received November 2, 2009; revised February 16, 2010. Date of publication March 29, 2010; date of current version July 16, 2010. This work was supported in part by a research program in cooperation with King Mongkut's University of Technology North Bangkok with the Institut National Polytechnique de Lorraine under the "Franco-Thai Cooperation Program in Higher Education and Research Year 2009–2010" and in part by the French National Center for Scientific Research (CNRS), the Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy (GREEN: UMR 7037), the Thai-French Innovation Institute (TFII), and the Thailand Research Fund (TRF) under Grant MRG5180348 (Paper VTSI-2009-01273). The review of this paper was coordinated by Dr. F. Z. Peng.

P. Thounthong is with the Department of Teacher Training in Electrical Engineering (TE) and with the Renewable Energy Research Centre (RERC), King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Bangkok 10800, Thailand (e-mail: phtt@kmutnb.ac.th).

S. Pierfederici, J.-P. Martin, M. Hinaje, and B. Davat are with the Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy (GREEN), Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), Nancy University, 54510 Nancy, France (e-mail: Serge.Pierfederici@ensem.inpl-nancy.fr; JeanPhilippe.Martin@ensem.inpl-nancy.fr; Melika.Hinaje@ensem.inpl-nancy.fr; Bernard.Davat@ensem.inpl-nancy.fr).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TVT.2010.2046759

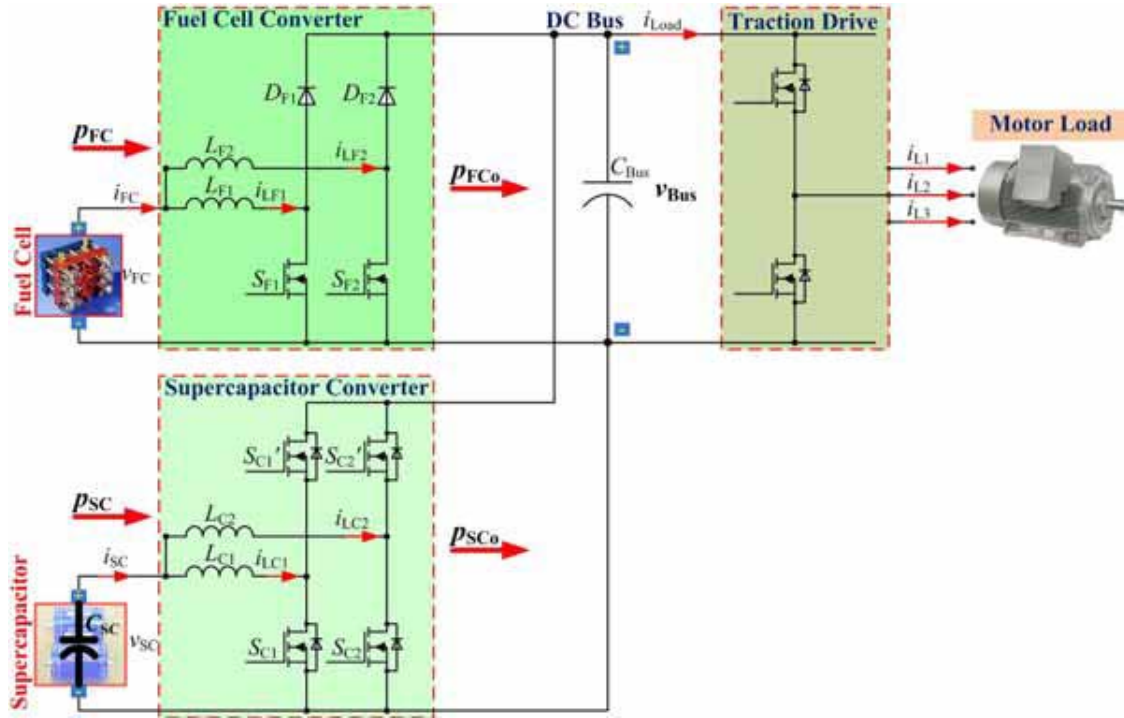


Fig. 1. Topology of a multiconverter-based hybrid power-management system, where $p_{Load} (= v_{Bus} \times i_{Load})$, v_{Bus} , and i_{Load} are the load power, the dc-bus voltage, and the dc-bus load current, respectively. $p_{FC} (= v_{FC} \times i_{FC})$, v_{FC} , and i_{FC} are the FC power, voltage, and current, respectively. $p_{SC} (= v_{SC} \times i_{SC})$, v_{SC} , and i_{SC} are the supercapacitor power, voltage, and current, respectively. p_{FCo} and p_{SCo} are the output powers to the dc link from the converters of FC and supercapacitor, respectively.

linear controller by setting controller parameters depending on the defined operating point [11], and an unregulated dc-bus voltage FC/battery hybrid source (based on the battery state of charge) [18].

This paper presents the original control method based on the flatness properties for the FC hybrid power source. It will provide a significant contribution to the field of the multisource system, particularly in nonlinear power electronics applications. In Section II, the FC and supercapacitor converter structure of multiphase power converters is presented in detail, including their current control loops, as well as a hybrid reduced-order model. The proposed control laws based on the differential flatness properties will be explained in detail in Section III. In Section IV, experimental results will show the system performance during load cycles. The summary and conclusions are presented in Section V.

II. HYBRID POWER SOURCE

A. Power Converter Structure

An FC generator and a storage device need to be interfaced through power electronic converters [19], [20]. Different power electronic circuits have been proposed in recent work to interface the different energy sources with the distributed system [21], [22]. Normally, an FC system needs a boost dc/dc converter (step-up converter) to adapt the FC output voltage to the desired dc utility voltage level and smooth the FC supply current [21]. In addition, a storage de-

vice needs a bidirectional dc/dc converter (two-quadrant converter) [23].

Nevertheless, a single converter will be limited when the power increases or for higher step-up ratios. That way, the use of paralleling power converters with the interleaved technique may offer better performance [21]. One proposes a power-electronics topology for the hybrid power-management system, as shown in Fig. 1, in which multiphase dc/dc converters are connected at the output of the stack and the storage device, which are then connected in parallel to share the load at the dc bus. The number of parallel converter modules N (with interleaving switching technique [21]) would depend upon the rated power of the stack and the supercapacitor module. Here, N is equal to 2 for the FC and supercapacitor converters (called two-phase converters).

For safety and high dynamics, the FC and supercapacitor converters are mostly controlled by inner current regulation loops, classically [2], [24]. The current controls of these converters, as illustrated in Fig. 2, are similar to a basic current control of parallel converters. Here, sliding-mode current control is implemented for each converter module. The dynamics of the current regulation loops are also supposed to be much faster than those of the outer control loops. These current control loops are supplied by two reference signals: 1) the supercapacitor current reference i_{SCREF} and 2) the FC current reference i_{FCREF} , generated by the energy-management algorithm presented hereafter. Thus, the currents i_{SC} and i_{FC} are considered to follow their references i_{SCREF} and i_{FCREF} completely [25].

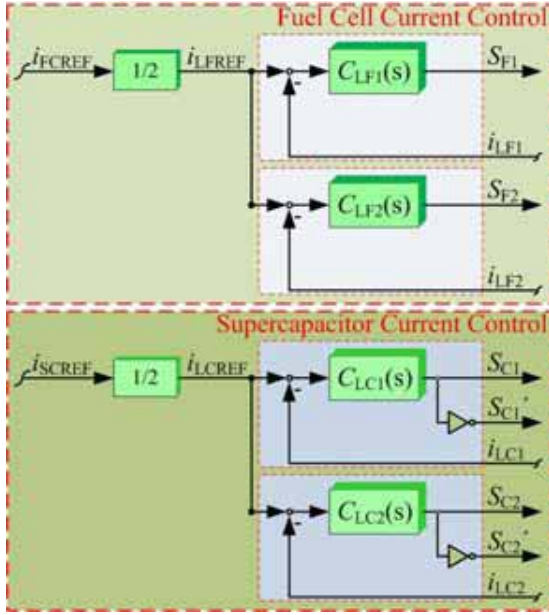


Fig. 2. Current control loops of the proposed FC/supercapacitor converters.

B. Modeling of the Hybrid Power Source

One supposes that the FC and supercapacitor currents follow their set-point values perfectly. Thus

$$i_{FC} = i_{FCREF} = \frac{p_{FC}}{v_{FC}} = \frac{p_{FCREF}}{v_{FC}} \quad (1)$$

$$i_{SC} = i_{SCREF} = \frac{p_{SC}}{v_{SC}} = \frac{p_{SCREF}}{v_{SC}}. \quad (2)$$

Now, the FC generator and the supercapacitor storage device function as controlled current sources. We consider here that there are only static losses in these converters (called *reduced-order model*), and r_{FC} and r_{SC} represent the static losses in the FC and supercapacitor converters (refer to Fig. 1), respectively.

The dc-bus capacitive energy y_{Bus} and the supercapacitive energy y_{SC} can be written as

$$y_{Bus} = \frac{1}{2} C_{Bus} v_{Bus}^2 \quad (3)$$

$$y_{SC} = \frac{1}{2} C_{SC} v_{SC}^2. \quad (4)$$

The total electrostatic energy y_T stored in the dc-bus capacitor C_{Bus} and in the supercapacitor C_{SC} can also be written as

$$y_T = \frac{1}{2} C_{Bus} v_{Bus}^2 + \frac{1}{2} C_{SC} v_{SC}^2. \quad (5)$$

The dc-bus capacitive energy y_{Bus} is given versus p_{FCo} , p_{SCo} , and p_{Load} by the following differential equation:

$$\dot{y}_{Bus} = p_{FCo} + p_{SCo} - p_{Load} \quad (6)$$

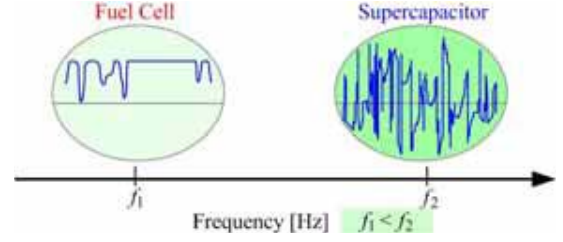


Fig. 3. Dynamic classification of the embedded sources in frequency space.

where

$$p_{FCo} = p_{FC} - r_{FC} \left(\frac{p_{FC}}{v_{FC}} \right)^2 \quad (7)$$

$$p_{SCo} = p_{SC} - r_{SC} \left(\frac{p_{SC}}{v_{SC}} \right)^2 \quad (8)$$

$$p_{Load} = v_{Bus} \cdot i_{Load} = \sqrt{\frac{2y_{Bus}}{C_{Bus}}} \cdot i_{Load} \quad (9)$$

$$p_{SC} = v_{SC} \cdot i_{SC} = \sqrt{\frac{2y_{SC}}{C_{SC}}} \cdot i_{SC}. \quad (10)$$

III. ENERGY MANAGEMENT AND CONTROL LAWS

As mentioned earlier, one must operate an FC at slow dynamics to improve its stack lifetime [2], [4]. Then, it can be compensated by faster dynamics from storage devices. The energy-management strategy based on a dynamic classification aims at distributing the global power mission of the vehicle into sources in such a way that each source is optimally used. According to the two points mentioned previously, embedded energy sources can be classified in frequency space, as illustrated in Fig. 3. The FC generator is controlled as a lower dynamic power source. The supercapacitor is a higher dynamic power source, which provides the microcycles and the fast dynamic power supply.

In this kind of system, as depicted in Fig. 1, there are two voltage variables or two energy variables to be regulated.

- 1) The dc-bus energy y_{Bus} is the most important variable.
- 2) It is the supercapacitor storage energy y_{SC} (charging supercapacitor).

Therefore, the proposed hybrid energy management is that its basic principle lies in using the supercapacitors (the faster energy source) to supply the energy required to achieve dc-bus voltage regulation (or dc-bus energy regulation) [2]. Then, the FC, although obviously the main energy source of the system, functions as the generator (with dynamic limitations at f_1) that supplies energy for both the dc-bus capacitor C_{Bus} and the supercapacitors C_{SC} to keep them charged.

A. Literature Review: Control System Based on Differential Flatness Theory

The idea of differential flatness theory was first introduced by Fliess *et al.* [26] (see the Appendix). This allowed an alternate representation of the system where trajectory planning and nonlinear controller design is clear cut. The advantages of the

differential flatness approach are that the trajectories of the system are straightforwardly estimated by the trajectories of a flat output and its derivatives without integrating any differential equation. Currently, these ideas have lately been used in a variety of nonlinear systems across various engineering disciplines, including the following:

- 1) process of stirred tank chemical reactor [27];
- 2) vehicle steering control [28];
- 3) control of a high-speed linear axis driven by pneumatic muscle actuators [29];
- 4) control of cathode pressure and oxygen excess ratio of a PEMFC system [30];
- 5) steering control of a two-level quantum system [31];
- 6) reactive power and dc voltage tracking control of a three-phase voltage source converter [32];
- 7) control of open-channel flow in an irrigation canal [33];
- 8) current control for three-phase three-wire boost converters [34];
- 9) design of a guidance algorithm for the hypersonic phase of a lifting-body vehicle [35];
- 10) control of space robot with arbitrarily oriented joint axes and two momentum wheels at the base [36].

B. DC-Bus Energy Regulation

To prove that the system is flat, the dc-bus electrostatic energy y_{Bus} stored in C_{Bus} is assumed as the flat output component. Therefore, one defines a flat output $y_1 = y_{\text{Bus}}$, a control variable $u_1 = p_{\text{SCREF}}$, and a state variable $x_1 = v_{\text{Bus}}$. From (3), the state variable x_1 can be written as

$$x_1 = \sqrt{\frac{2y_1}{C_{\text{Bus}}}} = \varphi_1(y_1). \quad (11)$$

From (6), the control variable u_1 can be calculated from the flat output y_1 and its time derivatives (*inverse dynamics*; see Fig. 12) as

$$u_1 = 2 \cdot P_{\text{SCLimited}} \cdot \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{\dot{y}_1 + \sqrt{\frac{2y_1}{C_{\text{Bus}}}} \cdot i_{\text{Load}} - p_{\text{FCo}}}{P_{\text{SCLimited}}} \right)^2} \right] \\ = \psi_1(y_1, \dot{y}_1) = p_{\text{SCREF}} \quad (12)$$

where

$$P_{\text{SCLimited}} = \frac{v_{\text{SC}}^2}{4r_{\text{SC}}}. \quad (13)$$

$P_{\text{SCLimited}}$ is the limited maximum power from the supercapacitor module.

Therefore, it is apparent that $x_1 = \varphi_1(y_1)$ and $u_1 = \psi_1(y_1, \dot{y}_1)$ correspond with (A-6) and (A-7). Consequently, the proposed reduced-order model of the hybrid system can be considered as a flat system.

A desired reference trajectory for the dc-bus energy is represented by $y_{1\text{REF}}$. A feedback control law (see Fig. 12)

achieving an exponential asymptotic tracking of the trajectory is given by the following expression [23], [37]:

$$(\dot{y}_1 - \dot{y}_{1\text{REF}}) + K_{11}(y_1 - y_{1\text{REF}}) + K_{12} \int (y_1 - y_{1\text{REF}}) d\tau = 0 \quad (14)$$

where the set of controller parameters (K_{11}, K_{12}) is chosen so that the roots of the closed-loop characteristic polynomial in the complex variable s

$$p(s) = s^2 + \lambda_1 s + \lambda_0 \quad (15)$$

is a Hurwitz polynomial.

Obviously, the tracking error $e_1 = y_1 - y_{1\text{REF}}$ satisfies

$$\ddot{e}_1 + K_{11}\dot{e}_1 + K_{12}e_1 = 0. \quad (16)$$

An optimum choice of the design controller parameters is obtained by matching the characteristic polynomial $p(s)$ to a desired characteristic polynomial with defined root locations.

One may set as a desired characteristic polynomial

$$p(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (17)$$

$$K_{11} = 2\zeta\omega_n \quad (18)$$

$$K_{12} = \omega_n^2 \quad (19)$$

where ζ and ω_n are the desired dominant damping ratio and the natural frequency, respectively.

It is noticeable that the control system is stable for $K_{11}, K_{12} > 0$ ($\zeta, \omega_n > 0$). However, based on the power-electronic constant switching frequency f_S and the cascade control structure, the outer control loop (here the dc-bus energy control) must operate at a cutoff frequency $f_E \ll f_C$ (a cutoff frequency of the supercapacitor current loop) $\ll f_S$ [38]. Once the flat outputs are stabilized, the whole system is stable because all the variables of the system are expressed in terms of the flat outputs via (11)–(13).

