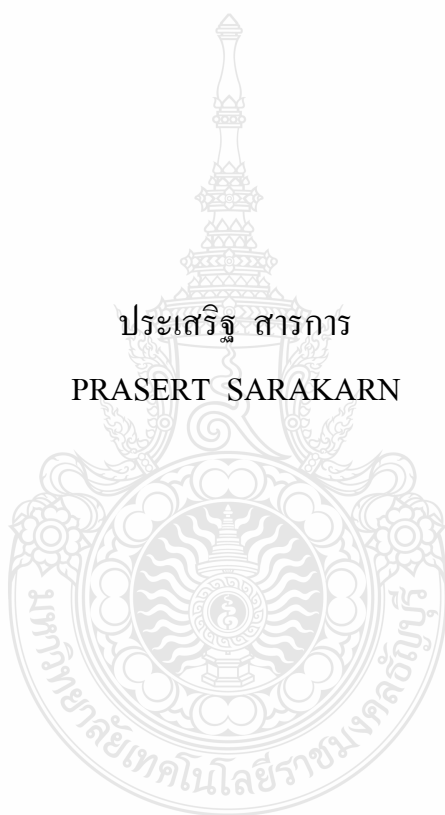


การศึกษาระบบควบคุมพลังงานไฟตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง และแบตเตอรี่

**THE INVESTIGATION IN HYBRID DC ENERGY CONTROL OF FUEL CELL
AND BATTERY**

ประเสริฐ สารการ

PRASERT SARAKARN



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

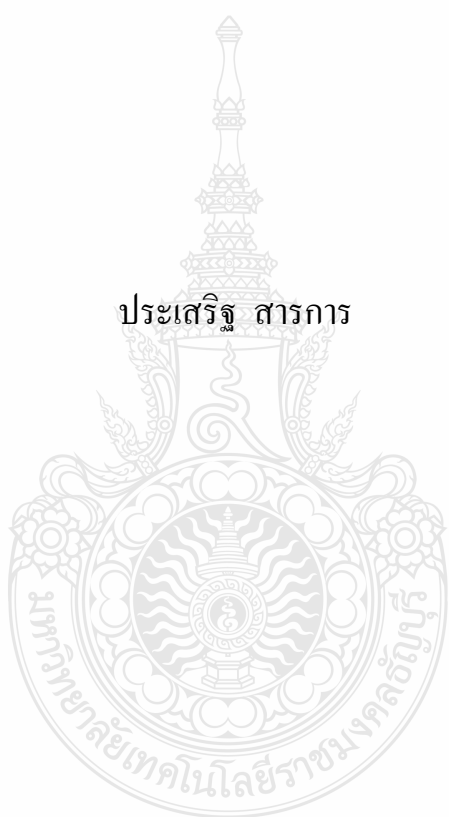
คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

พ.ศ. 2553

การศึกษาระบบควบคุมพลังงานไฟตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง และแบตเตอรี่

ประเสริฐ สารการ



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

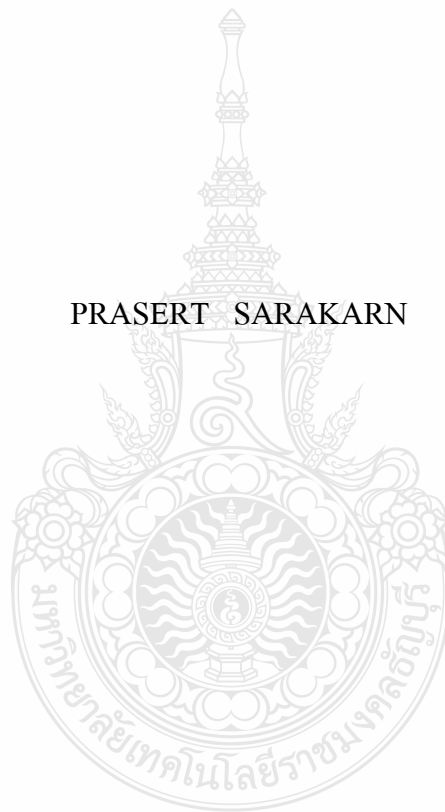
คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

