

สัญญาเลขที่ R2559B115

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

ระบบผลิตไฟฟ้าแบบอิสระโดยใช้เซลล์เชื้อเพลิง

ผู้วิจัย

สังกัด

ผศ.ดร. ศักดา สมกุล

วิทยาลัยพลังงานทดแทน

ดร. ฉัตรชัย ศิริสัมพันธ์วงศ์

วิทยาลัยพลังงานทดแทน

สำนักหอสมุด มหาวิทยาลัยนครสวรรค์

วันลงทะเบียน.....

เลขทะเบียน..... 1031172

เลขเรียกหนังสือ..... ๑ TK

๒๕๖๑

๑๖๒๑๘

๒๕๕๙

สนับสนุนโดย

งบประมาณรายได้มหาวิทยาลัยนครสวรรค์

ปีงบประมาณ พ.ศ. ๒๕๕๙

## บทสรุปสำหรับผู้บริหาร (Executive Summary)

งานวิจัยเป็นการออกแบบระบบผลิตไฟฟ้าแบบอิสระโดยใช้เซลล์เชื้อเพลิง คณะผู้วิจัยได้ออกแบบและสร้างต้นแบบวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าและวงจรอินเวอร์เตอร์สำหรับแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงในย่าน 26-40 V ของเซลล์เชื้อเพลิงชนิด Polymer electrolyte membrane (PEM) ขนาด 1 kW ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟสขนาด 220 V 50 Hz โดยที่มีประสิทธิภาพระหว่าง 78-85% ระบบต้นแบบมีข้อดีสามารถผลิตไฟฟ้ากระแสสลับที่มีคุณภาพดีมีความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ที่ต่ำ และมีการแยกกราวด์ระหว่างด้านอินพุทและเอาต์พุทเพื่อความปลอดภัย งานวิจัยนี้มีศักยภาพที่จะพัฒนาต่อไปเป็นแหล่งจ่ายไฟสำรองจากก๊าซไฮโดรเจน



## บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอระบบผลิตไฟฟ้าจากเซลล์เชื้อเพลิง โดยใช้วงจรแปลงผันกำลังแบบ Dual active bridge DC-DC converter เพื่อทำหน้าที่ขยายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของเซลล์เชื้อเพลิงชนิด Polymer electrolyte membrane พิกัดกำลัง 1 kW ในช่วง 26-40 V ให้สูงขึ้นเป็น 400 V ที่ใช้หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่ 20 kHz สำหรับขยายแรงดันและแยกกราวด์ หลังจากนั้นจึงวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส สำหรับแปลงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 V 50 Hz ระบบควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์ระบบควบคุมบนแกนหมุนไม่สมดุลซึ่งเทียบเคียงได้กับตัวควบคุมแบบรีโซแนนซ์ในเชิงอุดมคติ วงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์ 10 kHz งานวิจัยนี้ได้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 32 บิต เบอร์ TMS320F28069 ในการสร้างระบบควบคุมและใช้สำหรับสร้างสัญญาณ PWM สำหรับวงจร Dual active bridge DC-DC converter และวงจรอินเวอร์เตอร์

จากการทดลองพบว่าระบบต้นแบบสามารถจ่ายโหลดสูงสุดได้ 720 W ที่แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต 220 V 50 Hz โดยที่แรงดันของเซลล์เชื้อเพลิงลดลงเหลือ 26 V ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอสามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ได้ดีและมีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกต่ำกว่า 1% เมื่อเทียบกับโหลดความต้านทาน และต่ำกว่า 3% เมื่อเทียบกับวงจรเรียงกระแสที่กระแสมีความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกประมาณ 130% วงจรต้นแบบมีประสิทธิภาพอยู่ระหว่าง 78% ถึง 85%

## Abstract

This research proposes an AC power generation from fuel cell. Dual active bridge DC-DC converter was used to step-up the DC output voltage in the range of 26-40V of a 1-kW polymer electrolyte membrane fuel cell stack to a DC output voltage of 400 V using a 20-kHz transformer for voltage matching and galvanic isolation. The output of the dual active bridge DC-DC converter was fed to a single-phase inverter to convert to an AC voltage, 220 V 50 Hz. The control scheme of the inverter was controlled on the unbalanced synchronous reference frame, which is equivalent to the ideal resonant controller. The switching frequency of the inverter was 10 kHz. The control schemes and PWM generation of the DC-DC converter and the inverter were implemented on a 32-bit microcontroller, TMS320F28069.

The prototype was able to deliver a maximum power of 720 W at 220 V 50 Hz with the fuel cell voltage of 26 V. The proposed inverter control scheme had a good performance, which tightly regulated the output voltage with a low total harmonic distortion (THD) less than 1% for resistive loads and less than 3% for a rectifier load with a current THD of 130%. The efficiency of the prototype was found to be 78%-85%.

## กิตติกรรมประกาศ

คณะผู้วิจัยขอขอบพระคุณ สำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติและมหาวิทยาลัยนเรศวร ที่ได้  
ทุนอุดหนุนการวิจัยจากงบประมาณแผ่นดิน (แบบปกติ) ประจำปีงบประมาณ พ.ศ. 2559 สำหรับ  
โครงการวิจัยนี้ ซึ่งเป็นส่วนสำคัญในการพัฒนาต้นแบบระบบผลิตไฟฟ้าจากเซลล์เชื้อเพลิง สร้างผลงาน  
ตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ และใช้ประกอบการเรียนการสอนในและทำวิจัยในระดับบัณฑิต  
ศึกษา

คณะผู้วิจัยขอขอบพระคุณ วิทยาลัยพลังงานทดแทน มหาวิทยาลัยนเรศวร ที่ได้สนับสนุนเวลาและ  
สถานที่ รวมคณะผู้บริหารและเจ้าหน้าที่ฝ่ายสนับสนุนทุกท่าน ตลอดระยะเวลาดำเนินงานของ  
โครงการวิจัยนี้

สุดท้ายนี้คณะผู้วิจัยขอขอบคุณครอบครัวของคณะผู้วิจัยที่อยู่เคียงข้างและเป็นกำลังใจ จนกระทั่ง  
โครงการนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

ศักดา สมกุล

ฉัตรชัย ศิริสัมพันธ์วงศ์

## สารบัญเรื่อง

หน้า

บทสรุปสำหรับผู้บริหาร (Executive Summary).....	ก
บทคัดย่อ.....	ข
Abstract .....	ค
กิตติกรรมประกาศ .....	ง
สารบัญเรื่อง .....	จ
สารบัญตาราง .....	ช
สารบัญรูปภาพ.....	ซ
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ปัญหาและความเป็นมา .....	1
1.2 ขอบเขตการวิจัย .....	3
1.3 ระเบียบวิธีวิจัย .....	3
1.4 ผลงานที่ได้จากโครงการวิจัยนี้ .....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1 เซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM .....	5
2.2 วงจรแปลงผันกระแสตรงแบบ Dual Active Bridge .....	12
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง .....	19
บทที่ 3 การจำลองการทำงานของเซลล์เชื้อเพลิงและวงจรแปลงผันกระแสตรง.....	26
3.1 การจำลองการทำงานของเซลล์เชื้อเพลิง.....	26
3.2 การจำลองการทำงานของวงจรแปลงผันกระแสตรงแบบ DAB.....	34
บทที่ 4 การออกแบบและสร้างระบบผลิตไฟฟ้ากระแสสลับจากเซลล์เชื้อเพลิง .....	40

## สารบัญเรื่อง (ต่อ)

	หน้า
4.1 วงจรภาคกำลังสำหรับวงจร DAB Converter.....	40
4.2 การออกแบบหม้อแปลงและตัวเหนี่ยวนำความถี่สูงสำหรับวงจร DAB Converter.....	44
4.3 ระบบควบคุมวงจร DAB DC-DC Converter .....	49
4.4 การออกแบบและสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส .....	53
4.5 ระบบควบคุมต้นแบบโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์.....	57
บทที่ 5 ผลการวิจัย.....	61
5.1 ผลการทดสอบระบบผลิตไฟฟ้าจากเซลล์เชื้อเพลิง .....	61
5.2 การอภิปรายผลการทดลอง.....	68
บทที่ 6 บทสรุป.....	70
6.1 สรุปผลการวิจัย.....	70
6.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ.....	70
เอกสารอ้างอิง.....	71
ภาคผนวก.....	74

## สารบัญตาราง

ตาราง	หน้า
ตารางที่ 0-1 ค่าพารามิเตอร์สำหรับแบบจำลองของเซลล์เชื้อเพลิง H-1000.....	33
ตารางที่ 0-2 สรุปรายการอุปกรณ์ภาคกำลังของวงจรแปลงผัน-DAB.....	43
ตารางที่ 0-3 ข้อกำหนดทางเทคนิคของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง.....	47
ตารางที่ 0-4 อุปกรณ์ที่สำคัญของวงจรอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว.....	56





## สารบัญรูปภาพ

รูป	หน้า
รูปที่ 0-1 แผนภาพแสดงหลักการทำงานของเซลล์เชื้อเพลิง.....	7
รูปที่ 0-2 แผนภาพแสดงปฏิกิริยาเคมี อุณหภูมิใช้งาน และชนิด Electrolyte ของเซลล์เชื้อเพลิงชนิดต่างๆ.....	7
รูปที่ 0-3 โครงสร้างภายในหนึ่งเซลล์ของเซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM.....	8
รูปที่ 0-4 โครงสร้างของเซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM เมื่อประกอบรวมกันเป็น Stack.....	8
รูปที่ 0-5 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าและกระแสของเซลล์เชื้อเพลิง.....	9
รูปที่ 0-6 วงจรแปลงผันกระแสตรงแบบ Dual Active Bridge.....	12
รูปที่ 0-7 วงจรสมมูลของวงจร DAB เมื่ออ้างอิงทางด้านขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า.....	13
รูปที่ 0-8 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจร DAB เมื่อ $d = 1$ .....	16
รูปที่ 0-9 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจร DAB เมื่อ $d > 1$ .....	17
รูปที่ 0-10 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจร DAB เมื่อ $d < 1$ .....	18
รูปที่ 0-11 กำลังไฟฟ้าของวงจร DAB และเงื่อนไขขอบเขตการสวิตช์แบบ ZVS.....	19
รูปที่ 0-12 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบบูสต์สำหรับเซลล์เชื้อเพลิง.....	20
รูปที่ 0-13 อินเวอร์เตอร์สำหรับเซลล์เชื้อเพลิงที่ใช้ Push pull converter และ Half bridge inverter.....	21
รูปที่ 0-14 วงจรแปลงผันกระแสตรงแบบ Interleaved Current-Fed Full Bridge Converter.....	22
รูปที่ 0-15 วงจรแปลงผันกระแสตรงแบบ Dual active bridge.....	23
รูปที่ 0-16 วงจร Half-bridge three-port DC-DC converter.....	24
รูปที่ 0-17 ไดอะแกรมแบบจำลองพลวัตของเซลล์เชื้อเพลิงของ Caisheng Wang และคณะ.....	25
รูปที่ 0-18 วงจรสมมูลของเซลล์เชื้อเพลิงแต่ละเซลล์.....	27
รูปที่ 0-19 กราฟแรงดัน-กระแสของเซลล์เชื้อเพลิงรุ่น H-1000.....	29

## สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูป	หน้า
รูปที่ 0-20 แรงแดันสูญเสียเนื่องจาก Activation, Ohmic และ Concentration loss ของเซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM.....	30
รูปที่ 0-21 ผลการจำลองกราฟแรงแดัน-กระแสในสภาวะคงตัวของเซลล์เชื้อเพลิง H-1000 เปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากคู่มือการทำงาน.....	32
รูปที่ 0-22 แรงแดันและกระแสของเซลล์เชื้อเพลิงเมื่อในสภาวะโหลดเปลี่ยนแปลงเทียบกับการจำลองการทำงาน.....	32
รูปที่ 0-23 แบบจำลองของเซลล์เชื้อเพลิงที่สร้างบนโปรแกรม MATLAB/Simulink.....	33
รูปที่ 0-24-แบบจำลองของวงจรแปลงผันกระแสตรง DAB ในโปรแกรม-MATLAB/Simulink.....	35
รูปที่ 0-25 ผลการจำลองการทำงานในสภาวะคงตัวของวงจร DAB เมื่อ $V_{FC} = 43.2 \text{ V}$ และ $\phi = 45^\circ$ .....	38
รูปที่ 0-26 ผลการจำลองการทำงานในสภาวะคงตัวของวงจร DAB เมื่อ $V_{FC} = 63 \text{ V}$ และ $\phi = 2^\circ$ .....	38
รูปที่ 0-27 ผลการจำลองการทำงานในสภาวะคงตัวของวงจร DAB เมื่อ $V_{FC} = 43.2 \text{ V}$ และ $\phi = 45^\circ$ ที่ค่ากระแสเริ่มต้น $i_p(0) = 0 \text{ A}$ .....	39
รูปที่ 0-28 ไดอะแกรมการต่อใช้งานของชุดวงจรมอสเฟต APTM10HM19FT3G.....	40
รูปที่ 0-29 ไดอะแกรมการต่อใช้งานของชุดวงจรมอสเฟต APTC60HM83FT2G.....	41
รูปที่ 0-30 ไดอะแกรมแสดงการต่อใช้งานของวงจรขับเคลื่อน SKHI22B.....	42
รูปที่ 0-31 ต้นแบบวงจรแปลงผันกระแสตรง Dual active bridge.....	44
รูปที่ 0-32 ระบบควบคุมแบบลูปิดสำหรับวงจรแปลงผันกระแสตรง DAB.....	50
รูปที่ 0-33 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมแบบลูปิดสำหรับวงจรแปลงผันกระแสตรง DAB.....	50
รูปที่ 0-34 ผลตอบสนองเชิงความถี่แบบลูเปิดของระบบควบคุมแรงดันวงจรแปลงผันกระแสตรง DAB.....	51

## สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูป	หน้า
รูปที่ 0-35 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมแบบลูปิดสำหรับวงจรแปลงผันกระแสตรง DAB เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง	52
รูปที่ 0-36 ผลจำลองของแรงดันและกระแสเซลล์เชื้อเพลิงในสภาวะคงตัวเมื่อต่อร่วมกับวงจรแปลงผันกระแสตรง DAB และวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส	53
รูปที่ 0-37 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว	54
รูปที่ 0-38 บล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมพีไอบนแกนหมุนไม่สมดุล	54
รูปที่ 0-39 ผลตอบสนองเชิงความถี่แบบลูเปิดของลูควบคุมกระแสของอินเวอร์เตอร์	55
รูปที่ 0-40 ผลตอบสนองเชิงความถี่แบบลูเปิดของลูควบคุมแรงดันของอินเวอร์เตอร์	56
รูปที่ 0-41 การสร้างสัญญาณ PWM โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28069	59
รูปที่ 0-42 วงจรบัฟเฟอร์สำหรับเชื่อมต่อไมโครคอนโทรลเลอร์กับวงจรแปลงผัน DAB DC-DC converter	60
รูปที่ 0-43 ต้นแบบระบบผลิตไฟฟ้าจากเซลล์เชื้อเพลิง	62
รูปที่ 0-44 แรงดันและกระแสในสภาวะคงตัวของอินเวอร์เตอร์เมื่อไม่มีโหลด	62
รูปที่ 0-45 แรงดันและกระแสในสภาวะคงตัวของอินเวอร์เตอร์ต่อโหลดความต้านทานขนาด 720 W	63
รูปที่ 0-46 แรงดันและกระแสในสภาวะคงตัวของอินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสขนาด 700 W	63
รูปที่ 0-47 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจร DAB DC-DC converter เมื่อจ่ายโหลดความต้านทานขนาด 800 W โดยที่ $\varphi \approx 60^\circ$	64
รูปที่ 0-48 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจร DAB DC-DC converter และกระแสของเซลล์เชื้อเพลิงเมื่อจ่ายโหลดความต้านทานขนาด 800 W โดยที่ $\varphi \approx 60^\circ$	65

## สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูป	หน้า
รูปที่ 0-49 แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุทของวงจร DAB converter และแรงดันไฟฟ้าและกระแสเอาต์พุทของ วงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อต่อโหลดความต้านทานขนาด 720 W.....	66
รูปที่ 0-50 แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุทของวงจร DAB converter และแรงดันไฟฟ้าและกระแสเอาต์พุทของ วงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อปลดโหลดความต้านทานขนาด 720 W.....	66
รูปที่ 0-51 แรงดันไฟฟ้าและกระแสของเซลล์เชื้อเพลิงเมื่อต่อโหลดความต้านทานขนาด 720 W.....	67
รูปที่ 0-52 ประสิทธิภาพของระบบผลิตไฟฟ้ากระแสสลับ.....	68



## บทที่ 1

### บทนำ

#### 1.1 ปัญหาและความเป็นมา

ปัจจุบันการผลิตไฟฟ้าโดยใช้เซลล์เชื้อเพลิงได้รับการสนใจในฐานะของพลังงานทางเลือกในอนาคต เนื่องจากไม่มีการปล่อยก๊าซเรือนกระจก ไม่ก่อให้เกิดมลภาวะทางเสียง และมีประสิทธิภาพสูง เพราะเป็นการแปลงผันจากปฏิกิริยาทางเคมีไปเป็นพลังงานไฟฟ้าโดยตรงซึ่งไม่มีส่วนที่เคลื่อนที่เหมือนกับระบบผลิตไฟฟ้าที่ใช้แบบกังหันไอน้ำ หรือเครื่องยนต์สันดาปภายใน [1] นอกจากนี้ไฮโดรเจนที่เป็นเชื้อเพลิงของเซลล์เชื้อเพลิงยังพบได้ในหลากหลายรูปแบบ เช่น ในเชื้อเพลิงฟอสซิล และน้ำ เป็นต้น ซึ่งน้ำถือว่าเป็นวัตถุดิบสำหรับไฮโดรเจนที่ราคาถูกและมีอยู่อย่างมากมาย ปัจจุบันนักวิจัยทั่วโลกกำลังพัฒนากระบวนการ Electrolysis เพื่อให้สามารถแยกไฮโดรเจนจากน้ำได้ในราคาที่ถูกลงโดยใช้ไฟฟ้าจากพลังงานหมุนเวียนในช่วงที่มีความต้องการใช้ไฟฟ้าต่ำ [2]

จากข้อดีดังกล่าวสหรัฐอเมริกาได้เลือกใช้เซลล์เชื้อเพลิงสำหรับไฟฟ้าในโครงการกระสวยอวกาศ [1] และเมื่อมีการพัฒนาเทคโนโลยีทางวัสดุทำให้ต้นทุนในการผลิตเซลล์เชื้อเพลิง จึงประยุกต์ใช้ในอุตสาหกรรมยานยนต์ [3] โดยใช้เซลล์เชื้อเพลิงชนิด Polymer Exchange Membrane (PEM) ผลิตไฟฟ้าเพื่อป้อนให้กับมอเตอร์ไฟฟ้าของชุดขับเคลื่อน นอกจากนี้เซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM ยังมีการประยุกต์ใช้ในโรงไฟฟ้าขนาดเล็กประมาณ 1 ถึง 10 kW ที่มีเซลล์แสงอาทิตย์และ/หรือกังหันลมเป็นแหล่งพลังงานหลักและใช้ Electrolyzer ผลิตไฮโดรเจนในเวลาที่มีความต้องการใช้ไฟฟ้าต่ำพลังงานไฟฟ้าที่ผลิตได้ เพื่อใช้เป็นตัวเก็บพลังงานสำหรับเซลล์เชื้อเพลิงใช้ในการผลิตไฟฟ้าในเวลาที่มีความต้องการใช้ไฟฟ้าสูงกว่าพิกัดของเซลล์แสงอาทิตย์และกังหันลม [4] ข้อดีของการใช้สะสมพลังงานในรูปไฮโดรเจน คือ มีความหนาแน่นของพลังงานสูง การรั่วไหลต่ำ เหมาะสำหรับการสะสมพลังงานระหว่างฤดูกาล (Seasonal energy storage) [4], [7] ล่าสุดในช่วงที่พายุเฮอริเคนแซนดี้ถล่มมลรัฐทางภาคตะวันออกเฉียงเหนือของสหรัฐอเมริกาเมื่อปี ค.ศ. 2012 เซลล์เชื้อเพลิงได้ถูกนำมาใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฉุกเฉินให้กับระบบสื่อสาร

และอาคารต่าง ๆ [8] โดยแทบไม่เกิดปัญหาตลอดช่วงระยะเวลาของพายุ ซึ่งเซลล์เชื้อเพลิงสามารถทำงานได้ติดต่อกันหลายวันโดยใช้ไฮโดรเจนเพียงหนึ่งถัง นอกจากนั้นเซลล์เชื้อเพลิงต้องการการบำรุงรักษาต่ำเมื่อเทียบกับเครื่องยนต์ดีเซล

แต่อย่างไรก็ตามยังมีข้อจำกัดในการใช้งานเซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM คือ แรงดันไฟฟ้าจากเซลล์เชื้อเพลิงเป็นแรงดันกระแสตรงที่ไม่มีกระแสสลับ ซึ่งจะค่าลดลงเมื่อกระแสไฟฟ้าเพิ่มสูงขึ้น ทำให้ไม่สามารถต่อใช้งานร่วมกับโหลดได้โดยตรง [9] ปัญหาที่สำคัญอีกประการหนึ่ง คือ เมื่อมีโหลดมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดทำให้เชื้อเพลิงซึ่งในที่นี้คือไฮโดรเจนไม่เพียงพอต่อความต้องการพลังงานที่เพิ่มสูงขึ้น โดยที่ปรากฏการณ์นี้เรียกว่า Fuel cell starvation [10] ซึ่งเป็นสาเหตุทำให้ชั้นตัวเร่งปฏิกิริยา (Catalyst layer) และเมมเบรนของเซลล์เชื้อเพลิงเสื่อมสภาพได้ [11] ด้วยเหตุนี้การใช้เซลล์เชื้อเพลิงในงานต่างๆ จึงต้องมีวงจรแปลงผันกระแสตรง (DC-DC converter) [9] เพื่อทำหน้าที่แปลงระดับแรงดันเพื่อให้เหมาะสมกับการใช้งาน และควบคุมกระแสของเซลล์เชื้อเพลิงไม่เกินค่ากระแสสูงสุดและกระแสกระชากที่จะเป็นอันตรายต่อตัวเซลล์เชื้อเพลิงอีกด้วย [12] นอกจากนั้นกระแสเซลล์เชื้อเพลิงต้องมีการกระเพื่อมที่ไม่เกิน 4% ที่ความถี่สูงกว่า 400 Hz จึงจะไม่ส่งผลกระทบต่ออายุการใช้งานของเซลล์เชื้อเพลิง [13] หรืออีกนัยหนึ่งวงจรแปลงผันกระแสเป็นตัวปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าให้กับเซลล์เชื้อเพลิงนั่นเอง (Fuel cell power conditioner)

ปัจจุบันวิทยาลัยพลังงานทดแทน มหาวิทยาลัยนเรศวร มีเซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM รุ่น H-1000 ผลิตโดย Horizon Fuel Cell Technology มีแรงดันไฟฟ้าอยู่ในย่าน 43-69 V โดยที่มีพิกัดไฟฟ้าสูงสุด 1 kW ที่ 43 V 23.5 A [14] แต่อย่างไรก็ตามเราไม่สามารถนำเอาเซลล์เชื้อเพลิงนี้ไปต่อใช้งานร่วมกับอินเวอร์เตอร์เพื่อผลิตไฟฟ้าได้โดยตรงเนื่องจากแรงดันทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์ต้องการแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงต่ำสุดประมาณ 310 V ถ้าต้องผลิตแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ 220 V 50 Hz ตามระบบไฟฟ้าของประเทศไทย ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรแปลงไฟฟ้ากระแสตรงต้องมีอัตราขยายแรงดันอย่างต่ำ 7.2 เท่า นอกจากนั้นควรมีแยกกราวด์ (Galvanic isolation) ระหว่างเซลล์เชื้อเพลิงและแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ผลิตขึ้นเพื่อป้องกันอันตรายจากกระแสรั่วไหลผ่านทางค่าความจุไฟฟ้าแฝง (Stray capacitance) [15]

จากปัญหาดังกล่าวโครงการวิจัยนี้จึงเป็นการออกแบบและสร้างระบบผลิตไฟฟ้ากระแสสลับสำหรับเซลล์เชื้อเพลิงขนาด 1 kW ที่มีการแยกกราวด์โดยใช้หม้อแปลงความถี่สูงเพื่อให้วงจรมีขนาดเล็ก โดยที่ระบบที่สร้างขึ้นสามารถนำไปเป็นแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับแบบอิสระ (Stand alone power generator) ได้วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย

## 1.2 ขอบเขตการวิจัย

สร้างระบบผลิตไฟฟ้ากระแสสลับแบบอิสระ (Stand alone power generation) สำหรับเซลล์เชื้อเพลิงขนาด 1 kW โดยมีข้อกำหนดทางเทคนิค (Technical specification) ดังนี้

- 1) แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับขนาด 220 V, 50 Hz
- 2) มีการแยกกราวด์ (Galvanic isolation) ด้วยหม้อแปลงความถี่สูง

## 1.3 ระเบียบวิธีวิจัย

- 1) สร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของเซลล์เชื้อเพลิง Horizon H-1000 ที่ต่อร่วมกับวงจร Dual active bridge DC-DC converter และ H-bridge inverter โปรแกรม MATLAB-Simulink
- 2) ออกแบบและสร้างภาคกำลังและภาคควบคุมของวงจร Dual active bridge DC-DC converter
- 3) ออกแบบและสร้างภาคกำลังและภาคควบคุมของวงจร H-bridge inverter และวงจรกรอง LC
- 4) ประกอบเซลล์เชื้อเพลิง วงจร Dual active bridge DC-DC converter และวงจร H-bridge inverter เข้าด้วยกัน
- 5) ทดสอบการทำงานของระบบผลิตไฟฟ้ากระแสสลับจากเซลล์เชื้อเพลิง
- 6) สรุปผลการทดลองและจัดทำรายงานการวิจัย

## 1.4 ผลงานที่ได้จากโครงการวิจัยนี้

คณะผู้วิจัยได้นำเสนอบทความเรื่อง “Modelling and Simulation of Dual Active Bridge DC-DC Converters for Fuel Cell Applications” ในงานประชุมวิชาการ The 3rd International Conference on Computer, Communication and Control Technology (I4 CT) เมือง Kota Kinabalu ประเทศมาเลเซีย ระหว่างวันที่ 19-21 เม.ย. 59 ซึ่งบทความดังกล่าวได้รับถูกตีพิมพ์ลงใน

วารสารวิชาการระดับนานาชาติ Advanced Science Letters (ISSN: 1936-6612) ซึ่งอยู่ในฐานข้อมูล  
SCOPUS และ SJR Quartile 4 รายละเอียดตั้งในเอกสารแนบ

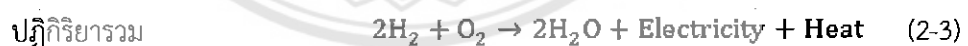




## บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

### 2.1 เซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM [1, 2]

เซลล์เชื้อเพลิง (Fuel cells) เป็นอุปกรณ์ทางเคมีไฟฟ้าที่แปลงผันพลังงานจากปฏิกิริยาเคมีเป็นพลังงานไฟฟ้าโดยตรง ซึ่งคิดค้นโดย William Robert Grove เมื่อปี ค.ศ. 1839 โดยหลักการการทำงานของเซลล์เชื้อเพลิงสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2-1 ซึ่งประกอบด้วยอิเล็กโทรด (Electrode) แขนงอยู่ในอิเล็กโทรไลต์ (Electrolyte) เมื่อป้อนไฮโดรเจนที่อิเล็กโทรดด้านแอโนด (Anode) ทำให้เกิดการแยกตัวของอิเล็กตรอนและโปรตอน โดยที่ Electrolyte ยอมให้โปรตอนสามารถเคลื่อนที่เท่านั้น ส่วนอิเล็กตรอนจึงต้องเคลื่อนที่ผ่านตัวนำไฟฟ้าและโหลดภายนอก เมื่ออิเล็กตรอนและโปรตอนไปถึงอิเล็กโทรดด้านคาโทด (Cathode) ก็จะทำปฏิกิริยาเคมีกับออกซิเจนที่เป็นตัวออกซิไดซ์ โดยมีน้ำและความร้อนเป็นผลิตภัณฑ์ข้างเคียง (By product) จากปฏิกิริยาเคมีดังกล่าว ซึ่งปฏิกิริยาเคมีทางด้านแอโนด คาโทด และปฏิกิริยาเคมีโดยรวมสามารถสรุปได้ดังนี้



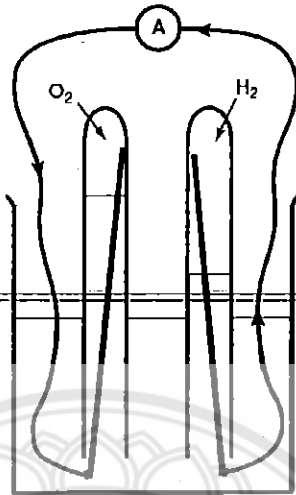
ปัจจุบันมีเซลล์เชื้อเพลิงหลากหลายชนิดซึ่งขึ้นอยู่กับชนิดของ Electrolyte หรือชนิดของเชื้อเพลิงที่ป้อนเข้า โดยสามารถสรุปได้ดังรูปที่ 2-2 ในบรรดาเซลล์เชื้อเพลิงชนิดต่างๆ เซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM ได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานมากที่สุดซึ่งมีข้อดีจากคือ อุณหภูมิขณะใช้งานที่ต่ำประมาณ 60°C - 80°C ทำให้สามารถเริ่มต้นการทำงานได้จากอุณหภูมิห้องซึ่งง่ายต่อการใช้งาน โดยที่โครงสร้างของเซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM สามารถแสดงได้ดัง Error! Reference source not found. ซึ่งประกอบด้วย

- 1) อิเล็กโทรด (*Electrode*) ประกอบด้วยด้านแอนโอดและคาโทด (จุดที่ 3 และ 5 ในรูปที่ 2-3) ทำหน้าที่เป็นตัวเร่งปฏิกิริยา (*Catalyst layer*) เพื่อแยกโปรตอนและอิเล็กตรอนของไฮโดรเจน โดยที่ส่วนใหญ่ทำมาจากแพลตตินัมซึ่งมีราคาแพงทำให้สร้างอิเล็กโทรดอยู่ในรูปแบบของอนุภาคเกาะระหว่าง *Electrolyte* และ *Gas diffusion layer* เพื่อลดปริมาณของแพลตตินัม โดยที่บริเวณที่มีการสัมผัสกันระหว่าง *Electrode*, *Electrolyte* และ *Gas diffusion layer* นี้เรียกว่า