C. Supercapacitive Energy Regulation

For total energy regulation (or supercapacitor energy regulation), a desired reference trajectory for the total energy is represented by y_{TREF} . Since the supercapacitor ES is an enormous size capacity, and the supercapacitor energy is defined as a slower dynamic variable than the dc-bus energy variable, a special control law of the total energy regulation is defined as

$$p_{\text{FCDem}} = P_{\text{FCMin}}, \quad \text{if } y_{\text{TREF}} - y_T < -\Delta y \quad (20)$$

$$p_{\text{FCDem}} = \frac{f(p_{\text{FC}}, p_{\text{Load}}) - P_{\text{FCMin}}}{\Delta y} \cdot (y_{\text{TREF}} - y_T) \\ + f(p_{\text{FC}}, p_{\text{Load}}), \quad \text{if } -\Delta y < y_{\text{TREF}} - y_T \leq 0 \quad (21)$$

$$p_{\text{FCDem}} = \frac{P_{\text{FCMax}} - f(p_{\text{FC}}, p_{\text{Load}})}{\Delta y} \cdot (y_{\text{TREF}} - y_T) \\ + f(p_{\text{FC}}, p_{\text{Load}}), \quad \text{if } 0 < y_{\text{TREF}} - y_T \leq \Delta y \quad (22)$$

$$p_{\text{FCDem}} = P_{\text{FCMax}}, \quad \text{if } \Delta y < y_{\text{TREF}} - y_T \quad (23)$$

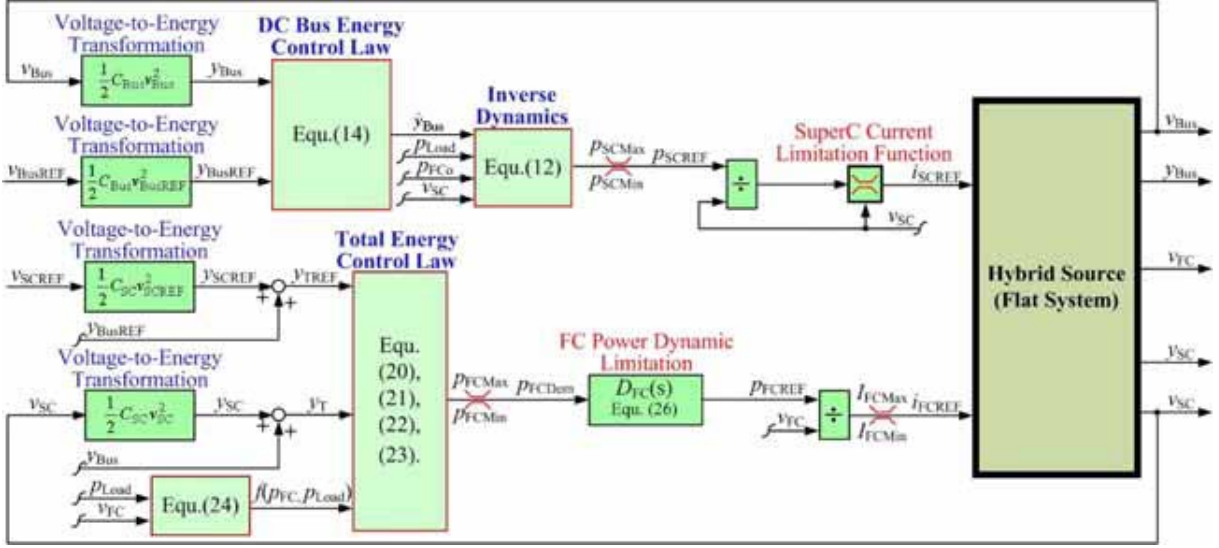


Fig. 4. Proposed control scheme for the FC/supercapacitor hybrid source.

where

$$f(p_{FC}, p_{Load}) = 2 \cdot P_{FCLimited} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{p_{Load}}{P_{FCLimited}}} \right) \quad (24)$$

$$P_{FCLimited} = \frac{v_{FC}^2}{4 \cdot r_{FC}}. \quad (25)$$

$P_{FCLimited}$ is the limited maximum power from the FC converter. P_{FCMax} and P_{FCMin} are the maximum and minimum power of the FC stack, respectively. Δy is the regulation parameter.

The total energy control law generates the FC power demand p_{FCDem} [see (20)–(23)]. The FC, although clearly the main energy source of the system, functions as the generator that supplies energy for both the dc-bus capacitor C_{Bus} and the supercapacitors C_{SC} to keep them charged.

D. Conclusion of the Control Laws

The multivariable control of the FC/supercapacitor hybrid power source previously detailed is portrayed in Fig. 4. The dc-bus energy control law generates a supercapacitor power reference p_{SCREF} [or the control variable u_1 ; see (12)]. This signal is then divided by the measured supercapacitor voltage v_{SC} and limited to maintain the supercapacitor voltage within an interval $[V_{SCMin}, V_{SCMax}]$ by limiting a supercapacitor charging current or discharging current, as presented in the block “SuperC Current Limitation Function” [17]. This results in the supercapacitor current reference i_{SCREF} . For the total energy control law [see (20)–(25)], it generates the FC power demand p_{FCDem} . It must be limited in slope, which enables the safe operation of the FC with respect to the dynamic constraints that are associated with the FC stack, as portrayed in Fig. 3. To obtain a natural linear function, a second-order delay (filter) $D_{FC}(s)$ is chosen for the limited FC power dynamics as

$$D_{FC}(s) = \frac{p_{FCREF}(s)}{p_{FCDem}(s)} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_{n1}}\right)^2 + \frac{2\zeta_1 s}{\omega_{n1}} + 1} \quad (26)$$

where ω_{n1} and ζ_1 are the regulation parameters. Then, the FC power reference p_{FCREF} is divided by the measured FC voltage v_{FC} . This results in an FC current reference i_{FCREF} . For safety, the FC current reference i_{FCREF} must be limited in level, i.e., within an interval [maximum FC current I_{FCMax} (corresponding to a FC rated current), minimum FC current I_{FCMin} (set to 0 A)].

IV. PERFORMANCE VALIDATION

A. Test Bench Explanation

To authenticate the proposed innovative control laws of the hybrid system, the small-scale test bench was implemented in a laboratory, as illustrated in Fig. 5. The PEMFC system (500 W, 50 A, 10 V) was achieved by the Zentrum für Sonnenenergie und Wasserstoff-Forschung (ZSW) society. It consists of 16 cells of 100 cm² in series, as illustrated in Fig. 5. It is supplied using pure hydrogen from an aluminum tank under pressure of 150 bars and with clean and dry air from a compressor (50 W). The supercapacitor bank is obtained by means of two supercapacitor modules BMOD0500-P016 (developed and manufactured by Maxwell Technologies Inc.: 500 F, 16 V, 500 A) connected in series. The test bench was operated at around 25 °C at room temperature.

The FC converter (two-phase parallel boost converters) and the supercapacitor converter (two-phase parallel bidirectional converters) (see Fig. 1) are realized in the laboratory. The converter parameters and the semiconductor components are detailed in Table I.

B. Control Description

Measurements of the FC current i_{FC} , the supercapacitor current i_{SC} , the load current i_{Load} , the dc-bus voltage v_{Bus} , the FC voltage v_{FC} , and the supercapacitor voltage v_{SC} are carried out by means of zero-flux Hall effect sensors. The two energy control loops and the two current control loops have



Fig. 5. Test bench system at the Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy (GREEN).

TABLE I
CONVERTER PARAMETERS AND SEMICONDUCTOR DEVICES

Fuel Cell Converter:		
Inductors $L_{F1}=L_{F2}$	35	μH
MOSFETs $S_{F1}=S_{F2}$	IXFN230N10: 100 V, 230 A	
Schottky diode $D_{F1}=D_{F2}$	STPS160H100TV: 100 V, 80 A	
Supercapacitor Converter:		
Inductors $L_{C1}=L_{C2}$	140	μH
MOSFETs $S_{C1}=S_{C2}$	STE110NS20FD: 200 V, 110 A	
$=S_{C1}'=S_{C2}'$		

TABLE II
DC-BUS ENERGY CONTROL LOOP PARAMETERS

V_{BusREF}	42	V
C_{Bus}	6200	μF
K_{11}	424	$\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$
K_{12}	90×10^{-3}	$\text{rad}^2\cdot\text{s}^{-2}$
r_{FC}	0.015	Ω
r_{SC}	0.030	Ω
P_{SCMax}	+1500	W
P_{SCMin}	-1500	W
V_{SCMax}	32	V
V_{SCMin}	12.5	V
I_{SCRated}	100	A

been implemented in a real time card dSPACE DS1103 through the mathematical environment of MATLAB/Simulink with a sampling frequency of 25 kHz.

The parameters associated with the dc-bus energy regulation loop and the total energy regulation loop are shown in Tables II and III, respectively. The parameters for the FC power dynamic delay are shown in Table III. This value has experimentally been determined as the highest power slope of our FC system, where no fuel starvation occurs. It must be noted here that, for

TABLE III
TOTAL ENERGY CONTROL LOOP PARAMETERS

V_{SCREF}	25	V
C_{SC}	250	F
Δy	6.25×10^{-3}	J
r_{FC}	0.015	Ω
P_{FCMax}	320	W
P_{FCMin}	0	W
$I_{\text{FCMax}}(\text{Rated})$	50	A
I_{FCMin}	0	A
ζ_1	1	
ω_{n1}	0.5	$\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$

the small-test bench, the FC maximum power p_{FCMax} is set at 320 W; in fact, the rated FC power considered here is 500 W.

C. Experimental Results

The experimental tests have been carried out by connecting the dc bus loaded by an electronic active load. Figs. 6 and 7 present waveforms that are obtained during the load cycles (motoring and regenerative braking modes). It shows the dc-bus voltage, the FC voltage, the load power, the supercapacitor power, the FC power, the supercapacitor current, the FC current, and the supercapacitor voltage (or the supercapacitor state of charge *SOC*).

As illustrated in Fig. 6, the initial state is in no-load power, and the storage device is full of charge, i.e., $v_{\text{SC}} = 25$ V. As a result, both FC and supercapacitor powers are zero. At $t = 10$ s, the load power steps to the final value of around +720 W (imitated vehicle acceleration). Synchronously, the final FC power increases with a limited slope (second order characteristics) to a limited maximum power of 320 W. Thus, the supercapacitor, which supplies most of the power that is required during stepped load, remains in a discharge state after constant power because the steady-state load power is greater than the FC limited maximum power. After that, at $t = 70$ s, the load power steps from +720 to +100 W. Now, the supercapacitor voltage is equal to around 18.5 V; as a result, the supercapacitor is changing its state from discharging to charging. The FC power is still at the limited maximum power of 320 W to supply the energy to the load and to charge the supercapacitor.

As illustrated in Fig. 7, in the initial state, the load power is equal to +80 W, and the supercapacitor voltage is equal to 24.5 V, which is nearly fully charged. As a result, the FC power is 120 W to supply the energy for the load and to charge the supercapacitor. At $t = 10$ s, the load power steps to -400 W (imitated vehicle deceleration or regenerative braking), and the supercapacitor is deeply charged (recuperative braking energy), demonstrating the two phases.

- 1) First, the supercapacitor recovers the energy that is supplied to the dc bus by the FC and the load; synchronously, the FC power reduces with a limited slope (second-order characteristics) to zero.
- 2) Second, at $t = 20$ s, the supercapacitor absorbs the negative energy supplied only by the load. As a result, the supercapacitor is overcharged, i.e., $v_{\text{SC}} > v_{\text{SCREF}} = 25$ V.

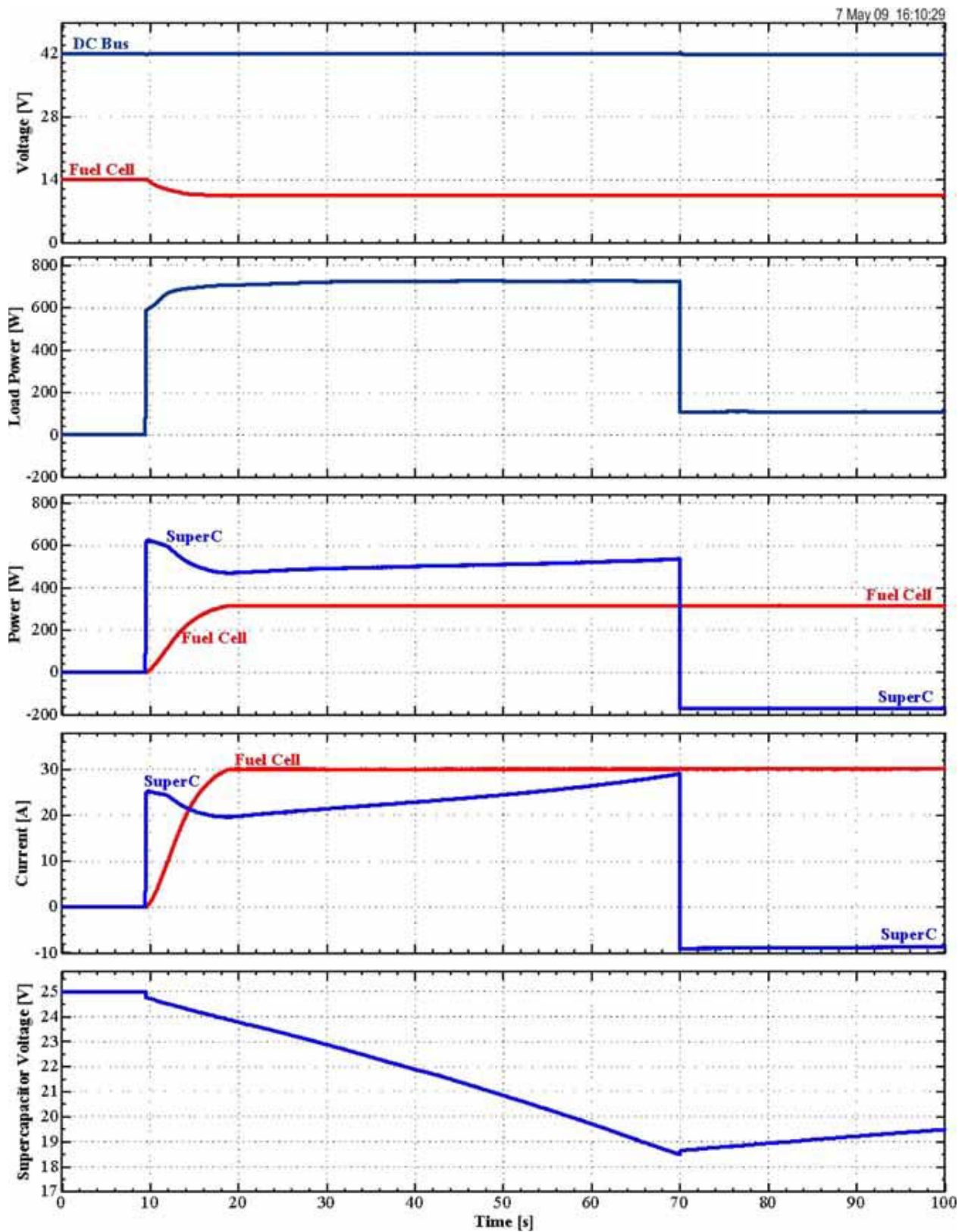


Fig. 6. Hybrid source response during step load from 0 to 720 W and from 720 to 100 W (motoring mode).

After that, at $t = 60$ s, the load power steps from -400 to $+80$ W. Now, the supercapacitor voltage is equal to around 27 V (overcharged). As a result, the supercapacitor changes

its state from charging to discharging. The FC power is still at the limited minimum power of 0 W. Therefore, the load power is supplied by only the supercapacitor power. After that, when

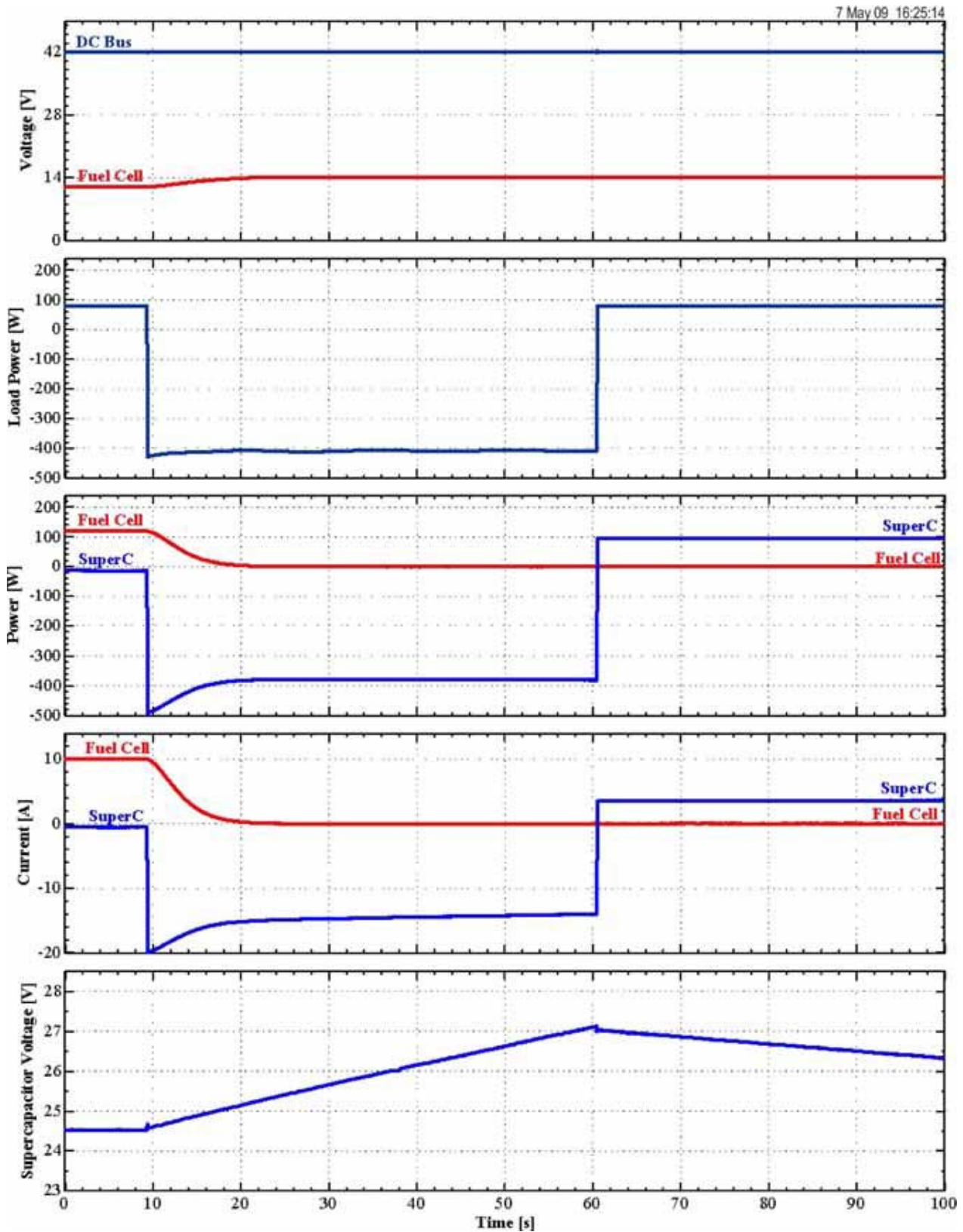


Fig. 7. Hybrid source response during step load from +80 to -400 W and from -400 to +80 W (regenerative braking mode).

v_{SC} reduces to v_{SCREF} of 25 V, the supercapacitor power will reduce to zero, and the FC power will increase to supply the energy for the load.