พ.ศ. 2553

**THE INVESTIGATION IN HYBRID DC ENERGY CONTROL OF FUEL CELL
AND BATTERY**

PRASERT SARAKARN



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILMENT OF THE REQUIREMENTS FOR
THE DEGREE OF MASTER OF ENGINEERING
IN ELECTRICAL ENGINEERING DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
RAJAMANGALA UNIVERSITY OF TECHNOLOGY THANYABURI

2010

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นงานวิจัยที่เกิดจากการค้นคว้าและวิจัยขณะที่ข้าพเจ้าศึกษาอยู่ในคณะ
วิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ดังนั้นงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ถือ
เป็นลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีและข้อความต่างๆในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
ข้าพเจ้าขอรับรองว่าไม่มีการคัดลอกหรือนำงานวิจัยของผู้อื่นมานำเสนอในชื่อของข้าพเจ้า



นายประเสริฐ สารการ

COPYRIGHT © 2010

FACULTY OF ENGINEERING

RAJAMANGALA UNIVERSITY OF TECHNOLOGY THANYABURI มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ลิขสิทธิ์ พ.ศ. 2553

คณะวิศวกรรมศาสตร์

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาระบบควบคุมพลังงานไฟตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิงและแบตเตอรี่
นักศึกษา	นายประเสริฐ สารการ
รหัสประจำตัว	115070402010-8
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขา	วิศวกรรมไฟฟ้า แขนงวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง
ปีการศึกษา	2552
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ดร. วันชัย ทรัพย์สิงห์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ปฏิพัทธ์ ทวนทอง

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการศึกษาระบบควบคุมพลังงานไฟตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง และแบตเตอรี่ โดยกำหนดให้เซลล์เชื้อเพลิงเป็นแหล่งจ่ายหลักต่อเข้าบัสไฟตรง ผ่านบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบ 4 เฟส แบตเตอรี่เป็นแหล่งจ่ายเสริมต่อผ่านคอนเวอร์เตอร์แบบ 2 ทิศทาง (2-Quadrant) เป็นการเพิ่มไดนามิกสัณฐานโหลดต้องการกำลังงานสูง ๆ และเป็นอุปกรณ์เก็บกำลังงานไฟฟ้า เทคนิคการจัดการกำลังงานจากแหล่งจ่ายหลักและแหล่งจ่ายเสริมบนบัสไฟตรง จะกำหนดการทำงานของโหลดไว้เป็น 3 สภาวะ บริหารกำลังงานโดย พี-ไอ คอนโทรล ชนิดหลายรูป (คาสเคด คอนโทรล)

งานวิจัยนี้ใช้เซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEMFC พิกัด 1.2 กิโลวัตต์, 26 โวลต์, 46 แอมแปร์แบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด ขนาด 12 โวลต์, 12 แอมแปร์ชั่วโมง จำนวน 6 ลูก ตัวประมวลผลทางคณิตศาสตร์ใช้ dSPACE DS1104 ภาคคอนเวอร์เตอร์ใช้มอสเฟตเป็นสวิทซ์ ความถี่การสวิทซ์ที่ 25 กิโลเฮิรท์ พิกัดแรงดันบนบัสไฟตรงที่ 60 โวลต์

ผลการทดสอบแสดงให้เห็นสมรรถนะของแหล่งจ่ายไฟที่นำเสนอ สามารถตอบสนองในการทำงานทั้ง 3 สภาวะตามเงื่อนไขที่ต้องการทุกประการ จ่ายกำลังงานให้โหลดขณะที่โหลดต้องการกำลังงานสูงสุดได้ภายใน 4-10 วินาที ในขณะที่แรงดันของบัสไฟตรงจะคงที่ตลอดเวลา อย่างไรก็ตามระบบนี้ยังไม่สามารถทำงานได้ดีกับโหลดที่ต้องการความเร็วสูง ๆ อันเนื่องมาจากธรรมชาติของแบตเตอรี่ที่นำมาใช้ในวิทยานิพนธ์นี้

คำสำคัญ : แหล่งจ่ายไฟตรงแบบผสม, เซลล์เชื้อเพลิง, แบตเตอรี่, คอนเวอร์เตอร์

Thesis Title: THE INVESTIGATION IN HYBRID DC ENERGY CONTROL OF FUEL CELL AND BATTERY

Student Name: Mr. Prasert Sarakarn

Student ID: 115070402010-8

Degree Award: Master of Engineering

Study Program: Electrical Engineering
(Electrical Power Engineering)