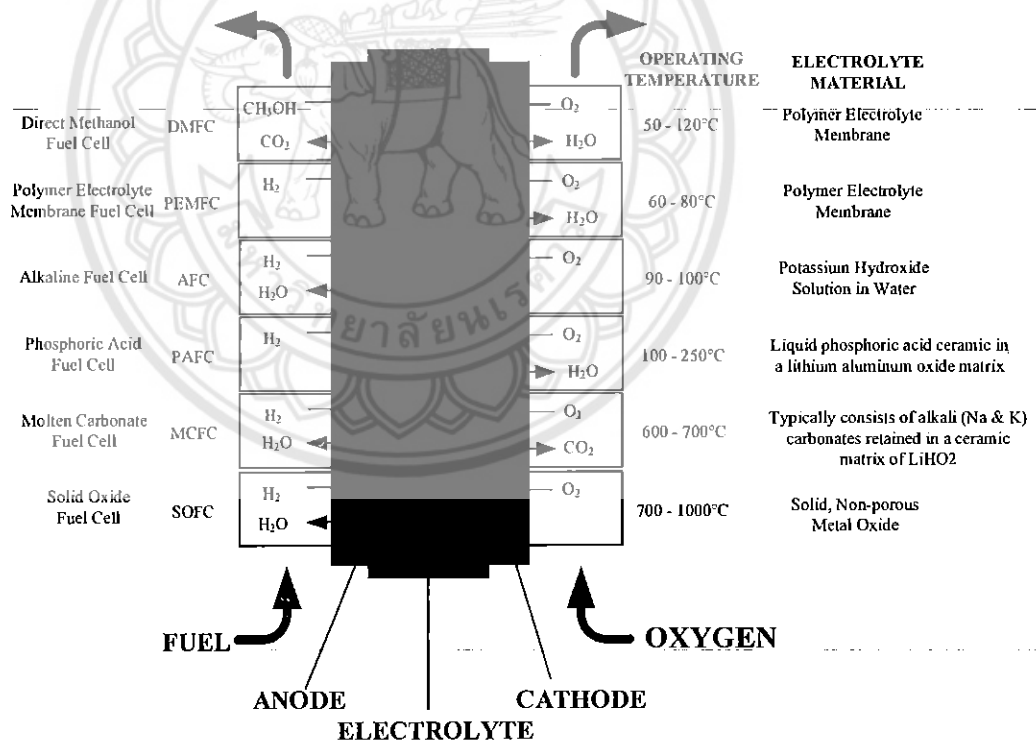
*Three-phase boundary*

- 2) *Electrolyte membrane* (จุดที่ 4 ในรูปที่ 2-3) ซึ่งทำจากวัสดุโพลีเมอร์ประเภท *Perfluorocarbon-sulfonic acid ionomer* เป็นตัวนำให้โปรตอนเคลื่อนที่ผ่านเพื่อไปรวมตัวกับออกซิเจนทางด้านคาโทด
- 3) *Gas diffusion layer* (จุดที่ 2 และ 6 ในรูปที่ 2-3) ทำจากผ้าหรือกระดาษคาร์บอนที่มีหน้าที่กระจายก๊าซให้กับตัวเร่งปฏิกิริยาทั้งด้านแอนโอดและคาโทดและเป็นช่องทางให้อิเล็กตรอนเคลื่อนที่และเชื่อมต่อทางไฟฟ้ากับโพลดภายนอก
- 4) *Collector plate* (จุดที่ 2 และ 6 ในรูปที่ 2-3) เป็นตัวนำไฟฟ้าให้อิเล็กตรอนเคลื่อนที่จาก *Catalyst layer* จากฝั่งแอนโอดไปยังฝั่งคาโทดผ่านทางโพลดทางไฟฟ้า และเป็นช่องทางสำหรับกระจายไฮโดรเจนและออกซิเจนไปยัง *Gas diffusion layer* ผ่านทาง *Flow field*

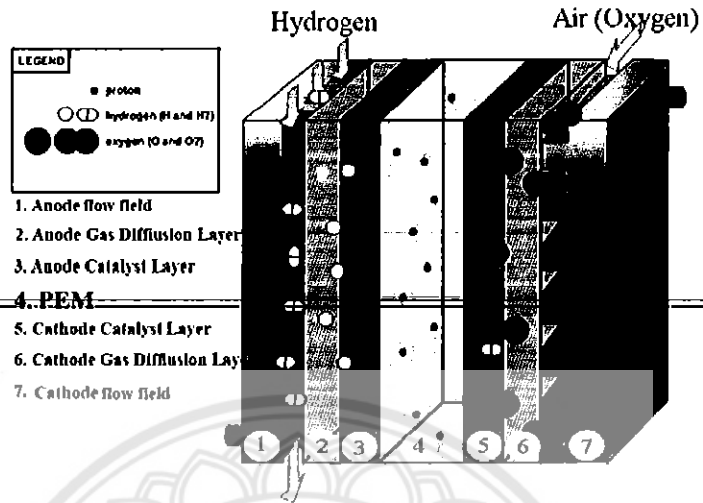
ในทางปฏิบัติเซลล์เชื้อเพลิงถูกต่ออนุกรมเข้าด้วยกันเข้าด้วยกันหลายๆ เซลล์ในรูปแบบของ *Stack* เพื่อเพิ่มแรงดันไฟฟ้าและกำลังไฟฟ้าให้เพียงพอต่อการใช้งานดังรูปที่ 2-4 ทำให้ *Collector plate* ฝั่งแอนโอดและคาโทดของเซลล์ที่อยู่ด้านในของ *Stack* ถูกรวมกันเป็นชิ้นเดียวกันเรียกว่า *Bipolar plate* และ *Catalyst*, *Electrolyte membrane* และ *Gas diffusion layer* ถูกบีบอัดเพื่อประกอบเป็นชิ้นเดียวกันซึ่งเรียกว่า *MEA (Membrane electrode assembly)*



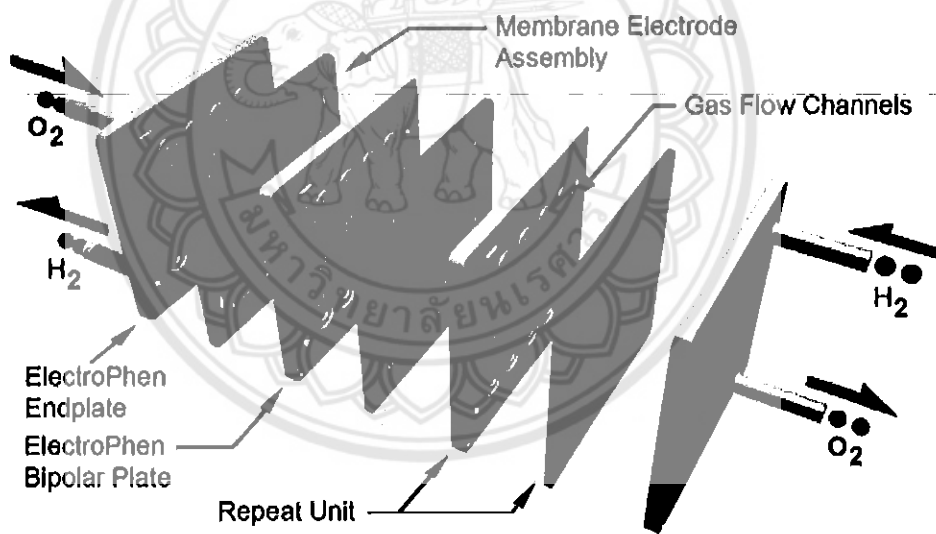
รูปที่ 2-1 แผนภาพแสดงหลักการการทำงานของเซลล์เชื้อเพลิง [1]



รูปที่ 2-2 แผนภาพแสดงปฏิกิริยาเคมี อุณหภูมิใช้งาน และชนิด Electrolyte ของเซลล์เชื้อเพลิงชนิดต่างๆ



รูปที่ 2-3 โครงสร้างภายในหนึ่งเซลล์ของเซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM [3]



รูปที่ 2-4 โครงสร้างของเซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM เมื่อประกอบรวมกันเป็น Stack [4]

รูปที่ 2-5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสไฟฟ้าของเซลล์เชื้อเพลิง (Polarisation curve) ซึ่งแรงดันไฟฟ้าจะลดลงเมื่อมีกระแสไหลเพิ่มขึ้นเนื่องมาจากความสูญเสียต่างๆ ซึ่งสามารถเขียนได้ดังนี้

$$V_{cell} = E_0 - \Delta V_{act} - \Delta V_{ohm} - \Delta V_{trans} \quad (2-4)$$

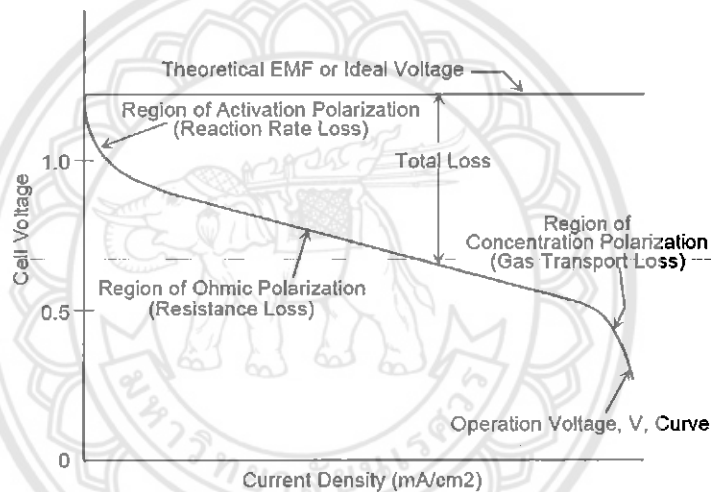
โดยที่  $E_0$  คือ *Reversible voltage* ซึ่งเป็นค่าแรงดันไฟฟ้าตามทฤษฎี

$\Delta V_{act}$  คือ แรงดันไฟฟ้าที่ลดลงจากผลของ *Activation loss*

$\Delta V_{ohm}$  คือ แรงดันไฟฟ้าที่ลดลงจากผลของ *Ohmic loss*

$\Delta V_{trans}$  คือ แรงดันไฟฟ้าที่ลดลงจากผลของ *Concentration หรือ Mass-transportation*

loss



รูปที่ 2-5 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าและกระแสของเซลล์เชื้อเพลิง

แรงดันไฟฟ้า  $E_0$  ซึ่งหาได้จากผลต่างของพลังงาน Gibbs free energy ( $\Delta \bar{g}_r$ ) ระหว่างผลิตภัณฑ์ข้างเคียง (น้ำ) และตัวทำปฏิกิริยา (ไฮโดรเจนและออกซิเจน) ได้ดังนี้

$$E_0 = \frac{-\Delta \bar{g}_r}{2F} \quad (2-5)$$

โดยที่  $F$  คือค่าคงที่ของฟาราเดย์ ซึ่ง  $F = 96485 \text{ As} \cdot \text{mol}^{-1}$  และ 2 ใน (2-5) หมายถึงจำนวนอิเล็กตรอนในปฏิกิริยาที่เกิดขึ้นจากไฮโดรเจน 1 mol โดยที่ Gibbs free energy นี้ มีค่าไม่คงที่ซึ่งขึ้นอยู่กับ

กับอุณหภูมิและสถานะของน้ำ เช่น ที่อุณหภูมิ 25°C ความดันบรรยากาศ 1 atm น้ำมีสถานะเป็นของเหลวจะได้  $\Delta \bar{g}_f = -237.2 \text{ kJ} \cdot \text{mol}^{-1}$  ทำให้

$$E_0 = -(-237.2 \text{ kJ} \cdot \text{mol}^{-1}) / (2 \times 96485 \text{ As} \cdot \text{mol}^{-1}) = 1.23 \text{ V} \quad (2-6)$$

ในทางปฏิบัติแล้วความดันของก๊าซไฮโดรเจนและออกซิเจนไม่ได้ป้อนให้กับเซลล์เชื้อเพลิงที่ความ

ดันบรรยากาศ ดังนั้นแรงดันไฟฟ้า  $E_0$  ใน (2-5) มีรวมผลของความดันแล้ว สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$E_0 = \frac{-\Delta \bar{g}_f}{2F} + \frac{RT}{2F} \ln \left( \frac{P_{H_2} P_{O_2}^{1/2}}{P_{H_2O}} \right) \quad (2-7)$$

โดยที่  $R$  เป็นค่าคงที่ของก๊าซ  $T$  เป็นอุณหภูมิ ส่วน  $P_{H_2}$ ,  $P_{O_2}$  และ  $P_{H_2O}$  เป็นความดันของไฮโดรเจน ออกซิเจน และน้ำตามลำดับ และเมื่อพิจารณาเฉพาะเซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM ซึ่งทำงานที่อุณหภูมิต่ำกว่า 100°C สมการที่ (2-7) สามารถประมาณได้ดังนี้ โดยที่มีค่าผิดพลาดน้อยมาก

$$E_0 = 1.482 - 0.000845T + 0.0000431T \ln(P_{H_2} P_{O_2}^{1/2}) \quad (2-8)$$

แรงดันไฟฟ้าที่ลดลงจาก Activation loss ซึ่งเกิดจากการใช้เวลาในเกิดปฏิกิริยาสำหรับถ่ายเท และรับอิเล็กตรอนที่อิเล็กโทรดทั้ง 2 ข้าง โดยที่  $\Delta V_{act}$  สามารถอธิบายได้โดยสมการของ Tafel ดังนี้

$$\Delta V_{act} = \frac{RT}{2\alpha F} \ln \left( \frac{i + i_0}{i_0} \right) \quad (2-9)$$

โดยที่  $i$  คือ กระแสของเซลล์เชื้อเพลิง ซึ่งนิยามกำหนดให้ในรูปของความหนาแน่นของกระแสต่อพื้นที่  $\alpha$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ในการถ่ายเทประจุ (Charge transfer coefficient) ซึ่งมีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1.0 สำหรับแอนอด 0.1 ถึง 0.5 สำหรับคาโทด  $i_0$  คือ Exchange current บ่งบอกถึงปริมาณที่ปฏิกิริยาที่เกิดขึ้นที่อิเล็กโทรด ซึ่งถ้ามีค่ามาก แสดงว่าปฏิกิริยาเกิดขึ้นเร็ว

$i_n$  คือ Internal current ซึ่งส่วนหนึ่งเกิดจากอิเล็กตรอนบางส่วนเคลื่อนที่ผ่านเมมเบรนจากอานโนดไปคาโทด และอีกส่วนหนึ่งจากปรากฏการณ์ Fuel crossover ที่เกิดจากมิโมเลกุลของไฮโดรเจนจำนวนน้อยเคลื่อนที่ผ่านเมมเบรนไปยังคาโทดโดยที่ไม่มีการทำปฏิกิริยาที่อานโนด

สำหรับแรงดันไฟฟ้าที่ลดลงจาก Ohmic loss ขึ้นอยู่กับความสามารถในการเป็นตัวนำให้โปรตอนเคลื่อนที่ผ่านเมมเบรน ซึ่งขึ้นกับปริมาณมิโมเลกุลของน้ำภายในตัว Polymer electrolyte ดังนั้นการจัดการน้ำในเซลล์เชื้อเพลิงจึงมีความสำคัญเพื่อไม่ให้เมมเบรนแห้งจนเกินไปจนโปรตอนเคลื่อนที่ลำบาก และไม่เปียกจนเกินไปจนทำให้ปิดกั้นการทำปฏิกิริยาที่อิเล็กโทรดทั้ง 2 ข้าง นอกจากนี้ Ohmic loss ยังรวมถึงความเป็นตัวนำไฟฟ้าให้อิเล็กตรอนเคลื่อนที่ผ่านของ Gas diffusion layer, Bipolar plate, Collector plate และขั้วต่อไฟฟ้าสำหรับโพลดภายนอกอีกด้วย ซึ่งปรากฏการณ์ Ohmic loss ทั้งหมดนี้สามารถเขียนรวมกันได้ดังนี้

$$\Delta V_{ohmic} = i \cdot r \quad (2-10)$$

สำหรับ Mass transportation loss เกิดขึ้นเมื่อมีโหลดค่าสูงๆ ซึ่งไฮโดรเจนและออกซิเจนถูกใช้ไปในการทำปฏิกิริยาอย่างรวดเร็ว ทำให้เกิดการลดลงของความดันของก๊าซทั้งสองชนิดเนื่องจากการบริโภคเชื้อเพลิงของเซลล์เองและมาจากโครงสร้างของระบบจ่ายก๊าซเอง โดยที่  $\Delta V_{trans}$  สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\Delta V_{trans} = \frac{RT}{2F} \ln \left( 1 - \frac{i}{i_1} \right) \quad (2-11)$$

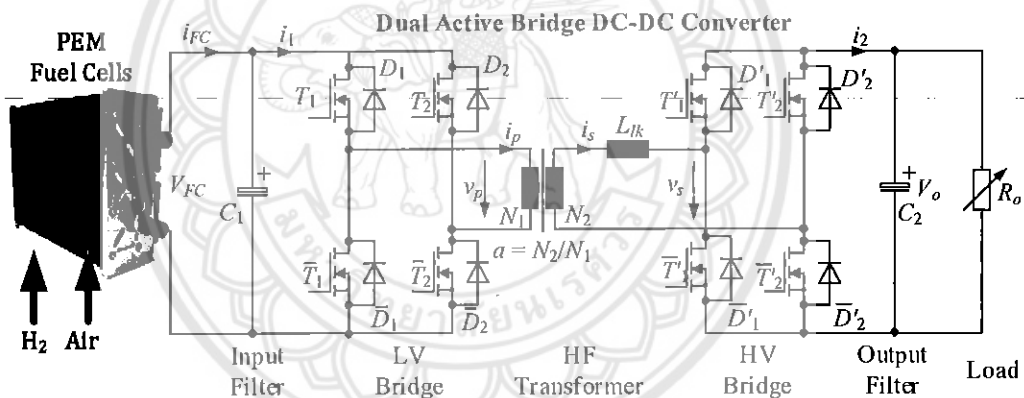
โดยที่  $i_1$  คือ Limiting current ซึ่งเป็นกระแสของเซลล์เชื้อเพลิงสูงสุดที่อัตราการไหลของเชื้อเพลิงเท่าที่ระบบจะจ่ายได้

จากสมการที่ (2-4) ถึง (2-11) จะเห็นได้ว่าแรงดันไฟฟ้าของเซลล์เชื้อเพลิงขณะที่ไม่มีโหลด  $V_{cell,oc} (i = 0)$  มียังคงมีค่าต่ำกว่าค่าทางทฤษฎีเนื่องจาก  $i_0$  และ  $i_n$  ซึ่งสามารถเขียนได้ดังนี้

$$V_{cell,oc} = E_0 - \frac{RT}{2\alpha F} \ln \left( \frac{i_n}{i_0} \right) \quad (2-12)$$

## 2.2 วงจรแปลงผันกระแสตรงแบบ Dual Active Bridge [5]

รูปที่ 2-6 แสดงวงจร Dual Active Bridge (DAB) ที่ต่อร่วมกับเซลล์เชื้อเพลิง ซึ่งส่วนประกอบที่สำคัญของวงจร DAB คือ วงจรแปลงผันสองทิศทาง AC/DC ซึ่งทำหน้าที่ในการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจากเซลล์เชื้อเพลิงเป็นแรงดันไฟฟ้ารูปคลื่นสี่เหลี่ยมความถี่สูงให้กับขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง และวงจรแปลงผันสองทิศทาง AC/DC ทางด้านขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ารูปคลื่นสี่เหลี่ยมความถี่สูงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านเอาต์พุตเพื่อจ่ายให้โหลดต่อไป โดยมีตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$  ทำหน้าที่กรองกระแสด้านอินพุตและเอาต์พุตให้ราบเรียบ ดังนั้นอัตราขยายแรงดันสามารถกำหนดได้จากอัตราส่วนระหว่างขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า



รูปที่ 2-6 วงจรแปลงผันกระแสตรงแบบ Dual Active Bridge

วงจร DAB ในรูปที่ 2-6 สามารถเขียนให้อยู่ในรูปอย่างง่ายได้ดังรูปที่ 2-7 โดยที่มอสเฟตที่ต่อขนานกับไดโอดสามารถเทียบเคียงได้กับสวิตช์สองทิศทาง ค่า Magnetising inductance ของหม้อแปลงไฟฟ้ามีค่าสูงมาก ทำให้วงจรสมมูลหม้อแปลงไฟฟ้าเทียบเคียงได้กับเหนี่ยวนำจากเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหล (Leakage inductance)  $L_{lk}$  และเมื่อเทียบเคียงวงจรทางด้านเอาต์พุตซึ่งต่ออยู่กับขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงให้อยู่ทางด้านขดลวดปฐมภูมิ ดังนั้นตัวแปรทางทางเอาต์พุตจึงสามารถเขียนได้ดังนี้

$$v_s' = \frac{v_s}{a} \quad (2-13)$$



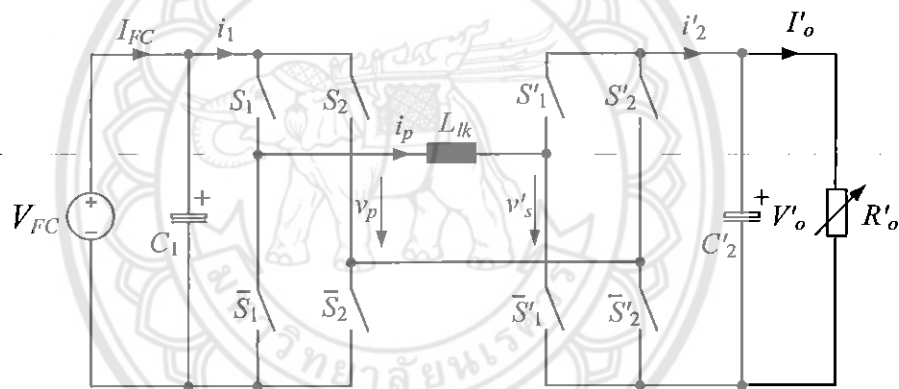
$$V'_o = \frac{V_o}{a} \quad (2-14)$$

$$I'_o = aI_o \quad (2-15)$$

$$R'_o = \frac{R_o}{a^2} \quad (2-16)$$

โดยที่  $a = N_2/N_1$  คือ อัตราส่วนระหว่างขดลวดทุติยภูมิและปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง และอัตรา  
การขยายแรงดันเทียบเคียงจึงสามารถเขียนได้ดังนี้

$$d = \frac{V'_o}{V_{FC}} \quad (2-17)$$



รูปที่ 2-7 วงจรสมมูลของวงจร DAB เมื่ออ้างอิงทางด้านขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า

สวิตช์กำลังในวงจรบริดจ์ทั้งสองวงจรถูกควบคุมเพื่อสร้างแรงดันไฟฟ้ารูปคลื่นสี่เหลี่ยม  $v_p$  และ  $v'_s$  โดยที่  $v'_s$  ซ้ำกว่า  $v_p$  เป็นมุม  $\phi$  ดัง *Error! Reference source not found.* แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจร DAB เมื่อ  $d = 1$  ซึ่งเมื่อสังเกตในช่วงมุม  $\theta = 0$  ถึง  $\theta = \phi$  และช่วงมุม  $\theta = \pi$  ถึง  $\theta = \pi + \phi$  เป็นช่วงที่กระแสมีการเปลี่ยนทิศทางและกระแสในมอสเฟตแต่ละตัวจะไม่ไหลทันทีหลังจากที่ถูกสั่งให้ทำงานแล้ว โดยที่  $\theta = \omega_s t = 2\pi f_s t$  และ  $f_s$  เป็นความถี่ในการสวิตช์ (Switching frequency) ซึ่งการเปลี่ยนแปลงดังกล่าวเป็นปรากฏการณ์สวิตช์ตอนที่แรงตกคร่อมมอสเฟตมีค่าเป็น

ศูนย์ (Zero Voltage Switching: ZVS) ทำให้มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียต่ำ กำลังไฟฟ้าที่ถูกถ่ายโอนจากด้านอินพุตไปยังโหลดทั้งด้านเอาต์พุตสามารถหาได้จาก

$$P_{in} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_p(\theta) \cdot i_p(\theta) d\theta \quad (2-18)$$

และเมื่อพิจารณาจากรูปคลื่นใน Error! Reference source not found. กำลังไฟฟ้า  $P_{in}$  สามารถหาได้

จาก

$$P_{in} = \frac{1}{\pi} V_{FC} \int_0^{\pi} i_p(\theta) d\theta \quad (2-19)$$

โดยที่  $i_p(\theta)$  สามารถเขียนได้ดังนี้

$$i_p(\theta) = \begin{cases} \frac{(V_{FC} + V_o')}{\omega_s L_{lk}} \theta + i_p(0) & \text{for } 0 \leq \theta < \phi \\ \frac{(V_{FC} - V_o')}{\omega_s L_{lk}} (\theta - \phi) + i_p(\phi) & \text{for } \phi \leq \theta < \pi \end{cases} \quad (2-20)$$

เนื่องจากรูปคลื่นกระแส  $i_p(\theta)$  มีความสมมาตร ดังนั้นจึงสามารถแทนค่า  $i_p(\phi) = -i_p(0)$  ลงในสมการที่ (2-20) ทำให้สามารถหาค่า  $i_p(0)$  และ  $i_p(\phi)$  ได้ดังนี้

$$i_p(0) = -\frac{V_{FC}}{\omega_s L_{lk}} \left[ d\phi + \frac{\pi(1-d)}{2} \right] \quad (2-21)$$

$$i_p(\phi) = \frac{V_{FC}}{\omega_s L_{lk}} \left[ \phi - \frac{\pi(1-d)}{2} \right] \quad (2-22)$$

จากสมการที่ (2-20) ถึง (2-22) ทำให้สามารถหาค่าของกำลังไฟฟ้า  $P_{in}$  ในสมการที่ (2-19) ได้ดังนี้

$$P_{in} = \frac{V_{FC}^2 d}{\omega_s L_{lk}} \phi \left[ 1 - \frac{\phi}{\pi} \right] \quad (2-23)$$

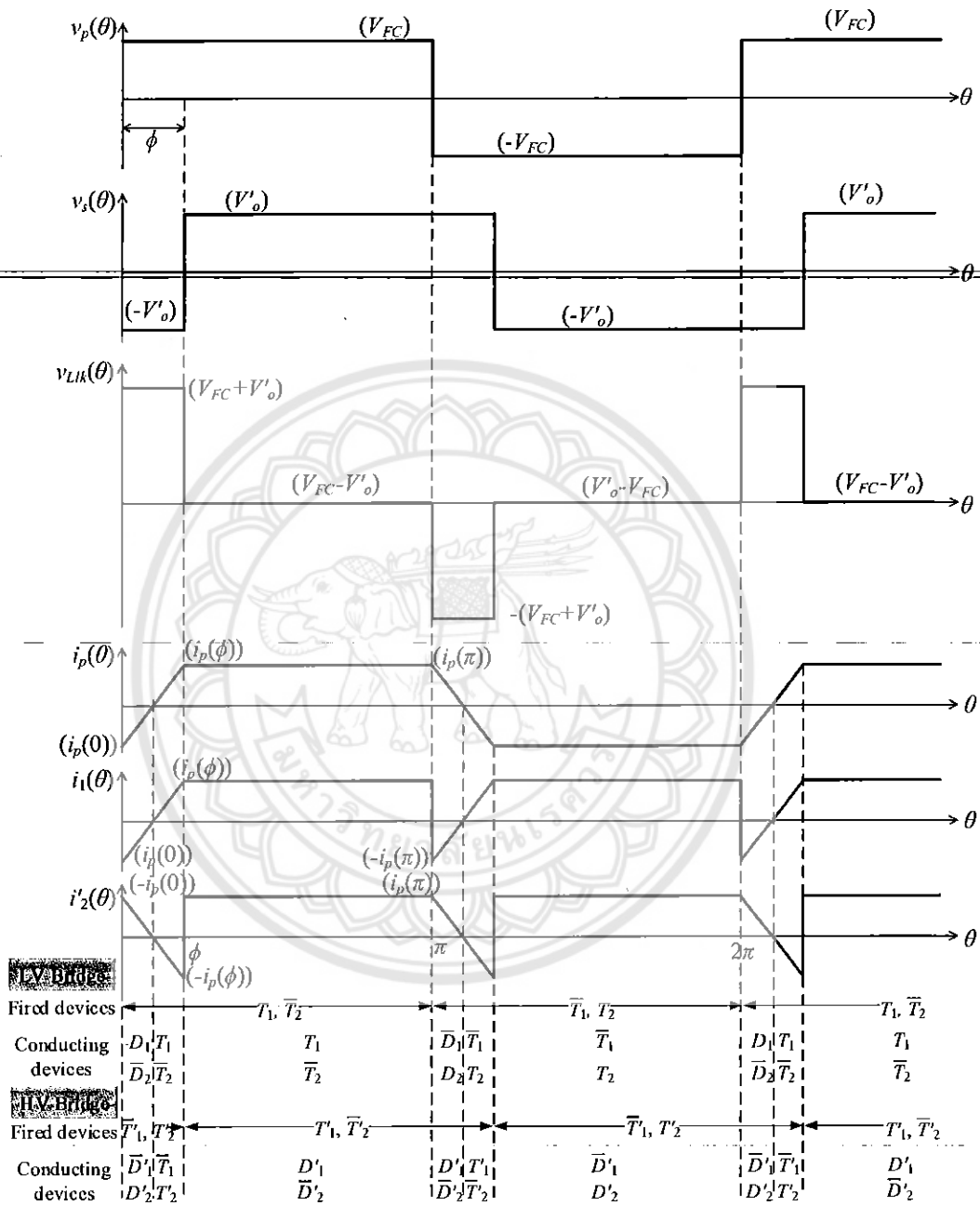
ซึ่งเมื่อพิจารณาสมการที่ (2-23) ทำให้สามารถสรุปคุณลักษณะของวงจร DAB ได้ดังนี้

- กำลังไฟฟ้าสามารถไหลได้สองทิศทางขึ้นอยู่กับค่ามุม  $\phi$  โดยที่กำลังไฟฟ้าสูงสุดอยู่ที่มุม  $\phi = \pm\pi/2$