To illustrate the dynamic regulation of the dc-bus energy (voltage), the oscilloscope waveforms in Fig. 8 portray the dc-bus voltage (representing the flat output y_1) dynamics at a high

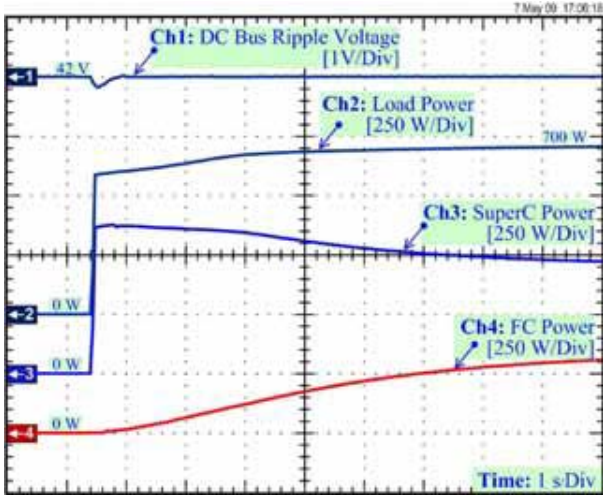


Fig. 8. Dynamic characteristic of the hybrid source during a step load from 0 to 700 W.

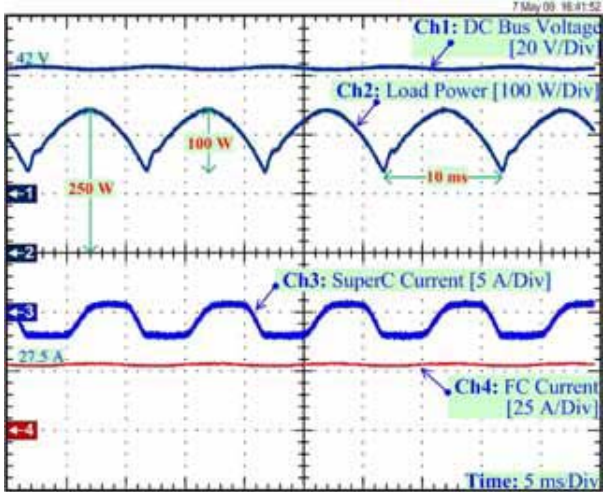


Fig. 9. Hybrid source response during load power with a low frequency of 100 Hz.

load power demanded (disturbance). It shows the dc-bus ripple voltage (state variable x_1), the load power, the supercapacitor power, and the FC power. Once again, the supercapacitor supplies most of the power that is required during the high step load. The experimental results reveal only small perturbations on the dc-bus voltage waveform, which is of major importance by using the flatness-based control law for the dc-bus energy regulation in the proposed system.

To present the hybrid power-source response to the load power with a low frequency power demanded, the oscilloscope waveforms in Fig. 9 show the dc-bus voltage (state variable x_1), the load power, the supercapacitor current, and the FC current. This test functions to observe the control law performance when the dc bus is connected with a single-phase inverter at 50 Hz. As a result, the load power frequency at the dc bus is 100 Hz. One can see that the supercapacitor supplies most of the low frequency for the load power. The experimental results reveal the regulation of the dc-bus voltage waveform, and the FC power is nearly constant for the average load power, which is

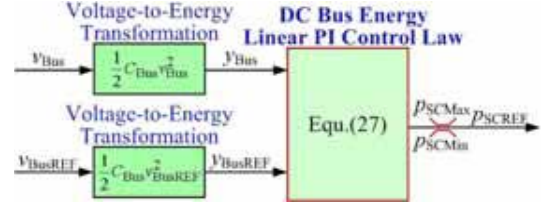


Fig. 10. DC link stabilized FC/supercapacitor hybrid source based on linear PI control law.

of major importance by using the flatness-based control law for the dc-bus energy regulation in the proposed system.

D. Performance Comparison Between the Flatness Control and the Classical Linear PI Control

To compare the performance of the flatness-based control, a traditional linear proportional–integral (PI) control method presented in [17] is also detailed. Here, we briefly review this approach. A desired reference for the dc-bus energy is represented by y_{BusREF} (y_{1REF}). A linear feedback PI control law is given by the following expression:

$$p_{SCREF} = K_P(y_{BusREF} - y_{Bus}) + K_I \int_0^t (y_{BusREF} - y_{Bus}) d\tau \quad (27)$$

where K_P and K_I are the set of controller parameters.

Therefore, because the supercapacitor current loop is much faster than the dc link voltage loop [so that it can be considered as a pure unity gain; see (6)], the open-loop transfer function associated with the dc link voltage regulation can be written as

$$\frac{y_{Bus}(s)}{y_{BusREF}(s)} = \underbrace{\left(K_P + \frac{K_I}{s} \right)}_{\text{PI-Controller}} \cdot \underbrace{\frac{1}{s}}_{y_{Bus}/p_{SC}} \cdot \underbrace{\frac{1}{T_p s + 1}}_{p_{SC}/p_{SCREF}} \quad (28)$$

where T_p is the time constant of an equivalent first-order delay of the supercapacitor power regulation loop (or the supercapacitor current regulation loop). Thus, the linear control law of the dc link stabilization previously detailed is portrayed in Fig. 10. It is similar to the nonlinear control law (see Fig. 4), where the PI controller also generates a supercapacitor power reference p_{SCREF} .

To compare the performance of the flatness-based control and the linear PI control laws, the simulation was implemented. Simulations with MATLAB/Simulink were performed using a reduced-order model of the power plant, as portrayed in Fig. 1. To give a reasonable comparison between the methods, the parameters of the linear PI controller K_P and K_I were tuned to obtain the best possible performance, and this result is compared with the flatness-based control. Then, $K_P = 600 \text{ W} \cdot \text{J}^{-1}$, and $K_I = 100\,000 \text{ W} \cdot (\text{J} \cdot \text{s})^{-1}$; therefore, the desired phase margin PM is equal to 60° . If $K_P = 720 \text{ W} \cdot \text{J}^{-1}$ and $K_I = 200\,000 \text{ W} \cdot (\text{J} \cdot \text{s})^{-1}$, then the desired phase margin PM is equal to 50° .

Fig. 11 shows simulation results obtained for both controllers during the large load step. It is similar to the test bench results illustrated in Fig. 8. The flatness-based control

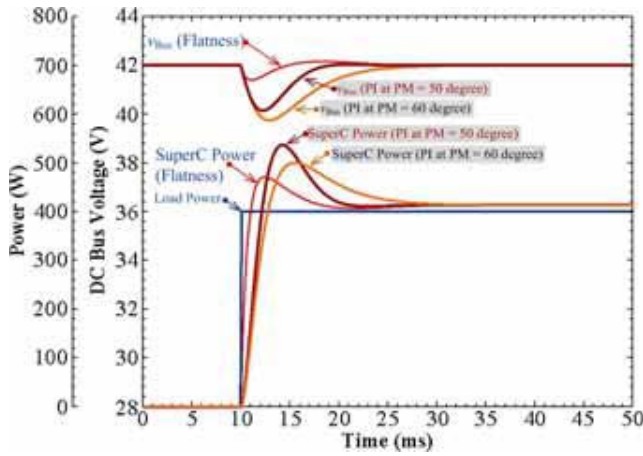


Fig. 11. Simulation results. Comparison of the flatness-based control law with a linear PI control law. Response to a large load step from 0 to 400 W at $t = 10$ ms.

shows good convergence of the dc-bus voltage regulation to its desired reference of 42 V. Although the dynamic response of the linear control law could be improved (by reducing the phase margin PM) relative to that shown in the figures, this enhancement came at the expense of a reduced stability margin (see Fig. 11). From these results, we conclude that the flatness-based control provides better performance than the classical PI controller.

V. CONCLUSION

There is an essential need for an efficient ES system that is affordable and has a drive cycle life for future FC vehicles. This paper has focused on the dynamic performance by taking account of the intrinsic energetic characteristics of these sources (i.e., energy and power densities and typical operating dynamics) in the energy-management strategy. Hence, the control approach, based on the differential flatness control, presents the robustness, stability, and efficiency of the FC/supercapacitor hybrid power source. The control laws illustrate how to circumvent the fast transition of the FC power and then reducing the FC stack stress. As a result, the hybrid source lifetime is theoretically increased.

To ensure the energy-efficient operation of the FC stack, the output current ripple of the FC stack is minimized by parallel boost converters with interleaving switching technique for a high-frequency ripple (25-kHz pulse width modulation) by the supercapacitor for a low-frequency ripple (e.g., 100 for single systems).

Experimental results in the laboratory carried out using a small-scale test bench, which employs a PEMFC (500 W, 50 A), and a storage device of supercapacitor bank (292 F, 30 V) corroborate the excellent performances during load cycles.

APPENDIX

This Appendix gives a brief theory of the differential flatness [26], [39]. A system of ordinary differential equations (A-1) is

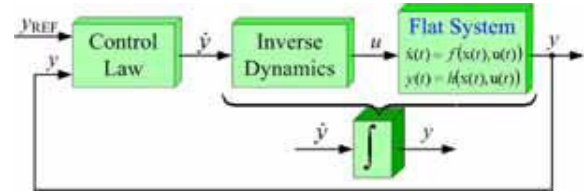


Fig. 12. Concept of flatness-based control, where y is the output variable, y_{REF} is the output set point, and u is the control input variable.

said to be differentially flat, if there exist variables (denoted by the flat outputs y) such that

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \quad (\text{A-1})$$

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \quad \mathbf{x} \in \mathbb{R}^n \quad (\text{A-2})$$

$$\mathbf{u} = [u_1, u_2, \dots, u_m]^T \quad \mathbf{u} \in \mathbb{R}^m \quad (\text{A-3})$$

$$\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_m]^T \quad \mathbf{y} \in \mathbb{R}^m \quad (\text{A-4})$$

where $\mathbf{x}$ is the state variable, $\mathbf{u}$ is the vector of input (control) variables, and $(n, m) \in \mathbb{N}$.

- 1) These variables are functions of the states, inputs, and finite derivatives of the inputs of the form

$$\mathbf{y} = \phi(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \dot{\mathbf{u}}, \dots, \mathbf{u}^{(\alpha)}) \quad (\text{A-5})$$

where α is the finite number of derivatives.

- 2) All the states and inputs can be expressed in terms of flat outputs and their derivatives by equations of the type

$$\mathbf{x} = \varphi(y, \dot{y}, \dots, y^{(\beta)}) \quad (\text{A-6})$$

$$\mathbf{u} = \psi(y, \dot{y}, \dots, y^{(\beta+1)}) \quad (\text{A-7})$$

where β is the finite number of derivatives.

- 3) There is no differential equation of the form

$$0 = \zeta(y, \dot{y}, \dots, y^{(\delta)}) \quad (\text{A-8})$$

where δ is the finite number of derivative.

Note that the vector function $\mathbf{f}$ in (A-1) is assumed to be smooth. As depicted in Fig. 12, nonlinear flat systems are equivalent to linear controllable systems. The flat outputs $\mathbf{y}$ and their derivatives provide an alternate representation of the system dynamics such that if the flat output's profiles are known as a function of time, then one can obtain the profiles of all the system states and the corresponding inputs. This property is used to calculate the flat output's trajectories, which are then mapped to the inputs $\mathbf{u}$. Clearly, the advantages of the differential flatness approach is that the trajectories of the system, i.e., $(\mathbf{x}, \mathbf{u})$, are straightforwardly estimated by the trajectories of $\mathbf{y}$ and their derivatives without integrating any differential equation [40].

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank S. Lekapat (Administrator, the Thai-French Innovation Institute), who is in charge of the process of the "Franco-Thai on Higher Education and Research Joint Project Year: 2009–2010" and of the research funding for this paper.