Academic Year: 2010

Thesis Advisor/s: Dr. Wanchai Subsingha
Assistant Professor Dr. Phatiphat Thounthong

ABSTRACT

The thesis this presents the investigation in hybrid dc energy control of fuel cell and battery. The fuel cell is connected to a dc bus by 4-phase boost converter, and battery is auxiliary sources connected by 2-quadrant converter for supplying transient energy demand and peak. To manage the energy exchanges between the dc bus, the main source and the storage device, three operating modes. The control strategy is a PI-Control (Cascade control type).

This thesis with PEMFC 1.2 kW, 26 V, 46A and 12 V, 12Ah lead-acid battery 6 unit. The numerical calculation in dSPACE DS1104, MOSFET modules are used as switches in the converter with the switching frequency of 25 kHz. With the dc bus rating of 60 V

The experimental result is show dc sources performance for three operating modes. The initial state is zero for the power discharge to load, the load starts to maximum power with in 4-10 s, during time voltage at dc bus is steady state. Nevertheless, the proposed system cannot operate satisfy at high speed due to battery nature in this thesis.

Keywords: Hybrid DC Sources, Fuel Cell, Battery, Converter

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยความกรุณาของอาจารย์ ดร. วันชัย ทรัพย์สิงห์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก และผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ปฏิพัทธ์ ทวนทอง อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม ที่ได้ให้โอกาสและให้ความรู้แก่ผู้จัดทำ

ขอบพระคุณเจ้าหน้าที่ประจำศูนย์นวัตกรรมเทคโนโลยีไทย-ฝรั่งเศส ภาควิชาครุศาสตร์ไฟฟ้า คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ ที่ได้ให้ความกรุณาใช้เครื่องมือ อุปกรณ์ คำแนะนำ ตลอดจนความสะดวกในการทำวิจัย

ขอบพระคุณผู้บริหารบริษัท อาควา นิธิฮารา คอร์ปอเรชั่น จำกัด ที่ได้ให้โอกาสทางการศึกษา ตั้งแต่เริ่มต้นจนถึงสิ้นสุดกระบวนการ

ท้ายสุดนี้ขอขอบพระคุณ คุณแม่ คุณพ่อ ที่ให้ชีวิต ความแรงแรง ความกล้า และการอบรมสั่งสอน ให้ผู้ทำวิจัยมีความอดทนต่อสู้กับอุปสรรคที่เกิดขึ้น ขอคุณภรรยาและบุตรที่ให้กำลังใจจนสามารถจัดทำวิทยานิพนธ์ได้สำเร็จด้วยดี

ประโยชน์อันใดก็ตามที่เกิดขึ้นจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ข้าพเจ้าขอมอบเป็นกุศลให้กับทุกท่านที่กล่าวมาแล้วข้างต้นขอให้มีความสุข ความเจริญ สืบเนื่องตลอดไป

ประเสริฐ สารการ

6 มีนาคม 2553

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญตาราง	ฉ
สารบัญรูป	ช
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์	2
1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์	2
1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการของวิทยานิพนธ์	2
1.5 ประโยชน์ของวิทยานิพนธ์	3
1.6 คำสำคัญของงานวิจัย	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 เซลล์เชื้อเพลิง	4
2.2 แบตเตอรี่	12
2.3 คอนเวอร์เตอร์	14
2.4 วงจรทบทแรงดันแบบขนานหลายเฟส	25
2.5 เทคนิคการอินเตอร์ลีฟ (Interleaved Technique)	25
2.6 การควบคุมกระแสในลูปปิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบขนานหลายเฟส	26
2.7 การออกแบบวงจรกำลังของคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	28
2.8 ตัวควบคุมอัตโนมัติ	45
2.9 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการมอดูเลตแบบปรับความกว้างพัลส์	49
บทที่ 3 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ	51
3.1 การศึกษาข้อมูล	53
3.2 การออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์ทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบขนาน 4 เฟส	53
3.3 การออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ 2 ทิศทาง	66