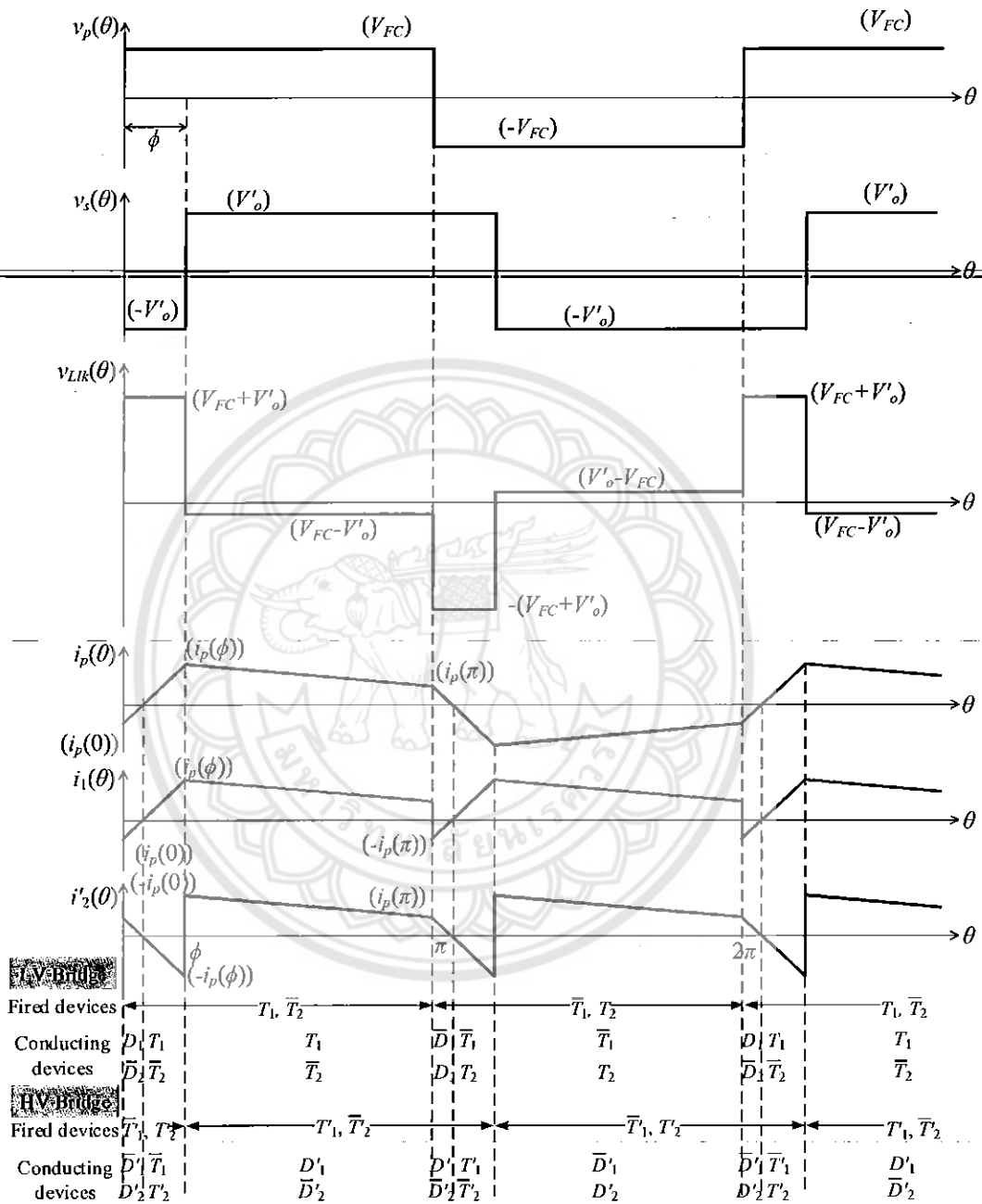
- สามารถทำงานให้อยู่ในโหมดลดและขยายแรงดันไฟฟ้าได้ขึ้นอยู่กับค่า  $d$
- กำลังไฟฟ้าสูงสุดของวงจรขึ้นอยู่กับค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล  $L_{lk}$  โดยสามารถต่อตัวเหนี่ยวนำภายนอกเพิ่มเติมเพื่อจำกัดขนาดของกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่ต้องการ
- เมื่อความถี่สวิตช์สูงขึ้นทำให้สามารถลดขนาดของ  $L_{lk}$  ลงได้ หรืออีกนัยยะหนึ่งหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงมีขนาดเล็กลง

จากรูปที่ 2-8 สังเกตได้ว่าเมื่อลดมุมต่างเฟส  $\phi$  มีค่าลดลง หรือเมื่อแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตสูงกว่าด้านอินพุต ( $d > 1$ ) ดังรูปที่ 2-9 ทำให้  $i_p(0)$  มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ส่งผลให้กระแสในมอสเฟ็ดของวงจรบริดจ์ด้านอินพุตไหลขณะที่มีเริ่มสั่งงาน (Hard switching) ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียในตัวมอสเฟ็ดสูงขึ้น ดังนั้นเงื่อนไขขอบเขต (Boundary condition) สำหรับการงานแบบ ZVS สำหรับวงจรบริดจ์ทางด้านอินพุตคือ  $i_p(0) = 0$  ในทำนองเดียวกันเมื่อแรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุตสูงกว่าด้านเอาต์พุต ( $d < 1$ ) ดังรูปที่ 2-10 เป็นเหตุให้  $i_p(\phi) = 0$  ซึ่งเป็นเงื่อนไขขอบเขตที่ทำให้วงจรบริดจ์ทางด้านเอาต์พุตทำงานเป็นวงจรเรียงกระแส

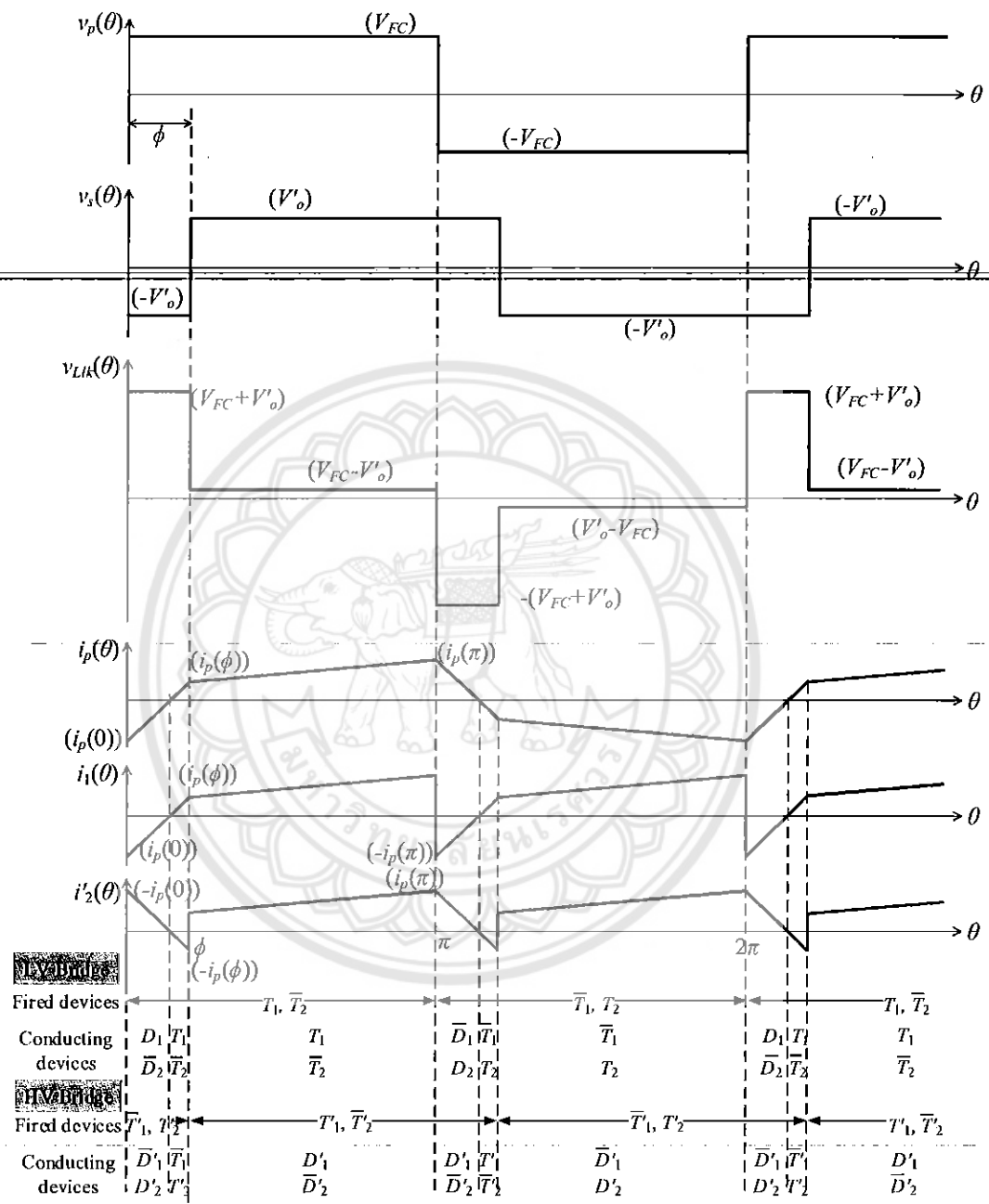
รูปที่ 2-11 แสดงกำลังไฟฟ้าของวงจร DAB เมื่อถูกทำให้อยู่ในรูป Per unit ด้วยค่า  $V_{FC}^2 / \omega_s L_{lk}$  เปรียบเทียบกับเงื่อนไขขอบเขต  $i_p(0) = 0$  และ  $i_p(\phi) = 0$  สำหรับการสวิตช์แบบ ZVS ซึ่งเห็นได้ว่าถ้า  $d = 1$  การทำงานของวงจร DAB อยู่ในเงื่อนไขขอบเขตทั้งสองทุกค่ามุมต่างเฟส แต่อย่างไรก็ตามสถานการณ์นี้ไม่สารรถเกิดขึ้นในทางปฏิบัติ เพราะโดยส่วนใหญ่แรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน เช่น เซลล์เชื้อเพลิง เป็นแบบที่ไม่มีการควบคุม (Unregulated) ดังนั้นการเลือกจำนวนรอบของหม้อแปลงไฟฟ้าจึงมีความสำคัญเพื่อให้วงจร DAB ทำงานแบบ ZVS ทุกช่วงโพล



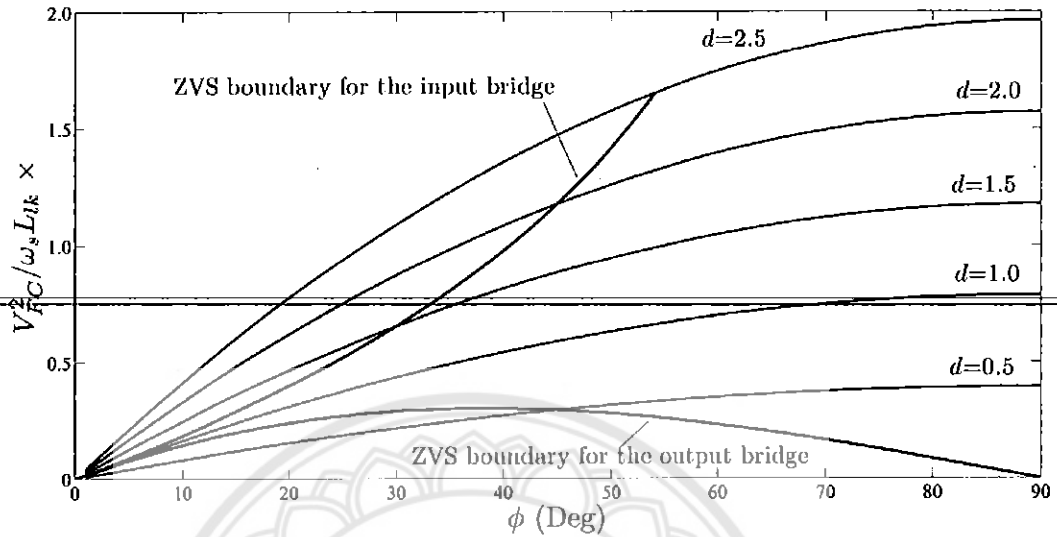
รูปที่ 2-8 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจร DAB เมื่อ  $d = 1$



รูปที่ 2-9 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจร DAB เมื่อ  $d > 1$



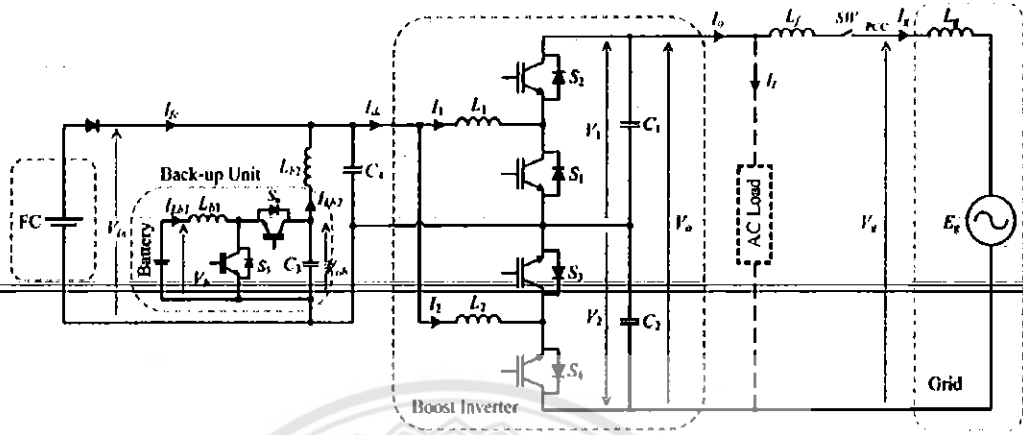
รูปที่ 2-10 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจร DAB เมื่อ  $d < 1$



รูปที่ 2-11 กำลังไฟฟ้าของวงจร DAB และเงื่อนไขขอบเขตการสวิตช์แบบ ZVS

### 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

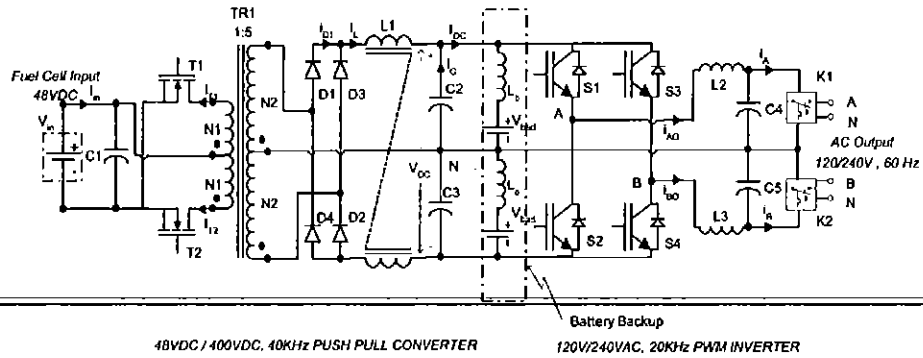
Minsoo Jang และคณะ [6] ได้เสนอวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบูสต์ (Boost inverter) ดังรูปที่ 2-12 สำหรับผลิตไฟฟ้าจากเซลล์เชื้อเพลิงขนาด 1 kW ที่มีแรงดันไฟฟ้าในย่าน 39-69 V โดยสามารถแปลงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟส 220 V, 50 Hz ข้อดีของวงจรนี้คือ เป็นการแปลงผันจากแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงไปเป็นกระแสสลับโดยตรงเพียงขั้นตอนเดียว (Single stage) และมีวงจรที่ง่ายไม่ซับซ้อน แต่อย่างไรก็ตามวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบูสต์ไม่มีการแยกกราวด์ระหว่างเซลล์เชื้อเพลิงและแรงดันกระแสสลับที่ผลิตได้ซึ่งอาจจะก่อให้เกิดอันตรายต่อตัวเซลล์เชื้อเพลิงเนื่องจากกระแสรั่วไหลผ่านทางตัวเก็บประจุแฝง



รูปที่ 2-12 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบบูสต์สำหรับเซลล์เชื้อเพลิง

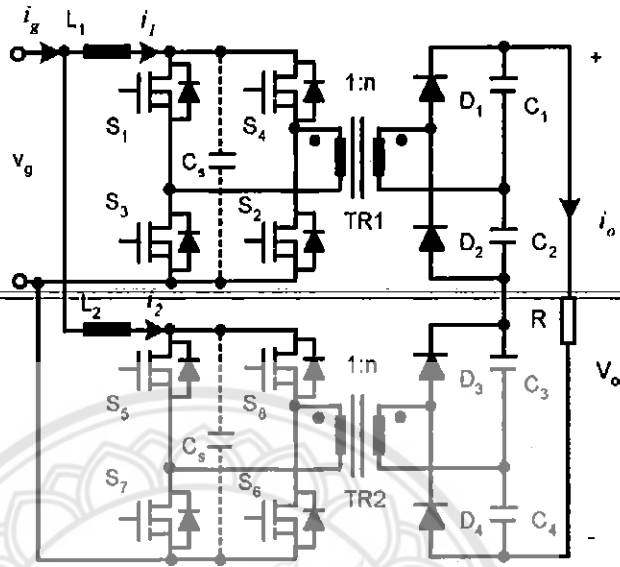
R. Gopinath และคณะ [7] ได้เสนออินเวอร์เตอร์สำหรับเซลล์เชื้อเพลิงโดยใช้วงจรแปลงผันกระแสตรงแบบ Push pull ต่อกับวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ Half bridge 2 ชุด ดังรูปที่ 2-13 เพื่อผลิตแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 2 ระดับ ซึ่งระบบนี้มีโครงสร้างที่ง่ายและไม่ซับซ้อน และยังมีกรแยกกราวด์ระหว่างเซลล์เชื้อเพลิงและแรงดันกระแสสลับเอาต์พุต แต่เนื่องจากด้านอินพุตของวงจร Push pull converter เป็นแบบป้อนแรงดัน (Voltage fed converter) ทำให้ต้องใช้ตัวเก็บประจุต่อคร่อมเซลล์เชื้อเพลิงเพื่อลดการกระเพื่อมในกระแสของเซลล์เชื้อเพลิง นอกจากนี้ยังลำบากในการรักษาระดับของความเข้มสนามแม่เหล็กในหม้อแปลงความถี่สูงให้สมดุล เนื่องจากแกนเหล็กถูกกระตุ้นด้วยสนามแม่เหล็กด้านบวกและลบด้วยขดลวดคนละขดลวด [8]





รูปที่ 2-13 อินเวอร์เตอร์สำหรับเซลล์เชื้อเพลิงที่ใช้ Push pull converter และ Half bridge inverter [7]

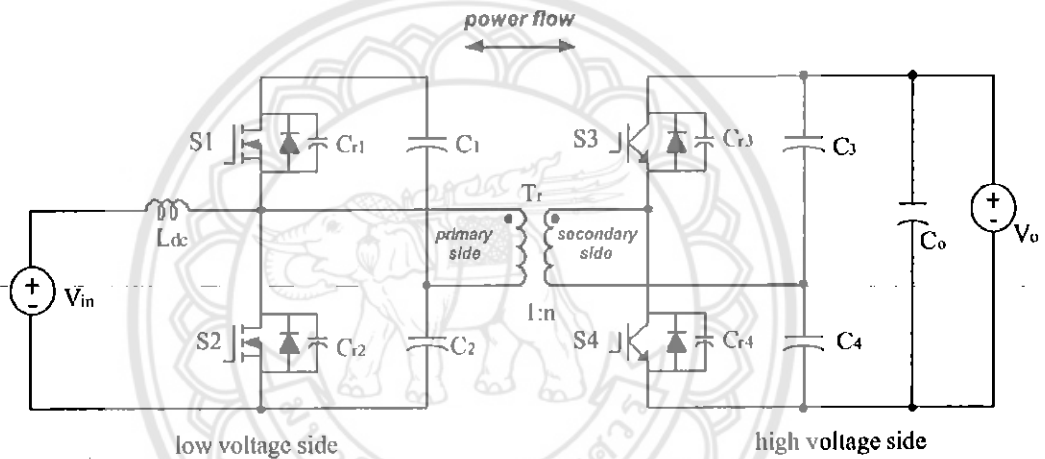
Xin Kong และ Ashwin M. Khambadkone [8] ได้นำเอาวงจร Interleaved Current-Fed Full Bridge Converter เพื่อใช้กับเซลล์เชื้อเพลิงดังรูปที่ 2-14 ซึ่งใช้หม้อแปลงความถี่สูงสำหรับแยกกราวด์ระหว่างเซลล์เชื้อเพลิงและวงจรด้านเอาต์พุต และสำหรับเพิ่มอัตราขยายแรงดัน นอกจากนี้ยังมีการควบคุมการเลื่อมกระแสของวงจรแต่ละชุดทำให้กระแสของเซลล์เชื้อเพลิงมีการกระเพื่อมที่ต่ำ ซึ่งวงจรดังกล่าวมีอัตราขยายแรงดันเท่ากับ 12 เท่า และมีพิกัดกำลังสูงสุด 1,200 W การไหลของกำลังไฟฟ้าของวงจรเป็นแบบทิศทางเดียวจากเซลล์เชื้อเพลิงไปสู่โหลด วงจรนี้ประสิทธิภาพสูงสุดประมาณ 91 %



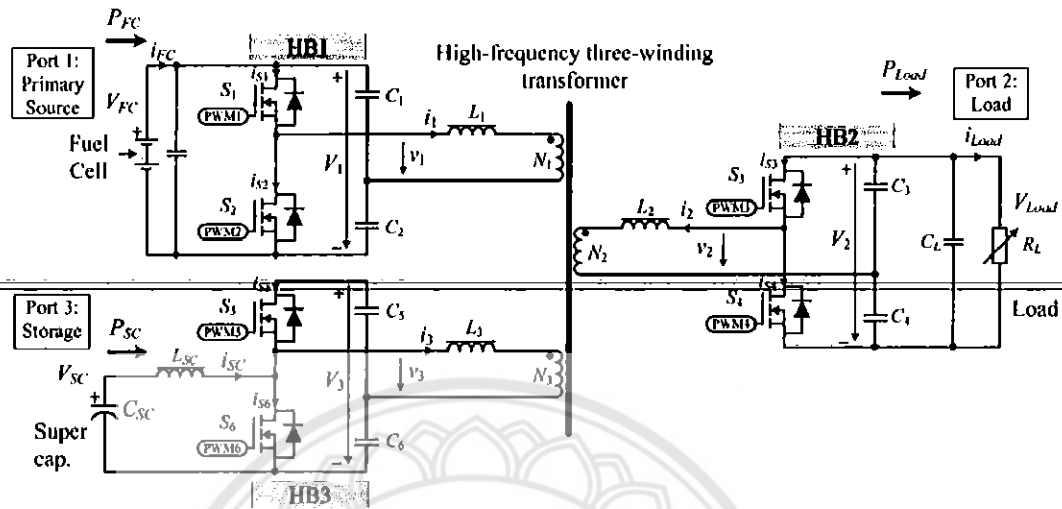
รูปที่ 2-14 วงจรแปลงผันกระแสตรงแบบ Interleaved Current-Fed Full Bridge Converter [8]

F. Z. Peng และคณะ [9] ได้เสนองจรแปลงผันกระแสตรงที่มีการแยกกราวด์ดังรูปที่ 2-15 สำหรับเซลล์เชื้อเพลิงและแบตเตอรี่ ที่มีวงจรแบบ Half bridge ต่ออยู่กับเซลล์เชื้อเพลิงหรือแบตเตอรี่ ด้านแรงดันต่ำเพื่อขยายแรงดันให้สูงขึ้นและสร้างแรงดันกระแสสลับความถี่สูงให้กับขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงในเวลาเดียวกัน และมีวงจร Half bridge อีกวงจรหนึ่งต่ออยู่กับขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง เพื่อแปลงแรงดันกระแสสลับให้เป็นกระแสตรง วงจรนี้มีทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้ามี่ 2 ทิศทาง ซึ่งสามารถควบคุมได้จากมุมต่างเฟสระหว่างแรงดันที่ขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลง วงจรนี้ เหมาะกับเซลล์เชื้อเพลิงเพราะเป็นแบบป้อนกระแส (Current fed) ทำให้มีกระแสสกรระเพิ่มที่ต่ำ นอกจากนั้นวงจรนี้ยังมีการทำงานแบบสวิตซ์ที่แรงดันเป็นศูนย์ (Zero Voltage Switching: ZVS) ทำให้มีประสิทธิภาพสูงเกิน 92 % วงจรนี้สามารถดัดแปลงโดยใช้วงจรแบบ Full bridge เพื่อควบคุมคาบเวลา ทำให้สามารถใช้งานในย่านแรงดันที่กว้างขึ้นอีกด้วย [10] โดยที่วงจรประเภทนี้เรียกว่า Dual active bridge DC-DC converter

วงจร Dual active bridge ในรูปที่ 2-16 เมื่อเพิ่มขดลวดตติยภูมิให้กับหม้อแปลงความถี่สูงทำให้สามารถต่อใช้ร่วมกับอุปกรณ์สะสมพลังงาน เช่น แบตเตอรี่ หรือ ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ดังรูปที่ 2-16 [11] วงจรแบบ Half bridge ในรูปสามารถใช้วงจรแบบ Full bridge ทดแทนได้ [12] ซึ่งวงจรตระกูลนี้เรียกว่า วงจรแปลงผันกระแสตรงแบบหลายพอร์ต (Multi-port DC-DC converter) เหมาะสำหรับแหล่งจ่ายพลังงานหลายแหล่งที่มีระดับแรงดันไฟฟ้าแตกต่างกัน เช่น แหล่งจ่ายไฟโดยใช้เซลล์เชื้อเพลิงร่วมกับ ซูเปอร์คาปาซิเตอร์สำหรับผลิตไฟฟ้ากระแสสลับ [13]



รูปที่ 2-15 วงจรแปลงผันกระแสตรงแบบ Dual active bridge [9]



รูปที่ 2-16 วงจร Half-bridge three-port DC-DC converter [11]

สำหรับการจำลองการทำงานของเซลล์เชื้อเพลิงนั้นงานวิจัยที่ผ่านได้นำเสนอทั้งแบบจำลองแบบสถิตย์ (Static model) และแบบจำลองแบบพลวัต (Dynamic model) โดยที่ Saadi และคณะ [14] ได้เปรียบเทียบแบบจำลองเซลล์เชื้อเพลิงแบบสถิตย์ของ Amphlett และคณะ [15] แบบจำลองของ Larminie-Dicks [1] และแบบจำลองของ Chamberline-Kim [16] ซึ่งพบว่าแบบจำลองของ Amphlett มีความซับซ้อนเพราะพิจารณาอุณหภูมิของเซลล์เชื้อเพลิงเป็นตัวแปรหนึ่งของแบบจำลอง จึงให้ความถูกต้องที่ค่อนข้างสูง แต่แบบจำลองของ Larminie-Dicks และแบบจำลองของ Chamberline-Kim พิจารณาว่าเซลล์เชื้อเพลิงมีอุณหภูมิคงที่ที่ค่าใช้งาน ทำให้แบบจำลองทั้งสองมีตัวแปรเป็นเพียงกระแสของเซลล์เชื้อเพลิงเพียงตัวเดียว แบบจำลองของ Larminie-Dicks มีค่าพารามิเตอร์ทั้งหมด 7 ตัว ทำให้ค่าความถูกต้องที่ดีเพราะคำนึงถึงกระแส Exchange current  $i_0$ , Internal current  $i_h$  และ Limiting current  $i_1$  แบบจำลองนี้นิยมประยุกต์ใช้ในรถยนต์ที่ขับเคลื่อนด้วยไฟฟ้า สำหรับแบบจำลองของ Chamberline-Kim มีโครงสร้างที่ง่ายไม่ซับซ้อนเพราะมีค่าพารามิเตอร์เพียง 5 ตัว แต่ถ้าหากเลือกค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมแล้ว แบบจำลองนี้มีค่าผิดพลาดไม่เกิน 1.4 % ซึ่งยังคงเพียงพอต่อการประยุกต์ใช้งานออกแบบระบบควบคุมของเซลล์เชื้อเพลิง

๖ TK  
๒๑๖1  
๑๒๒15  
๒55๙

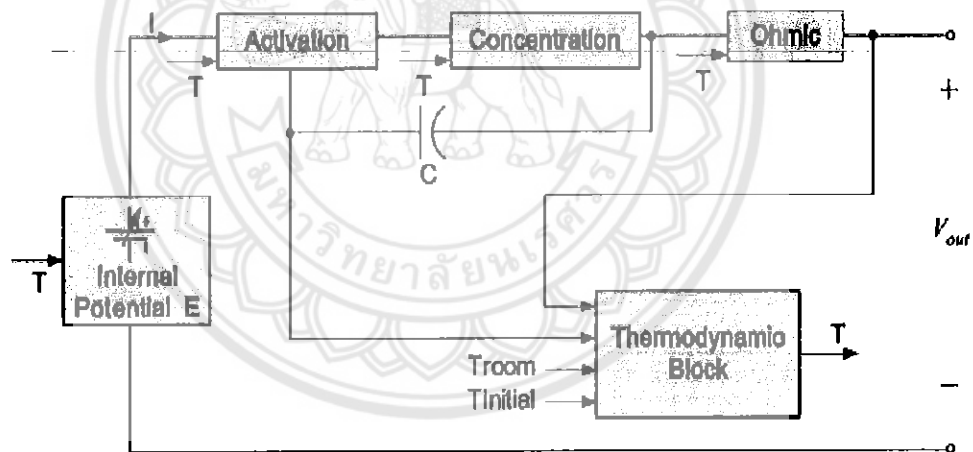


สำนักหอสมุด

06 ม.ค. 2564

10311772

Caisheng Wang และคณะ [17] ได้เสนอแบบจำลองพลวัตของเซลล์เชื้อเพลิงโดยใช้หลักการของวงจรไฟฟ้า ซึ่งแบบจำลองพิจารณาว่าแรงดันไฟฟ้าที่ลดลงเนื่องจาก Activation loss, Ohmic loss และ Concentration loss เปรียบเสมือนค่าความต้านทานในวงจรไฟฟ้า ซึ่งค่าความต้านทานเหล่านี้แปรผันตามอุณหภูมิ ซึ่งได้มาจากแบบจำลองทางอุณหพลศาสตร์ดังรูปที่ 2-17 นอกจากนั้นแบบจำลองนี้ยังพิจารณาถึงการซึมผ่านของก๊าซ (Gas diffusion) ที่อิเล็กโทรดทั้งสองข้างโดยใช้สมการของ Stefan-Maxwell และปรากฏการณ์ของ Double layer charging ก็ถูกพิจารณาด้วยเช่นเดียวกัน แบบจำลองดังกล่าวถูกสร้างขึ้นบนโปรแกรม MATLAB/Simulink และโปรแกรม PSPICE ซึ่งพบว่าผลการจำลองมีค่าใกล้เคียงกับผลการทดลองเมื่อโหลดของเซลล์เชื้อเพลิงมีการเปลี่ยนแปลงในระยะเวลาที่ไม่นานมาก แต่เมื่อจำลองการทำงานในระยะเวลาที่นานขึ้นพบว่าในสภาวะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงผลการจำลองมีความผิดพลาดอยู่บ้าง แต่เมื่อพิจารณาในสภาวะคงตัวแล้วแบบจำลองนี้ให้ผลลัพธ์ที่ดี



รูปที่ 2-17 ไดอะแกรมแบบจำลองพลวัตของเซลล์เชื้อเพลิงของ Caisheng Wang และคณะ [17]