REFERENCES

- [1] B. Blunier, M. Pucci, G. Cirrincione, M. Cirrincione, and A. Miraoui, "A scroll compressor with a high-performance sensorless induction motor drive for the air management of a PEMFC system for automotive applications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 6, pp. 3413–3427, Nov. 2008.
- [2] P. Thounthong, V. Chunkag, P. Sethakul, B. Davat, and M. Hinaje, "Comparative study of fuel-cell vehicle hybridization with battery or supercapacitor storage device," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 8, pp. 3892–3904, Oct. 2009.
- [3] N. Yousfi-Steiner, P. Moçotéguy, D. Candusso, and D. Hissel, "A review on polymer electrolyte membrane fuel cell catalyst degradation and starvation issues: Causes, consequences and diagnostic for mitigation," *J. Power Sources*, vol. 194, no. 1, pp. 130–145, Oct. 2009.
- [4] P. Thounthong, B. Davat, S. Raël, and P. Sethakul, "Fuel starvation: Analysis of a PEM fuel cell system," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 15, no. 4, pp. 52–59, Jul./Aug. 2009.
- [5] D. Feroldi, M. Serra, and J. Riera, "Design and analysis of fuel-cell hybrid systems oriented to automotive applications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 9, pp. 4720–4729, Nov. 2009.
- [6] J. Bernard, S. Delprat, F. N. Büchi, and T. M. Guerra, "Fuel-cell hybrid powertrain: Toward minimization of hydrogen consumption," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 7, pp. 3168–3176, Sep. 2009.
- [7] A. Bergen, L. Pitt, A. Rowe, P. Wild, and N. Djilali, "Experimental assessment of a residential scale renewable-regenerative energy system," *J. Power Sources*, vol. 186, no. 1, pp. 158–166, Jan. 2009.
- [8] P. Corbo, F. Migliardini, and O. Veneri, "An experimental study of a PEM fuel cell power train for urban bus application," *J. Power Sources*, vol. 181, no. 2, pp. 363–370, Jul. 2008.
- [9] A. E. Auld, J. Brouwer, K. M. Smedley, and S. Samuelsen, "Load-following strategies for evolution of solid oxide fuel cells into model citizens of the grid," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 3, pp. 617–625, Sep. 2009.
- [10] J. Bauman and M. Kazerani, "A comparative study of fuel-cell-battery, fuel-cell-ultracapacitor, and fuel-cell-battery-ultracapacitor," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 2, pp. 760–769, Mar. 2008.
- [11] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications," *J. Power Sources*, vol. 193, no. 1, pp. 376–385, Aug. 2009.
- [12] J. Bauman and M. Kazerani, "An analytical optimization method for improved fuel cell-battery-ultracapacitor powertrain," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 7, pp. 3186–3197, Sep. 2009.
- [13] E. Schaltz, A. Khaligh, and P. O. Rasmussen, "Influence of battery/ultracapacitor energy-storage sizing on battery lifetime in a fuel cell hybrid electric vehicle," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 8, pp. 3882–3891, Oct. 2009.
- [14] D. Feroldi, M. Serra, and J. Riera, "Energy management strategies based on efficiency map for fuel cell hybrid vehicles," *J. Power Sources*, vol. 190, no. 2, pp. 387–401, May 2009.
- [15] S. M. Mueen, R. Takahashi, T. Murata, and J. Tamura, "Integration of an energy capacitor system with a variable-speed wind generator," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 3, pp. 740–749, Sep. 2009.
- [16] M. Uzunoglu and M. S. Alam, "Modeling and analysis of an FC/UC hybrid vehicular power system using a novel-wavelet-based load sharing algorithm," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 1, pp. 263–272, Mar. 2008.
- [17] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Analysis of supercapacitor as second source based on fuel cell power generation," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 1, pp. 247–255, Mar. 2009.
- [18] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Control algorithm of fuel cell and batteries for distributed generation system," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 1, pp. 148–155, Jan. 2008.
- [19] M. B. Camara, H. Gualous, F. Gustin, and A. Berthon, "Design and new control of DC/DC converters to share energy between supercapacitors and batteries in hybrid vehicles," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 5, pp. 2721–2735, Sep. 2008.
- [20] S. Y. Choe, J. W. Ahn, J. G. Lee, and S. H. Baek, "Dynamic simulator for a PEM fuel cell system with a PWM DC/DC converter," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 2, pp. 669–680, Jun. 2008.
- [21] P. Thounthong, B. Davat, S. Raël, and P. Sethakul, "Fuel cell high-power applications," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 3, no. 1, pp. 32–46, Mar. 2009.
- [22] K. Rajashekara, J. Grieve, and D. Daggett, "Hybrid fuel cell power in aircraft," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 14, no. 4, pp. 54–60, Jul./Aug. 2008.
- [23] A. Payman, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar, "Energy control of supercapacitor/fuel cell hybrid power source," *Energy Convers. Manage.*, vol. 49, no. 6, pp. 1637–1644, Jun. 2008.
- [24] S. Jain and V. Agarwal, "An integrated hybrid power supply for distributed generation applications fed by nonconventional energy sources," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 2, pp. 622–631, Jun. 2008.
- [25] S. Teleke, M. E. Baran, A. Q. Huang, S. Bhattacharya, and L. Anderson, "Control strategies for battery energy storage for wind farm dispatching," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 3, pp. 725–732, Sep. 2009.
- [26] M. Fliess, J. Lévine, P. Martin, and P. Rouchon, "Flatness and defect of nonlinear systems: Introductory theory and examples," *Int. J. Control*, vol. 61, no. 6, pp. 1327–1361, Jun. 1995.
- [27] M. Guay, "On the linearizability of nonisothermal continuous stirred-tank reactors," *Automatica*, vol. 38, no. 2, pp. 269–278, Feb. 2002.
- [28] J. Villagra, B. A. Novel, H. Mounier, and M. Pengov, "Flatness-based vehicle steering control strategy with SDRE feedback gains tuned via a sensitivity approach," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 15, no. 3, pp. 554–564, May 2007.
- [29] H. Aschemann and D. Schindele, "Sliding-mode control of a high-speed linear axis driven by pneumatic muscle actuators," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 1, pp. 3855–3864, Nov. 2008.
- [30] M. A. Danzer, J. Wilhelm, H. Aschemann, and E. P. Hofer, "Model-based control of cathode pressure and oxygen excess ratio of a PEM fuel cell system," *J. Power Sources*, vol. 176, no. 2, pp. 515–522, Feb. 2008.
- [31] P. S. P. da Silva and P. Rouchon, "Flatness-based control of a single qubit gate," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 53, no. 3, pp. 775–779, Apr. 2008.
- [32] E. Song, A. F. Lynch, and V. Dinavahi, "Experimental validation of nonlinear control for a voltage source converter," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 17, no. 5, pp. 1135–1144, Sep. 2009.
- [33] T. Rabbani, S. Munier, D. Dorchie, P. Malaterre, A. Bayen, and X. Litrico, "Flatness-based control of open-channel flow in an irrigation canal using scada," *IEEE Control Syst. Mag.*, vol. 29, no. 5, pp. 22–30, Oct. 2009.
- [34] A. Gensior, H. Sira-Ramirez, J. Rudolph, and H. Guldner, "On some nonlinear current controllers for three-phase boost rectifiers," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 2, pp. 360–370, Feb. 2009.
- [35] V. Morio, F. Cazaurang, and P. Vernis, "Flatness-based hypersonic reentry guidance of a lifting-body vehicle," *Control Eng. Pract.*, vol. 17, no. 5, pp. 588–596, May 2009.
- [36] S. K. Agrawal, K. Pathak, J. Franch, R. Lampariello, and G. Hirzinger, "A differentially flat open-chain space robot with arbitrarily oriented joint axes and two momentum wheels at the base," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 54, no. 9, pp. 2185–2191, Sep. 2009.
- [37] W.-K. Na and B. Gou, "Feedback-linearization-based nonlinear control for PEM fuel cells," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 1, pp. 179–190, Mar. 2008.
- [38] C. P. Mudannayake and M. F. Rahman, "Control design for an induction machine based 42 V integrated starter alternator," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 15, no. 4, pp. 14–25, Jul./Aug. 2009.
- [39] M. Fliess, J. Lévine, P. Martin, and P. Rouchon, "A lie–bäcklund approach to equivalence and flatness of nonlinear systems," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 44, no. 5, pp. 922–937, May 1999.
- [40] G. Millérioux and J. Daafouz, "Flatness of switched linear discrete-time systems," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 54, no. 3, pp. 615–619, Mar. 2009.



Phatiphat Thounthong (M'09) received the B.S. and M.E. degrees in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok (KMUTNB), Bangkok, Thailand, in 1996 and 2001, respectively, and the Ph.D. degree in electrical engineering from the Nancy University, Nancy, France, in 2005.

From 1997 to 1998, he was an Electrical Engineer with E. R. Metal Works Ltd. (EKARAT Group), Thailand. From 1998 to 2002, he was an Assistant Lecturer with KMUTNB. He is currently an Assistant

Professor and the Director of the Department of Teacher Training in Electrical Engineering, Faculty of Technical Education, King Mongkut's University of Technology North Bangkok (KMUTNB), Bangkok, where he is also the Head of the Renewable Energy Research Centre, which is sponsored by KMUTNB and the French Embassy in Bangkok. His current research interests include power electronics, electric drives, and electrical devices (fuel cells, batteries, and supercapacitors).

Photographs and biographies for the last four authors not available at the time of publication.

IEEE POWER ENGINEERING SOCIETY

The Power Engineering Society is an organization of IEEE members whose principal interest is in the advancement of the science and practice of electric power generation, transmission, distribution, and utilization. All members of the IEEE are eligible for membership in the Society and will receive this TRANSACTIONS upon payment of the annual Society membership fee (\$30.00) plus an annual subscription fee (print: \$25.00; electronic: \$15.00; print and electronic: \$30.00). For information about joining, contact the IEEE using the information below. *Member copies of Transactions/Journals are for personal use only.*

IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION EDITORIAL BOARD

SCOTT D. SUDHOFF, *Editor-in-Chief* Purdue Univ., sudhoff@ecn.purdue.edu
JAMES L. KIRTLEY, JR., *Past Editor-in-Chief* Massachusetts Institute of Technology

RAMESH C. BANSAL, Univ. of the South Pacific
MOHAMED EL HACHEMI BENBOUZID, Univ. of Western Brittany
LEO CASEY, SatCon Technol. Corp.
BABAK FAHIMI, Univ. of Texas-Arlington
JAMES L. KIRTLEY, JR., Massachusetts Institute of Technology
KWANG Y. LEE, Penn State Univ.
EMIL LEVI, Liverpool John Moores Univ.
JAMES R. MICHALEC, American Electric Power
OSAMA A. MOHAMMED, Florida Int'l. Univ.

JAMES PARELLO, Westinghouse Electric
STEVEN D. PEKAREK, Purdue Univ.
JAMES PARELLO, Westinghouse Electric
M. AZIZUR RAHMAN, Memorial Univ. of Newfoundland
RAMA RAMAKUMAR, Oklahoma State Univ.
HAMID A. TOLIYAT, Texas A&M Univ.
SADEGH VAEZ-ZADEH, Univ. of Tehran
LOUIS WOZNAK, Univ. of Illinois-Urbana

POWER ENGINEERING LETTERS EDITORIAL BOARD

JAMES D. MCCALLEY, *Editor-in-Chief*
Iowa State Univ., jdm@iastate.edu

ALI ABUR, Northeastern Univ.
VENKATARAMANA AJARAPU, Iowa State Univ.
STEPHEN ANTOSZ, HICO America Sales & Technol., Inc.
REJEAN ARSENEAU, Natl. Res. Council of Canada
ROSS BALDICK, Univ. of Texas at Austin
RAMESH C. BANSAL, Univ. of the South Pacific
MOHAMED EL HACHEMI BENBOUZID, Univ. of Western Brittany
KANKAR BHATTACHARYA, Univ. of Waterloo
KENNETH E. BOW, The Dow Chemical Co.
PAOLA BRESESTI, CESI Ricerca, Milan, Italy
CLAUDIO A. CANIZARES, Univ. of Waterloo
LEO CASEY, SatCon Technol. Corp.
WILLIAM R. CASSEL, KEMA T&D Consulting
M. L. CHAN, KEMA T&D Consulting
ANTONIO J. CONEJO, Univ. de Castilla-La Mancha
MARIESA L. CROW, Univ. of Missouri-Rolla
ALEX DIXON, Alex Dixon, Inc.
ROGER C. DUGAN, EPRI PEAC Corp.
JANAKA B. EKANAYAKE, Univ. of Peradeniya

BABAK FAHIMI, Univ. of Texas-Arlington
THOMAS E. GREBE, Electrotek Concepts, Inc.
BENJAMIN F. HOBBS, Johns Hopkins Univ.
REZA IRAVANI, Univ. of Toronto
JURI JATSEVICH, Univ. of British Columbia
GEORGE G. KARADY, Arizona State Univ.
ALBERT J. F. KERI, American Electric Power
KWANG Y. LEE, Penn State Univ.
DAVID J. LEMMERMAN, PECO-Energy
DENNIS W. LENK, The Ohio Brass Co.
JOHN MCDANIEL, National Grid
STEVE MEINERS, General Electric
SAKIS MELIPOPOULOS, Georgia Inst. of Technol.
JAMES R. MICHALEC, American Electric Power
OSAMA A. MOHAMMED, Florida Int'l. Univ.
BILL MONCRIEF, Hood-Patterson & Dewar Engineers
JEFFREY H. NELSON, Tennessee Valley Authority
JOHN NEWBURY, The Open Univ.
YI-XIN NI, Univ. of Hong Kong
DOUG PROCTOR, Proctor Engineering, Inc.

M. AZIZUR RAHMAN, Memorial Univ. of Newfoundland
RAMA RAMAKUMAR, Oklahoma State Univ.
TIMOTHY E. ROYSTER, Dominion Virginia Power
JUAN J. SANCHEZ-GASCA, General Electric Co.
KALYAN K. SEN, Curtiss-Wright Electro-Mechanical Corp.
MOHAMMAD SHAHIDEHPUR, Illinois Inst. of Technol.
TARLOCHAN S. SIDHU, Univ. of Western Ontario
CHANAN SINGH, Texas A&M Univ.
SHAUN SLATTERY, Siemens Energy & Automation, Inc.
ALEKSANDAR M. STANKOVIC, Northeastern Univ.
RAJESWARI SUNDARARAJAN, Arizona State Univ. East
JAMES S. THORP, Virginia Tech
HAMID A. TOLIYAT, Texas A&M Univ.
KEVIN TOMSOVIC, Washington State Univ.
EBRAHIM VAAHEDI, British Columbia Transmission Corp.
SADEGH VAEZ-ZADEH, Univ. of Tehran
THIERRY VAN CUTSEM, Univ. of Liege
RAJIV K. VARMA, Univ. of Western Ontario
LOUIS WOZNAK, Univ. of Illinois-Urbana

PES PUBLICATIONS BOARD

S. S. (MANI) VENKATA, *Chair*
KEMA Inc.

JOHN D. McDONALD, KEMA, Inc.
WANDA K. REDER, S&C Electric Co.
ALAN C. ROTZ, PPL Electric Utilities

PATRICK P. RYAN, IEEE Power Engineering Society
PAULA J. TRAYNOR, EPRI

PES EXECUTIVE OFFICE

PATRICK P. RYAN, *Executive Director*
445 Hoes Lane
P.O. Box 1331
Piscataway, NJ 08855-1331 USA

e-mail: pes@ieee.org
fax: +1 732 562 3881
vox: +1 732 562 3883
WWW: <http://www.ieee.org/power>

IEEE Officers

LEAH H. JAMIESON, *President and CEO*
LEWIS M. TERMAN, *President-Elect*
CELIA L. DESMOND, *Secretary*
DAVID G. GREEN, *Treasurer*
MICHAEL R. LIGHTNER, *Past President*
MOSHE KAM, *Vice President, Educational Activities*

JOHN B. BAILLIEUL, *Vice President, Publication Services and Products*
PEDRO A. RAY, *Vice President, Regional Activities*
GEORGE W. ARNOLD, *President, IEEE Standards Association*
PETER W. STAECKER, *Vice President, Technical Activities*
JOHN W. MEREDITH, *President, IEEE-USA*

WILLIAM O. KENNEDY, *Director, Division VII—Energy and Power Engineering*

IEEE Executive Staff

JEFFERY W. RAYNES, *CAE, Executive Director & Chief Operating Officer*
DONALD CURTIS, *Human Resources*
ANTHONY DURNIAK, *Publications Activities*
JUDITH GORMAN, *Standards Activities*
CECELIA JANKOWSKI, *Regional Activities*
BARBARA COBURN STOLER, *Educational Activities*

MATTHEW LOEB, *Corporate Strategy & Communications*
RICHARD D. SCHWARTZ, *Business Administration*
CHRIS BRANTLEY, *IEEE-USA*
MARY WARD-CALLAN, *Technical Activities*
SALLY A. WASELIK, *Information Technology*

IEEE Periodicals

Transactions/Journals Department

Staff Director: FRAN ZAPPULLA
Editorial Director: DAWN MELLEY
Production Director: PETER M. TUOHY

Managing Editor: MONA MITTRA *Senior Editor:* MARGARET M. RAFFERTY

IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION (ISSN 0885-8969) is published quarterly by The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. Responsibility for the contents rests upon the authors and not upon the IEEE, the Society, or its members. **IEEE Corporate Office:** 3 Park Avenue, 17th Floor, New York, NY 10016-5997. **IEEE Operations Center:** 445 Hoes Lane, P.O. Box 1331, Piscataway, NJ 08855-1331. **NJ Telephone:** +1 732 981 0060. **Price/Publication Information:** Individual copies: IEEE Members \$20.00 (first copy only), nonmembers \$131.00 per copy. (Note: Postage and handling charge not included.) Member and nonmember subscription prices available upon request. Available in microfiche and microfilm. **Copyright and Reprint Permissions:** Abstracting is permitted with credit to the source. Libraries are permitted to photocopy for private use of patrons, provided the per-copy fee indicated in the code at the bottom of the first page is paid through the Copyright Clearance Center, 222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923. For all other copying, reprint, or republication permission, write to: Copyrights and Permissions Department, IEEE Publications Administration, 445 Hoes Lane, P.O. Box 1331, Piscataway, NJ 08855-1331. Copyright © 2007 by The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. All rights reserved. Periodicals Postage Paid at New York, NY and at additional mailing offices. **Postmaster:** Send address changes to IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, IEEE, 445 Hoes Lane, P.O. Box 1331, Piscataway, NJ 08855-1331. GST Registration No. 125634188. Printed in USA.

Analysis of Differential Flatness-Based Control for a Fuel Cell Hybrid Power Source

Phatiphat Thounthong, *Member, IEEE*, Serge Pierfederici, and Bernard Davat, *Member, IEEE*

Abstract—This paper presents an innovative control law for distributed dc generation supplied by a fuel cell (FC) (main source) and supercapacitor (auxiliary source). This kind of system is a multiconverter structure and exhibits nonlinear behavior. The operation of a multiconverter structure can lead to interactions between the controls of the converters if they are designed separately. Typically, interactions between converters are studied using impedance criteria to investigate the stability of cascaded systems. In this paper, a nonlinear control algorithm based on the flatness properties of the system is proposed. Flatness provides a convenient framework for meeting a number of performance specifications for the hybrid power source. Using the flatness property, we propose simple solutions to hybrid energy management and stabilization problems. The design controller parameters are autonomous of the operating point; moreover, interactions between converters are taken into account by the controllers, and high dynamics in disturbance rejection is achieved. To validate the proposed method, a hardware system is realized with analog circuits, and digital estimation is accomplished with a dSPACE controller. Experimental results with small-scale devices (a polymer electrolyte membrane FC of 1200 W, 46 A and a supercapacitor module of 100 F, 500 A, and 32 V) in a laboratory corroborate the excellent control scheme during a motor-drive cycle.

Index Terms—Converters, current control, electric vehicles, energy management, flatness-based control, fuel cells (FCs), supercapacitor.

I. INTRODUCTION

RENEWABLE energy sources [such as wind turbines, photovoltaics, and fuel cells (FCs)] are expected to provide a higher proportion of the world's energy demand in the near future. FCs, in particular, are anticipated to play a significant role

in helping to meet the demands of power quality and reliability of distributed power generation [1], [2].

It is believed that FC vehicles could revolutionize the automobile industry by replacing internal combustion engine (ICE) technology [3]. As reported in [4], for vehicle applications, the total efficiency of an ICE based on a propulsion system and FC vehicle comprises the well-to-tank efficiency and the tank-to-wheel efficiency. Overall, the FC vehicle is more efficient than the ICE vehicle. The well-to-wheel efficiencies are 21.7 and 13.8% for FC and ICE vehicles, respectively. For hydrogen manufacture, there are many ways to produce hydrogen, particular from wind turbines and photovoltaic cells [5].

According to recent works on FC characteristics [6]–[9], the specific properties of FCs that result in a delayed output power response are related to processing time through subsidiary equipments, and slow internal electrochemical and thermodynamic characteristics. Therefore, in order to supply electric power to fluctuating loads via the hybrid system of the FC, an electric energy storage system is needed to compensate the gap between the output from the FC and the load, in addition to collaborative load sharing. At the moment, based on present storage device technology, the supercapacitor (or “ultracapacitor”) storage device has received wide attention [10], [11] as an auxiliary power source.