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.4 การออกแบบส่วนควบคุมการผสมผสานกำลังงาน	80
3.5 การออกแบบส่วนจัดการกำลังงานบน DC Bus	83
3.6 การพยากรณ์ค่า K_p และ K_i โดยใช้ SISOTOOL จาก MATLAB/Simulink	88
บทที่ 4 การทดสอบ	
4.1 วัตถุประสงค์ของการทดสอบ	92
4.2 เครื่องมือวัดและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง	97
4.3 ลำดับขั้นการทดลอง	
ผลการทดสอบที่โหลด 350 วัตต์	103
ผลการทดสอบที่โหลด 500 วัตต์	103
ผลการทดสอบไดนามิกส์ของเบตเตอร์	106
บทที่ 5 สรุปผลงานวิจัยและข้อเสนอแนะ	109
เอกสารอ้างอิง	111
ภาคผนวก	
ก. ลายวงจรพิมพ์ การวางตำแหน่ง และผลการทดสอบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส	113
ข. ลายวงจรพิมพ์ การวางตำแหน่ง และผลการทดสอบ 2-Quadrant คอนเวอร์เตอร์	131
ค. ส่วนประกอบการทดลองและข้อมูลทางเทคนิคของอุปกรณ์ที่สำคัญ	140
ง. ผลงานวิจัยตีพิมพ์เผยแพร่	149
ประวัติผู้เขียน	162

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การเปรียบเทียบวงจรแม่เหล็กไฟฟ้าและแม่เหล็กถาวร	30
2.2 ข้อมูลลวดทองแดง	38
3.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง	92
4.1 ข้อกำหนดทางไฟฟ้าของคอนเวอร์เตอร์ชานนกัน 4 เฟส	95
4.2 ผลตอบสนองการทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบชานน 4 เฟส	95
4.3 ผลทดลองการจ่ายกำลังงานจากแบตเตอรี่ไปยังระบบ	97
4.4 ผลตอบสนองการทดลองเมื่อรับกำลังงานจากระบบสู่อุปกรณ์	100



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า	
2.1	โครงสร้างภายในของเซลล์เชื้อเพลิง 1 เซลล์	6
2.2	ต้นแบบเซลล์เชื้อเพลิง PEMFC พิกัด 2 kW, 300 A, 7 V	6
2.3	ชุดเซลล์เชื้อเพลิง	7
2.4	ค่าต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นกับเซลล์เชื้อเพลิง PEMFC จำนวน 1 เซลล์	8
2.5	แบบจำลองความต้านทานของเซลล์เชื้อเพลิง	9
2.6	การทดลองสเตปโหลดให้เพิ่มมากขึ้นเพื่อศึกษาผลกระทบที่เกิดขึ้นกับเซลล์เชื้อเพลิง	10
2.7	การแก้ปัญหาการเกิดการกระชากเชื้อเพลิง	10
2.8	การควบคุมอัตราการไหลกระแสของเซลล์เชื้อเพลิง เมื่อจะประยุกต์ใช้งานจริง	11
2.9	โครงสร้างของเซลล์แบบตะกั่ว-กรด	12
2.10	ปฏิกิริยาทางเคมีของแบตเตอรี่แบบตะกั่ว-กรด (Lead-Acid Battery)	13
2.11	อัตราการประจุและคายประจุของแบตเตอรี่	14
2.12	วงจรสมมูลของวงจรทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	15
2.13	วงจรการทำงานของวงจรทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	15
2.14	สัญญาณต่าง ๆ ของวงจรทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	16
2.15	วงจรสมมูลของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	21
2.16	วงจรการทำงานของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	21
2.17	สัญญาณต่าง ๆ ของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	22
2.18	วงจรทบแรงดันแบบหลายเฟส (Multiphase Interleaved Boost Converter)	25
2.19	การควบคุมกระแสแบบลูบปิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส	27
2.20	วงจรแม่เหล็กพื้นฐาน	28
2.21	ฮิสเตอร์ซีสรูป	29
2.22	วงจรแม่เหล็กไฟฟ้าและวงจรเทียบเคียง	30
2.23	ลักษณะของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่าง ๆ	32
2.24	เส้นโค้งฮิสเตอร์ซีสของแกนเฟอร์ไรต์	33
2.25	ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสารชนิด 6H20 7H20 และ 7H10	33
2.26	ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มและหยุดนำกระแส	41
2.27	ตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่าง ๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต	42
2.28	ตัวอย่างของ Gate Charge Chart	42
2.29	ลักษณะการชาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการนำและหยุดนำกระแส	43

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า	
2.30	กราฟพิกัด FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ IRFP250N	44
2.31	ไดอะแกรมของตัวควบคุมแบบพีไอ	46
2.32	ผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดของตัวควบคุมแบบพีไอ	46
2.33	วงจรควบคุมแบบพีไอ	46
2.34	วงจรควบคุมแบบพีไอปรับค่าอิสระต่อกัน	48
2.35	สัญลักษณ์ของสัญญาณ PWM	49
2.36	การเปรียบเทียบสัญญาณสามเหลี่ยมกับไซน์	50
3.1	แผนภูมิกระบวนการวิจัย	51
3.2	ผังโครงสร้างการผสมผสานพลังงาน	53
3.3	วงจรทบทวนแรงดันแบบขนาน 4 เฟส	54
3.4	วงจรตรวจจับกระแส	58
3.5	วงจรขั้วนำเกตโดยใช้ไอซีเบอร์ TLP250	59
3.6	วงจรสร้างสัญญาณพัลส์อ้างอิง	61
3.7	วงจรโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ใช้ไอซี SN74LS123	62
3.8	วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม	63
3.9	วงจรมอดูเลตตามความกว้างของสัญญาณพัลส์ (PWM)	64
3.10	วงจรควบคุมแบบพีไอ สำหรับบูสต์คอนเวอร์เตอร์	65
3.11	ส่วนประกอบวงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทาง	66
3.12	วงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทาง 2 เฟส	67
3.13	การป้อนกลับของกระแส 1 เฟส	70
3.14	วงจรตรวจจับกระแส 1 เฟส	71
3.15	วงจรเดดไทม์ (Dead Time Circuit)	72
3.16	เดดไทม์ของการขับมอสเฟต	72
3.17	วงจรขั้วนำเกตโดยใช้ไอซีเบอร์ TLP 250	73
3.18	วงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์วีดท์มอดูเลชัน	74
3.19	วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา 25 kHz	75
3.20	วงจรโมโนสเตเบิล	76
3.21	การต่อวงจรเหลื่อมเฟส 180 องศา	77
3.22	วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย	77

สารบัญรูป(ต่อ)