### บทที่ 3

## การจำลองการทำงานของเซลล์เชื้อเพลิงและวงจรแปลงผันกระแสตรง

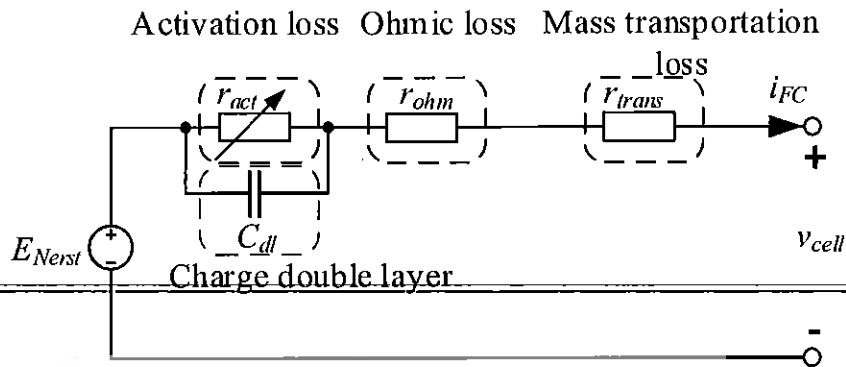
### 3.1 การจำลองการทำงานของเซลล์เชื้อเพลิง

ผู้วิจัยได้ดัดแปลงแบบจำลองการทำงานของเซลล์เชื้อเพลิงพลวัตของ Caisheng Wang และคณะ [17] ซึ่งครอบคลุมปรากฏการณ์ทั้งหมดของเซลล์เชื้อเพลิงซึ่งประกอบด้วย ปฏิกริยาทางเคมีไฟฟ้าที่ขั้วอิเล็กโทรดทั้งสองข้าง การไหลของก๊าซไฮโดรเจนและออกซิเจน และอุณหพลศาสตร์ของ Stack เนื่องจากระบบควบคุมของเซลล์เชื้อเพลิงรุ่น H-1000 เป็นระบบที่ง่าย และงานวิจัยนี้ต้องการจำลองเพียงพฤติกรรมตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าต่อการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่จ่ายให้วงจรแปลงผันกระแสตรง ดังนั้นวงจรสมมูลของเซลล์เชื้อเพลิงในแต่ละเซลล์จึงเทียบเคียงได้ดังรูปที่ 3-1 ซึ่งมีสมมติฐานดังนี้

- 1) แบบจำลองเป็นแบบหนึ่งมิติ
- 2) อุณหภูมิของ Stack มีค่าคงที่
- 3) อุณหภูมิในแต่ละเซลล์มีค่าใกล้เคียงกันมาก
- 4) การกระจายของก๊าซที่จ่ายให้แต่ละเซลล์มีความสม่ำเสมอ
- 5) แรงดันของก๊าซมีค่าคงที่
- 6) ปริมาณของน้ำในเมมเบรนอยู่ในสถานะสมดุล
- 7) พารามิเตอร์ของ Stack คำนวณจากผลรวมของพารามิเตอร์ในแต่ละเซลล์

จากรูปที่ 3-1 แรงดันไฟฟ้าในแต่ละเซลล์  $V_{cell}$  มีค่าลดลงเมื่อกระแสเพิ่มขึ้นเนื่องจาก Activation loss, Ohmic loss และ Mass transportation loss ดังนี้

$$v_{cell} = E_0 - \Delta v_{act} - \Delta v_{ohm} - \Delta v_{trans} \quad (3-1)$$



รูปที่ 3-1 วงจรสมมูลของเซลล์เชื้อเพลิงแต่ละเซลล์

โดยที่  $E_0$  ณ อุณหภูมิ และความดันของก๊าซที่ต่างจากความดันบรรยากาศ สามารถใช้สมการของ Nerst ในสมการที่ (2-8) จากข้อมูลของเซลล์เชื้อเพลิงรุ่น H-1000 มีอุณหภูมิขณะใช้งานที่  $65^\circ\text{C}$  ( $T = 338.15$  K) และแรงดันก๊าซของไฮโดรเจน 0.5 Bar หรือ  $P_{H_2} = 1.494$  atm และทางฝั่งคาโทดเป็นแบบเปิด (Open cathode) มีอากาศเป็นตัวออกซิแดนที่ซึ่งความดันเท่ากับความดันบรรยากาศ ( $P_{O_2} = 0.21$  atm) ดังนั้น  $E_0 = 1.19$  V

สำหรับ Mass transportation loss  $\Delta v_{trans}$  ได้เลือกใช้สมการที่แตกต่างจากสมการที่ (2-11) โดยใช้สมการที่นำเสนอใน [16, 18] ซึ่งให้ผลที่ดีดังนี้

$$\Delta v_{trans} = m e^{n i_{FC}} \quad (3-2)$$

ส่วน Ohmic loss ในสมการการที่ (2-10) นั้น อยู่ในรูปของความหนาแน่นกระแส และความต้านทาน  $\times$  พื้นที่หน้าตัดของแต่ละเซลล์ สำหรับ Ohmic loss ในรูปของความต้านทานในแต่ละเซลล์จึงเขียนได้ดังนี้

$$\Delta v_{ohm} = r_{cell} i_{FC} \quad (3-3)$$

สำหรับ Activation loss นั้น มีองค์ประกอบ 2 ส่วน คือ ค่าในสภาวะคงตัวและในสภาวะที่มีการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากประจุที่ฝังตัวอยู่ในบริเวณรอยต่อระหว่างเมมเบรนกับอิเล็กโทรไลต์ Activation loss ในสภาวะคงตัวสามารถใช้สมการที่ (2-9) แต่เปลี่ยนพารามิเตอร์  $I_0$  และ  $I_n$  ซึ่งเป็นกระแสแทนที่  $i_0$  และ  $i_n$  ซึ่งเป็นความหนาแน่นของกระแส และเมื่อพิจารณาว่าอุณหภูมิคงที่แล้ว  $RT/2\alpha F$  สามารถลดรูปให้อยู่ในรูปสัมประสิทธิ์  $A$  ซึ่งเรียกว่า Tafel slope ดังนี้

$$\Delta V_{act} = A \ln \left( \frac{i_{FC} + i_n}{I_0} \right) \quad (3-3)$$

ดังนั้น Activation loss ในสภาวะที่มีการเปลี่ยนแปลงจึงมีค่าใส่เข้าสมการที่ (3-3) ด้วยสมการที่อธิบายด้วยวงจรมุมในรูปที่ 3-1 ได้ดังนี้

$$\frac{d\Delta V_{act}}{dt} = \frac{1}{C_{dl}} \left( i_{FC} - \frac{\Delta V_{act}}{r_{act}(i_{FC})} \right) \quad (3-4)$$

โดยที่  $C_{dl}$  คือ ค่าประจุที่บริเวณรอยต่อระหว่างเมมเบรนกับอิเล็กโทรไลต์ ส่วน  $r_{act}$  เป็นค่าความต้านทานสมมูลของ Activation loss ซึ่งเขียนได้ดังนี้

$$r_{act} = \frac{\Delta V_{act}}{i_{FC} + i_n} \quad (3-5)$$

หลังจากที่จำลองการทำงานของเซลล์เชื้อเพลิงในแต่ละเซลล์แล้ว ซึ่งอยู่ภายใต้สมมุติฐานที่ว่าอุณหภูมิและแรงดันของไฮโดรเจน และออกซิเจนในทุกเซลล์มีค่าเท่ากัน ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าของเซลล์เชื้อเพลิงได้ดังนี้

$$v_{FC} = N \cdot v_{cell} \quad (3-6)$$

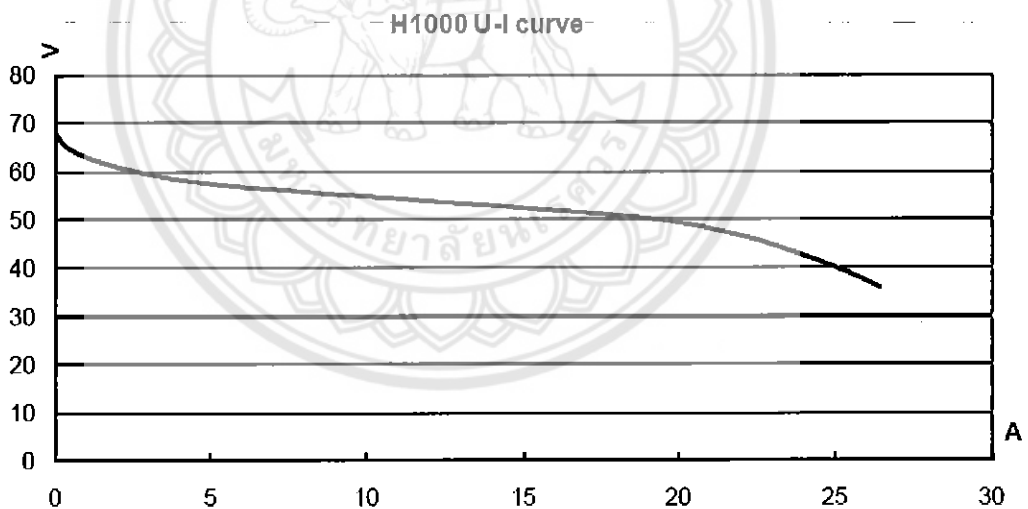
โดยที่  $N$  คือ จำนวนเซลล์ของเซลล์เชื้อเพลิง สำหรับเซลล์เชื้อเพลิงรุ่น H-1000  $N = 72$

การทดสอบการทำงานของเซลล์เชื้อเพลิงแบ่งออกเป็น 2 ส่วน ได้แก่ การทดสอบการทำงานในสภาวะคงตัวโดยปรับกระแสของเซลล์เชื้อเพลิงให้เพิ่มขึ้นด้วยโหลดอิเล็กทรอนิกส์จนมีค่าเสถียรแล้วจึงบันทึกค่ากระแสและแรงดัน ส่วนในการทดสอบในสภาวะที่มีการเปลี่ยนแปลงนั้นใช้โหลดอิเล็กทรอนิกส์

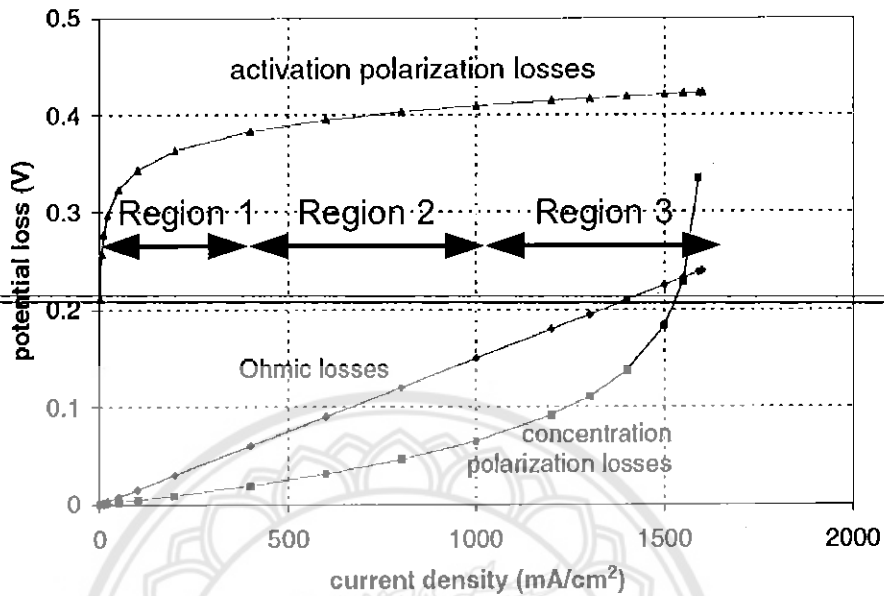


ดึงกระแสจากเซลล์เชื้อเพลิงอย่างทันทีทันใด (Current interruption technique) แล้วใช้ออสซิลโลสโคป บันทึกค่ากระแสและแรงดันหลังจากนั้นจึงคำนวณหาค่า  $C_{di}$

จากการทดสอบเบื้องต้นของเซลล์เชื้อเพลิงพบว่าเมมเบรนมีการเสื่อมสภาพไม่สามารถจ่ายกระแสได้ตามคู่มือการใช้งานของเซลล์เชื้อเพลิงรุ่น H-1000 ดังรูปที่ 3-2 ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้ทำการจำลองการทำงานของเซลล์เชื้อเพลิงในสภาวะคงตัวจากค่าที่วัดได้จริงเทียบกับค่าที่ได้จากคู่มือการใช้งาน สำหรับการหาค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองในสภาวะคงตัวนั้นนั้นผู้วิจัยได้แบ่งย่านการทำงานออกเป็น 3 ย่านดังรูปที่ 3-3 ซึ่งใน Region 1 แรงดันไฟฟ้าสูญเสียส่วนใหญ่เกิดจาก Activation loss สำหรับหาค่าพารามิเตอร์  $A$ ,  $I_0$  และ  $I_n$  แรงดันไฟฟ้าสูญเสียใน Region 2 ส่วนใหญ่เนื่องจาก Ohmic loss ดังนั้นค่าความต้านทาน  $r_{cell}$  จึงหาได้ในย่านนี้ ส่วนพารามิเตอร์  $m$  และ  $n$  สำหรับ Mass transportation loss นั้นหาได้ใน Region 3



รูปที่ 3-2 กราฟแรงดัน-กระแสของเซลล์เชื้อเพลิงรุ่น H-1000 [19]



รูปที่ 3-3 แรงดันสูญเสียเนื่องจาก Activation, Ohmic และ Concentration loss ของเซลล์เชื้อเพลิงชนิด-PEM [2]

สำหรับการหาค่าพารามิเตอร์สำหรับ Activation loss ใน Region 1 เริ่มต้นโดยการเลือกค่า Exchange current และ Internal current ตามค่าที่แนะนำใน [1] โดยที่  $i_0 = 0.04 \text{ mA}\cdot\text{cm}^{-2}$  และ  $i_n = 3 \text{ mA}\cdot\text{cm}^{-2}$  โดยที่เซลล์เชื้อเพลิงรุ่น H-1000 มีพื้นที่หน้าตัด  $6.5 \times 20 = 130 \text{ cm}^2$  จะได้  $I_0 = 5.2 \text{ mA}$  และ  $I_n = 390 \text{ mA}$  ส่วนค่า Tafel slope,  $A$  คำนวณจากเงื่อนไขในขณะที่ไม่มีการไหล ( $i_{FC} = 0$ ) ดังนี้

$$A = \frac{E_r - E_{oc}}{\ln\left(\frac{i_n}{i_0}\right)} \quad (3-7)$$

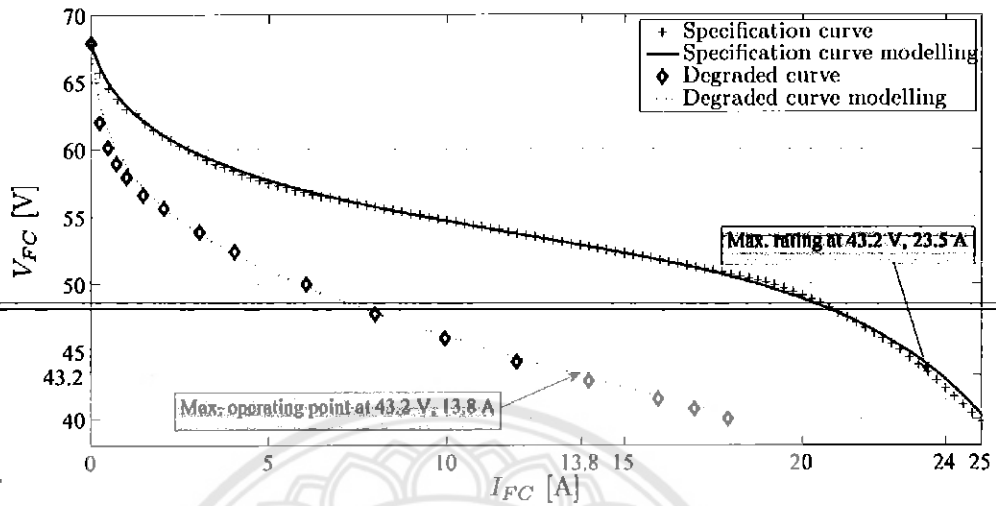
โดยที่  $E_{oc}$  คือ แรงดันไฟฟ้าของเซลล์เชื้อเพลิงหนึ่งเซลล์ขณะเปิดวงจร สำหรับเซลล์เชื้อเพลิงรุ่น H-1000 แรงดัน  $E_{oc} = 0.94 \text{ V}$  หลังจากนั้นจึงปรับค่าของ  $I_0$  และ  $I_n$  จนกระทั่งผลการจำลองสอดคล้องกับกราฟแรงดัน-กระแสของเซลล์เชื้อเพลิงใน Region 1 สำหรับพารามิเตอร์  $R_{cell}$  สามารถหาได้ง่ายใน Region 2 โดยคำนวณค่าเริ่มต้นจากความชันจากกราฟแรงดัน-กระแสของเซลล์เชื้อเพลิงในช่วงกระแส 5 ถึง 10 A ในรูปที่ 3-2

สำหรับแรงดันไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจาก Mass transportation loss ใน Region 3 ได้ทำการจำลองหลังจากได้ค่าพารามิเตอร์  $A$ ,  $I_0$ ,  $I_n$  และ  $r_{cell}$  เรียบร้อยแล้ว โดยที่ค่าเริ่มต้นสำหรับพารามิเตอร์  $m$  และ  $n$  ได้ใช้ค่าใน [1] ซึ่ง  $m = 3 \times 10^{-5} \text{ V}$  และ  $n = 8 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 \cdot \text{mA}^{-1}$  หรือ  $n = 61.5 \text{ mA}^{-1}$  สำหรับเซลล์เชื้อเพลิง H-1000

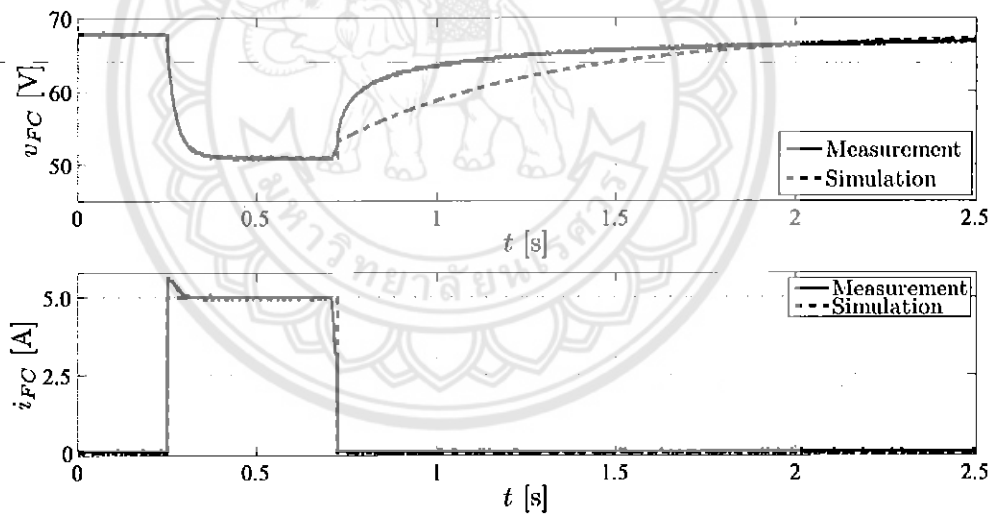
รูปที่ 3-4 เปรียบเทียบผลการจำลองการทำงานของเซลล์เชื้อเพลิง H-1000 กับค่าที่ได้จากคู่มือการทำงานและค่าที่วัดได้จริง โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ในตารางที่ 3-1 ซึ่งได้ทำการปรับอย่างละเอียดเพื่อให้ผลการจำลองการทำงานมีค่าใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากคู่มือและค่าที่วัดได้ให้มากที่สุด ซึ่งจะเห็นได้ว่าผลการจำลองการทำงานมีความใกล้เคียงกัน ซึ่งเห็นได้ว่าแรงดันไฟฟ้าจากค่าที่วัดได้จริงลดลงเหลือ 43.2 V ซึ่งเป็นค่าต่ำสุดที่ใช้งานตามคำแนะนำในคู่มือใช้งาน ดังนั้นการจำลองการทำงานของค่าที่วัดได้จริงจึงมีเพียง Activation loss และ Ohmic loss เท่านั้น นอกจากนี้เมื่อเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ในตารางที่ 3-1 จะเห็นได้ว่า Exchange current และ Internal current มีค่าลดลง ส่วนค่าความต้านทานของเมมเบรนมีค่าสูงขึ้น ซึ่งสะท้อนถึงการเสื่อมสภาพของเซลล์เชื้อเพลิง

รูปที่ 3-5 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองการทำงานกับค่าที่วัดได้จริง ขณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งเห็นได้ว่าแบบจำลองทำงานได้ดีเมื่อมีการเพิ่มกระแสอย่างทันทีทันใด แต่อย่างไรก็ตามเมื่อลดกระแสอย่างทันทีทันใดพบว่าแบบจำลองตอบสนองช้ากว่าค่าที่วัดได้ เนื่องจากในความเป็นจริงแล้วค่า  $C_{dl}$  ไม่คงที่ และแปรผันตามกระแสของเซลล์เชื้อเพลิง แต่ในทางปฏิบัติแล้วกระแสชากดังรูปที่ 3-5 เกิดขึ้นได้น้อยมาก เพื่ออาจทำให้เมมเบรนเสื่อมสภาพได้ และเมื่อทำแบบจำลองดังกล่าวต่อร่วมกับวงจรแปลงผันกระแสตรงพบว่าการจำลองการทำงานใกล้เคียงกับผลการทดลองจริง [20] แบบจำลองนี้ยังได้ถูกสร้างในโปรแกรม MATLAB/Simulink ดัง

รูปที่ 3-6 ซึ่งสามารถนำไปใช้ร่วมกับแบบจำลองวงจรแปลงผันกระแสตรง



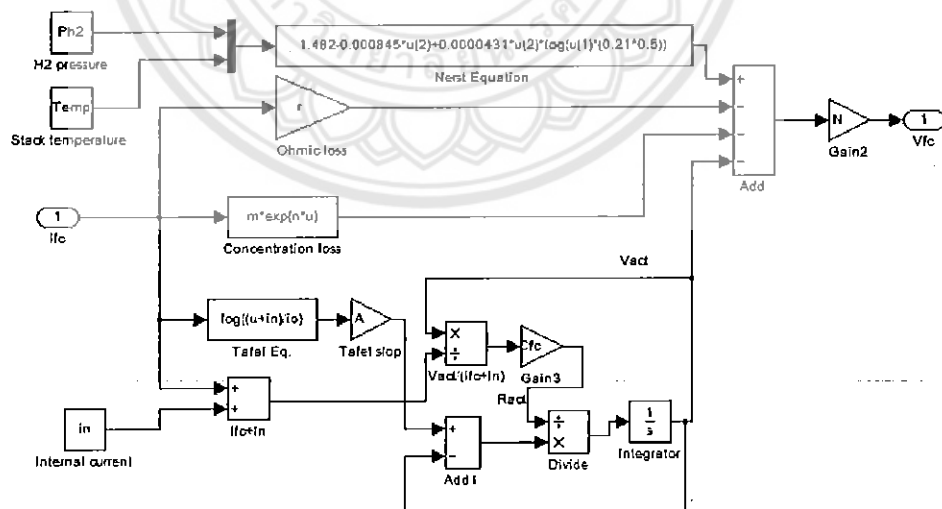
รูปที่ 3-4 ผลการจำลองกราฟแรงดัน-กระแสในสภาวะคงตัวของเซลล์เชื้อเพลิง H-1000 เปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากคู่มือการทำงาน [20]



รูปที่ 3-5 แรงดันและกระแสของเซลล์เชื้อเพลิงเมื่อในสภาวะโหลดเปลี่ยนแปลงเทียบกับการจำลองการทำงาน [20]

ตารางที่ 3-1 ค่าพารามิเตอร์สำหรับแบบจำลองของเซลล์เชื้อเพลิง H-1000 [20]

พารามิเตอร์	ค่าจากคู่มือ	ค่าที่วัดได้จริง	หน่วยวัด
อุณหภูมิของเซลล์เชื้อเพลิง, $T$	338.15	338.15	K
ความดันของไฮโดรเจน, $P_{H_2}$	1.494	1.494	atm
ความดันของออกซิเจน, $P_{O_2}$	0.21	0.21	atm
Tafel slope, $A$	0.055	0.055	V
Exchange current, $I_0$	$5 \times 10^{-3}$	$1.5 \times 10^{-3}$	A
Internal current, $I_n$	0.47	0.13	A
Double layer capacitance, $C_{dl}$	-	0.3	F
Cell resistance, $R_{cell}$	$1 \times 10^{-3}$	$6 \times 10^{-3}$	$\Omega$
Mass transportation loss constant, $m$	$1.7 \times 10^{-4}$	-	V
Mass transportation loss constant, $n$	0.27	-	$A^{-1}$



รูปที่ 3-6 แบบจำลองของเซลล์เชื้อเพลิงที่สร้างบนโปรแกรม MATLAB/Simulink

### 3.2 การจำลองการทำงานของวงจรแปลงผันกระแสตรงแบบ DAB

จากวงจรเทียบของของวงจร DAB ดังรูปที่ 2-7 มีกระแส  $i_p$  ที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำ  $L_{ik}$  และ  $v'_o$  ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C'_2$  เป็นตัวแปรสเตรสำหรับคำนวณการทำงานของวงจร ส่วนแรงดัน  $v_{FC}$  ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_1$  จะประมาณว่ามีค่าคงที่และเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ เนื่องจากผลการสนองเชิงพลวัตของเซลล์เชื้อเพลิง ซึ่งไม่ถูกพิจารณาว่าเป็นตัวแปรสเตร โดยที่สวิตช์แต่ละตัวมีค่าเป็นหนึ่งเมื่อปิดวงจรและเป็นศูนย์เมื่อเปิดวงจร และสวิตช์ด้านบนและตัวล่างที่อยู่ในแถวเดียวกันทำงานสลับกัน ดังนั้นตัวแปรต่างๆ ในวงจรดังรูปที่ 2-7 จึงสามารถเขียนได้ดังนี้

$$L_{ik} \frac{di_p}{dt} = v_p - v'_s \quad (3-8)$$

$$C'_2 \frac{dv'_o}{dt} = i'_2 - i'_o \quad (3-9)$$

โดยที่

$$v_p = (S_1 - S_2)v_{FC} \quad (3-10)$$

$$v'_s = (S'_1 - S'_2)v_o/a \quad (3-11)$$

$$i_2 = (S'_1 - S'_2)i_p/a \quad (3-12)$$

$$i_1 = (S_1 - S_2)i_p \quad (3-13)$$

ส่วนกระแส  $i_{FC}$  ในทางอุดมคติเท่ากับค่าเฉลี่ยของกระแส  $i_1$  เมื่อตัวเก็บประจุมีค่าสูงมากจนสามารถรองรับกระแสเพื่อทั้งหมดของ  $i_1$  แต่ในทางปฏิบัติถ้าต้องการจำลองกระแสเพื่อใน  $i_{FC}$  และเลือกขนาด  $C_1$  ที่เหมาะสม สามารถทำได้โดยพิจารณาตัวเก็บเก็บประจุ  $C_1$  แยกจากวงจรในรูปที่ 2-7 ได้ดังต่อไปนี้

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{FC} - i_1 \quad (3-14)$$

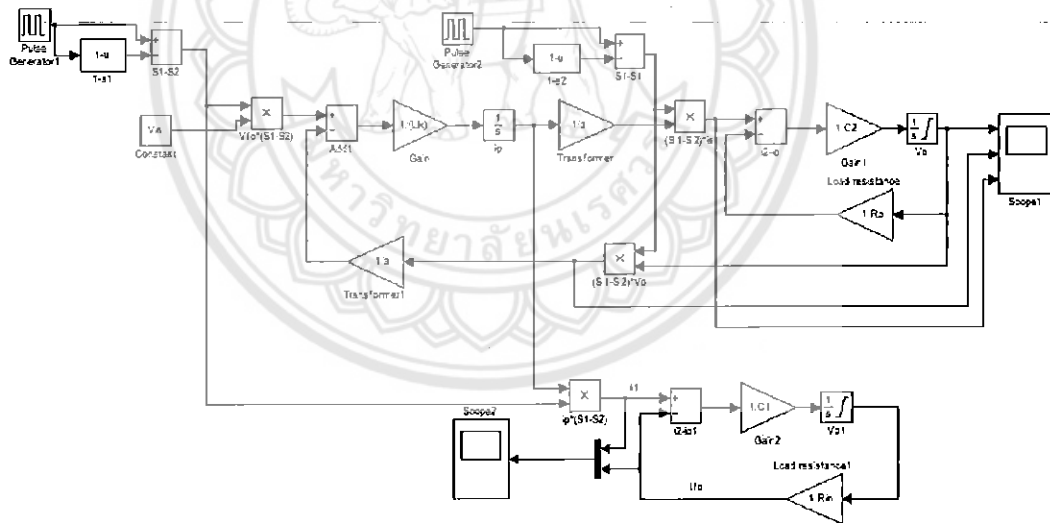
แต่เนื่องจากเราไม่ทราบค่า  $i_{FC}$  แต่เรารู้ค่าเฉลี่ยของ  $I_{FC}$  ดังนั้นวงจรกรองกระแสต้านอินพุทจึงสามารถพิจารณาว่าเป็นวงจรง RC ดังสมการต่อไปนี้

$$C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} + \frac{v_{c1}}{R_{in}} = \tilde{v}_1 \quad (3-15)$$

โดยที่สัญลักษณ์ “~” แสดงองค์ประกอบ AC ของสัญญาณ และค่า  $R_{in}$  สามารถคำนวณได้จาก

$$R_{in} = \frac{V_{FC}}{I_{FC}} = \frac{V_{FC}^2}{P_{in}} \quad (3-16)$$

สมการที่ (3-8) ถึง (3-16) ได้ถูกจำลองในโปรแกรม MATLAB/Simulink ดังรูปที่ 3-7 โดยที่สมการที่ (3-8) สมการที่ (3-9) และสมการที่ (3-15) ต้องเขียนให้อยู่ในรูปแบบการอินทิเกรต ดังนั้นต้องมีค่าเริ่มต้นสำหรับตัวแปร  $i_p$ ,  $v_o'$  และ  $v_{c1}$



รูปที่ 3-7 แบบจำลองของวงจรแปลงผันกระแสตรง DAB ในโปรแกรม MATLAB/Simulink

จากกราฟแรงดัน-กระแสไฟฟ้าของเซลล์เชื้อเพลิงรุ่น H-1000 ดังรูปที่ 3-4 เห็นได้ว่าแรงดันไฟฟ้าของเซลล์เชื้อเพลิงมีค่าอยู่ระหว่าง 43 V ถึง 67 V และเมื่อนำมาต่อใช้งานร่วมกับวงจร DAB ที่มีแรงดัน