The primary difference between batteries and supercapacitors is that the former store energy in the bulk of chemical reactants capable of generating charge, whereas the latter store energy directly as surface charge. Battery discharge rate and, therefore, power performance is limited by reaction kinetics as well as mass transport, while such limitations do not apply to supercapacitors constructed with two activated carbon electrodes, thereby allowing exceptionally high power capability during both charge and discharge [12]. In addition, the highly reversible electrostatic charge storage mechanism in supercapacitors does not lead to the volume changes observed in batteries with electrochemical transformations of active masses. This volume change limits the lifetime cycle of batteries usually to several hundred cycles, whereas supercapacitors have demonstrated from hundreds of thousands to many millions of full-charge/discharge cycles [10].

Previous research works have shown that hybridization of FC vehicles with batteries [13], [14], supercapacitors (ultracapacitors) [15], [16], and battery/supercapacitors [17], [18], provides cost, performance, and operational improvements, as well as fuel economy benefits that are attractive and should be considered. As reported in [19], an FC/supercapacitor hybrid source has better performance than an FC/battery source, because the supercapacitor can more effectively assist the FC

Manuscript received October 30, 2009; revised April 5, 2010 and May 16, 2010; accepted June 6, 2010. This work was supported in part by a Research Program in cooperation with the Thai–French Innovation Institute, King Mongkut's University of Technology North Bangkok, and the Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy University under the Franco–Thai on Higher Education and Research Joint Project (2009–2010), in part by the French National Center for Scientific Research (CNRS) and the Nancy Research Group in Electrical Engineering (GREEN UMR 7037), and in part by the Thailand Research Fund (TRF) under Grant MRG5180348. Paper no. TEC-00464-2009.

P. Thounthong is with the Department of Teacher Training in Electrical Engineering and the Renewable Energy Research Centre, King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Bangkok 10800, Thailand (e-mail: phtth@kmutnb.ac.th; phatiphat.thounthong@ensem.inpl-nancy.fr).

S. Pierfederici and B. Davat are with the Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy University, 54510 Nancy, France (e-mail: serge.pierfederici@ensem.inpl-nancy.fr; bernard.davat@ensem.inpl-nancy.fr).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TEC.2010.2053037

to meet the transient power demand, and high-current charges and discharges from batteries will also have a reduced lifetime. Even better, hybrid source in a FC/battery/supercapacitor combination has been presented in [18]. A main improvement of the FC/battery/supercapacitor vehicle is the increase in the battery lifetime due to reduction of high-current charges and discharges.

However, there are still some aspects of control methods to be studied, particularly in the area of dynamics, robustness, stability, and efficiency. Recent work on controlling a FC/supercapacitor hybrid power plant is reported in [16], where a linear control using PI compensator was proposed for dc-link stabilization. Design controller parameters based on linear methods require a linear approximation, where this is dependent on the operating point. Because the switching model of the hybrid power plant is nonlinear, it is natural to apply model-based nonlinear control strategies that directly compensate for system nonlinearity without requiring a linear approximation [20].

Differential flatness theory (nonlinear approach) was first introduced by Fliess *et al.* [21]. This allowed an alternate representation of the system, where trajectory planning and nonlinear controller design is clear-cut. These ideas have been used lately in a variety of nonlinear systems across various engineering disciplines including: control of a high-speed linear axis driven by pneumatic muscle actuators [22], control of cathode pressure and oxygen excess ratio of a proton exchange membrane (PEM) fuel cell system [23], steering control of a two-level quantum system [24], reactive power and dc voltage tracking control of a three-phase voltage source converter [25], control of open-channel flow in an irrigation canal [26], current control for three phase three-wire boost converters [27], design of a guidance algorithm for the hypersonic phase of a lifting-body vehicle [28], and control of a space robot with arbitrarily oriented joint axes and two momentum wheels at the base [29].

In this paper, we present an innovative control approach called differential flatness to manage energy in the proposed system. This paper is focused on a special control strategy and control law. This method enables the management of transient power demand, power peaks, and regenerative braking, particularly in future FC vehicle applications, in light of FC and supercapacitor constraints. It will provide a new contribution to the field of the multisource system. The general structure of the studied system, the new control algorithm of the hybrid source, realization of the experimental bench, and experimental validation are presented in the following sections.

II. FC HYBRID POWER SOURCE

A. Proposed Hybrid Structure

Low-voltage, high-current (power) converters are needed because of the electrical characteristics of FCs and supercapacitors. A classical boost converter is often used as an FC converter [30], [31], and a classical two-quadrant (bidirectional) converter is often used as a supercapacitor or battery converter [32]. However, the classical converters will be limited when the power increases or at higher step-up ratios. As such, the use of parallel power converters (multiphase converters in parallel) with interleaving may offer better performance [33].

In the interleaving method, the converter modules all operate at the same switching frequency. Their switching waveforms are displaced in phase with respect to one another by $2\pi/N$ radians over the switching period, with N being the number of converters working in parallel. The interleaved converter can benefit both high current and high power density designs. It is ideal for dc-bus converters and merchant power applications because the reduced input ripple current and reduced output capacitor ripple current lessen the electrical stress on the dc capacitors [33].

Fig. 1 depicts the proposed hybrid source structure. The FC converter combines four-phase parallel boost converters with interleaving, and the supercapacitor converter employs four-phase parallel bidirectional converters with interleaving. These latter two converters are in the high-current and low-voltage sections. In order to obtain a higher utility voltage level, a three-level boost converter can be used as a high-voltage section. The use of a high-voltage section converter leads to better efficiency of the global conversion structure due to the use of MOSFET/Schottky diode technology rather than insulated gate bipolar transistor (IGBT)/ultrafast diode technology [34].

Constraints in operating the three-level boost converter are to regulate the input current i_{Load} , the dc-bus output v_{Out} and to ensure the balance of voltages across capacitors C_1 and C_2 . It is beyond the scope of this paper to present the three-level boost converter. For more details may be found in [34]. Thus, the following presentation will detail only with the low-voltage and high-current section.

For safety and high dynamics, the FC and supercapacitor converters are typically controlled primarily by inner current regulation loops. The current controls of these converters, as illustrated in Fig. 2, are similar to the basic current control of parallel converters. These controls can be easily realized with linear (PI) or nonlinear (sliding mode) current controllers [35]. The dynamics of the current regulation loops are also supposed to be much faster than those of the outer control loops [36]. These current control loops are supplied by two reference signals: the supercapacitor current reference i_{SCREF} and the FC current reference i_{FCREF} generated by the energy management algorithm presented hereafter.

B. Reduced-Order Model of FC/Supercapacitor Converters

We suppose that the FC and supercapacitor currents follow their reference values completely. Thus,

$$i_{FC} = i_{FCREF} = \frac{p_{FC}}{v_{FC}} = \frac{p_{FCREF}}{v_{FC}} \quad (1)$$

$$i_{SC} = i_{SCREF} = \frac{p_{SC}}{v_{SC}} = \frac{p_{SCREF}}{v_{SC}}. \quad (2)$$

A reduced-order model [37] of the studied power converters is shown in Fig. 3. Now, the FC generator and the supercapacitor storage device function as controlled current sources. We consider here that there are only static losses in these converters, and r_{FC} and r_{SC} represent static losses in the FC and supercapacitor converters, respectively.

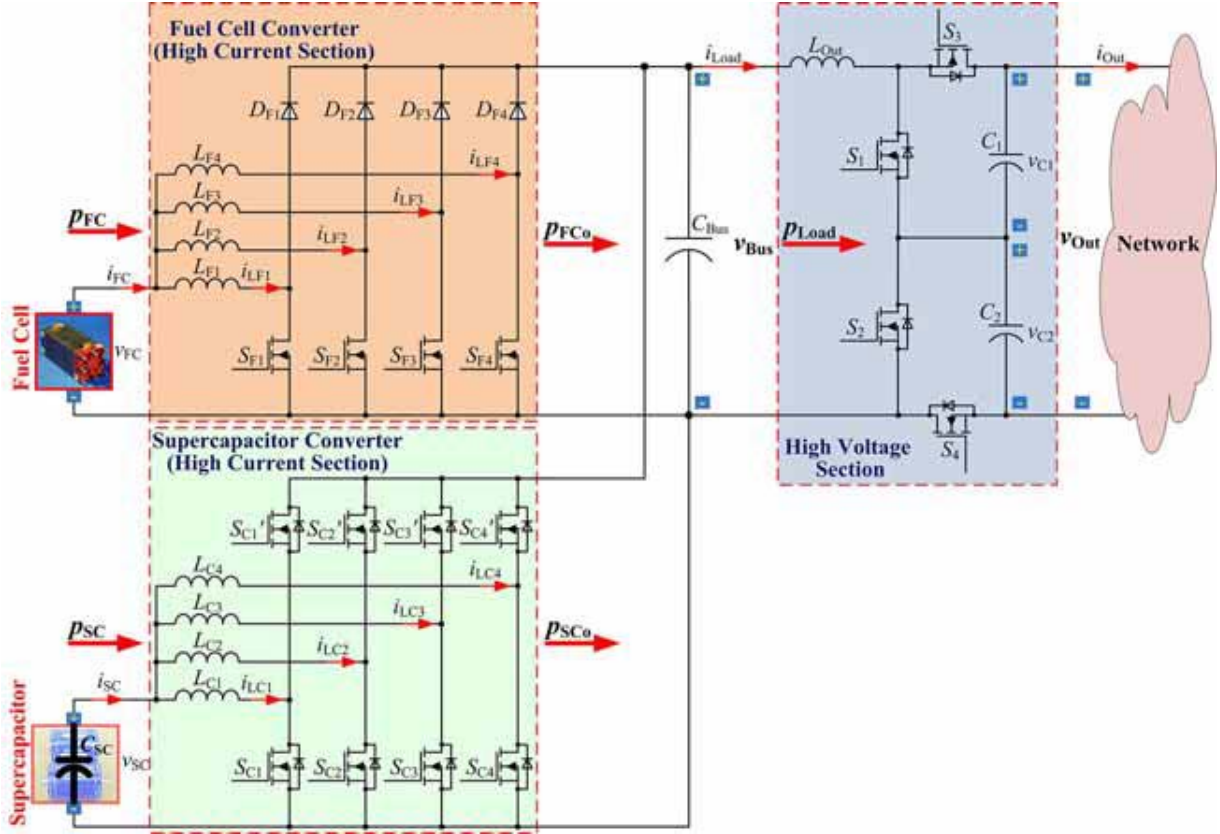


Fig. 1. Proposed distributed generation system supplied by fuel cell and supercapacitor, where $p_{Load} (= v_{Bus} \cdot i_{Load})$, v_{Bus} , and i_{Load} are the load power, the dc-bus voltage, and the dc-bus load current, respectively. $p_{FC} (= v_{FC} \cdot i_{FC})$, v_{FC} , and i_{FC} are the FC power, voltage, and current, respectively. $p_{SC} (= v_{SC} \cdot i_{SC})$, v_{SC} , and i_{SC} are the supercapacitor power, voltage, and current, respectively. p_{FC0} and p_{SC0} are the output powers to the dc link from the converters of FC and supercapacitor, respectively.

186 The dc-bus capacitive energy y_{Bus} , and the supercapacitive
187 energy y_{SC} can be written as follows:

$$y_{Bus} = \frac{1}{2} C_{Bus} v_{Bus}^2 \quad (3)$$

$$y_{SC} = \frac{1}{2} C_{SC} v_{SC}^2. \quad (4)$$

188 The total electrostatic energy y_T stored in the dc-bus capacitor
189 C_{Bus} and the supercapacitor C_{SC} can also be written as follows:

$$y_T = \frac{1}{2} C_{Bus} v_{Bus}^2 + \frac{1}{2} C_{SC} v_{SC}^2. \quad (5)$$

190 The dc-bus capacitive energy y_{Bus} is given versus p_{FC0} , p_{SC0} ,
191 and p_{Load} by the following differential equation:

$$\dot{y}_{Bus} = p_{FC0} + p_{SC0} - p_{Load} \quad (6)$$

192 where

$$p_{FC0} = p_{FC} - r_{FC} \left(\frac{p_{FC}}{v_{FC}} \right)^2 \quad (7)$$

$$p_{SC0} = p_{SC} - r_{SC} \left(\frac{p_{SC}}{v_{SC}} \right)^2 \quad (8)$$

$$p_{Load} = v_{Bus} i_{Load} = \sqrt{\frac{2y_{Bus}}{C_{Bus}}} i_{Load} \quad (9)$$

$$p_{SC} = v_{SC} i_{SC} = \sqrt{\frac{2y_{SC}}{C_{SC}}} i_{SC}. \quad (10)$$

III. CONTROL OF A HYBRID POWER SOURCE

A. Literature Review: Control of a Hybrid Power Source

The energy management of multipower sources has been studied recently: for example, by Feroldi *et al.* [38], who studied the control (based on the efficiency map) of a FC/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications; by Jiang *et al.* [39], who studied the control (based on adaptive control with state-machine estimation) of a FC/battery hybrid power source; by Li and Liu [40], who studied the control (using a fuzzy power control algorithm) of a FC/battery hybrid power source; and by Thounthong *et al.*, whose work concerned a regulated dc-bus voltage FC/supercapacitor hybrid source (based on a basic linear controller operated by setting controller parameters that depend on a defined operating point) [16], a regulated dc-bus voltage FC/battery/supercapacitor hybrid source (based on a basic linear controller operated by setting controller parameters that depend on a defined operating point) [18] and an unregulated dc-bus voltage FC/battery hybrid source (based on the battery state-of-charge) [14]. Nevertheless, in these structures, there are still some aspects about the control laws that remain open to study,

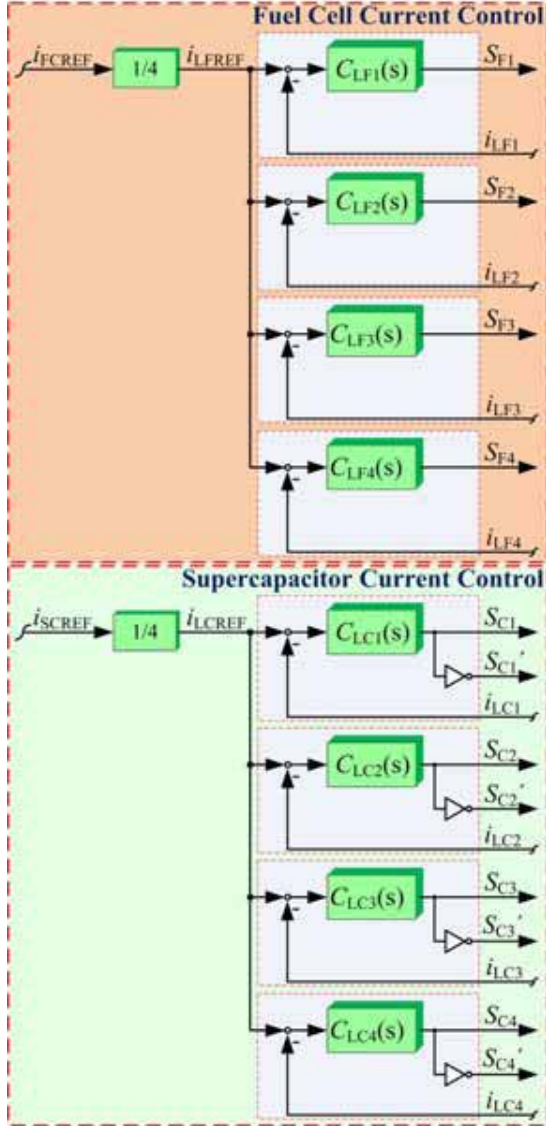


Fig. 2. Current control loops of the proposed FC/supercapacitor converters.

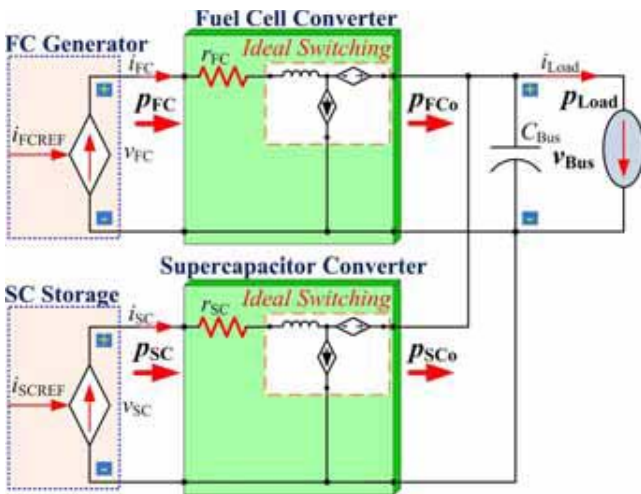


Fig. 3. Reduced-order model of the studied power converters.