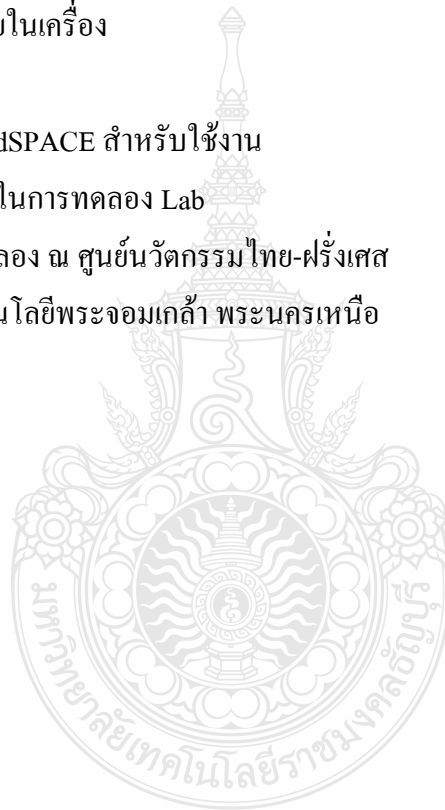
รูปที่	หน้า
3.23 วงจรควบคุมแบบพีไอ สำหรับคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทาง	79
3.24 บล็อกไดอะแกรมระบบจัดการการผสมผสานกำลังงาน	80
3.25 ระบบจัดการด้านกำลังงานของเซลล์เชื้อเพลิง แบตเตอรี่ และ โหลด	81
3.26 สภาวะอัดประจุ (Charge Mode)	82
3.27 สภาวะคายประจุ (Discharge Mode)	82
3.28 สภาวะคืนกลับ (Recovery Mode)	83
3.29 วงจรสมมูลของแหล่งจ่าย	83
3.30 การบาลานซ์โหลด	84
3.31 บล็อกไดอะแกรม DC Bus Voltage Control Loop	85
3.32 บล็อกไดอะแกรม Battery Charge Loop	86
3.33 โครงสร้างระบบควบคุมรวมการผสมผสาน	92
4.1 ห้องปฏิบัติการทดสอบแหล่งจ่ายไฟแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง และแบตเตอรี่	93
4.2 วงจรทดสอบการส่งถ่ายพลังงานสำหรับบูสต์คอนเวอร์เตอร์	94
4.3 กระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำที่มีการขนานกัน 4 เฟส ที่กระแสด้านเข้า 10 A	96
4.4 กระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำเมื่อเปลี่ยนแปลงภาระที่กระแสด้านเข้า 1 A ไปที่ 3 A	96
4.5 วงจรทดสอบการส่งถ่ายพลังงานสำหรับคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 Quadrant	97
4.6 ความสัมพันธ์ของกระแส $I_{Lactive}$ กับ I_{LREF}	98
4.7 ประสิทธิภาพการของคอนเวอร์เตอร์เมื่อจ่ายพลังงานจากแบตเตอรี่ไปยังระบบ	99
4.8 สถานะกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำขณะจ่ายกำลังงานจากแบตเตอรี่สู่ระบบ	99
4.9 ผลการตอบสนองของคอนเวอร์เตอร์ต่อคำสั่งในโหมดจ่ายกระแสกลับเข้าแบตเตอรี่	100
4.10 ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ในการส่งถ่ายพลังงานจากระบบไปแบตเตอรี่	101
4.11 การตอบสนองของวงจรที่คำสั่งให้จ่ายกระแสเข้าแบตเตอรี่ 3.75 A	101
4.12 วงจรประลองแหล่งจ่ายแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง และแบตเตอรี่	102
4.13 การติดตั้งชุดแบตเตอรี่	102
4.14 ผลตอบสนองของแหล่งจ่ายที่โหลดขนาด 350 วัตต์	104
4.15 ผลตอบสนองของแหล่งจ่ายที่โหลดขนาด 500 วัตต์	105
4.16 ลักษณะไดนามิกส์ของโหลดและแบตเตอรี่ ที่โหลด 350 วัตต์	106
4.17 ลักษณะไดนามิกส์ของโหลดและแบตเตอรี่ ที่โหลด 500 วัตต์	107

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
ก.1 วงจรทบทแรงดันแบบ 4 เฟสภาคกำลังส่วนที่ 1	114
ก.2 การวางอุปกรณ์ของวงจรทบทแรงดันแบบ 4 เฟส ภาคกำลังส่วนที่ 1	115
ก.3 ลายวงจรพิมพ์ของวงจรทบทแรงดันแบบ 4 เฟส ภาคกำลังส่วนที่ 1	116
ก.4 วงจรทบทแรงดันแบบ 4 เฟสภาคกำลังส่วนที่ 2	117
ก.5 การวางอุปกรณ์วงจรทบทแรงดันแบบ 4 เฟส ภาคกำลังส่วนที่ 2	118
ก.6 ลายวงจรพิมพ์ของวงจรทบทแรงดันแบบ 4 เฟส ภาคกำลังส่วนที่ 2	118
ก.7 วงจร Gate Drive	119
ก.8 การวางอุปกรณ์ของวงจร Gate Drive	120
ก.9 ลายวงจรพิมพ์ของวงจร Gate Drive	120
ก.10 วงจร PI Control	121
ก.11 การวางอุปกรณ์ของวงจร PI Control	122
ก.12 ลายวงจรพิมพ์ของวงจร PI Control	122
ก.13 วงจร PWM	123
ก.14 การวางอุปกรณ์ของวงจร PWM	124
ก.15 ลายวงจรพิมพ์ของวงจร PWM	124
ก.16 วงจรแหล่งจ่ายไฟลิซี 24 V	125
ก.17 การวางอุปกรณ์ของวงจรแหล่งจ่ายไฟลิซี 24 V	126
ก.18 ลายวงจรพิมพ์ของวงจรแหล่งจ่ายไฟลิซี 24 V	126
ก.19 ด้านหน้ากล่องของบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส	127
ก.20 ด้านหลังกล่องของบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส	128
ก.21 ด้านในภาควงจรกำลัง	128
ก.22 ด้านในภาควงจรควบคุม PI 4 สัญญาณ	129
ก.23 ด้านในภาควงจรควบคุม ชุดสร้าง PWM 4 สัญญาณ	129
ก.24 ด้านในภาควงจรควบคุม ชุดสร้าง Gate Drive 4 สัญญาณ	130
ก.25 ชุดแหล่งจ่ายไฟสำหรับวงจร	130
ข.1 วงจร Dead Time และวงจรขับเคลื่อนที่ 1/2	132
ข.2 วงจร Dead Time และวงจรขับเคลื่อนที่ 2/2	133
ข.3 การวางตำแหน่งอุปกรณ์ในวงจร Dead Time และวงจรขับเคลื่อน	134
ข.4 ลายวงจรพิมพ์ด้านบน ขนาดเท่าของจริง	134