เอาท์พุทคงที่ที่ 400 V ทำให้อัตราขยายแรงดันของวงจร DAB ( $d$ ) มีการเปลี่ยนแปลง และจากรูปที่ 2-11 วงจร DAB ต้องทำงานอยู่ในค่า  $d$  ที่เหมาะสมเพื่อให้อยู่ในเงื่อนไขขอบเขตของการสวิทช์ที่แรงดันเป็นศูนย์โดยการเลือกอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงไฟฟ้าให้เหมาะสม เมื่อแทนสมการที่ (2-14) ลงในสมการที่ (2-15) ค่า  $d$  สามารถเขียนได้ดังนี้

$$d = \frac{V_o}{aV_{FC}} \quad (3-17)$$

ซึ่งแสดงว่าค่า  $d$  มีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อเซลล์เชื้อเพลิงจ่ายโวลตสูงขึ้น ดังนั้นเมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2-11 ควรเลือกอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงไฟฟ้า ( $a$ ) เพื่อให้  $d$  มีค่าใกล้เคียงหนึ่งเมื่อเซลล์เชื้อเพลิงจ่ายโวลตค่าต่ำ และเมื่อจ่ายโวลตสูงสุดค่า  $d$  ต้องอยู่ในเงื่อนไขขอบเขตดังกล่าวด้วย

ถ้าให้โวลตต่ำสุดของเซลล์เชื้อเพลิงเกิดขึ้นที่แรงดันไฟฟ้าเท่ากับ 65 V และแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุทเท่ากับ 400 V และ  $d = 1$  ดังนั้น

$$a = \frac{400}{65} = 6.15 \approx 6.2$$

และให้กำลังไฟฟ้าสูงสุด 1 kW ถูกส่งผ่านวงจร DAB ที่มี  $\phi$  สูงสุดที่  $45^\circ$  ซึ่งกำลังไฟฟ้างกล่าวทำให้  $V_{FC} = 43.2$  V ดังนั้นค่า  $d$  ณ กำลังไฟฟ้าพิกัดจึงมีค่าเท่ากับ

$$d = \frac{400}{6.2 \times 43.2} = 1.5$$

ซึ่งเมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2-11 แล้วพบว่าวงจร DAB ยังคงทำงานอยู่ในย่านความสูญเสียในสวิทช์ต่ำ ถ้ากำหนดให้ความถี่สวิทช์เท่ากับ 20 kHz ทำให้สามารถคำนวณตัวเหนี่ยวนำรั้วไหลรวม  $L_{lk}$  จากสมการที่ (2-23) ได้ดังนี้

$$L_{lk} = \frac{43.2^2 \times 1.5}{1,000 \times (2 \times \pi \times 20,000)} \times \frac{\pi}{4} \left( \pi - \frac{\pi}{4} \right) = 13.1 \mu\text{H}$$

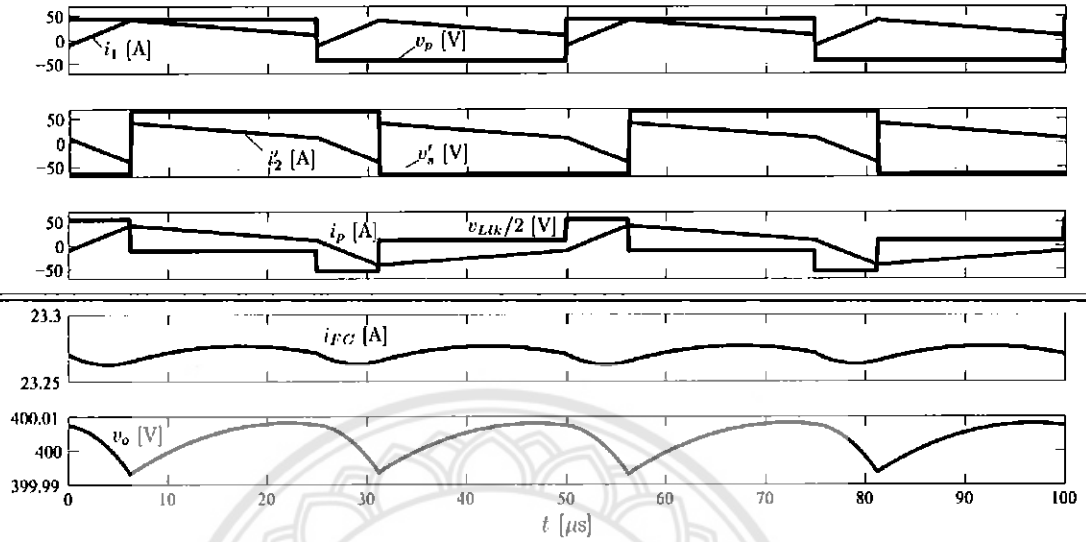
ส่วนค่าเริ่มต้นสำหรับ  $v_o(0) = 400$  V และ  $v_{c1}(0) = V_{FC}$  ส่วน  $i_p(0)$  สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2-21) ส่วนค่าตัวเก็บประจุกรองกระแส นั้นได้เลือกใช้  $C_1 = 4,700 \mu\text{F}$  และ  $C_2 = 2,200 \mu\text{F}$



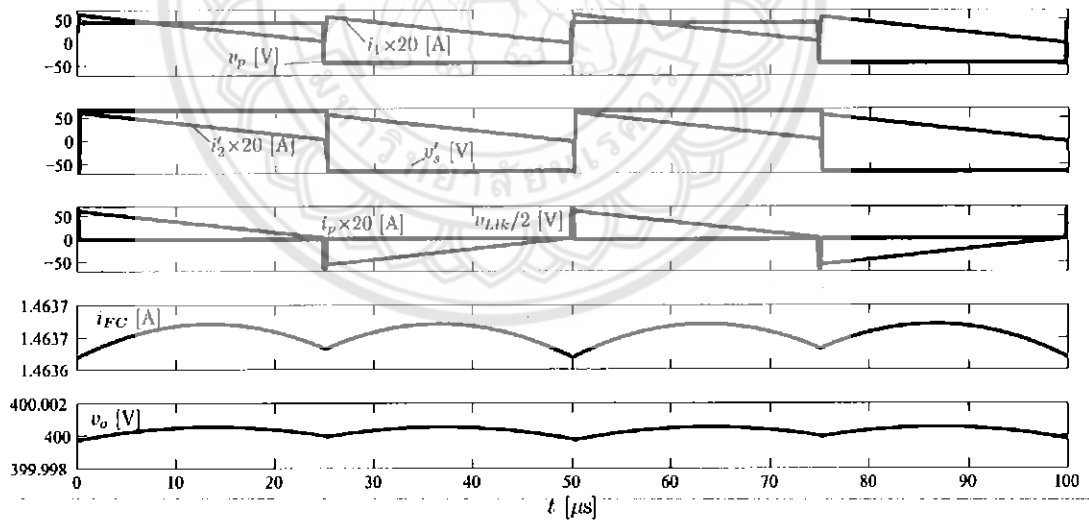
แบบจำลองดังกล่าวถูกคำนวณใน Simulink ด้วยวิธี ODE3 ซึ่งจากการทำงานพบว่าความละเอียดในการจำลองการทำงานมีค่ามากกว่า 400 เท่าของความถี่สวิตช์แล้วจะให้ผลสอดคล้องกับทฤษฎีในหัวข้อที่ 2.2 ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้เลือกใช้ความละเอียดในการจำลองการทำงานเป็น 500 เท่า ของความถี่สวิตช์ หรือ 100 ns

~~Error! Reference source not found.~~ แสดงผลการทำงานของวงจร DAB จ่าย โหลดเต็มพิกัด ซึ่งทำงานอยู่ในโหมดขยายแรงดัน  $d = 1.5$  และ  $\phi = 45^\circ$  โดยที่วงจร DAB ยังคงทำงาน อยู่ในย่านที่ ZVS สอดคล้องกับไดโอดแกรมที่ได้วิเคราะห์ไว้ในรูปที่ 2-9 และเมื่อวงจร DAB จ่ายโหลดต่ำๆ ทำให้แรงดันไฟฟ้า  $v_{FC}$  มีค่าสูงขึ้น และมุมประวิง  $\phi$  มีค่าลดลง วงจร DAB ยังคงสามารถทำงานอยู่ใน ย่าน ZVS ได้ดังรูปที่ 3-9 ซึ่งเป็นผลมาจากการเลือกอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงไฟฟ้าให้ เหมาะสมกับคุณลักษณะของเซลล์เชื้อเพลิงดังที่ได้กล่าวไปข้างต้น

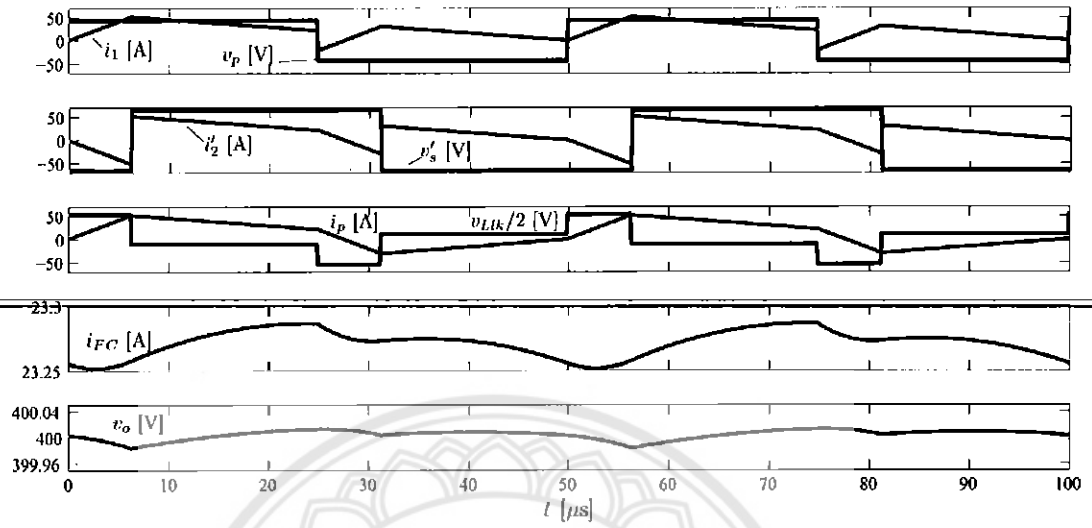
แต่อย่างไรก็ตามแบบจำลองของวงจร DAB ไม่สามารถต่อร่วมกับแบบจำลองพลวัตของเซลล์ เชื้อเพลิงได้เนื่องจากปัญหาค่ากระแสเริ่มต้น  $i_p(0)$  ดังแสดงในรูปที่ 3-10 ซึ่งมีเงื่อนไขการจำลองการ ทำงานเหมือนดัง~~Error! Reference source not found.~~ ยกเว้นกำหนดให้  $i_p(0) = 0$  A จะเห็นได้ ว่าค่าเฉลี่ยของกระแส  $i_{FC}$  และแรงดัน  $v_o$  มีค่าเท่ากับ~~Error! Reference source not found.~~ แต่ กระแส  $i_p$  มีค่าเฉลี่ยไม่เท่ากับศูนย์ ซึ่งหมายความว่ามีการจ่ายไฟฟ้าถูกส่งถ่ายจากแหล่งจ่ายไปยังโหลด เท่ากัน ถึงแม้ว่ารูปกระแส  $i_p$  ไม่สอดคล้องกับทฤษฎี โดยที่ค่ากระแสเริ่มต้นดังกล่าวขึ้นอยู่กับแรงดันของ เซลล์เชื้อเพลิงดังสมการที่ (2-21) แต่แรงดันของเซลล์เชื้อเพลิงขึ้นอยู่กับกระแส  $i_{FC}$  ซึ่งเป็นเอาต์พุตของ แบบจำลอง DAB ดังนั้นจำเป็นต้องใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์สำเร็จรูปที่ออกแบบมาสำหรับจำลองการ ทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังโดยเฉพาะ เช่น PSIM หรือ Power Electronic Block Sets ของ โปรแกรม MATLAB ซึ่งทางวิทยาลัยพลังงานทดแทนไม่มีลิขสิทธิ์ของโปรแกรมดังกล่าว ดังนั้นแบบจำลอง ของวงจรแปลงผัน DAB ในหัวข้อนี้จึงใช้จำลองการทำงานตามเงื่อนไขของแรงดันไฟฟ้าอินพุทที่ค่าต่างๆ สำหรับในสถานะคงตัวเพียงเท่านั้น



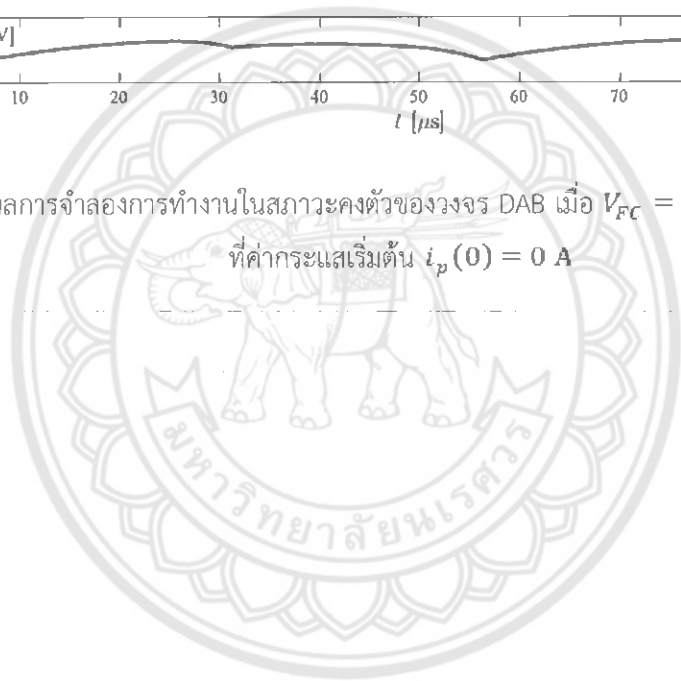
รูปที่ 3-8 ผลการจำลองการทำงานในสภาวะคงตัวของวงจร DAB เมื่อ  $V_{FC} = 43.2 \text{ V}$  และ  $\phi = 45^\circ$



รูปที่ 3-9 ผลการจำลองการทำงานในสภาวะคงตัวของวงจร DAB เมื่อ  $V_{FC} = 63 \text{ V}$  และ  $\phi = 2^\circ$



รูปที่ 3-10 ผลการจำลองการทำงานในสภาวะคงตัวของวงจร DAB เมื่อ  $V_{FC} = 43.2$  V และ  $\phi = 45^\circ$  ที่ค่ากระแสเริ่มต้น  $i_p(0) = 0$  A

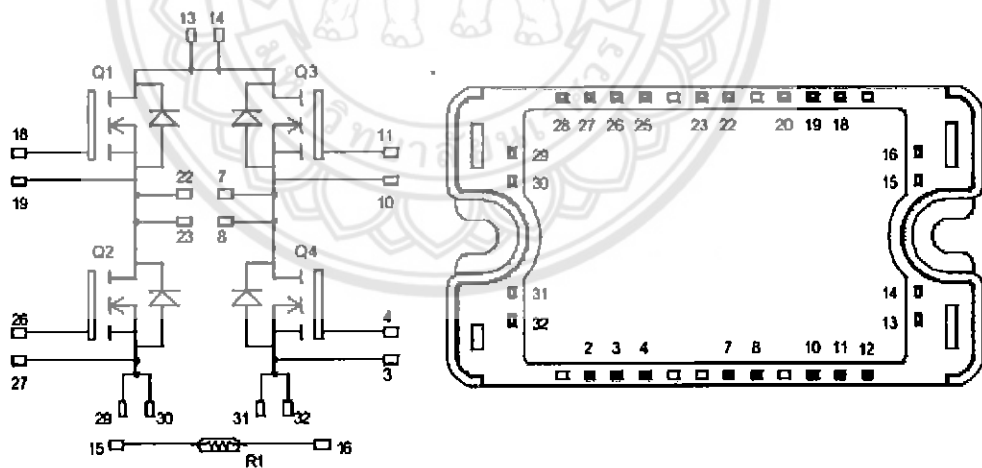


## บทที่ 4

### การออกแบบและสร้างระบบผลิตไฟฟ้ากระแสสลับจากเซลล์เชื้อเพลิง

#### 4.1 วงจรภาคกำลังสำหรับวงจร DAB Converter

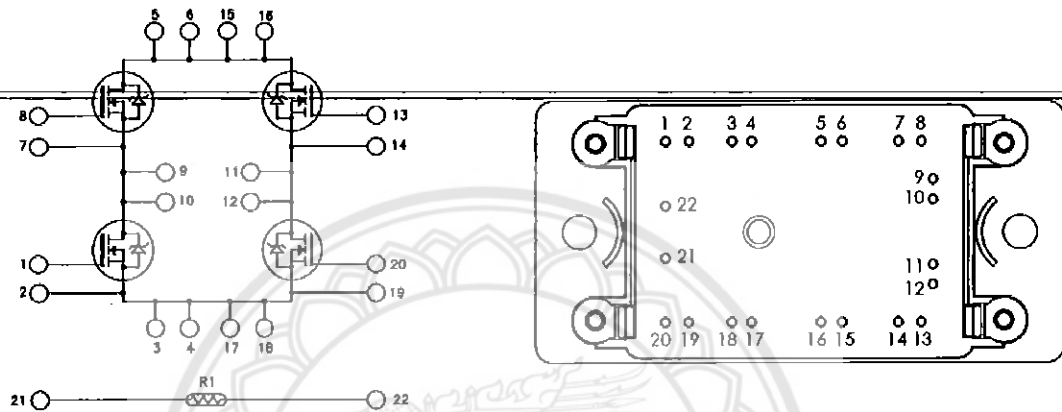
จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงผัน DAB ในบทที่ 2 นั้นจะเห็นได้ว่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านมอสเฟตแต่ละตัวในวงจร LV Bridge นั้น มีค่าเท่ากับ  $i_p(\phi)$  ในกรณีที่ทำงานในโหมดขยายแรงดัน หรือเท่ากับ  $i_p(\pi)$  กรณีทำงานในโหมดลดแรงดัน แรงดันตกคร่อมมอสเฟตแต่ละตัวมีค่าสูงสุดเท่ากับแรงดัน  $V_{FC}$  และจากการจำลองการทำงานของวงจร DAB เมื่อจ่ายโหลดสูงสุดดัง Error! Reference source not found. เห็นได้ว่าวงจรทำงานในโหมดขยายแรงดันและ  $i_p(\phi) \approx 41.5 \text{ A}$  ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงได้เลือกใช้ชุดวงจรมอสเฟตรุ่น APTM10HM19FT3G ของบริษัท Microsemi [21] ดังรูปที่ 4-1 ซึ่งสามารถทนกระแสต่อเนื่องได้ 50 A ที่อุณหภูมิ 80°C ทนแรงดันสูงสุดได้ 100 V และยังมีค่าความต้านทานระหว่างขา Drain และขา Source ขณะนำกระแส  $R_{DS(on)} = 0.019 \text{ m}\Omega$  ที่อุณหภูมิ 25°C



รูปที่ 4-1 ไดอะแกรมการต่อใช้งานของชุดวงจรมอสเฟต APTM10HM19FT3G [21]

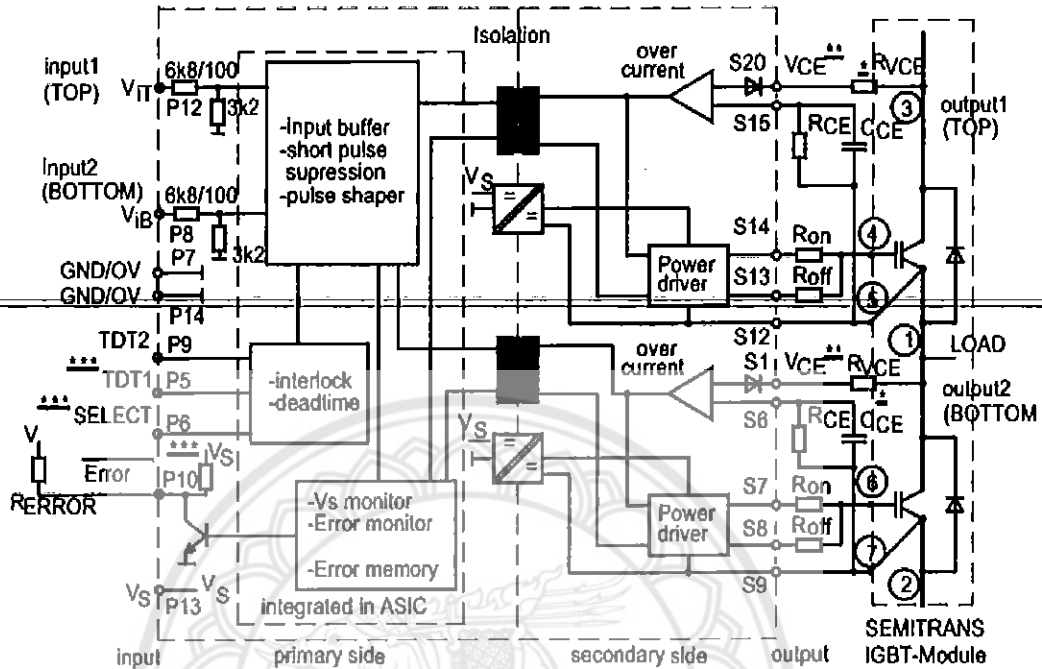
การเลือกใช้ออสเฟตสำหรับวงจร HV Bridge สามารถทำได้ในทำนองเดียวกับวงจร LV Bridge โดยที่กระแสสูงสุดที่ไหลในมอสเฟตแต่ละตัวเท่ากับ  $i_s(\phi) = \frac{i_p(\phi)}{\alpha} = \frac{41.5}{6.2} = 6.7 \text{ A}$  ดังนั้นงานวิจัยนี้จึง

ได้เลือกใช้ชุดวงจรมอสเฟต APTC60HM83FT2G [22] ดังรูปที่ 4-2 ซึ่งสามารถทนกระแสต่อเนื่องได้ 27 A ที่อุณหภูมิ 80°C ทนแรงดันสูงสุดได้ 600 V และยังมีค่าความต้านทานระหว่างขา Drain และขา Source ขณะนำกระแส  $R_{DS,on} = 0.083 \text{ m}\Omega$  ที่อุณหภูมิ 25°C



รูปที่ 4-2 โดอะแกรมการต่อใช้งานของชุดวงจรมอสเฟต APTC60HM83FT2G [22].

ผู้วิจัยได้เลือกใช้วงจรถับเกตสำเร็จรูปรุ่น SKHI22B ของบริษัท Semikron [23] ดังรูปที่ 4-3 ซึ่งสามารถใช้ร่วมกับมอสเฟตตัวบนและตัวล่างในแต่ละกิ่งของวงจร Bridge ดังนั้นจึงต้องใช้วงจรถับเกตทั้งหมด 4 ตัว โครงสร้างภายในของ SKHI22B มีหม้อแปลงความถี่สูงอยู่ภายในตัวทำให้สามารถแยกกราวด์ระหว่างวงจรภาคกำลังและภาคควบคุมเพื่อความปลอดภัยในการทำงาน และยังมีฟังก์ชันป้องกันกระแสเกินในมอสเฟตแต่ละตัวโดยใช้หลักการวัดค่าแรงดันตกคร่อมมอสเฟต  $v_{DS}$  ขณะให้นำกระแส ซึ่งสามารถปรับค่าให้สอดคล้องกับกระแสสูงสุดในระยะเวลาที่มอสเฟตทนโดยไม่เกิดความเสียหายจากการเลือกใช้ค่า  $R_{CE}$  และ  $C_{CE}$  ส่วน  $R_{VCE}$  ดังภาพนั้นถูกใช้ตัววงจรเพราะแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่บัสของวงจร LV และ HV Bridge มีค่าต่ำกว่า 1,200 V



รูปที่ 4-3 ไดอะแกรมแสดงการต่อใช้งานของวงจรขับเคลื่อน SKHI22B [23]

นอกจากอุปกรณ์ที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 4-1 ถึงรูปที่ 4-3 แล้ว ยังมีอุปกรณ์อื่นๆ ได้แก่ตัวเก็บประจุ Snubber สำหรับป้องกันแรงดันกระชากเนื่องจากตัวเหนี่ยวนำแฝงใน DC bus และเซ็นเซอร์วัดแรงดันและกระแสของ DC Bus อีกด้วย ดังนั้นรายการอุปกรณ์ภาคกำลังทั้งหมดได้สรุปไว้ในตารางที่ 4-1 อุปกรณ์ทั้งหมดถูกประกอบขึ้นบนแผ่นวงจรพิมพ์ (PCB) 2 และยึดติดอยู่บนครีบริบายความร้อน P3/180 ของบริษัท Semikron ดังแสดงในรูปที่ 4-4

ตารางที่ 4-1 สรุปรายการอุปกรณ์ภาคกำลังของวงจรแปลงผัน DAB

อุปกรณ์	วงจร LV Bridge	วงจร HV Bridge
ชุดวงจรมอสเฟต	APTM10HM19FT3G	APTC60HM83FT2G
วงจรขับเคลื่อน	2 x Semikron SKHI22B	2 x Semikron SKHI22B
$R_{on}$ สำหรับวงจรขับเคลื่อน	50 $\Omega$ $\pm$ 1% 1/4 W	20 $\Omega$ $\pm$ 1% 1/4 W
$R_{off}$ สำหรับวงจรขับเคลื่อน	50 $\Omega$ $\pm$ 1% 1/4 W	20 $\Omega$ $\pm$ 1% 1/4 W
$R_{CE}$ สำหรับวงจรขับเคลื่อน	3.3 k $\Omega$ $\pm$ 1% 1/4 W	5 k $\Omega$ $\pm$ 1% 1/4 W
$C_{CE}$ สำหรับวงจรขับเคลื่อน	1.5 nF 63 V MKP	660 pF 63 V MKP
ตัวเก็บประจุกรองกระแส	4,700 $\mu$ F 100 V Electrolytic	2 x 2,200 $\mu$ F 100 V Electrolytic อนุกรม
วงจรสมดุลแรงดันตกคร่อม ตัวเก็บประจุ		ตัวต้านทาน 50 k $\Omega$ $\pm$ 1% 10 W ขนานกับตัวเก็บประจุแต่ละตัว
ตัวเก็บประจุ Snubber	1.5 $\mu$ F 800 V MKP	1 $\mu$ F 1,200 V MKP
เซ็นเซอร์วัดกระแส DC bus	LEM CASR 6-NP Flux gate type	
เซ็นเซอร์วัดแรงดัน DC bus	LEM LV 25-NP Hall effect type	LEM LV 25-NP Hall effect type



รูปที่ 4-4 ต้นแบบวงจรแปลงผันกระแสตรง Dual active bridge

#### 4.2 การออกแบบหม้อแปลงและตัวเหนี่ยวนำความถี่สูงสำหรับวงจร DAB Converter [24]

การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้วิธีคำนวณหาค่าคงที่ Geometrical constant ( $K_g$ ) โดยในขั้นตอนแรกคำนวณหาค่าคงที่  $K_g$  โดยใช้พารามิเตอร์ทางไฟฟ้า แล้วนำค่าคงที่ที่คำนวณไปเลือกแกนเหล็กที่มีค่าคงที่  $K_g$  ใหญ่กว่าค่าที่คำนวณได้ ค่าคงที่จากพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าที่อ้างอิงทางด้านขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าสามารถคำนวณได้จาก

$$K_{g,elec} = \frac{\rho \lambda_1 I_{tot}^2 K_{fe}^2}{4K_u(P_{tot})^{(\beta+2)/\beta}} \quad (4-1)$$



โดยที่

$\rho = 1.724 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$  คือ ค่าความต้านทานจำเพาะของลวดทองแดงที่อุณหภูมิ 25°C  $\lambda_1$  คือ ค่า Volt-second ของขดลวดปฐมภูมิ ซึ่งคำนวณจากค่า Duty ratio ของแรงดัน  $v_p$  คาบเวลาในการสวิตช์  $T_s$  และขนาดของแรงดันกระแสตรงอินพุท  $V_{FC}$  ได้ดังนี้

$$\lambda_1 = DT_s V_{in} \quad (4-2)$$

$I_{tot}$  คือ ค่ากระแส RMS รวม โดยอ้างอิงทางด้านขดลวดปฐมภูมิซึ่งคำนวณได้ดังนี้

$$I_{tot} = I_p + aI_s \quad (4-3)$$

$\beta$  คือ ค่าคงที่แสดงถึงกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนเหล็กของหม้อแปลง สำหรับวัสดุเฟอร์ไรต์ค่า  $\beta \approx 2.7$

ค่า  $K_u$  คือ ค่า Filled factor แสดงถึงอัตราส่วนระหว่างพื้นที่หน้าตัดของลวดทองแดงต่อพื้นที่หน้าตัดของช่องว่างสำหรับพันขดลวด สำหรับลวดทองแดงแบบ Litz wire ค่าที่เหมาะสมสำหรับ  $K_u = 0.4$

$P_{toc}$  คือ กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในหม้อแปลงไฟฟ้า

ส่วนค่าคงที่  $K_{fe}$  เป็นค่าคงที่แสดงถึงกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนเหล็ก  $P_{fe}$  ที่ขึ้นอยู่กับพื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็ก  $A_c$  ความยาวเฉลี่ยสำหรับเส้นเหล็กแม่เหล็ก  $l_m$  และขนาดของความหนาแน่นสูงสุดของเส้นแรงแม่เหล็ก  $\Delta B$  ซึ่งเขียนได้ดังนี้

$$K_{fe} = \left( \frac{P_{fe}}{A_c l_m} \right) / \Delta B^2 \quad (4-4)$$

โดยส่วนมากแล้วผู้ผลิตมักให้ข้อมูลของกำลังไฟฟ้าสูญเสียสัมพัทธ์ (Relative losses) มีหน่วยเป็น  $\text{kW/m}^3$  ซึ่งเท่ากับค่า  $P_{fe}/A_c l_m$  นั่นเอง

ค่าความหนาแน่นสูงสุดของเส้นแรงแม่เหล็ก  $\Delta B$  ส่งผลโดยตรงต่อกำลังไฟฟ้าสูญเสียในหม้อแปลงไฟฟ้า ถ้าหากค่า  $\Delta B$  ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนหม้อแปลง และถ้าหากเพิ่มจำนวนรอบของขดลวดเพิ่มขึ้นทำให้ลดค่า  $\Delta B$  ลงได้ แต่ก็ทำให้กำลังไฟฟ้าสูญเสียเพิ่มขึ้นเช่นกัน ดังนั้นค่า  $\Delta B$  ที่เหมาะสมสามารถหาได้จากการหาค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียรวมทั้งต่ำที่สุดด้วยวิธีการหาค่าอนุพันธ์ในฟังก์ชันของค่า  $\Delta B$  ซึ่งทำให้ได้ค่า  $\Delta B$  ที่เหมาะสมดังนี้

$$\Delta B = \left[ \frac{\rho \lambda_1^2 r_{\text{core}} (MLT)}{2K_u W_A A_c^2 l_m} \frac{1}{\beta K_{fe}} \right]^{\frac{1}{\beta+2}} \quad (4-5)$$

โดยที่  $W_A$  เป็นพื้นที่หน้าตัดของแกนหม้อแปลงสำหรับพันขดลวด และ  $MLT$  เป็นความยาวเฉลี่ยหนึ่งรอบของขดลวด ซึ่งทั้งสองตัวแปรเป็นค่าที่ได้จากข้อมูลจำเพาะของแกนหม้อแปลง