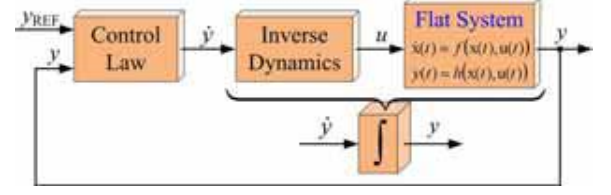


Fig. 4. Concept of control system based on the flatness principle, where y is the output variable, y_{REF} is the output set point, and u is the control input variable.

particularly in the area of dynamics, robustness, stability, and efficiency. 214 215

B. Brief Theory of Differential Flatness 216

The theory of differential flatness consists of a parameteriza- 217
tion of the trajectories of a system by one of its outputs y , called 218
the *flat output*, and its derivatives. Here, we consider general 219
nonlinear systems of the form 220

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (11)$$

$$x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T, x \in \mathbb{R}^n \quad (12)$$

$$u = [u_1, u_2, \dots, u_m]^T, u \in \mathbb{R}^m \quad (13)$$

where x is the state variable, u is the vector of input (control) 221
variables, and $(n, m) \in \mathbb{N}$. 222

According to Fliess *et al.* [21], [41], if the state variable x can 223
be parameterized by output y and its derivatives, an autonomous 224
dynamical system, (i.e., (11) with time removed) is said to be 225
differentially flat and admits the flat output y 226

$$y = [y_1, y_2, \dots, y_m]^T; y \in \mathbb{R}^m \quad (14)$$

with 227

$$y = \phi(x, u, \dot{u}, \dots, u^{(\alpha)}) \quad (15)$$

such that the state variable and control variable can be written 228
as follows: 229

$$x = \varphi(y, \dot{y}, \dots, y^{(\beta)}) \quad (16)$$

$$u = \psi(y, \dot{y}, \dots, y^{(\beta+1)}) \quad (17)$$

where α and β are the finite numbers of derivative. As depicted 230
in Fig. 4, nonlinear flat systems are equivalent to linear con- 231
trollable systems. Therefore, a dynamical system is naturally 232
differentially flat if it is equivalent to a system without dynam- 233
ics, i.e., a static system [22], [23]. The aforementioned equations 234
mean that there exists a quantity y that summarizes the behav- 235
ior of the whole system via the mappings φ and ψ . Clearly, the 236
advantage of the differential flatness approach is that the trajec- 237
tories of the system, i.e., (x, u) are straightforwardly estimated 238
by the trajectories of y and its derivatives without integrating 239
any differential equation [29], [42]. 240

C. Proposed Differential Flatness-Based Control Hybrid Source

In the proposed system depicted in Fig. 1, there are two voltage variables or two energy variables to be regulated.

- 1) The dc-bus energy y_{Bus} is the most important variable.
- 2) The supercapacitor storage energy y_{SC} is of secondary importance.

Therefore, based on the previous literature referenced earlier, we propose to utilize the supercapacitors, the fastest energy source of the proposed system, to supply the energy for the dc bus [16], [18]. Hence, the FC (as the slowest dynamic device) functions to supply the energy to both the dc-bus capacitor C_{Bus} and the supercapacitors C_{SC} to keep them charged.

The flat output $\mathbf{y} = [y_1, y_2]^T$, control variable $\mathbf{u} = [u_1, u_2]^T$, and state variable $\mathbf{x} = [x_1, x_2]^T$ are defined as follows:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_{\text{Bus}} \\ y_{\text{T}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} p_{\text{SCREF}} \\ p_{\text{FCREF}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} v_{\text{Bus}} \\ v_{\text{SC}} \end{bmatrix}. \quad (18)$$

From (3) and (5), the state variables $\mathbf{x}$ can be written as follows:

$$x_1 = \sqrt{\frac{2y_1}{C_{\text{Bus}}}} = \varphi_1(y_1) \quad (19)$$

$$x_2 = \sqrt{\frac{2(y_2 - y_1)}{C_{\text{SC}}}} = \varphi_2(y_1, y_2). \quad (20)$$

From (6), the control variables $\mathbf{u}$ can be calculated from the flat output $\mathbf{y}$ and its time derivatives (*inverse dynamics*, see Fig. 4)

$$u_1 = 2p_{\text{SCMax}} \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{\dot{y}_1 + \sqrt{(2y_1/C_{\text{Bus}})}i_{\text{Load}} - p_{\text{FCo}}}{p_{\text{SCMax}}} \right)^2} \right] \\ = \psi_1(y_1, \dot{y}_1) = p_{\text{SCREF}} \quad (21)$$

$$u_2 = 2p_{\text{FCMax}} \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{\dot{y}_2 + \sqrt{(2y_1/C_{\text{Bus}})}i_{\text{Load}}}{p_{\text{FCMax}}} \right)^2} \right] \\ = \psi_2(y_1, \dot{y}_2) = p_{\text{FCREF}} \quad (22)$$

where

$$p_{\text{SCMax}} = \frac{v_{\text{SC}}^2}{4r_{\text{SC}}}, \quad p_{\text{FCMax}} = \frac{v_{\text{FC}}^2}{4r_{\text{FC}}}. \quad (23)$$

In this case, p_{SCMax} and p_{FCMax} are the limited maximum power of the supercapacitor and FC sources, respectively.

Thus, it is apparent that $x_1 = \varphi_1(y_1)$, $x_2 = \varphi_2(y_1, y_2)$, $u_1 = \psi_1(y_1, \dot{y}_1)$, and $u_2 = \psi_2(y_1, \dot{y}_2)$ correspond with (16) and (17). Consequently, the proposed reduced-order system can be considered as a flat system.

D. Control Law and Stability

For dc-bus energy regulation, a desired reference trajectory for the dc-bus energy is represented by $y_{1\text{REF}}$. A linearizing feedback control law that performs exponential asymptotic

tracking of the trajectory is given by the following expression [20], [27]:

$$(\dot{y}_1 - \dot{y}_{1\text{REF}}) + K_{11}(y_1 - y_{1\text{REF}}) + K_{12} \int (y_1 - y_{1\text{REF}}) d\tau = 0 \quad (24)$$

where the set of controller parameters (K_{11}, K_{12}) is chosen, so that the roots of the closed-loop characteristic polynomial, in the complex variable s , is a *Hurwitz* polynomial

$$p(s) = s^2 + \lambda_1 s + \lambda_0. \quad (25)$$

Obviously, the tracking error $e_1 = y_1 - y_{1\text{REF}}$ satisfies

$$\ddot{e}_1 + K_{11}\dot{e}_1 + K_{12}e_1 = 0. \quad (26)$$

The optimum choice of the design controller parameters is obtained by matching the characteristic polynomial $p(s)$ to a desired characteristic polynomial, with prespecified root locations.

We may set as the desired characteristic polynomial

$$p(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (27)$$

$$K_{11} = 2\zeta\omega_n \quad (28)$$

$$K_{12} = \omega_n^2 \quad (29)$$

where ζ and ω_n are the desired dominant damping ratio and natural frequency.

It is noticeable that the control system is stable for $K_{11}, K_{12} > 0$ ($\zeta, \omega_n > 0$). However, based on the power electronic constant switching frequency ω_S and cascade control structure, the outer control loop (here, the dc-bus energy control) must operate at a cutoff frequency $\omega_E \ll \omega_C$ (the cutoff frequency of the supercapacitor power loop) $\ll \omega_S$ [43]. Once the flat outputs are stabilized, the whole system is stable because all the variables of the system are expressed in terms of the flat outputs via (19)–(23).

The control law of the dc-bus energy loop detailed earlier is portrayed in Fig. 5. The dc-bus energy control law generates a supercapacitor power reference p_{SCREF} . This signal is then divided by the measured supercapacitor voltage v_{SC} and limited to maintain the supercapacitor voltage within the interval [minimum V_{SCMin} , maximum V_{SCMax}] by limiting the supercapacitor charging current or discharging current, as presented in the block “superC current limitation function” [16]. This yields supercapacitor current reference i_{SCREF} .

For total energy regulation (or supercapacitor energy regulation), the desired reference trajectory for the total energy is represented by $y_{2\text{REF}}$. Because the supercapacitor has an enormous energy storage capacity, and because the supercapacitor energy is defined as a slower dynamic variable than the dc-bus energy variable, the total energy control law is defined as follows:

$$(\dot{y}_2 - \dot{y}_{2\text{REF}}) + K_{21}(y_2 - y_{2\text{REF}}) = 0. \quad (30)$$

Fig. 6 depicts the total energy control loop. The total energy control law generates the FC power reference p_{FCREF} . It must be restricted to an interval with maximum p_{FCMax} (corresponding to a rated power of the FC) and minimum p_{FCMin} (set to 0 W)

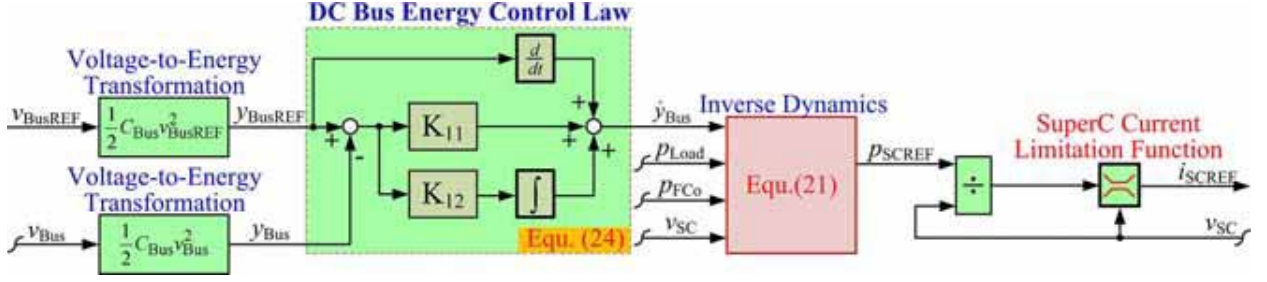


Fig. 5. Control law of the dc-bus energy regulation for FC/supercapacitor hybrid source.

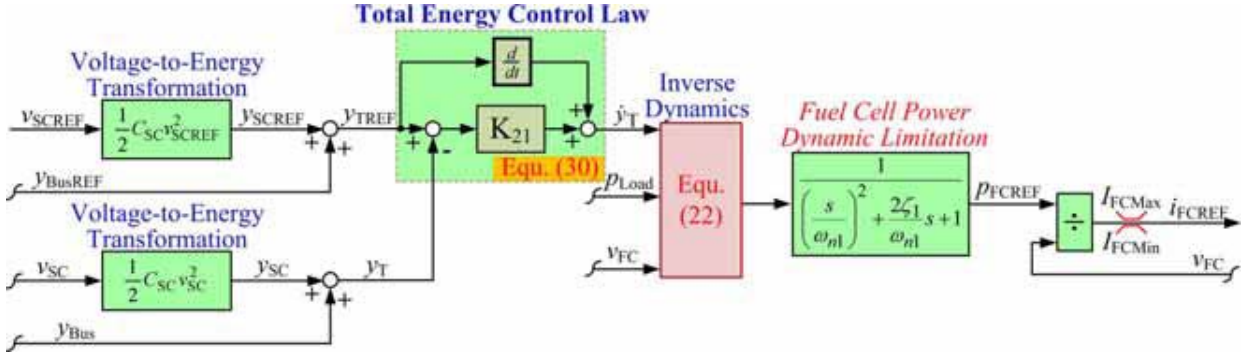


Fig. 6. Control law of the total energy regulation (charging supercapacitor) for FC/supercapacitor hybrid source.

as well as be limited in dynamics; these limitations ensure safe operation of the FC with respect to the constraints that are associated with the FC (i.e., the prevention of an FC stack from undergoing fuel starvation [7]). Here, the second-order delay is selected as the “fuel cell power dynamic limitation.”

The proposed control presents a solution of how to avoid fuel starvation, which allows the FC system to operate at high efficiency. In effect, the fuel flow varies depending on the power demand, rather than being fixed to a constant fuel flow at a maximum value (the FC always has sufficient fuel flow). Nonetheless, the operating system by fixing the fuel flow to a constant fuel flow at a maximum value has low efficiency because fuel flow (known as the power input of this generator) is always constant at the maximum value [7].

IV. EXPERIMENTAL VALIDATION

A. Test Bench Description

In order to authenticate the proposed control algorithm and control laws, a small-scale test bench of the hybrid system was implemented in our laboratory, as presented in Fig. 7. The FC system used in this effort was a PEMFC system (1.2 kW, 46 A; Ballard Power Systems Company), as illustrated in Fig. 8. It was supplied using pure hydrogen of regulated pressure at 10 bars from bottles under a pressure of 150 bars and with clean and dry air from a compressor. The supercapacitor module (100 F, 32 V; Maxwell Technologies Company) was obtained by means of 12 BCAP1200 cells (capacitance: 1200 F and maximum voltage: 2.7 V) connected in series, as shown in Fig. 9.

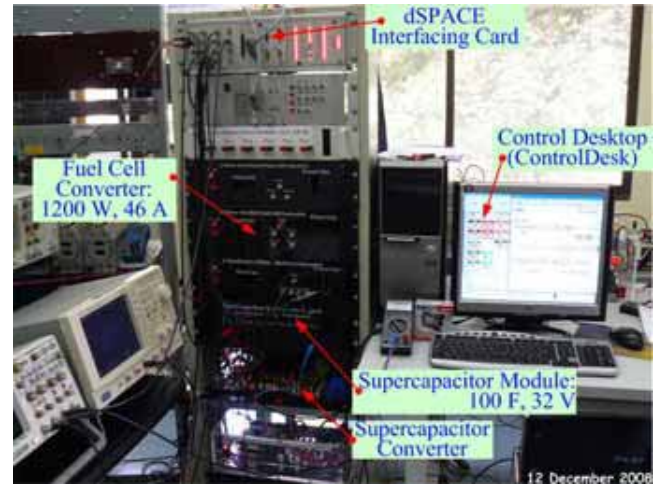


Fig. 7. Hybrid source test bench.

The FC converter (1.2 kW) and the supercapacitor converter (4 kW) (see Fig. 1) were both realized in the laboratory. The converter parameters and semiconductor components are detailed in Table I.

B. Control Description

Measurements of the FC current i_{FC} , the supercapacitor current i_{SC} , the load current i_{Load} , the dc-bus voltage v_{Bus} , the FC voltage v_{FC} , and the supercapacitor voltage v_{SC} were carried out by means of zero-flux Hall effect sensors.

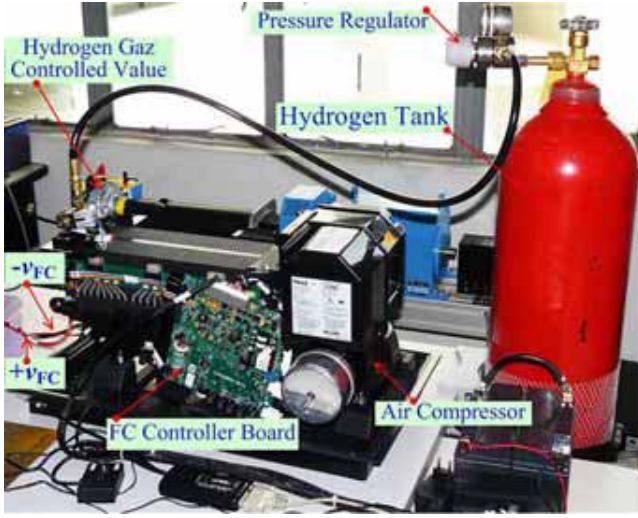


Fig. 8. Test bench of PEM fuel cell system of 1200 W, 46 A.



Fig. 9. Test bench of supercapacitor module of 100 F, 32 V.

TABLE I
CONVERTER PARAMETERS AND SEMICONDUCTOR DEVICES

Fuel Cell Converter:		
Inductors $L_{F1}=L_{F2}=L_{F3}=L_{F4}$	396	μH
MOSFETs $S_{F1}=S_{F2}=S_{F3}=S_{F4}$	IRFP264N:	250 V, 38 A
Diodes $D_{F1}=D_{F2}=D_{F3}=D_{F4}$	RURG3020:	200 V, 30 A
Supercapacitor Converter:		
Inductors $L_{C1}=L_{C2}=L_{C3}=L_{C4}$	150	μH
MOSFETs $S_{C1}=S_{C2}=S_{C3}=S_{C4}$	IRFP264N:	250 V, 38 A
$=S_{C1}'=S_{C2}'=S_{C3}'=S_{C4}'$		

350 The FC and supercapacitor current regulation loops were
 351 realized using analog circuits to function at a high band-
 352 width. Parameters associated with the dc-bus energy regula-
 353 tion loop and the total energy regulation loop can be seen in
 354 Tables II and III, respectively. The FC power dynamic delay
 355 is shown in Table III. This value has been experimentally de-

TABLE II
DC-BUS ENERGY CONTROL LOOP PARAMETERS

v_{BusREF}	60	V
C_{Bus}	12,200	μF
K_{11}	141	$\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$
K_{12}	10×10^3	$\text{rad}^2\cdot\text{s}^{-2}$
r_{FC}	0.10	Ω
r_{SC}	0.01	Ω
p_{SCMax}	+3750	W
p_{SCMin}	-3750	W
V_{SCMax}	32	V
V_{SCMin}	15	V
I_{SCRated}	150	A

TABLE III
TOTAL ENERGY CONTROL LOOP PARAMETERS

v_{SCREF}	25	V
C_{SC}	100	F
K_{21}	0.1	
p_{FCMax}	600	W
p_{FCMin}	0	W
$I_{\text{FCMax}} (\text{Rated})$	46	A
I_{FCMin}	0	A
ζ_1	1	
ω_{n1}	0.4	$\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$

356 terminated as having the highest power slope of our FC sys-
 357 tem, where no fuel starvation occurs. It must be noted that,
 358 for the small-test bench, the FC maximum power p_{FCMax} was
 359 set at 600 W; in fact, the rated FC power considered here is
 360 1200 W. Moreover, these two energy control loops, which
 361 generated current references i_{FCREF} and i_{SCREF} , were imple-
 362 mented in the real-time card dSPACE DS1104 using MATLAB-
 363 Simulink at a sampling frequency of 25 kHz.

C. Experimental Results

364 The experimental tests were carried out by connecting a dc
 365 link loaded by a traction motor that was coupled with a small-
 366 inertia flywheel and friction load. Fig. 10 presents the waveforms
 367 that were obtained during the motor drive cycle, and show the dc-
 368 bus voltage, the FC voltage, the load power, the supercapacitor
 369 power, the FC power, the supercapacitor current, the FC current,
 370 and the supercapacitor voltage [or the supercapacitor state-of-
 371 charge (SOC)].

372 The initial state was in no-load power, and the storage device
 373 was fully charged, i.e., $v_{\text{SC}} = 25$ V; as a result, both the FC
 374 and supercapacitor powers were zero. At $t = 10$ s, the traction
 375 motor speed accelerated to its final speed of 800 r/min; syn-
 376 chronously, the final FC power increased with a limited slope to
 377 its limited maximum power of 600 W. Thus, the supercapacitor,
 378 which supplies most of the power that is required during motor
 379 acceleration, remained in a discharged state after the start of the
 380 motor because the steady-state load power (friction load) was
 381 greater than the FC-limited maximum power.

382 Afterward, at $t = 50$ s, the motor speed decelerated to a stop
 383 with a peak load power of about -200 W. The supercapacitor
 384 was deeply charged, demonstrating the three phases. First, the
 385

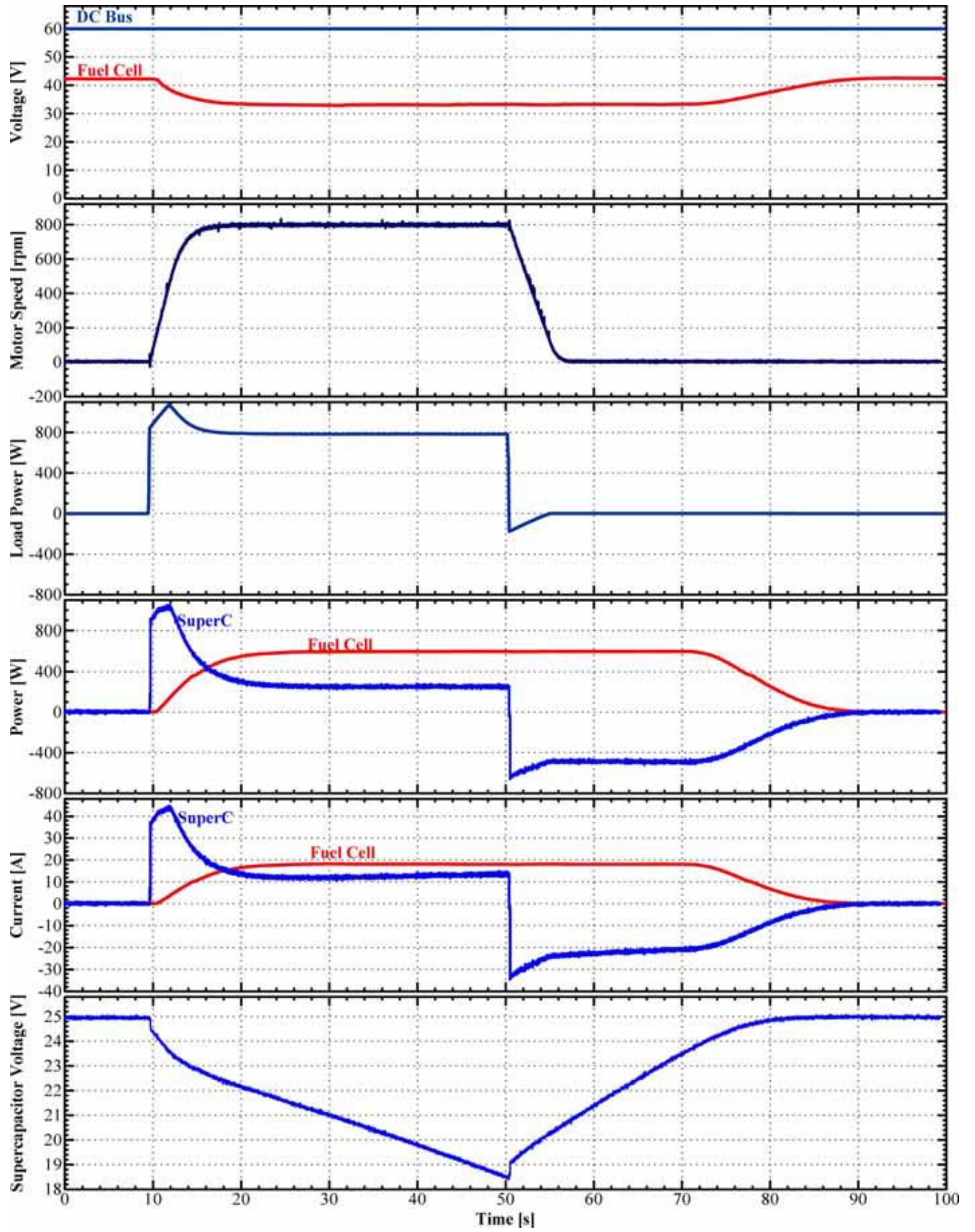


Fig. 10. Hybrid source response during motor drive cycle.

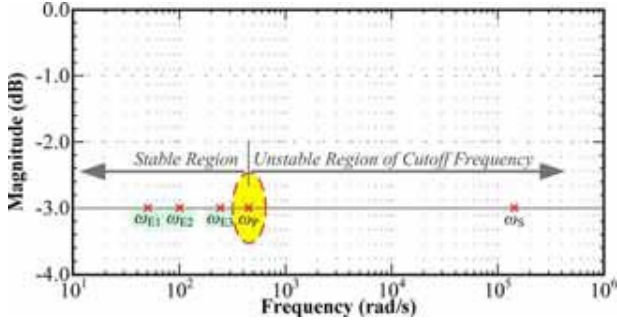


Fig. 11. Setting controllers by choosing the cutoff frequency in frequency space, where ω_S is the constant switching frequency of the supercapacitor converter of 25 kHz ($157\,080\text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$), ω_P is the cutoff frequency of the supercapacitor power loop of $450\text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$, and ω_E is the cutoff frequency of the closed-loop dc-bus energy.

386 supercapacitor recovers the energy that is supplied to the dc bus
 387 by the FC (600 W) and the traction motor. Second, the superca-
 388 pacitor is charged only by the FC. Third, the supercapacitor is
 389 nearly fully charged, which then reduces the charging current.
 390 After this, both the FC and supercapacitor powers reduce to zero
 391 when v_{SC} reaches v_{SCREF} of 25 V.

392 To demonstrate dynamic regulation of the dc-bus energy
 393 (voltage) at different nonlinear controller parameters (see
 394 Fig. 11), the oscilloscope waveforms in Fig. 12 show the dc-
 395 bus voltage dynamics (representing the flat output y_1) to the
 396 large load power demanded (disturbance) from 0 to 600 W,
 397 whereas the dc bus was loaded with an electronic load. The
 398 oscilloscope screens show the dc-bus voltage (the state variable
 399 x_1 , representing the flat output y_1), the supercapacitor voltage
 400 (the state variable x_2), the load power, and the supercapacitor
 401 power (the control input variable u_1).

402 The cutoff frequency (ω_P) of the supercapacitor power loop
 403 was $450\text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ (equivalent as a first-order delay with a time
 404 constant T_P of 2.2 ms, determined from experimentation). The
 405 cutoff frequency (ω_E) of the closed-loop dc-bus energy must
 406 then be lower than the cutoff frequency (ω_P) of the superca-
 407 pacitor power loop, so that the system is stable.

408 The FC power dynamics were purposely limited (see Fig. 10),
 409 forcing the supercapacitor to supply the transient load power
 410 demand. As depicted in Fig. 12(a), the nonlinear controller gains
 411 used were $K_{11} = 71\text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ and $K_{12} = 2500\text{ rad}^2\cdot\text{s}^{-2}$, so that
 412 the system damping ratio ζ was equal to 0.707 and the natural
 413 frequency ω_n was equal to $50\text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$. As a result, the cutoff
 414 frequency (ω_{E1}) of the closed-loop dc-bus energy was equal to
 415 $50\text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$. As depicted in Fig. 12(b), the nonlinear controller
 416 gains used were $K_{11} = 141\text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ and $K_{12} = 10\,000\text{ rad}^2\cdot\text{s}^{-2}$,
 417 so that the system damping ratio ζ was equal to 0.707 and the
 418 natural frequency ω_n was equal to $100\text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$. As a result,
 419 the cutoff frequency (ω_{E2}) of the closed-loop dc-bus energy
 420 was equal to $100\text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$. Finally, as depicted in Fig. 12(c),
 421 the nonlinear controller gains used were $K_{11} = 354\text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$
 422 and $K_{12} = 62\,500\text{ rad}^2\cdot\text{s}^{-2}$, so that the system damping ratio
 423 ζ was equal to 0.707 and the natural frequency ω_n was equal
 424 to $250\text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$. As a result, the cutoff frequency (ω_{E3}) of the
 425 closed-loop dc-bus energy was equal to $250\text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$. Although

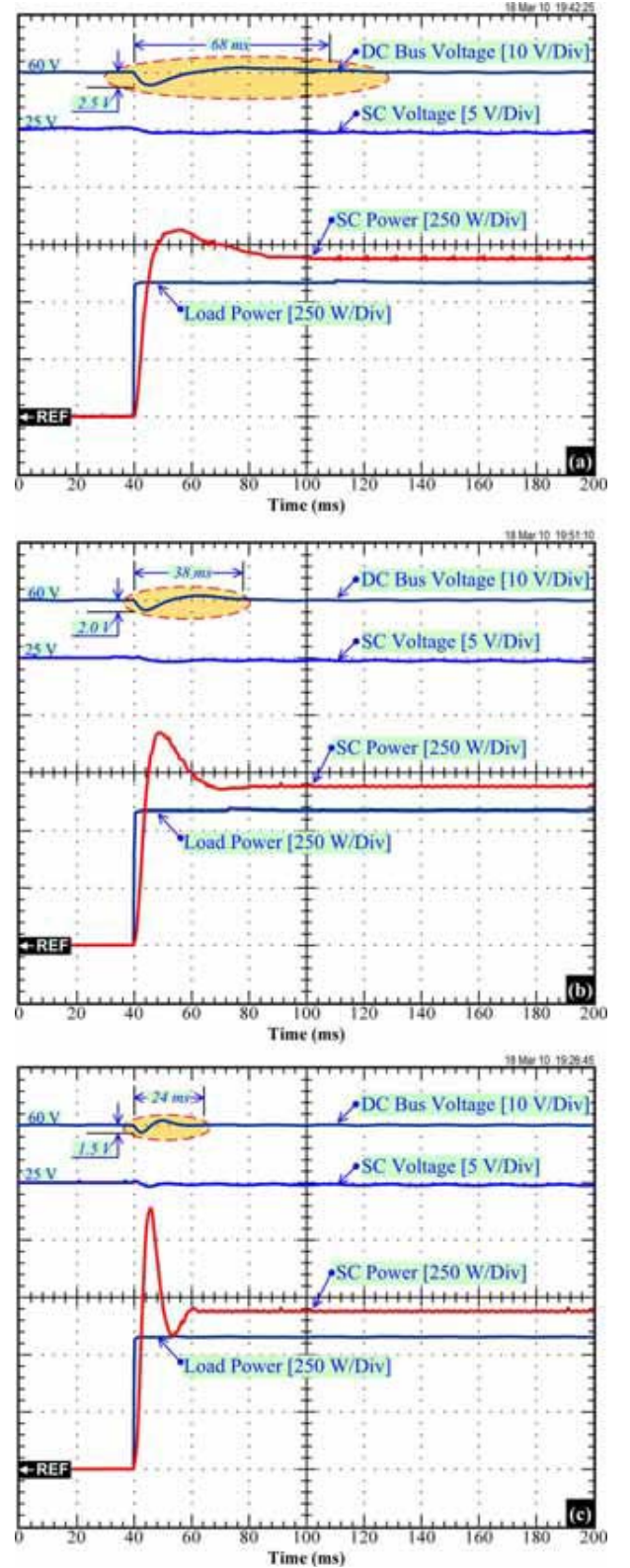


Fig. 12. Comparison of dc-bus voltage regulation (dc-link stabilization) of hybrid power plant during large load step at different controller parameters. (a) $K_{11} = 71\text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ and $K_{12} = 2500\text{ rad}^2\cdot\text{s}^{-2}$ ($\zeta = 0.707$; $\omega_n = 50\text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$). (b) $K_{11} = 141\text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ and $K_{12} = 10\,000\text{ rad}^2\cdot\text{s}^{-2}$ ($\zeta = 0.707$; $\omega_n = 100\text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$). (c) $K_{11} = 354\text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ and $K_{12} = 62\,500\text{ rad}^2\cdot\text{s}^{-2}$ ($\zeta = 0.707$; $\omega_n = 250\text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$).

the dynamic response of the control system can be improved relative to that shown in the figures by increasing the cutoff frequency, this improvement comes at the outflow of reduced boundary stability, as illustrated in Fig. 12(c), in which the cutoff frequency ($250 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$) is closed to ω_P ($450 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$). As presented in Fig. 12(b), the controller parameters at the cutoff frequency (ω_{E2}) of $100 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ ($\omega_E = \omega_P/4.5$) show good stability and optimum response (*no oscillation and short settling time*) of the dc-bus voltage regulation to its desired reference of 60 V.

Note that there are some losses (static and dynamic losses) in the supercapacitor converter (see Figs. 1 and 3), because the implemented converters are hard-switching converters, then, the power difference between the supercapacitor and the load powers (for example, during 100 to 200 ms) can be observed. To improve the converter efficiency, soft-switching converters may be effective solutions for future work.

The flatness-based control is model-based (see the inverse dynamics detailed in Figs. 5 and 6). As a result, it may have some sensitivity to errors in the model parameters [see (21) and (22)]. To substantiate its robustness and dynamic regulation of the dc-bus energy (or voltage), the flatness-based control was tested with the exact model parameters ($r_{FC} = 0.14 \Omega$ and $r_{SC} = 0.10 \Omega$) and for the case of lossless parameters ($r_{FC} = 0.0 \Omega$ and $r_{SC} = 0.0 \Omega$). Comparisons (robustness) between the accurate parameters and the error parameters are given in Fig. 13. The oscilloscope generated waveforms obtained during the large load step from 0 to around 800 W and showed the dc-bus voltage (representing the flat output y_1), the supercapacitor voltage, the load power (disturbance), the supercapacitor power (the control input variable u_1). The FC power dynamics were intentionally limited (see Fig. 10), forcing the supercapacitor to meet the transient load power demand. Similar waveforms are seen in Fig. 13(a) and (b).

The dc-bus voltage (dc-link stabilization) is minimally influenced by the large step in load power. Undoubtedly, the performance of the control system is hardly affected by the error considered in the model parameters. It is then possible to conclude that the nonlinear differential flatness-based approach provides an absolutely robust controller in this application.

D. Performance Comparison Between Nonlinear Control Based on Flatness and Classical Linear Control

To compare the performance of the flatness-based control, a traditional linear control method presented in [16] was also implemented on the hybrid test stand. A dc-bus energy reference was represented by $y_{\text{BusREF}} (=y_{1\text{REF}})$. A linear feedback PI control law is given by the following expression:

$$p_{\text{SCREF}} = K_P (y_{\text{BusREF}} - y_{\text{Bus}}) + K_I \int_0^t (y_{\text{BusREF}} - y_{\text{Bus}}) d\tau \quad (31)$$

where K_P and K_I are the set of controller parameters.