ส่วนค่าคงที่  $K_g$  ในฟังก์ชันของมิติของแกนหม้อแปลงสามารถเขียนได้ดังนี้

$$K_{g, \text{core}} = \frac{W_A (A_c)^{\frac{2(\beta-1)}{\beta}}}{(MLT) l_m^{(2/\beta)}} \left[ \left( \frac{\beta}{2} \right)^{-\frac{(\beta+2)}{\beta}} + \left( \frac{\beta}{2} \right)^{\frac{2}{\beta+2}} \right]^{-\frac{(\beta+2)}{\beta}} \quad (4-7)$$

ซึ่งในการออกแบบต้องเลือกให้ค่า  $K_{g, \text{core}}$  มากกว่าค่า  $K_{g, \text{disc}}$  และขนาดพื้นที่หน้าตัดของลวดตัวนำในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิสามารถคำนวณได้จาก

$$A_{w1} \leq \frac{I_p}{N_1 I_p + N_2 I_s} K_u W_A \quad (4-8)$$

$$A_{w2} \leq \frac{I_s}{N_1 I_p + N_2 I_s} K_u W_A \quad (4-9)$$

โดยที่จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิสามารถคำนวณได้จาก

$$N_1 = \frac{\lambda_1}{2\Delta B A_c} \quad (4-10)$$

ส่วนการออกแบบตัวเหนี่ยวนำกระแสสลับก็ใช้หลักการเดียวกับการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยกำหนดให้  $N_2 = 0$ ,  $\alpha = 0$  และ  $I_s = 0$  ในสมการที่ (4-3), (4-8) และ (4-9)

จากผลการจำลองการทำงานของวงจร DAB ในหัวข้อที่ 3.2 และจากข้อมูลจำเพาะของแกนเฟอร์ไรต์ชนิด N87 [25] ดังนั้นหม้อแปลงไฟฟ้าที่ต้องการมีข้อกำหนดทางเทคนิคดังตารางที่ 4-2

ตารางที่ 4-2 ข้อกำหนดทางเทคนิคของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

ตัวแปร	ค่าที่ต้องการ
แรงดัน RMS ด้านปฐมภูมิ	38 V
แรงดัน RMS ด้านทุติยภูมิ	400 V
ความถี่ในการทำงาน	20 kHz
กำลังไฟฟ้าสูญเสีย	8 W (0.8% ของ 1,000 W)
กระแส RMS รวม $I_{tot}$	80.45 A
ความเข้มเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด $\Delta B$	0.27 T
Filled factor $K_u$	0.4
Relative loss	0.2 W/cm <sup>3</sup> ที่ 20 kHz 0.3 T
Loss exponent, $\beta$	2.7
Geometrical factor, $K_{g,elec}$	0.0752

จำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิ, $N_1$	5
จำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิ, $N_2$	53
ขนาดของลวดตัวนำ $A_{w1}$	0.061 cm <sup>2</sup>
ขนาดของลวดตัวนำ $A_{w2}$	0.0098 cm <sup>2</sup>

ดังนั้นในการสร้างหม้อแปลงไฟฟ้าผู้วิจัยได้เลือกใช้แกนหม้อแปลงขนาด E65 จำนวน 2 ชุดซึ่งมีและใช้ลวดทองแดงแบบ Single served Litz wire ขนาด 256x36AWG จำนวน 3 เส้น ซึ่งมีพื้นที่หน้าตัดรวมเท่ากับ 0.0686 cm<sup>2</sup> เป็นขดลวดปฐมภูมิ และลวดทองแดงแบบ Single served Litz wire ขนาด 40x36AWG ตีเกลียวรวมรวม 2 เส้น ซึ่งมีพื้นที่หน้าตัดรวมเท่ากับ 0.0102 cm<sup>2</sup> เป็นขดลวดทุติยภูมิ

จากการจำลองการทำงานของวงจร DAB ใน 3.2 พบว่าตัวเหนี่ยวนำรั่วไหล  $L_{lk}$  อ้างอิงทางด้านขดลวดปฐมภูมิมีค่าเท่ากับ 13.1  $\mu$ H แต่จากผลการทดสอบค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงไฟฟ้าพบว่าค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลทางด้านปฐมภูมิมีค่าต่ำเพียง 1.35  $\mu$ H ดังนั้นจึงต้องต่อตัวเหนี่ยวนำเพิ่มเพื่อให้เหมาะสมกับกำลังไฟฟ้าสูงสุดของวงจร ซึ่งสามารถต่อเพิ่มได้ทางด้านขดลวดปฐมภูมิและ/หรือทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า แต่ขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ ( $V_{core}$ ) แปรผันตามขนาดของพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำและค่า  $\Delta B$  [20] ดังนี้

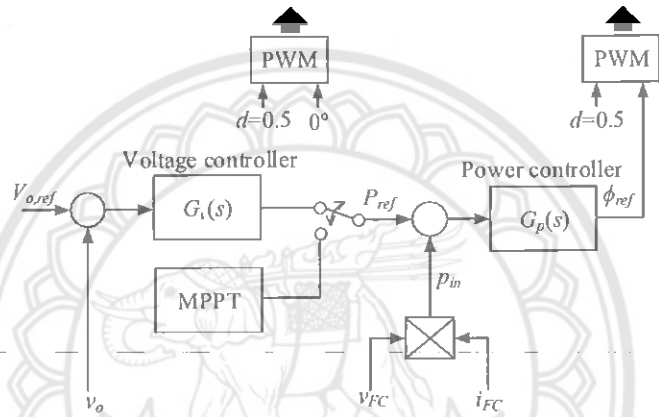
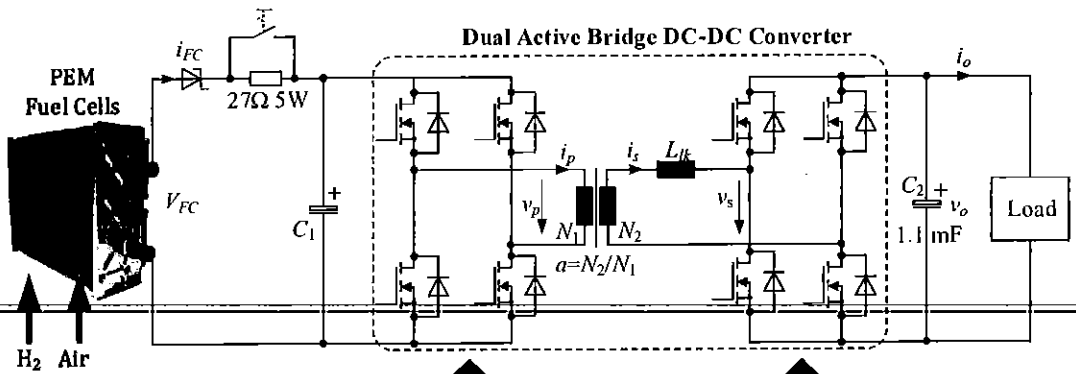
$$V_{core} = \frac{\mu L I}{\Delta B^2} \quad (4-11)$$

โดยที่  $\mu$  คือ ค่าความซึมซาบแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์ ดังนั้นถ้าต่อตัวเหนี่ยวนำเพิ่มทางด้านขดลวดทุติยภูมิทำให้สามารถลดปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์ลงได้มาก ผู้วิจัยจึงได้ออกแบบตัวเหนี่ยวนำโดยใช้หลักการ

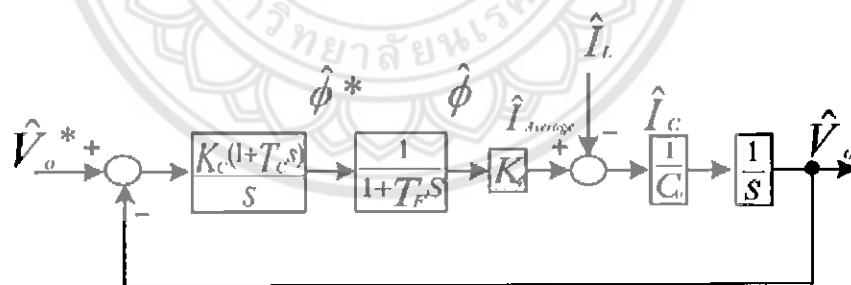
ดั่งที่ได้กล่าวไปแล้วในข้างต้น โดยใช้ลวดทองแดงแบบ Single served Litz wire ขนาด 40x36AWG พันบนแกนเฟอร์ไรต์ N87 ขนาด ETD-34 [26] ซึ่งได้ค่าเหนี่ยวนำเท่ากับ 680  $\mu\text{H}$  และเมื่อรวมกับค่าค่าเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลงไฟฟ้าแล้วได้ 764  $\mu\text{H}$  ทางด้านทุติยภูมิ หรือเท่ากับ 14  $\mu\text{H}$  ทางด้านปฐมภูมิ

#### 4.3 ระบบควบคุมวงจร-DAB-DC-DC Converter

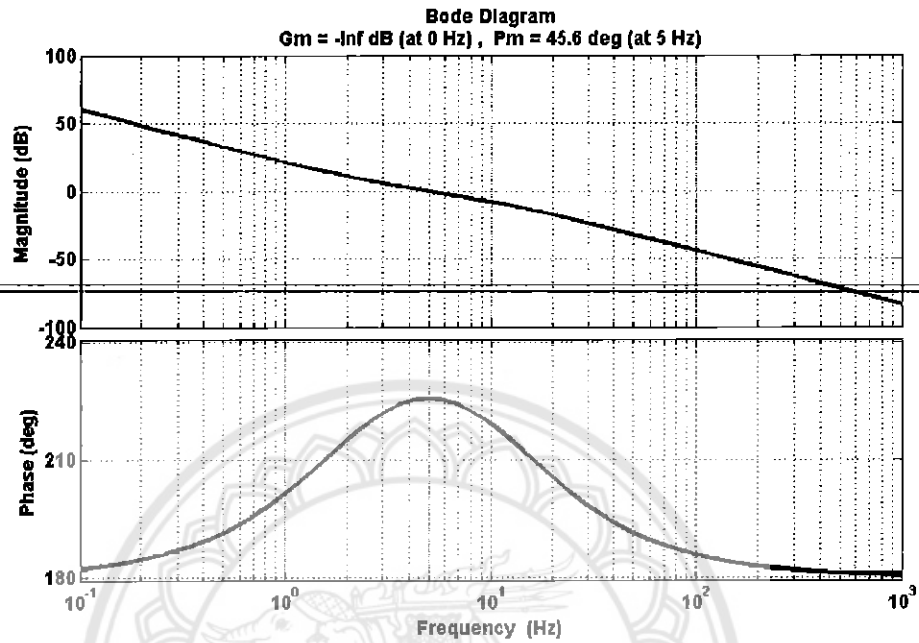
ระบบควบคุมในงานวิจัยนี้เป็นแบบลูปิดตั้งรูปที่ 4-5 ซึ่งเป็นแบบคาสเคด (Cascade control system) โดยที่ลูปิดในสุดเป็นระบบควบคุมกำลังไฟฟ้าของวงจร DAB ที่มีสัญญาณ  $\phi_{ref}$  เป็นสัญญาณเอาต์พุตสำหรับสั่งงานการสร้างสัญญาณ PWM ให้กับวงจรภาคกำลัง ส่วนรูปที่ 4-6 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจร DAB converter ซึ่งในกรณีที่โหลดของวงจรเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวทำให้มีแรงดันกระแสเฟรมที่มีความถี่ 100 Hz ที่เป็นสองเท่าของความถี่มูลฐาน ซึ่งแรงดันกระแสเฟรมนี้จะส่งผลให้เกิดกระแสเฟรมในเซลล์เชื้อเพลิง ดังนั้นต้องออกแบบลูปิดแรงดันนี้ให้มีแบนด์วิธที่ต่ำเพื่อลดผลกระทบของกระแสเฟรม ในงานวิจัยนี้ได้ใช้วิธี Symmetrical optimum ในการออกแบบตัวควบคุมพีไอให้มีมุมเฟส 45.5° ที่ความถี่ 5 Hz ดังรูปที่ 4-7



รูปที่ 4-5 ระบบควบคุมแบบลูปปิดสำหรับวงจรแปลงผันกระแสตรง DAB

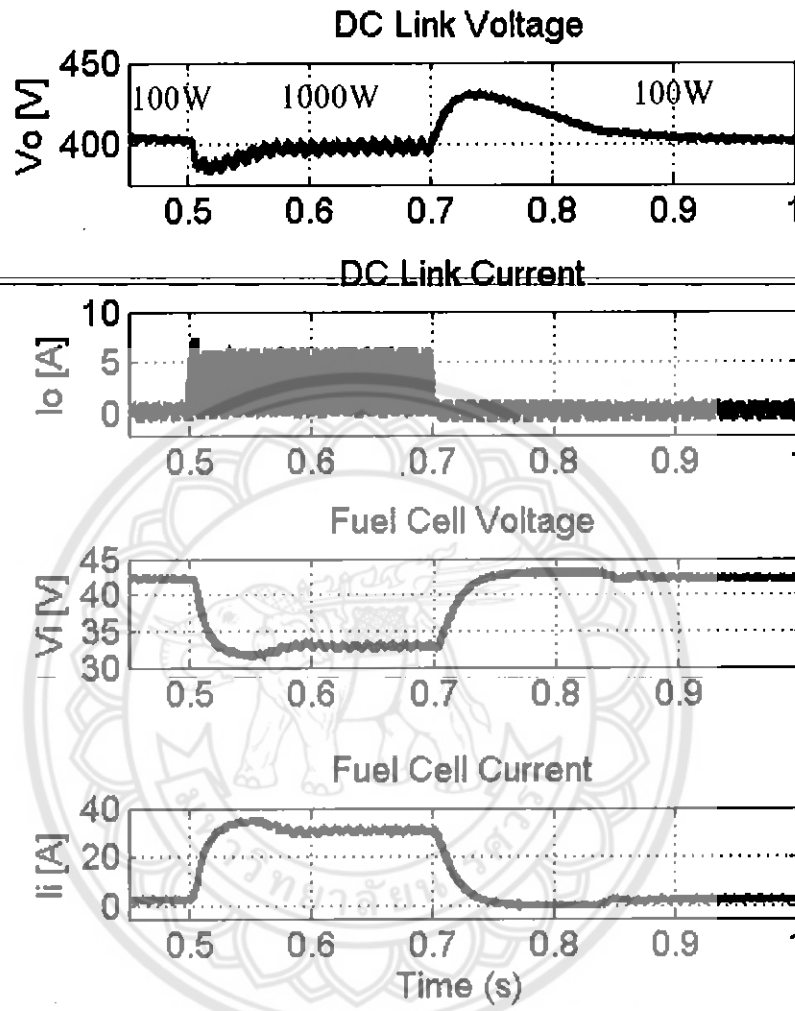


รูปที่ 4-6 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมแบบลูปปิดสำหรับวงจรแปลงผันกระแสตรง DAB



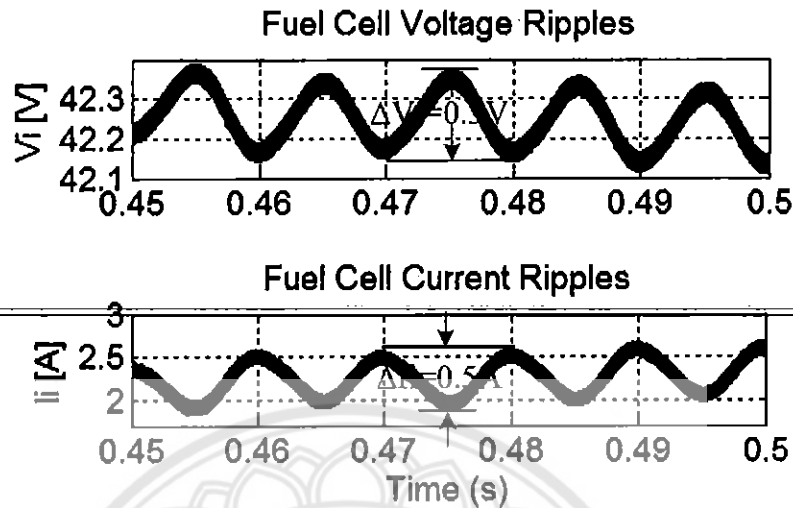
รูปที่ 4-7 ผลตอบสนองเชิงความถี่แบบลูปเปิดของระบบควบคุมแรงดันของวงจรแปลงผันกระแสตรง DAB

ในการจำลองการทำงานของระบบควบคุมแรงดันของวงจร DAB converter ได้กำหนดให้กระแสโหลดเป็นกระแสตรงและกระแสสลับความถี่ 100 Hz ให้ใกล้เคียงกับการใช้งานจริงเมื่อโหลดเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสมากที่สุด รูปที่ 4-8 แสดงผลการจำลองการทำงานเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งจะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจร DAB Converter ถูกควบคุมให้มีค่าเท่ากับ 400 V ในสภาวะคงตัว ส่วนรูปที่ 4-9 แสดงกระแสกระแสเฟืองที่เซลล์เชื้อเพลิงประมาณ 0.5 A ในสภาวะคงตัวซึ่งเป็นค่าที่ปลอดภัยสำหรับการใช้งานในระยะยาว



รูปที่ 4-8 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมแบบลูบปิดสำหรับวงจรแปลงผันกระแสตรง DAB เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง

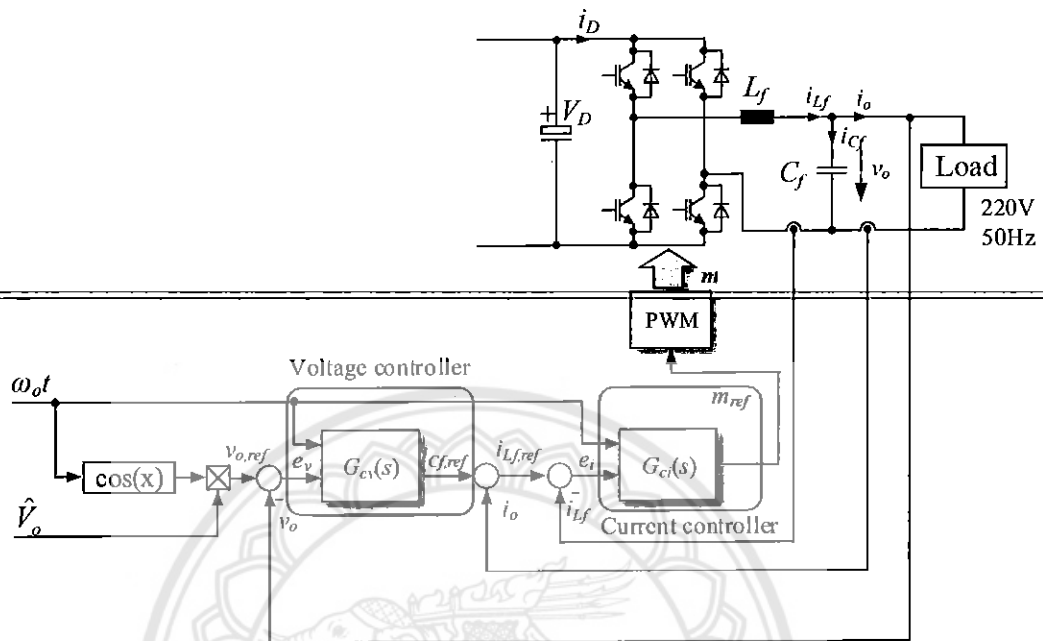




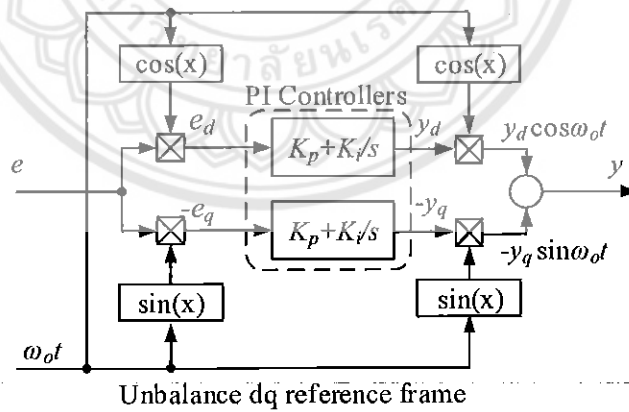
รูปที่ 4-9 ผลจำลองของแรงดันและกระแสเซลล์เชื้อเพลิงในสภาวะคงตัวเมื่อต่อร่วมกับวงจรแปลงผันกระแสตรง DAB และวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

#### 4.4 การออกแบบและสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

รูปที่ 4-10 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวสำหรับแปลงแรงดันกระแสตรง  $V_D$  ขนาด 400 V ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียวขนาด 220 V 50 Hz ระบบควบคุมดังกล่าวใช้สำหรับควบคุมกระแส  $i_{Lf}$  และแรงดัน  $v_o$  โดยใช้ตัวควบคุมพีไอบนแกนหมุนไม่สมดุล [27] ซึ่งมีโครงสร้างที่เหมือนกับตัวควบคุมแบบเรโซแนนซ์ (Resonance Controller) ที่มีอัตราขยายเป็นอนันต์ที่ความถี่เรโซแนนซ์ดังรูปที่ 4-11 นอกจากนี้ยังวัดสัญญาณกระแสเอาต์พุต  $i_o$  สำหรับป้อนไปข้างหน้า (Feed Forward Control) เพื่อปรับปรุงสมรรถนะเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงเอาต์พุตของตัวควบคุมกระแสถูกส่งต่อไปยังชุดสร้างสัญญาณ PWM ซึ่งในงานวิจัยได้เลือกใช้แบบ Unipolar ที่มีความถี่สวิตช์ 10 kHz โดยที่ระบบควบคุมทั้งหมดนี้สร้างขึ้นบนไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวเดียวกับวงจรแปลงผัน DAB

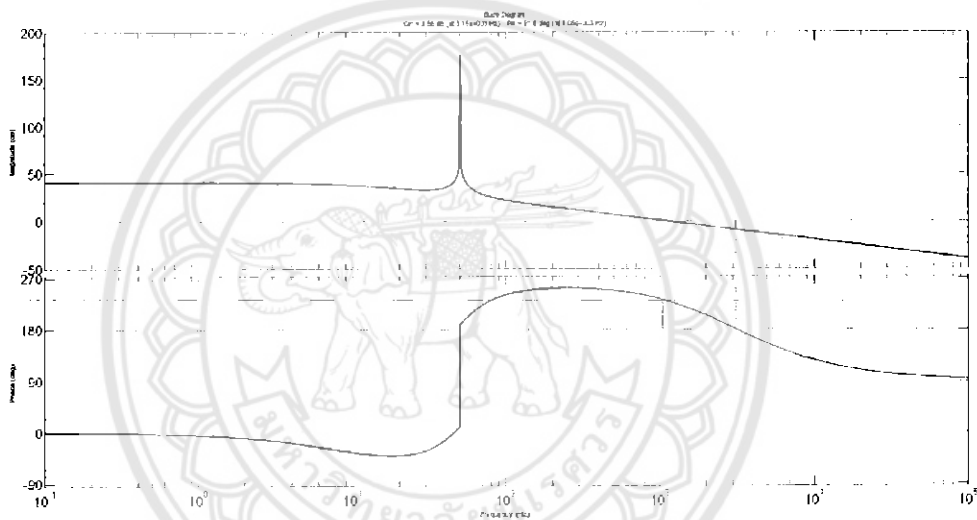


รูปที่ 4-10 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว

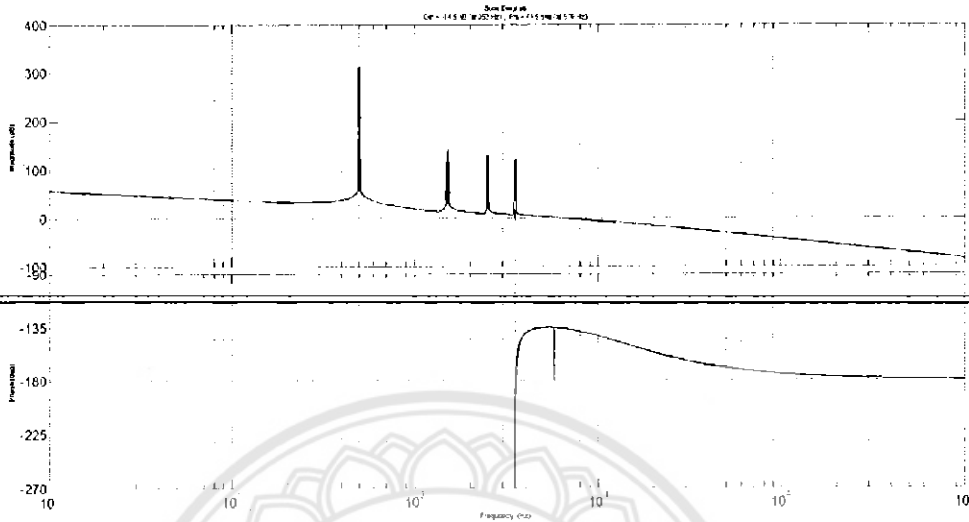


รูปที่ 4-11 บล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมที่โอบนแกนหมุนไม่สมดุล [27]

รูปที่ 4-12 แสดงผลตอบสนองเชิงความถี่แบบลูบเปิดของลูบควบคุมกระแสของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งเห็นได้ว่าเกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ 50 Hz และมีมุมเฟส  $51.6^\circ$  ที่ความถี่ 1.05 kHz ส่วนรูปที่ 4-13 แสดงผลตอบสนองเชิงความถี่แบบลูบเปิดของลูบควบคุมกระแสของอินเวอร์เตอร์โดยซึ่งออกแบบให้มีความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ 50, 150, 250, 350 และ 450 Hz เพื่อให้มีขดเคบายกระแสฮาร์มอนิกส์เมื่อต่อกับโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น เช่น วงจรเรียงกระแส ลูบควบคุมแรงดันนี้ถูกออกแบบให้มีมุมเฟส  $44.5^\circ$  ที่ความถี่ 576 Hz ส่วนตารางที่ 4-3 แสดงอุปกรณ์ที่สำคัญของวงจรอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว



รูปที่ 4-12 ผลตอบสนองเชิงความถี่แบบลูบเปิดของลูบควบคุมกระแสของอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 4-13 ผลตอบสนองเชิงความถี่แบบรูปเปิดของรูปควบคุมแรงดันของอินเวอร์เตอร์

ตารางที่ 4-3 อุปกรณ์ที่สำคัญของวงจรอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว

อุปกรณ์	บริษัทผู้ผลิต และรุ่นที่ใช้งาน
วงจรถุดไอจีบีที	Semikron SKM50GB12T4 1,200 V 50 A จำนวน 2 ตัว
คาปาซิเตอร์ $C_f$	EPCOS 5.6 $\mu$ F 400 V
ตัวเหนี่ยวนำ $L_f$	1.2 mH ลวดทองแดงอาบฉนวนขนาด 12AWG 110 รอบ พันบนแกน Iron powder core T300-26D จำนวน 2 ตัว ต่อแบบอนุกรม
เซ็นเซอร์วัดแรงดัน $v_o$	LEM LV25-P ต่ออนุกรมกับตัวต้านทานขนาด 30 k $\Omega$ 10 W
เซ็นเซอร์วัดกระแส $i_{Lf}$ และ $i_o$	LEM CAS6-NP ขดลวดปฐมภูมิ 1 รอบ
วงจรถับเกต	Semikron SKHI-22A จำนวน 2 ตัว

#### 4.5 ระบบควบคุมต้นแบบโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์

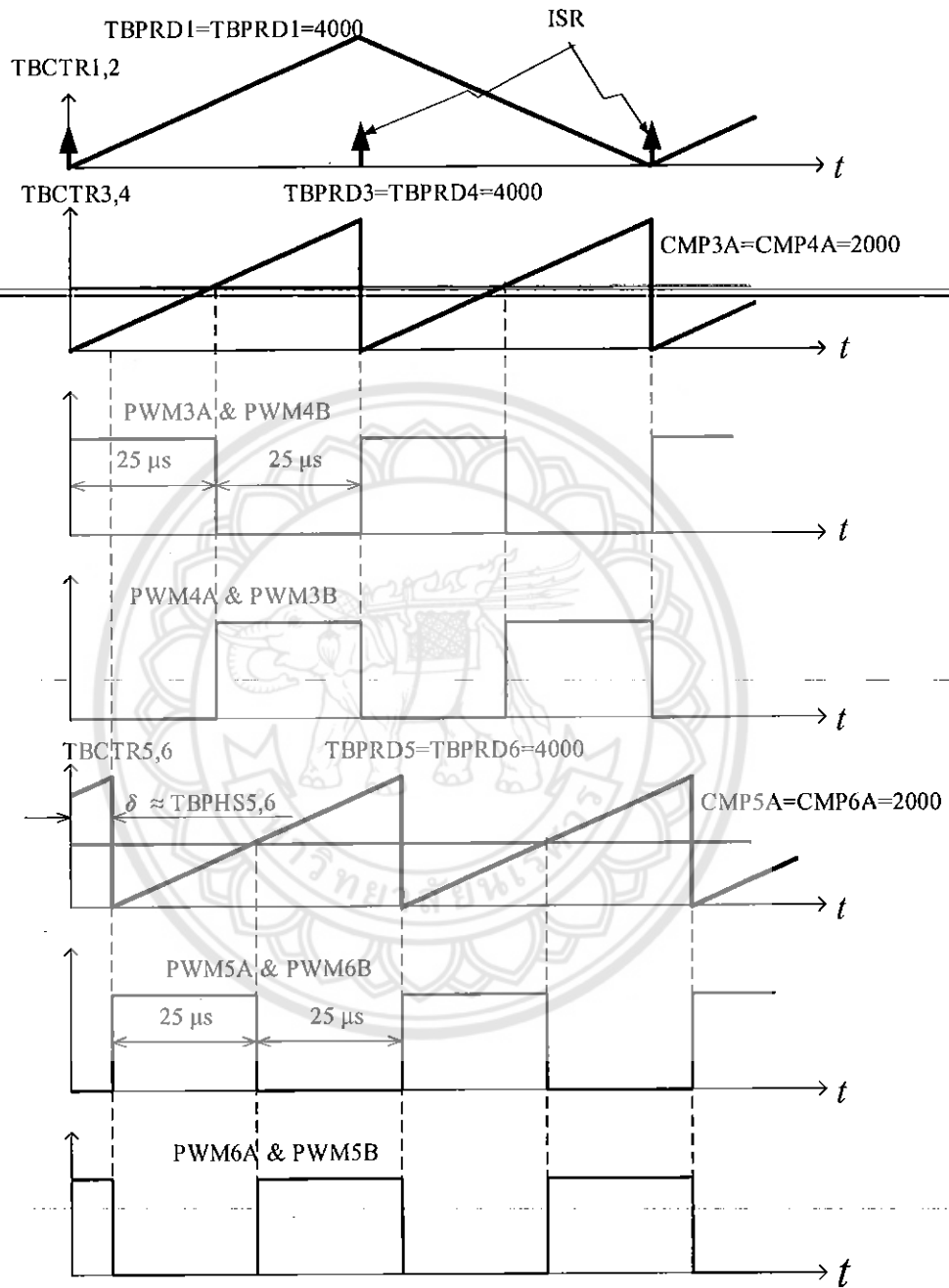
งานวิจัยนี้ได้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ TMS320F28069 ของ Texas Instruments สำหรับระบบควบคุมของทั้งวงจรอินเวอร์เตอร์และวงจร DAB DC-DC converter โดยที่แกนหลักสำหรับคำนวณฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์เป็นตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลแบบจุดทศนิยมคงที่ (Fixed-point digital signal processor) ความละเอียด 32 บิต ทำงานที่ความถี่สัญญาณนาฬิกาสูงสุด 80 MHz [28] ซึ่งมีฟังก์ชันภายใน (Peripherals) ที่เหมาะสำหรับการประยุกต์ใช้ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง เช่น มี ADC ขนาด 12 บิต 16 ช่อง และ PWM 14 ช่อง ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ดังกล่าวสำหรับสร้างสัญญาณ PWM แบบเหลื่อมเฟสให้กับวงจร DAB DC-DC converter

รูปที่ 4-14 แสดงการสร้างสัญญาณ PWM โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28069 โดยกำหนดให้วงจรนับ (Timer counter) CTR1 และ CTR2 ทำงานแบบนับขึ้นลงเพื่อใช้สำหรับสร้างสัญญาณ PWM ให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์และกำหนดให้สร้างสัญญาณขัดจังหวะ (Interrupt service request: ISR) เมื่อ CTR1 มีค่าเป็นศูนย์และเท่ากับค่าสูงสุด TBPRD1=4,000 โดยที่ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำงานที่ความถี่เท่ากับ 80 MHz ทำให้ความถี่สุ่มมีค่าเป็น  $80 \text{ MHz}/4,000 = 20 \text{ kHz}$  สำหรับการสร้างสัญญาณ PWM ให้กับวงจร DAB DC-DC converter ได้กำหนดให้ CTR3 และ CTR4 ทำงานในโหมดนับขึ้น โดยที่ค่าสูงสุด TBPRD3 และ TBPRD4 เท่ากับ 4,000 ทำให้ได้ความถี่สวิตช์เท่ากับ  $80 \text{ MHz}/4,000 = 20 \text{ kHz}$  และกำหนดให้คาร์ริจิสเตอร์เปรียบเทียบ (Compare registers) CMP3A และ CMP4A มีค่าเป็น 2,000 และกำหนดให้ PWM3A และ PWM3B ทำงานแบบ Active high complementary และ PWM4A และ PWM4B ทำงานแบบ Active low complementary ดังนั้นสัญญาณ PWM3A, PWM3B, PWM4A และ PWM4B เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีความถี่เท่ากับ 20 kHz และมีค่าวัฏจักรงาน (duty ratio) เท่ากับ 50 % ซึ่งสัญญาณดังกล่าวนำไปใช้สั่งงานให้กับวงจรขับเคลื่อนของวงจร-LV Bridge

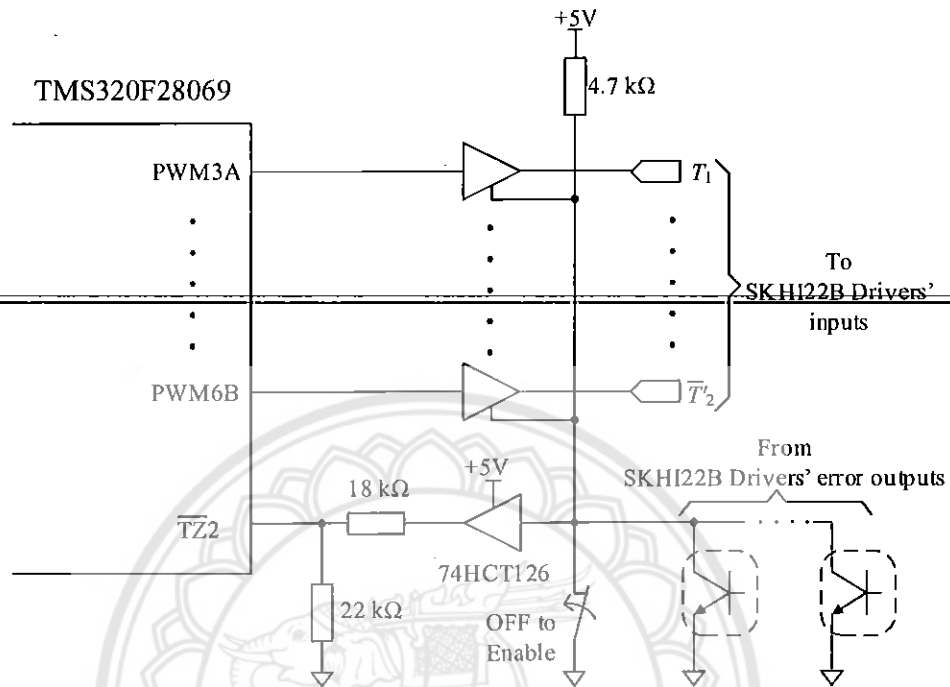
ส่วนสัญญาณควบคุม HV Bridge ได้กำหนดให้ CTR5 และ CTR6 สร้างสัญญาณ PWM5A, PWM5B, PWM6A และ PWM6B เหมือนกับวงจร LV Bridge แต่กำหนดให้สามารถปรับมุมประวิงเวลา

$\delta$  ด้วยการปรับค่ามุมเฟสผ่านทาง TBPHS5 และ TBPHS6 โดยที่ค่า TBPHS5 และ TBPHS6 เท่ากับ 4,000 ทำให้  $\delta = 360^\circ$  ดังนั้นมุม  $\delta$  จึงมีความละเอียดเท่ากับ  $360^\circ/4,000 = 0.09^\circ$

รูปที่ 4-15 แสดงวงจรเชื่อมต่อระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์กับวงจรขับเคลื่อน วงขับเคลื่อน SKHI22B รับสัญญาณตรรกะที่ระดับสัญญาณ 0 และ 5 V แต่ระดับสัญญาณของไมโครคอนโทรลเลอร์ทำงานที่ระดับ 0 และ 3.3 V ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้ใช้วงจรรวมเบอร์ 74HCT126 สำหรับเป็นวงจรปรับระดับสัญญาณ และเป็นวงจรบัฟเฟอร์ และรับสัญญาณอินพุตจากสัญญาณ Error จากวงจรขับเคลื่อนแต่ละตัวและสวิทช์ สำหรับสั่งงานวงจร DAB เข้าที่สัญญาณ Trip zone 2 (TZ2) ซึ่งเมื่อสวิทช์สั่งงานปิดวงจรหรือมีสัญญาณ Error จากวงจรขับเคลื่อนทำให้ TZ2 = "0" ซึ่งโปรแกรมควบคุมการทำงานที่เขียนขึ้นโดยใช้ภาษาซีจะสั่งให้สัญญาณ PWM ที่ไปควบคุมการทำงานของวงจร LV และ HV Bridge มีสถานะเป็น "0" ทุกสัญญาณ นอกจากนั้นเอาต์พุตของ 74HCT126 ยังมีสถานะเป็น High impedance หรือเทียบได้กับการเปิดวงจร ทำให้ไม่มีสัญญาณสั่งการทำงานไปยังวงจร LV และ HV Bridge



รูปที่ 4-14 การสร้างสัญญาณ PWM โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28069



รูปที่ 4-15 วงจรบัฟเฟอร์สำหรับเชื่อมต่อไมโครคอนโทรลเลอร์กับวงจรแปลงผัน DAB DC-DC converter



## บทที่ 5 ผลการวิจัย

### 5.1 ผลการทดสอบระบบผลิตไฟฟ้าจากเซลล์เชื้อเพลิง

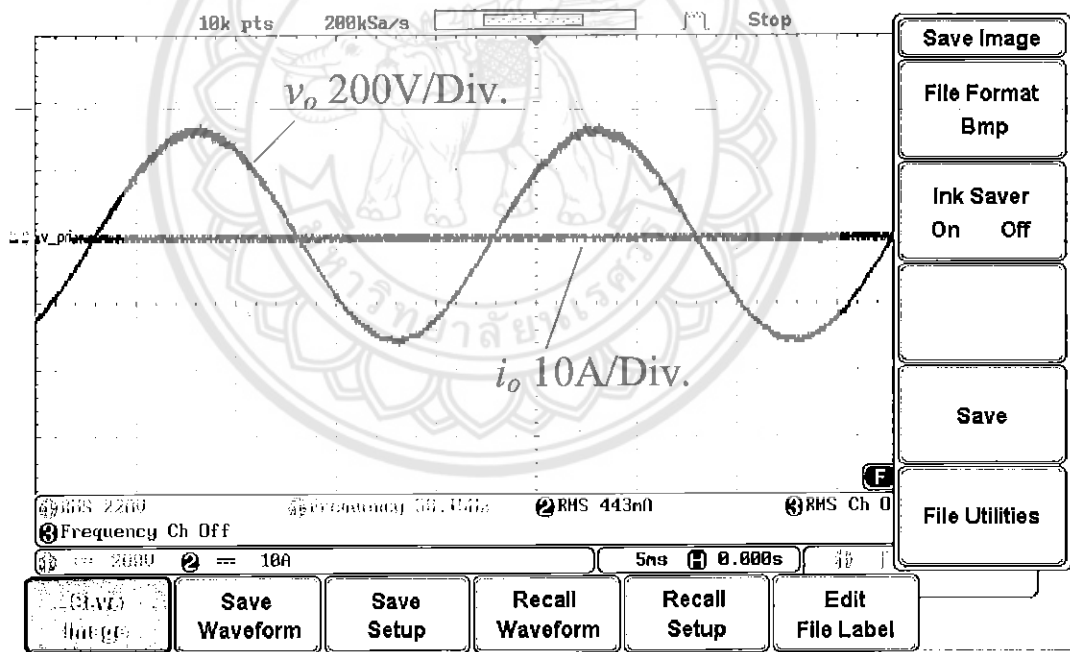
รูปที่ 5-1 แสดงต้นแบบระบบผลิตไฟฟ้าจากเซลล์เชื้อเพลิงโดยใช้แหล่งพลังงานเป็นก๊าซ

ไฮโดรเจนความบริสุทธิ์ 99.999% ซึ่งโหลดที่ใช้ในการทดสอบเป็นโหลดตัวต้านทานที่มีกำลังไฟฟ้าสูงสุดเท่ากับ 720 W และโหลดวงจรเรียงกระแสขนาด 700 W ซึ่งเป็นโหลดค่าสูงสุดที่ระบบจ่ายได้เนื่องจากเซลล์เชื้อเพลิงเริ่มมีการเสื่อมสภาพ รูปที่ 5-2 แสดงแรงดันไฟฟ้า  $v_o$  และกระแส  $i_o$  ของวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อไม่ได้ต่อโหลด ซึ่งเห็นได้ว่าแรงดัน  $v_o$  มีรูปคลื่นใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ โดยมีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ (THD: Total Harmonic Distortion) ต่ำกว่า 0.5% และมีค่า RMS เท่ากับ 220 V ซึ่งเท่ากับค่าคำสั่ง ส่วน

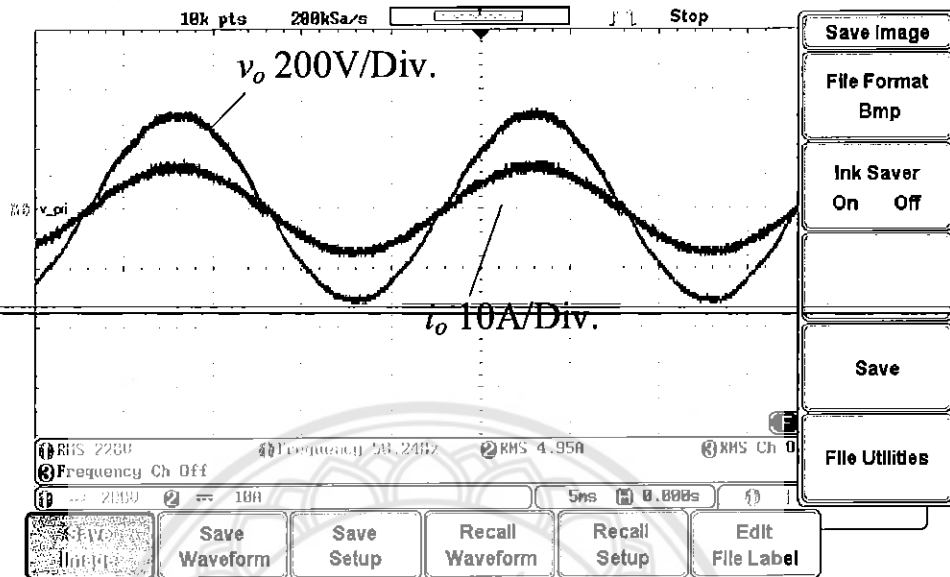
รูปที่ 5-3 แสดงแรงดันไฟฟ้า  $v_o$  และกระแส  $i_o$  เมื่อต่อโหลดความต้านทานขนาด 720 W ซึ่งแรงดัน  $v_o$  ยังคงมีขนาด 220 V และมีค่า THD = 1% และเมื่อต่อกับโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสขนาด 700 W ที่กระแส  $i_o$  มีค่า THD = 130% ระบบควบคุมยังคงสามารถรักษาระดับแรงดัน RMS ให้มีค่าคงที่ได้และค่า THD ยังคงมีค่าต่ำกว่า 3% ดังแสดงในรูปที่ 5-4 ในการทดลองนี้แสดงให้เห็นว่าระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้ใกล้เคียงกับค่าคำสั่งและมีค่า THD ที่ต่ำ



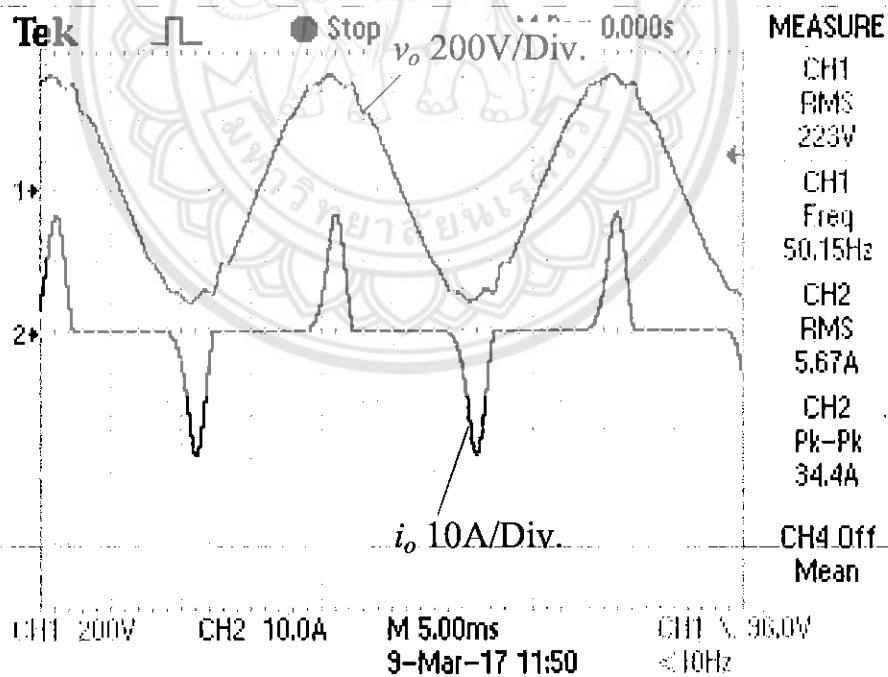
รูปที่ 5-1 ต้นแบบระบบผลิตไฟฟ้าจากเซลล์เชื้อเพลิง



รูปที่ 5-2 แรงดันและกระแสในสภาวะคงตัวของอินเวอร์เตอร์เมื่อไม่มีโหลด



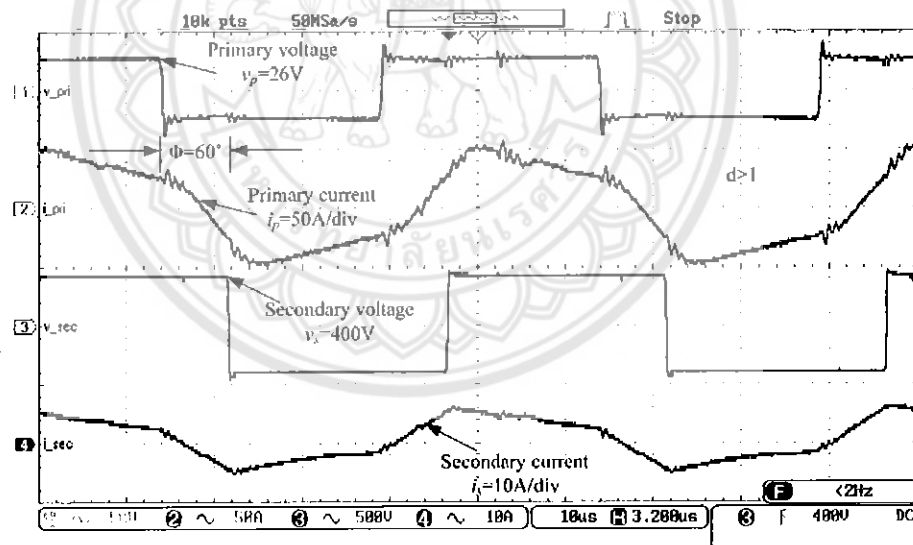
รูปที่ 5-3 แรงดันและกระแสในสภาวะคงตัวของอินเวอร์เตอร์ต่อโหลดความต้านทานขนาด 720 W



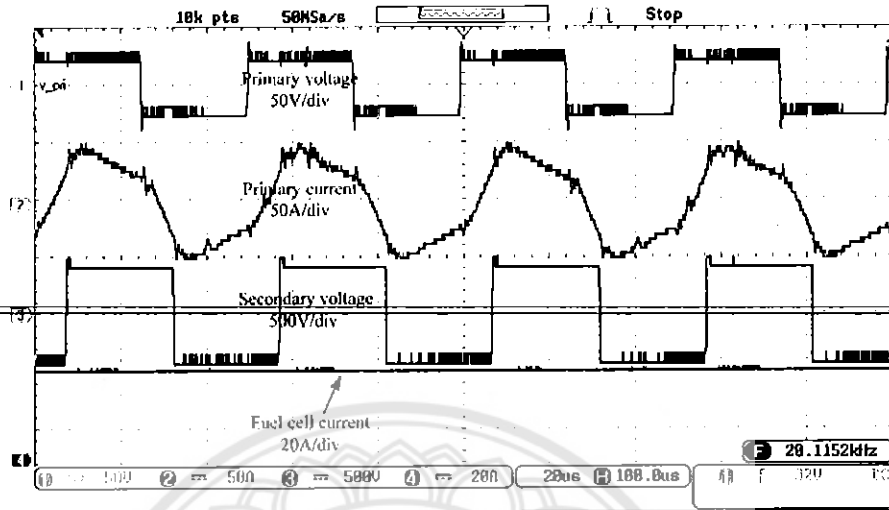
รูปที่ 5-4 แรงดันและกระแสในสภาวะคงตัวของอินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสขนาด 700 W

รูปที่ 5-5 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงของวงจร DAB DC-DC converter เมื่อจ่ายโหลดขนาด 720 W โดยที่ระบบควบคุมของวงจร DAB DC-DC converter ได้ปรับให้มุมประวิงมีค่าประมาณ  $\phi \approx 60^\circ$  ซึ่งทำให้กระแสของเซลล์เชื้อเพลิงเท่ากับค่าพิกัดที่ 35 A ดังรูปที่ 5-6 ส่วนแรงดันของเซลล์เชื้อเพลิงมีค่าลดลงเหลือประมาณ 26 V รูปคลื่นกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงมีรูปร่างที่สอดคล้องกับการวิเคราะห์ในรูปที่ 2-9 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจร DAB DC-DC converter ยังคงทำงานแบบ ZVS

นอกจากนั้นในการทดลองนี้จะเห็นได้ว่ากระแสของเซลล์เชื้อเพลิงมีความราบเรียบเนื่องจากใช้ตัวเก็บประจุขนาด 4.7 mF เป็นตัวกรองกระแสกระแสเพื่อทางด้านอินพุทของวงจร DAB DC-DC converter ซึ่งถือว่ามีขนาดค่อนข้างใหญ่ทำให้สามารถรองความถี่สูงจากการสวิตซ์และความถี่สองเท่าของความถี่มูลฐานได้เป็นอย่างดี

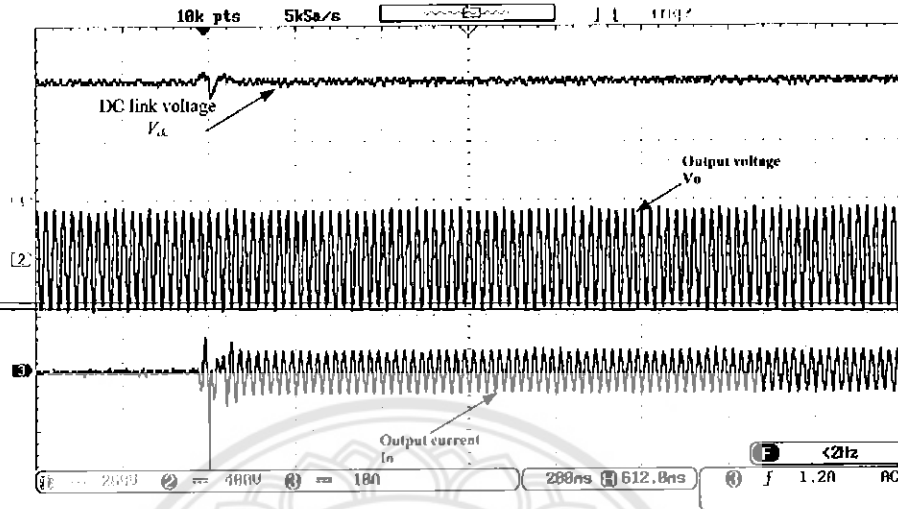


รูปที่ 5-5 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจร DAB DC-DC converter เมื่อจ่ายโหลดความต้านทานขนาด 800 W โดยที่  $\phi \approx 60^\circ$

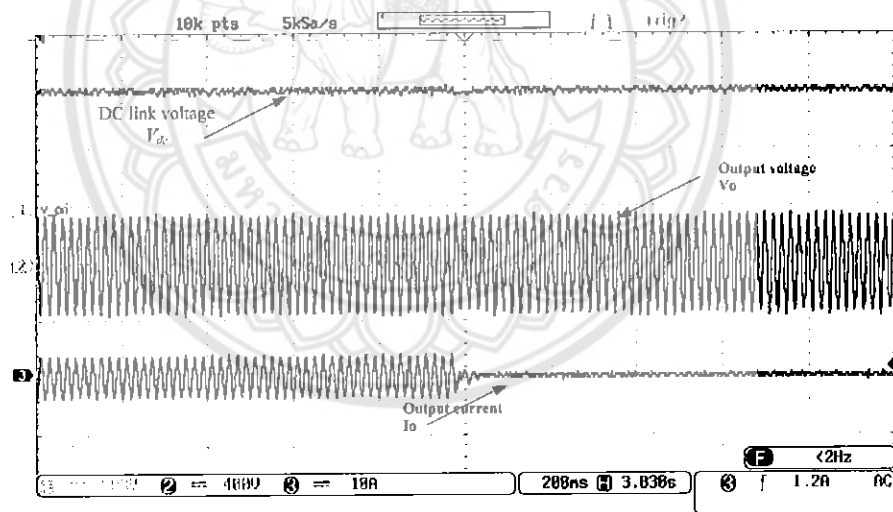


รูปที่ 5-6 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจร DAB DC-DC converter และกระแสของเซลล์เชื้อเพลิงเมื่อถ่ายโหลดความต้านทานขนาด 800 W โดยที่  $\varphi \approx 60^\circ$

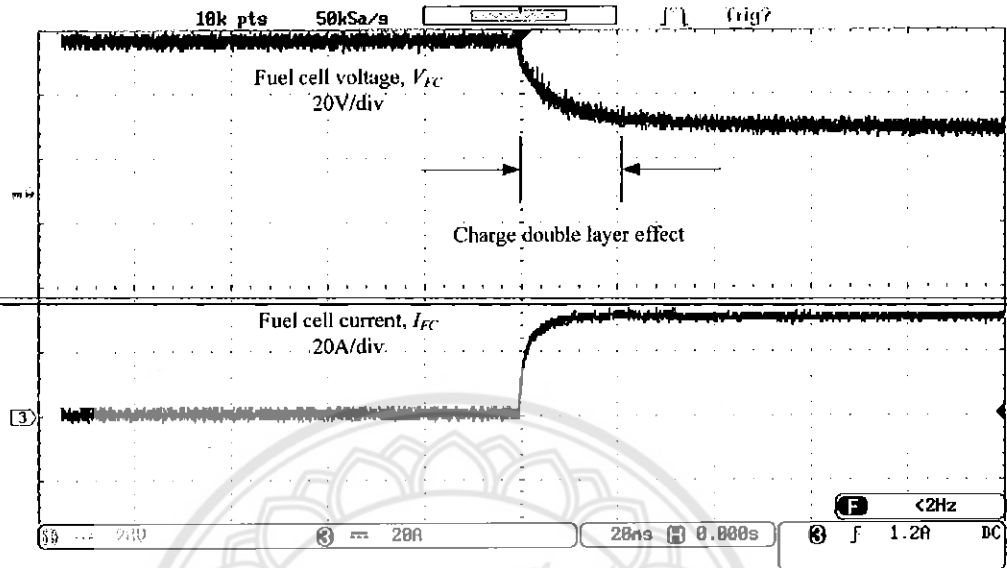
รูปที่ 5-7 และรูปที่ 5-8 แสดงผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจร DAB DC-DC converter และแรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสเมื่อต่อและปลดโหลดความต้านทานขนาด 720 W ตามลำดับ ซึ่งเห็นได้ว่าระบบควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจร DAB DC-DC converter และวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสสามารถควบคุมให้เข้าสู่ค่าคำสั่งได้ดีใกล้เคียงกับผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 4-8 ส่วนรูปที่ 5-9 แสดงผลตอบสนองของแรงดันและกระแสของเซลล์เชื้อเพลิงเมื่อต่อโหลดความต้านทานขนาด 720 W ซึ่งแรงดันของเซลล์เชื้อเพลิงมีค่าลดลงเป็นลักษณะ Exponential เนื่องจากปรากฏการณ์ Charge double layer capacitance ที่เกิดจากประจุที่ฝังตัวอยู่ในรูพรุนของอิเล็กโทรดทั้งสองข้างค่อยๆ คายออกมา [1].



รูปที่ 5-7 แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจร DAB converter และแรงดันไฟฟ้าและกระแสเอาต์พุตของ วงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อต่อโหลดความต้านทานขนาด 720 W

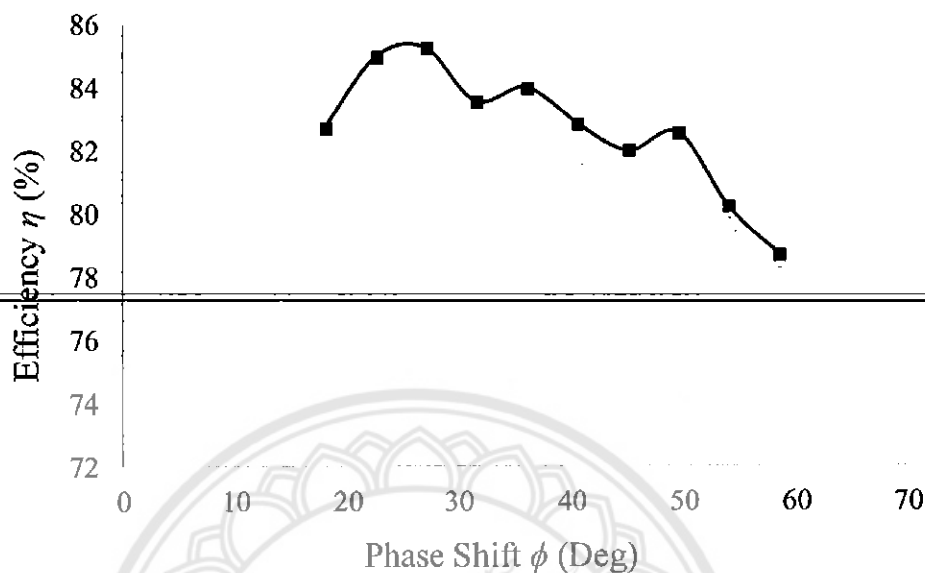


รูปที่ 5-8 แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจร DAB converter และแรงดันไฟฟ้าและกระแสเอาต์พุตของ วงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อปลดโหลดความต้านทานขนาด 720 W



รูปที่ 5-9 แรงดันไฟฟ้าและกระแสของเซลล์เชื้อเพลิงเมื่อต่อโหลดความต้านทานขนาด 720 W

รูปที่ 5-10 แสดงประสิทธิภาพของระบบผลิตไฟฟ้าต้นแบบเมื่อทดสอบกับโหลดความต้านทานที่มุมประวิง  $\phi$  ของวงจรแปลงผัน DAB DC-DC converter ในช่วง  $18^\circ$ - $60^\circ$  หรือเป็นกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 250-720 W โดยระบบมีประสิทธิภาพสูงสุด 85% ที่มุม  $\phi = 28^\circ$  หรือที่กำลังไฟฟ้าประมาณ 300 W ส่วนประสิทธิภาพที่ กำลังไฟฟ้าสูงสุดมีค่าประมาณ 78%



รูปที่ 5-10 ประสิทธิภาพของระบบผลิตไฟฟ้ากระแสสลับ

## 5.2 การอภิปรายผลการทดลอง

จากการทดลองระบบผลิตไฟฟ้าต้นแบบสามารถผลิตไฟฟ้าได้สูงสุด 720 W ซึ่งต่ำกว่าเป้าหมายที่ตั้งไว้ 1kW เนื่องจากเซลล์เชื้อเพลิงเริ่มสภาพ และอีกสาเหตุหนึ่งมาจากประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังมีค่าไม่สูงมากนักดังรูปที่ 5-10 ซึ่งเมื่อพิจารณาจากรูปคลื่นในของวงจร DAB DC-DC converter ในรูปที่ 5-5 แล้ว ถึงแม้ว่าเกิดการสวิตชิ่งในเงื่อนไขแบบ ZVS ทำให้มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียในขณะที่มีการสวิตชิ่งไม่สูง และจากผลการวิจัยในโครงการวิจัยก่อนหน้านี้ [29] พบว่าวงจร DAB DC-DC converter มีประสิทธิภาพประมาณ 94% แต่เมื่อรวมกับวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแล้วทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมมีค่าลดลง ซึ่งคาดว่าเกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียขณะนำกระแสไอจีบีที มอสเฟต และในลวดตัวนำของหม้อแปลงไฟฟ้า และตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งกำลังไฟฟ้าสูญเสียในหม้อแปลงไฟฟ้าและในตัวเหนี่ยวนำเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาในโครงการวิจัยปัจจุบันเรื่อง “การศึกษาวัดคุณแม่เหล็กความถี่สูงที่ใช้ในวงจรแปลงผันกระแสตรงแบบ Dual active bridge สำหรับระบบแปลงผันกำลังไฟฟ้าในอนาคต (Investigation of High-Frequency



Magnetic Materials used in Dual Active Bridge DC-DC Converters for the Next-Generation Power Conversion System)” ทุนพัฒนาศักยภาพในการทำงานวิจัยของอาจารย์รุ่นใหม่ ประจำปี 2560 จากสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย (สกว.)