Because the supercapacitor current loop is much faster than the dc-link voltage loop [so that it can be considered as a pure unity gain, see (6)], the open-loop transfer function associated

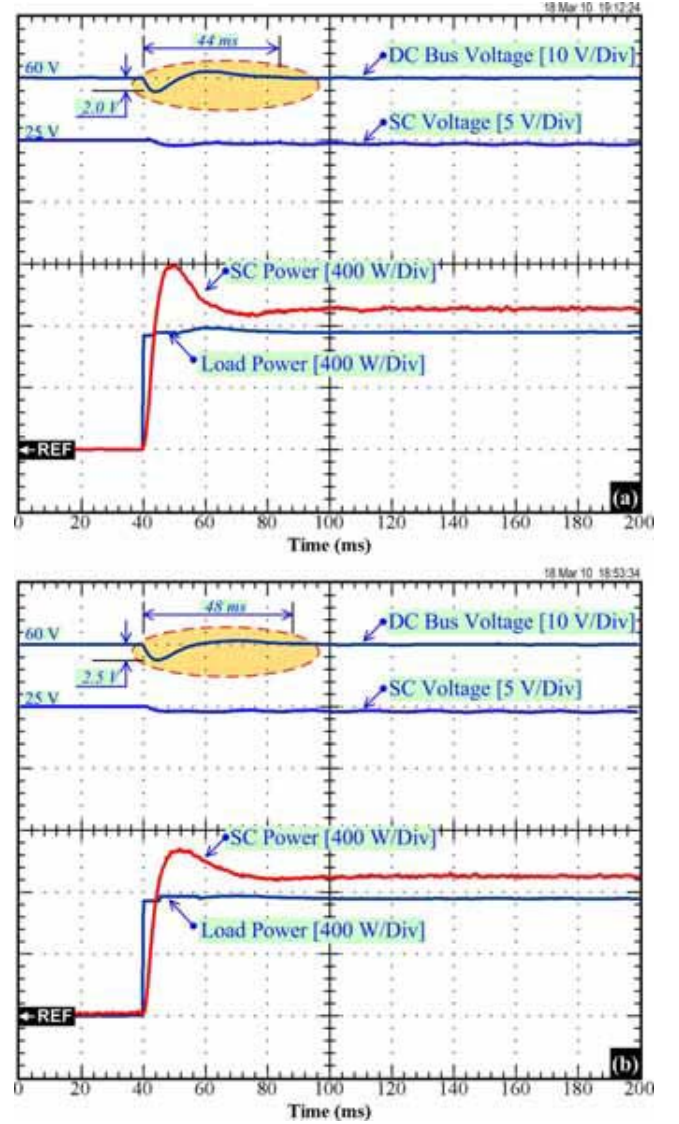


Fig. 13. Comparison of dc-bus voltage regulation (dc-link stabilization) of hybrid power plant during large load step. (a) Exact model ($r_{FC} = 0.14 \Omega$ and $r_{SC} = 0.10 \Omega$). (b) Error model (robustness) ($r_{FC} = 0.0 \Omega$ and $r_{SC} = 0.0 \Omega$).

with the dc-link voltage regulation can be written as follows:

$$\frac{y_{\text{Bus}}(s)}{y_{\text{BusREF}}(s)} = \overbrace{\left(K_P + \frac{K_I}{s}\right)}^{\text{PI-Controller}} \cdot \overbrace{\frac{1}{s}}^{E_{\text{Bus}}/p_{\text{SC}}} \cdot \overbrace{\frac{1}{T_P s + 1}}^{p_{\text{SC}}/p_{\text{SCREF}}} \quad (32)$$

where T_P is the time constant of an equivalent first-order delay of the supercapacitor power regulation loop (or the supercapacitor current regulation loop). The linear control law of the dc-link stabilization detailed earlier is portrayed in Fig. 14; it is similar to the nonlinear control law (see Fig. 5), where the PI controller also generates a supercapacitor power reference p_{SCREF} . The main difference between nonlinear control based on the flatness property and classical linear control is that the inverse dynamic equation, known as the flatness property (see (21) and Fig. 5), appears in the nonlinear control.

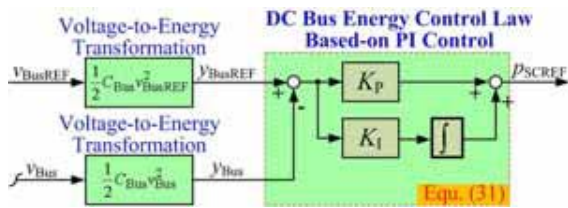


Fig. 14. Control law of the dc-bus energy regulation based on PI control.

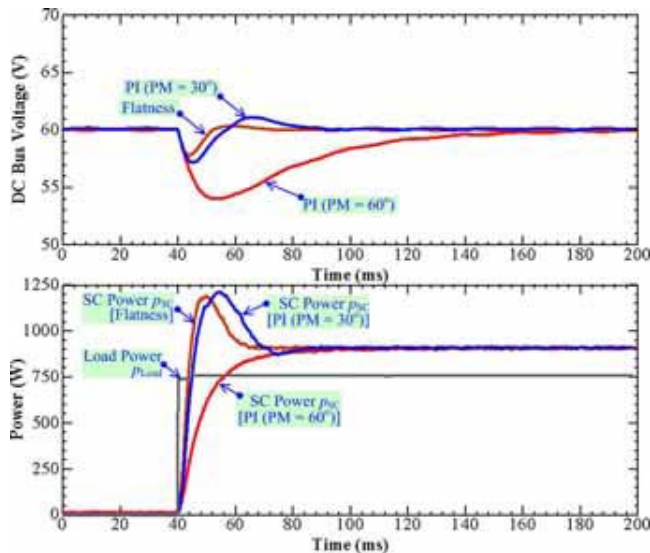


Fig. 15. Comparison of the flatness-based control law with a linear PI control law during a large load step.

Finally, in order to give a reasonable comparison between the methods, the parameters of the linear controller K_P and K_I were tuned to obtain the best possible performance. This result was compared to the flatness-based control. In this case, $K_P = 252 \text{ W} \cdot \text{J}^{-1}$ and $K_I = 42\,000 \text{ W} \cdot (\text{J} \cdot \text{s})^{-1}$, so that the desired phase margin was 30° . If $K_P = 124 \text{ W} \cdot \text{J}^{-1}$ and $K_I = 3968 \text{ W} \cdot (\text{J} \cdot \text{s})^{-1}$, the desired phase margin (PM) was 60° . Fig. 15 shows experimental results obtained for both controllers during the large load step. The flatness-based control shows good stability and optimum response of the dc-bus voltage regulation to its desired reference of 60 V. Although dynamic response of the linear control law could be improved relative to that shown in the figures, this enhancement comes at the expense of a reduced stability margin. From these results, we conclude that flatness-based control provides better performance than the classical PI controller.

V. CONCLUSION

A new control approach for a distributed dc generation system supplied by a hybrid source that uses supercapacitors as a fast auxiliary source, in association with a PEMFC as the main source, has been proposed. The reduced-order model of the FC/supercapacitor power plant is flat. A trajectory planning algorithm that allows for energy (voltage) regulation in finite time has also been presented. Theoretically, the flatness-based

control shows better performance than a classical controller (PI or PID controllers) for transitions between equilibrium points, particularly in a nonlinear system.

Experimental results with a small-scale hybrid test bench in the laboratory have authenticated the excellent closed-loop performance of this system. The robustness of the proposed control was demonstrated by test bench results.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank S. Lekapat, who is in-charge of the process of the Franco-Thai on Higher Education and Research Joint Project year: 2009–2010.

REFERENCES

- [1] M. Hinaje, I. Sadli, J.-P. Martin, P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Online humidification diagnosis of a PEMFC using a static DC-DC converter," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 24, no. 3, pp. 617–625, Sep. 2009.
- [2] R. Toonssen, N. Woudstra, and A. H. M. Verkooyen, "Decentralized generation of electricity from biomass with proton exchange membrane fuel cell," *J. Power Sources*, vol. 194, no. 1, pp. 456–466, Oct. 2009.
- [3] D. Feroldi, M. Serra, and J. Riera, "Design and analysis of fuel-cell hybrid systems oriented to automotive applications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 9, pp. 4720–4729, Nov. 2009.
- [4] S. S. Williamson and A. Emadi, "Comparative assessment of hybrid electric and fuel cell vehicles based on comprehensive well-to-wheels efficiency analysis," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 54, no. 3, pp. 856–862, May 2005.
- [5] A. Bergen, L. Pitt, A. Rowe, P. Wild, and N. Djilali, "Experimental assessment of a residential scale renewable-regenerative energy system," *J. Power Sources*, vol. 186, no. 1, pp. 158–166, Jan. 2009.
- [6] S. Biset, L. Nieto Deglioumini, M. Basualdo, V. M. Garcia, and M. Serra, "Analysis of the control structures for an integrated ethanol processor for proton exchange membrane fuel cell systems," *J. Power Sources*, vol. 192, no. 1, pp. 107–113, Jul. 2009.
- [7] P. Thounthong, B. Davat, S. Raël, and P. Sethakul, "Fuel starvation: Analysis of a PEM fuel cell system," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 15, no. 4, pp. 52–59, Jul./Aug. 2009.
- [8] P. Thounthong, V. Chunkag, P. Sethakul, B. Davat, and M. Hinaje, "Comparative study of fuel-cell vehicle hybridization with battery or supercapacitor storage device," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 8, pp. 3892–3904, Oct. 2009.
- [9] J. Bernard, S. Delprat, F. N. Büchi, and T. M. Guerra, "Fuel-cell hybrid powertrain: Toward minimization of hydrogen consumption," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 7, pp. 3168–3176, Sep. 2009.
- [10] A. E. Auld, J. Brouwer, K. Ma Smedley, and S. Samuelsen, "Load-following strategies for evolution of solid oxide fuel cells into model citizens of the grid," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 3, pp. 617–625, Sep. 2009.
- [11] E. H. El Brouji, O. Briat, J. M. Vinassa, N. Bertrand, and E. Woigard, "Impact of calendar life and cycling ageing on supercapacitor performance," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 8, pp. 3917–3929, Oct. 2009.
- [12] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Analysis of supercapacitor as second source based on fuel cell power generation," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 1, pp. 247–255, Mar. 2009.
- [13] T. Kojima, T. Ishizu, T. Horiba, and M. Yoshikawa, "Development of lithium-ion battery for fuel cell hybrid electric vehicle application," *J. Power Sources*, vol. 189, no. 1, pp. 859–863, Apr. 2009.
- [14] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Control algorithm of fuel cell and batteries for distributed generation system," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 1, pp. 148–155, Jan. 2008.
- [15] M. Uzunoglu and M. S. Alam, "Modeling and analysis of an FC/UC hybrid vehicular power system using a novel-wavelet-based load sharing algorithm," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 1, pp. 263–272, Mar. 2008.
- [16] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Control strategy of fuel cell and supercapacitors association for distributed generation system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 6, pp. 3225–3233, Dec. 2007.

- [17] E. Schaltz, A. Khaligh, and P. O. Rasmussen, "Influence of battery/ultracapacitor energy-storage sizing on battery lifetime in a fuel cell hybrid electric vehicle," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 8, pp. 3882–3891, Oct. 2009.
- [18] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications," *J. Power Sources*, vol. 193, no. 1, pp. 376–385, Aug. 2009.
- [19] P. Thounthong and S. Raël, "The benefits of hybridization," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 3, no. 3, pp. 25–37, Sep. 2009.
- [20] A. Payman, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar, "Energy control of supercapacitor/fuel cell hybrid power source," *Energy Convers. Manage.*, vol. 49, no. 6, pp. 1637–1644, Jun. 2008.
- [21] M. Fliess, J. Lévine, Ph. Martin, and P. Rouchon, "Flatness and defect of nonlinear systems: Introductory theory and examples," *Int. J. Contr.*, vol. 61, no. 6, pp. 1327–1361, 1995.
- [22] H. Aschemann and D. Schindele, "Sliding-mode control of a high-speed linear axis driven by pneumatic muscle actuators," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 11, pp. 3855–3864, Nov. 2008.
- [23] M. A. Danzer, J. Wilhelm, H. Aschemann, and E. P. Hofer, "Model-based control of cathode pressure and oxygen excess ratio of a PEM fuel cell system," *J. Power Sources*, vol. 176, no. 2, pp. 515–522, 2008.
- [24] P. S. P. da Silva and P. Rouchon, "Flatness-based control of a single qubit gate," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 53, no. 3, pp. 775–779, Apr. 2008.
- [25] E. Song, A. F. Lynch, and V. Dinavahi, "Experimental validation of nonlinear control for a voltage source converter," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 17, no. 5, pp. 1135–1144, Sep. 2009.
- [26] T. Rabbani, S. Munier, D. Dorchie, P. Malaterre, A. Bayen, and X. Litrico, "Flatness-based control of open-channel flow in an irrigation canal using scada," *IEEE Control Syst. Mag.*, vol. 29, no. 5, pp. 22–30, Oct. 2009.
- [27] A. Gensior, H. Sira-Ramírez, J. Rudolph, and H. Güldner, "On some nonlinear current controllers for three-phase boost rectifiers," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 2, pp. 360–370, Feb. 2009.
- [28] V. Morio, F. Cazaurang, and Ph. Vernis, "Flatness-based hypersonic reentry guidance of a lifting-body vehicle," *Control Eng. Practice*, vol. 17, no. 5, pp. 588–596, May 2009.
- [29] S. K. Agrawal, K. Pathak, J. Franch, R. Lampariello, and G. Hirzinger, "A differentially flat open-chain space robot with arbitrarily oriented joint axes and two momentum wheels at the base," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 54, no. 9, pp. 2185–2191, Sep. 2009.
- [30] K. Rajashekara, J. Grieve, and D. Daggett, "Hybrid fuel cell power in aircraft," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 14, no. 4, pp. 54–60, Jul./Aug. 2008.
- [31] S. Y. Choe, J. W. Ahn, J. G. Lee, and S. H. Baek, "Dynamic simulator for a PEM fuel cell system with a PWM DC/DC converter," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 2, pp. 669–680, Jun. 2008.
- [32] S. M. Mueyen, R. Takahashi, T. Murata, and J. Tamura, "Integration of an energy capacitor system with a variable-speed wind generator," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 3, pp. 740–749, Sep. 2009.
- [33] P. Thounthong, B. Davat, S. Raël, and P. Sethakul, "Fuel cell high-power applications," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 3, no. 1, pp. 32–46, Mar. 2009.
- [34] M. H. Todorovic, L. Palma, and P. N. Enjeti, "Design of a wide input range DC–DC converter with a robust power control scheme suitable for fuel cell power conversion," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1247–1255, Mar. 2008.
- [35] M. Datta, T. Senjyu, A. Yona, T. Funabashi, and C. H. Kim, "A coordinated control method for leveling PV output power fluctuations of PV–diesel hybrid systems connected to isolated power utility," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 1, pp. 153–162, Mar. 2009.
- [36] W. Hu, Z. Chen, Y. Wang, and Z. Wang, "Flicker mitigation by active power control of variable-speed wind turbines with full-scale back-to-back power converters," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 3, pp. 640–649, Sep. 2009.
- [37] S. D. Sudhoff, K. A. Corzine, S. F. Glover, H. J. Hegner, and H. N. Robey, Jr., "DC link stabilized field oriented control of electric propulsion systems," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 13, no. 1, pp. 27–33, Mar. 1998.
- [38] D. Feroldi, M. Serra, and J. Riera, "Energy management strategies based on efficiency map for fuel cell hybrid vehicles," *J. Power Sources*, vol. 190, no. 2, pp. 387–401, May 2009.
- [39] Z. Jiang, L. Gao, and R. A. Dougal, "Adaptive control strategy for active power sharing in hybrid fuel cell/battery power sources," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no. 2, pp. 507–515, Jun. 2007.
- [40] C. Y. Li and G. P. Liu, "Optimal fuzzy power control and management of fuel cell/battery hybrid vehicles," *J. Power Sources*, vol. 192, no. 2, pp. 525–533, Jul. 2009.
- [41] M. Fliess, J. Lévine, Ph. Martin, and P. Rouchon, "A lie–bäcklund approach to equivalence and flatness of nonlinear systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 44, no. 5, pp. 922–937, May 1999.
- [42] G. Millérioux and J. Daafouz, "Flatness of switched linear discrete-time systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 54, no. 3, pp. 615–619, Mar. 2009.
- [43] C. P. Mudannayake and M. F. Rahman, "Control design for an induction machine based 42 V integrated starter alternator," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 15, no. 4, pp. 14–25, Jul./Aug. 2009.



Phatiphat Thounthong (M'09) received the B.S. and M.E. degrees in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok (KMUTNB), Bangkok, Thailand, in 1996 and 2001, respectively, and the Ph.D. degree in electrical engineering from the Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), Nancy Université, Nancy-Lorraine, France, in 2005.

From 1997 to 1998, he was an Electrical Engineer with the E.R. Metal Works Ltd. (EKARAT Group), Thailand. From 1998 to 2002, he was an Assistant Lecturer with KMUTNB. Since 2008, he has been an Assistant Professor and the Director of the Department of Teacher Training in Electrical Engineering, Faculty of Technical Education, King Mongkut's University of Technology North Bangkok (KMUTNB), Bangkok, Thailand, where he is also the Head of the Renewable Energy Research Laboratory (sponsored by KMUTNB and the French Embassy in Bangkok). He is also an Invited Assistant Professor at INPL. He is the author or coauthor of more than 50 journal and conference papers, as well as a book entitled *Fuel Cell Energy Source for Electric Vehicle Applications* (New York: Nova Science, 2008). He has also contributed for *Recent Advances in Supercapacitors* (Kerala: Transworld Research Network, 2006), *Progress in Fuel Cell Research* (New York: Nova Science, 2007), and *Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cells and Electrocatalysts* (New York: Nova Science, 2009). His current research interests include power electronics, electric drives, and electrical devices (fuel cells, batteries, and supercapacitors).



Serge Pierfederici received the Engineer degree from École Nationale Supérieure en Électricité et Mécanique, Nancy-Lorraine, France, in 1994, and the Ph.D. degree in electrical engineering and the Habilitation à Diriger des Recherches (HDR) degree from the Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), Nancy Université, Nancy-Lorraine, in 1998 and 2007, respectively.

Since 1999, he has been an Associate Professor at INPL. His current research interests include power electronics, stability study of distributed power system, and the control of multisources and multiload systems.



Bernard Davat (M'89) received the Engineer degree from Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique, d'Hydraulique et des Telecommunications, Toulouse, France, in 1975, and the Ph.D. and Docteur d'Etat degrees in electrical engineering from Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Toulouse, in 1978 and 1984, respectively.

From 1980 to 1988, he was a Researcher at French National Center for Scientific Research, Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle. Since 1988, he has been a Professor at Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy Université, Nancy-Lorraine, France. His current research interests include power electronics, drives, and new electrical devices (fuel cell and supercapacitor).