ส่วนระบบควบคุมบนแกนหมุนไม่สมดุลของวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสทำงานได้ดีสามารถควบคุมให้แรงดันไฟฟ้ามีค่า THD ที่ต่ำเพียง 3% ถึงแม้ว่ากระแสไหลจะมีค่า THD ที่สูงถึง 130% ดังรูปที่ 5-4 เนื่องจากพฤติกรรมของตัวควบคุมที่เหมือนตัวควบคุมแบบรีโซแนนซ์ในอุดมคติที่มีอัตราขยายเป็นอนันต์ที่ความถี่เอาท์พุท



## บทที่ 6

### บทสรุป

#### 6.1 สรุปผลการวิจัย

งานวิจัยนี้เป็นการออกแบบและสร้างระบบผลิตไฟฟ้าอิสระสำหรับเซลล์เชื้อเพลิงโดยใช้วงจรแปลงผันกำลัง Dual active bridge (DAB) DC-DC converter ทำหน้าที่ขยายแรงดันเอาต์พุตของเซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM ขนาด 1 kW ในย่าน 26-40 V ให้สูงขึ้นเป็น 400 V ผ่านทางหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่ 20 kHz เพื่อป้อนให้วงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส ระบบควบคุมวงจร DAB DC-DC converter เป็นแบบลูปปิดโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอเพื่อควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่ 400 V โดยควบคุมมุมเลื่อนเฟสระหว่างแรงดันไฟฟ้าของขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า ระบบควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสเป็นตัวควบคุมแบบพีไอโดยแปลงให้ทำงานบนแกนหมุนไม่สมดุลซึ่งเทียบเคียงได้กับตัวควบคุมแบบรีโซแนนซ์ในเชิงอุดมคติ ระบบควบคุมดังกล่าวมี 2 ลูบ โดยลูบในเป็นลูบควบคุมกระแสตัวเหนี่ยวนำที่มีการป้อนกระแสไหลไปข้างหน้า ส่วนลูบนอกเป็นลูบควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 V 50 Hz

จากการทดลองการทำงานพบว่าวงจรแปลงผันดังกล่าวสามารถจ่ายโหลดสูงสุดได้ 720 W และสามารถรักษาระดับแรงดันให้คงที่ 220 V 50 Hz ได้ดีและมีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ต่ำกว่า 1% เมื่อเทียบกับโหลดความต้านทาน และต่ำกว่า 3% เมื่อเทียบกับวงจรเรียงกระแสที่กระแสมีความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ประมาณ 130% ส่วนแรงดันของเซลล์เชื้อเพลิงลดลงเหลือ 26 V และมุมต่างเฟสของแรงดันปฐมภูมิและทุติยภูมิมีค่าประมาณ  $60^\circ$  วงจรต้นแบบมีประสิทธิภาพอยู่ระหว่าง 78% ถึง 85%

#### 6.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

ควรปรับปรุงให้วงจรดังกล่าวให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้นโดยออกแบบและสร้างหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงขึ้นมาใหม่ โดยอาจเลือกใช้แกนหม้อแปลงที่มีขนาดใหญ่ขึ้นหรือมีค่าความเข้มเส้นแรงแม่เหล็กที่สูงขึ้น

ควรต่อใช้งานร่วมกับอุปกรณ์สะสมพลังงาน เช่น แบตเตอรี่ หรืออุลตราคาปาซิเตอร์ ผ่านทางขดลวดตติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า ทำให้วงจรแปลงผันที่ขึ้นเป็นแบบ Triple active bridge และทางด้านเอาต์พุตควรต่อร่วมกับอินเวอร์เตอร์แบบอิสระหรือเชื่อมต่อกับสายส่ง

### เอกสารอ้างอิง

- [1] J. Larminie and A. Dicks, *Fuel Cell Systems Explained*, 2<sup>nd</sup> ed. Chichester: John Wiley & Sons, 2003.
- [2] F. Barbir, *PEM Fuel Cells: Theory and Practice*, 2<sup>nd</sup> ed. London: Academic Press, 2013.
- [3] F. Hashemi, S. Rowshanzamir, and M. Rezakazemi, "CFD simulation of PEM fuel cell performance: Effect of straight and serpentine flow fields," *Mathematical and Computer Modelling*, vol. 55, pp. 1540-1557, 2012.
- [4] Future Energies. FUEL CELL POWER [Online]. Available: <http://www.futureenergies.com/modules.php?op=modload&name=News&file=article&sid=959>
- [5] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, pp. 63-73, 1991.
- [6] Jang Minsoo, M. Ciobotaru, and V. G. Agelidis, "A Single-Phase Grid-Connected Fuel Cell System Based on a Boost-Inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 279-288, 2013.
- [7] R. Gopinath, Sangsun Kim, Hahn Jae-Hong, P. N. Enjeti, M. B. Yearly, and J. W. Howze, "Development of a low cost fuel cell inverter system with DSP control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, pp. 1256-1262, 2004.

- [8] 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.
- [9] F. Z. Peng, H. Li, G. J. Su, and J. S. Lawler, "A new ZVS bidirectional DC-DC converter for fuel cell and battery application," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, pp. 54-65, Jan 2004.
- 
- [10] A. K. Jain and R. Ayyanar, "PWM Control of Dual Active Bridge: Comprehensive Analysis and Experimental Verification," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, pp. 1215-1227, Apr 2011.
- [11] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "Family of multiport bidirectional DC-DC converters," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 153, pp. 451-458, 2006.
- [12] CHUANHONG ZHAO, "Isolated Three-port Bidirectional DC-DC Converter," Doctor of Sciences, ETH Zürich, Zürich, 2010.
- [13] Tao Haimin, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "Transformer-coupled multiport ZVS bidirectional DC-DC converter with wide input range," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, pp. 771-781, 2008.
- [14] A. Saadi, M. Becherif, A. Aboubou, and M. Y. Ayad, "Comparison of proton exchange membrane fuel cell static models," *Renewable Energy*, vol. 56, pp. 64-71, 2013.
- [15] J. C. Amphlett, R. M. Baumert, R. F. Mann, B. A. Peppley, P. R. Roberge, and T. J. Harris, "Performance Modeling of the Ballard Mark IV Solid Polymer Electrolyte Fuel Cell," *Journal of The Electrochemical Society* vol. 142, pp. 1-8, 1995.
- [16] J. Kim, S. M. Lee, S. Srinivasan, and C. E. Chamberlin, "Modeling of Proton Exchange Membrane Fuel Cell Performance with an Empirical Equation," *Journal of The Electrochemical Society* vol. 142, pp. 2670-2674 1995.

- [17] Caisheng Wang, M. H. Nehrir, and S. R. Shaw, "Dynamic models and model validation for PEM fuel cells using electrical circuits," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, pp. 442-451, 2005.
- [18] F. Laurencelle, R. Chahine, J. Hamelin, K. Agbossou, M. Fournier, T. K. Bose, and A. Laperrière, "Characterization of a Ballard MK5-E Proton Exchange Membrane Fuel Cell Stack," *Fuel Cells*, vol. 1, pp. 66-71, 2001.
- 
- [19] Horizon Fuel Cell Technologies, *H-1000 Fuel Cell Stack User Manual v2.0*, 2009.
- [20] S. Somkun, C. Sirisamphanwong, and S. Sukchai, "A DSP-based interleaved boost DC-DC converter for fuel cell applications," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 40, pp. 6391-6404, 2015.
- [21] Microsemi Power Products Group, *APT10HM19FT3G– Rev 1*, July 2006.
- [22] Microsemi Power Products Group, *APTC60HM83FT2G– Rev 1*, October 2012.
- [23] Semikron, *Driver Electronic – PCB Drivers*, 2008.
- [24] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2<sup>nd</sup> ed. New York: Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [25] EPCOS AG., *Ferrites and accessories SIFERRIT material N97*, 2006.
- [26] EPCOS AG., *Ferrites and accessories SIFERRIT material N87*, 2006.
- [27] S. Somkun and V. Chunkag, "Unified Unbalanced Synchronous Reference Frame Current Control for Single-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, pp. 5425-5436, 2016.
- [28] Texas Instruments, *TMS320F28030, TMS320F28031, TMS320F28032, TMS320F28033, TMS320F28034, TMS320F28035 Piccolo Microcontrollers*, 2012.
- [29] ศักดา สมกุล และฉัตรชัย ศิริสัมพันธ์วงศ์, "วงจรแปลงผันกระแสตรงอัตราขยายสูงที่มีการแยกกราวด์สำหรับเซลล์เชื้อเพลิง " มหาวิทยาลัยนเรศวร2558.



# Modelling and Simulation of Dual Active Bridge DC-DC Converters for Fuel Cell Applications

Prabhuraj Shanmugham, Sakda Somkun\*

School of Renewable Energy Technology, Naresuan University, Phitsanulok, Thailand

The dynamic nature of fuel cells is such that the sudden and extreme changes in load reduces the life span of the fuel cells. The power conditioning circuits which are eventually used in fuel cell systems should carefully be designed to extend the life of fuel cells. This paper presents the small signal average modelling of a dual active bridge DC-DC converter and a controller design of the system for stable operation. MATLAB/Simulink is used for the simulation of the model. The extended symmetrical optimum method is used for design of the proportional-integral controller for the output voltage with a guaranteed minimum phase margin for the systems with a variable process gain in addition to other accepted desired performances. This method ensures the maximum phase margin at a minimum required value at the desired gain crossover frequency with a compromise between system's peak overshoot, rise time and settling time. This paper helps in designing a dual active bridge DC-DC converters suitable for healthy fuel cell power generation systems as a part of a renewable power systems.

**Keywords:** DC-DC Converters, Dual Active Bridge, Fuel Cells, Extended Symmetric Optimum

## 1. INTRODUCTION

Renewable energy penetration in the power systems is a boon to meet the global energy needs without depleting the fossil fuels which in turn mitigates the GHG emissions. Being an intermittent and fluctuating power, the renewable power generation when integrated with the existing power system shall disturb the stability of the power system which is a serious issue of modern day's power systems and must be attended with great concern. Moreover the gap between the supply and demand has resulted with energy storage systems as a part of renewable energy systems, which stores energy when in excess and delivers it on demand to sustain the grid stability. In such systems, when storing and retrieving the energy, the power conditioning circuits are involved as an integral part of the system.

This paper deals with the modelling, simulation and controlling of one such power conditioning circuit. DC-DC converters are versatile in nature, which generally are used to boost a low voltage power output to a high voltage for further usage. There are various topologies proposed for DC-DC converters in the literatures<sup>2-9</sup> with and without galvanic isolation. In medium and high power applications where the voltage level transfer ratio is higher, the topologies without

galvanic isolation are to be avoided in protection view point.

The proposed topologies<sup>3</sup> with galvanic isolation such as push pull converters and half bridge converters have the problems of identical centre-tap transformer windings, higher rating of the switching devices and other passive components. Hence the dual active bridge DC-DC converter<sup>2</sup> which is identified with high power density, high efficiency, Zero Voltage Switching (ZVS) capability, bidirectional power flow and galvanic isolation is a suitable candidate for the DC-DC conversion of low voltage fuel cell power generation systems. In addition, these systems can also be employed in vehicular technologies.

## 2. SYSTEM CONFIGURATION

The system shown in the figure 1 depicts a dual active bridge with a fuel cell stack. Generally the fuel cells are available with an output power range of 10W to 5kW with an output voltage range of 7.8 V to 72 V. The polarization curve<sup>10</sup> of the fuel cells has three regions of operation such as activation, ohmic and concentration. The operating point of the fuel cell must be chosen as given in the data sheet in the ohmic region to extend the life of the fuel cell. In a typical application such as a single phase AC power generation system the boosted

DC voltage should be at least  $\sqrt{2}$  times the peak value of the required AC signal. Hence the voltage conversion ratio is very high (around 10) in the case of

\*Email Address : sakdaso@nu.ac.th

medium and high power applications where the need of isolated DC-DC converters are essential to meet the required voltage level and conventional boost converters cannot be used in such cases. The dual active bridge DC-DC converters which was originally proposed with soft switching is a better topology among others for fuel cell applications.

The figure 1 shows the Fuel Cell system with a dual active bridge converter and a single phase inverter.

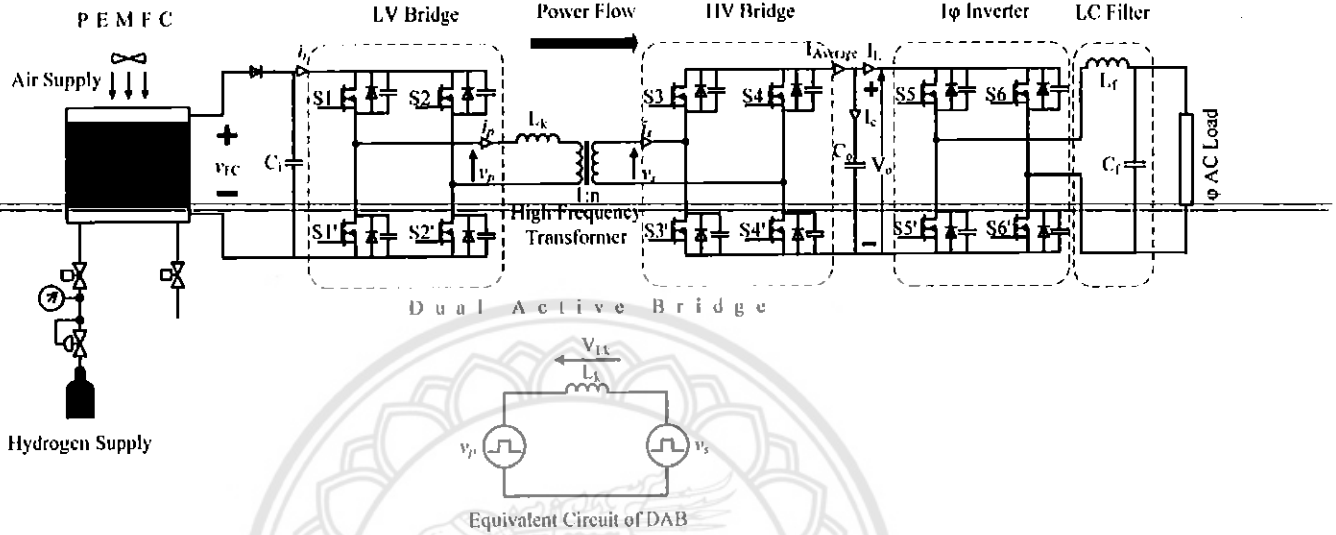


Figure 1. Fuel Cell Power Generation System.

Phase shift modulation is employed in such systems so as to transfer the power from one port to the other. The power flow from the fuel cell to the load (leading bridge to the lagging bridge) is determined by the phase angle  $\phi$  between the primary and secondary voltages of the transformer, which is given by<sup>2</sup>

$$P_{FC} = \frac{V_{FC}^2 d \phi}{\pi \omega L_k} (\pi - \phi) \quad (1)$$

where  $V_{FC}$  is the fuel cell's DC output voltage,  $\phi$  is the phase shift between the bridge gate signals,  $d$  is the voltage transfer ratio referred to primary,  $L_k$  is the leakage inductance of the transformer as referred in the equivalent circuit of the DAB.

### 3. SYSTEM MODELLING

The applied DC voltage is converted into a high frequency square wave (non-sinusoidal) AC voltage at the primary of the high frequency transformer by the LV bridge and is stepped up and converted to a high voltage square wave AC at the secondary of the high frequency transformer by the HV bridge with a desired phase shift to meet the required load power. The output of the HV bridge is a high voltage DC. The voltage waveforms at primary and secondary windings, the current waveform

at the primary windings of the high frequency transformer are shown in the figure 2.

The instantaneous value of the primary current at any given instant  $\theta$  is given by

$$i(\theta) = \begin{cases} i(0) + \left(\frac{v_i + v_o}{\omega L}\right) \theta, & 0 < \omega t < \phi \\ i(\phi) + \left(\frac{v_i - v_o}{\omega L}\right) (\theta - \phi), & \phi < \omega t < \pi \end{cases} \quad (2)$$

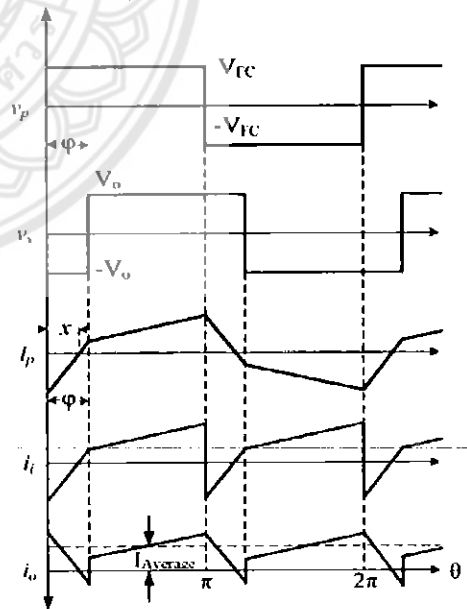


Figure 2 Voltage and Current Waveforms

The expression (1) can be deduced to get the values of the primary winding current at different instances such as



$$i_p(0) = -\frac{V_{FC}}{\omega L_k} \left[ d\varphi - \frac{\pi(1-d)}{2} \right] \quad (3)$$

$$i_p(\varphi) = \frac{V_{FC}}{\omega L_k} \left[ \varphi + \frac{\pi(1-d)}{2} \right] \quad (4)$$

where the first zero crossing point  $x$  is given by

$$x = \frac{2d\varphi + \pi(1-d)}{2(1+d)} \quad (5)$$

The boundary conditions<sup>2</sup> of the LV side bridge and HV side bridge for ZVS are found to be  $i_p(0) < 0$  and  $i_p(\varphi) > 0$  respectively. This can be found by substituting  $i_p(0) = 0$  and  $i_p(\varphi) = 0$ , which will ensure a negative current in the LV bridge through the diodes clamping the voltage across the switches to be the negligible forward voltage drop across them enabling almost zero voltage at the time of turn ON. Similarly a positive current in the HV bridge makes the diodes across to conduct ensuring almost zero voltage across the switches at the time of turn ON. During turn OFF process, the capacitors across the switches stores the ON state voltage and enables ZVS at the time of turn OFF. Which will greatly reduce the switching losses and hence increase the efficiency.

The average power transferred from the fuel cell to the load is given as in (6) due to the half wave symmetry of the waveform.

$$P_{FC} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi v_p(\theta) \cdot i_p(\theta) d\theta \quad (6)$$

$$P_{FC} = \frac{V_{FC}}{\pi} \int_0^\pi i_p(\theta) d\theta$$

$$P_{FC} = V_{FC} I_{Average}$$

where  $I_{Average}$  can easily be found from the expressions (1) - (3) and referring to the figure 2 as,

$$I_{Average} = \frac{V_{FC} d \varphi (\pi - \varphi)}{\pi \omega L_k} \quad (7)$$

which gives

$$P_{FC} = V_{FC}^2 \frac{d \varphi (\pi - \varphi)}{\pi \omega L_k} \quad (8)$$

This average current can be used for modelling the DAB, which is a non-linear function of the phase shift  $\varphi$  as given in (9)

$$I_{Average} = \frac{V_{FC} d \varphi}{\omega L_k} K_\varphi \quad (9)$$

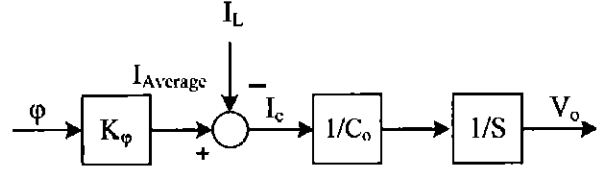
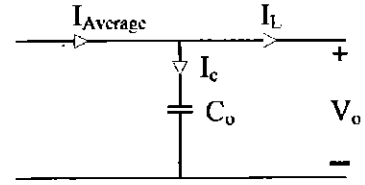


Figure 3 Average Model of the System

where  $K_\varphi = \frac{(\pi - \varphi)}{\pi}$  and thus,  $\varphi \cdot K_\varphi = \frac{\varphi(\pi - \varphi)}{\pi}$ .

The averaged model of the DAB is as shown in the figure 3. This gives the open loop transfer function of the system as

$$G_{DAB}(s) = \frac{K_\varphi \frac{1}{C_o s}}{s} = \frac{K_\varphi}{s} \quad (10)$$

This open loop transfer function of the system is further used for closed loop system design with a feedback control.

#### 4. CONTROLLER DESIGN

If a single phase inverter is considered as the load, it should be chosen so as to limit the bandwidth below the double line frequency of the load, which allows a double line frequency ripple in the DC bus voltage. A low pass filter is introduced to limit the frequency of the ripple current drawn from the fuel cell. The time constant  $T_F$  of the low pass filter is chosen to limit the pulsating frequency of the load if any. This results in only a DC current drawn from the fuel cell, which is healthy for the fuel cell membrane<sup>10</sup>.

A PI controller is introduced in the system for the system's stability under set point and disturbance variations as shown in the figure 4. In this design an extended Symmetrical Optimum (SO) method proposed<sup>1</sup> is used in the tuning of the PI controller.

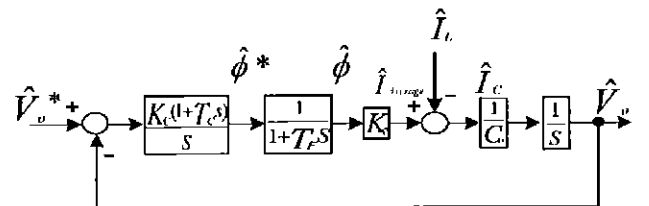


Figure 4 Closed Loop System

From the figure 4, the open loop gain of the system is given by

$$G_{OL}(s) = \frac{K_p K_c (1+T_c s)}{s^2 (1+T_F s)} \quad (11)$$

The system resulted with a variable gain process in which  $K_\varphi = \frac{(\pi-\varphi)}{\pi}$  is a variant. Hence the Symmetrical Optimum (SO) method<sup>1</sup> which is suitable for such plants with variable parameter  $K_p$  is chosen to compute the PI controller parameters. This gives the values of  $K_c$  and  $T_c$  at the median of  $K_\varphi$  so that maximum phase margin is ensured at the given cross-over frequency  $\omega_c$  even if  $K_\varphi$  is varied.

According to the extended SO method<sup>1, 11</sup>,  $K_c$  and  $T_c$  are defined as

$$K_p K_c = \frac{1}{\beta \sqrt{\beta T_F^2}} \quad (12)$$

$$T_c = \beta T_F \quad (13)$$

where  $\beta$  is a parameter chosen between 4 and 16 based on required system performance<sup>1</sup> such as peak overshoot, rise time and settling time. When  $\beta < 4$  the phase margin  $\varphi_{rM} < 36^\circ$  which is too small and when  $\beta > 16$  the phase margin  $\varphi_{rM} > 60^\circ$  where such high values are not necessary. In this simulation the parameter  $\beta$  is chosen as 6 for a maximum phase margin of  $45^\circ$  of the open loop system.

The Bode Diagram of the open loop system is as shown in the figure 5. It can be found from the response that the maximum phase margin of  $45.6^\circ$  is provided by the PI controller at 25 Hz along with the low pass filter.

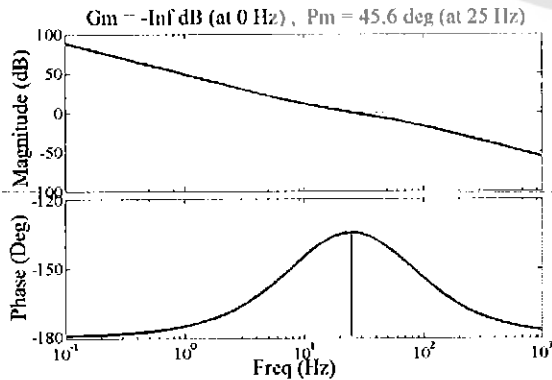


Figure 5 Bode Diagram of the Open Loop System

The expressions (11)-(13) give the optimal closed loop gain of the entire system as

$$G_{CL}(s) = \frac{(1+\beta T_F s)}{\beta \sqrt{\beta T_F^3 s^3 + \beta \sqrt{\beta T_F^2} s^2 + \beta T_F s + 1}} \quad (14)$$

Thus, the cut off frequency  $\omega_c$  of the DC bus voltage control loop is selected via the low pass filter as

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{\beta T_F}} \quad (15)$$

The Bode Diagram of the closed loop system is as shown in the figure 6. The cut off frequency  $\omega_c$  is chosen as 25 Hz. The phase margin of the closed system is found to be  $89^\circ$  at 32.9 Hz.

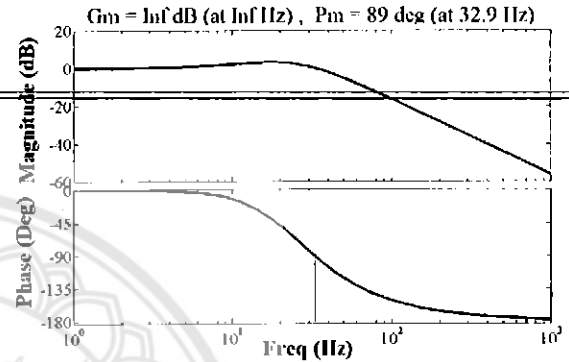


Figure 6 Bode Diagram of the Closed Loop System

This ensures the stable operation of the system within the double line frequency of the inverter load.

## 5. SIMULATION

Simulation of the model is done in MATLAB/Simulink connecting the dual active bridge to a constant DC voltage source using power system block sets. The internal resistance of the DC source is chosen as  $0.333 \Omega$  which is equivalent to the dynamic resistance of 1kW Horizon fuel cell. The simulation results are shown as in figure 7, which shows the variations in the load voltage ( $V_o$ ), load current ( $I_o$ ) input voltage ( $V_i$ ) and input current ( $I_i$ ) as the load is varied from 100 W to 1000 W and vice versa. The input voltage dropped from 49 V to 42 V when the load is changed from 100 W to 1000 W and the maximum ripple in the input current ( $I_i$ ) is found to be 2 A at full load, which are within the safe range of fuel cell's operation. Table 1 shows the parameters used in the simulation.

Table 1. Simulation parameters of Dual Active Bridge DC-DC converter

Parameters	Values
Input voltage, $V_{FC}$	50 V
Output voltage, $V_o$	400 V
Leakage inductance, $L_k$	11.719 $\mu$ H
Output capacitance, $C_o$	1000 $\mu$ F
Input capacitance, $C_i$	0.0047 F
Internal resistance, $R_s$	0.333 $\Omega$
Maximum output power, $P_o$	1000 W
Switching frequency, $f_s$	20 kHz
Bandwidth, $\omega_c$	25 Hz
Proportional gain of the controller, $K_c$	2.7361
Integral time of the controller, $T_c$	0.0390 s
Parameter, $\beta$	6
Voltage conversion ratio referred to primary, $d$	1

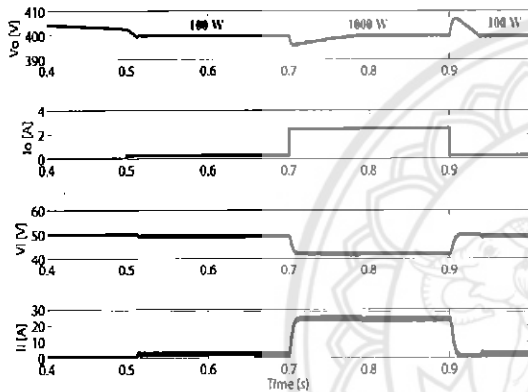


Figure 7 Simulations Results with the load change from 100 W to 1000 W and vice versa

## 6. CONCLUSION

Small signal average modelling of Dual Active Bridge DC-DC converter is done using MATLAB/Simulink power system block sets. A PI controller has been introduced and designed for the stability of the system under set point and load variations using extended Symmetrical Optimum method. The optimum values of the controller parameters are obtained as listed in the Table 1 and verified for the stable operation of the system with DC load variations as shown in the figure 7. This system design can be used for further design of fuel cell applications such as single phase AC power generation.

## ACKNOWLEDGMENTS

This work has been financially supported by National Research Council of Thailand (NRCT) under Research Grant No. R2559B115.

## REFERENCES

- [1] Preitl, S. and R.E. Precup, An extension of tuning relations after symmetrical optimum method for PI and PID controllers. *Automatica*,35 (1999) 1731-1736.
- [2] De Doncker, R.W.A.A., D.M. Divan, and M.H. Kheraluwala, A Three-Phase Soft-Switched High-Power-Density DC/DC Converter for High-Power Applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*,27 (1991) 63-73.
- [3] Kirubakaran, A., S. Jain, and R.K. Nema, A review on fuel cell technologies and power electronic interface. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*,13 (2009) 2430-2440.
- [4] Nan, C. and R. Ayyanar. Dual active bridge converter with PWM control for solid state transformer application. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (2013)* 4747-4753.
- [5] Ngo, T., J. Won, and K. Nam. A single-phase bidirectional dual active half-bridge converter. *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC (2012)* 1127-1133.
- [6] Tao, H., J.L. Duarte, and M.A.M. Hendrix, Three-port triple-half-bridge bidirectional converter with zero-voltage switching. *IEEE Transactions on Power Electronics*,23 (2008) 782-792.
- [7] Tao, H., A. Kotsopoulos, J.L. Duarte, and M.A.M. Hendrix. Multi-input bidirectional DC-DC converter combining DC-link and magnetic-coupling for fuel cell systems. *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)* (2005) 2021-2028.
- [8] Tao, H., A. Kotsopoulos, J.L. Duarte, and M.A.M. Hendrix, Family of multiport bidirectional DC-DC converters. *IEE Proceedings: Electric Power Applications*,153 (2006) 451-458.
- [9] Tao, H., A. Kotsopoulos, J.L. Duarte, and M.A.M. Hendrix, Transformer-coupled multiport ZVS bidirectional DC-DC converter with wide input range. *IEEE Transactions on Power Electronics*,23 (2008) 771-781.
- [10] James, L. and D. Andrew, *Fuel cell systems explained*. John Wiley & Sons Ltd,(2003).
- [11] Somkun, S., C. Sirisamphanwong, and S. Sukchai, A DSP-based interleaved boost DC-DC converter for fuel cell applications. *International Journal of Hydrogen Energy*,40 (2015) 6391-6404.