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า	
ข.5	วงจรภาคกำลังของ 2-Quadrant Converter	135
ข.6	ลายวงจรพิมพ์ด้านล้าง ขนาดเท่าของจริง (มุมมองจากด้านล่าง)	136
ข.7	การจัดวางอุปกรณ์ของวงจรภาคกำลัง	136
ข.8	ลายวงจรพิมพ์ของวงจรภาคกำลัง	137
ข.9	ภาพด้านหน้ากล่องบรรจุคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทาง	138
ข.10	ภาพหลังหน้ากล่องบรรจุคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทาง	138
ข.11	การจัดวางวงจรภายในเครื่อง	139
ค.1	การต่อบัลไฟตรง	141
ค.2	การต่อภาคอินพุต dSPACE สำหรับใช้งาน	147
ค.3	Control Desk ที่ใช้ในการทดลอง Lab	148
ค.4	อุปกรณ์ในวันประลอง ณ ศูนย์นวัตกรรมไทย-ฝรั่งเศส มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ	148



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ประเทศไทยยังมีความจำเป็นต้องพัฒนาเพื่อให้เจริญและก้าวหน้าทันโลก พลังงานโดยเฉพาะพลังงานไฟฟ้าเป็นปัจจัยสำคัญในการขับเคลื่อนคิดเป็น 54 % ของพลังงานทุกชนิดที่ใช้ในประเทศ จึงมีการเร่งผลิตกำลังไฟฟ้าเพื่อรองรับกับความต้องการ แต่ด้วยข้อจำกัดบางประการทำให้ไม่สามารถขยายอัตราการผลิตกำลังไฟฟ้าได้ทัน จึงต้องซื้อพลังงานไฟฟ้าจากต่างประเทศเพิ่มเติม ในส่วนที่ผลิตได้เองต้องจัดหาพลังงานชนิดอื่นมาเป็นเชื้อเพลิงในการผลิตกระแสไฟฟ้า เช่น ถ่านหิน น้ำมัน ก๊าซธรรมชาติ แต่เพราะเชื้อเพลิงต่าง ๆ ที่นำมาใช้ผลิตกระแสไฟฟ้านับวันจะมีปริมาณลดลงซึ่งคาดว่าจะต้องหมดไปในอนาคตอันใกล้ จึงเกิดภาวะความผันผวนของราคาโดยมีทิศทางไปในแนวทางที่สูงขึ้นตามสถานการณ์ทางเศรษฐกิจและการเมืองของโลก แม้กำลังไฟฟ้าบางส่วนที่ผลิตได้จากพลังงานน้ำ ซึ่งเป็นพลังงานหมุนเวียนต้นทุนต่ำแต่มีสัดส่วนที่น้อย แหล่งน้ำที่สามารถจะพัฒนาเพื่อผลิตกระแสไฟฟ้าได้มีน้อยลงและต้องประสบปัญหาการคัดค้านขององค์กรกลุ่มต่าง ๆ อีกด้วย ดังนั้นจึงมีความพยายามที่จะคิดค้นแหล่งพลังงานใหม่ ๆ ที่ไม่กระทบต่อสิ่งแวดล้อม ประหยัดและไม่มีวันหมดสิ้น ซึ่งบางชนิดนำมาใช้บ้างแล้ว เช่น ผลของน้ำขึ้น-น้ำลง คลื่น(ทะเล) ความร้อนจากมหาสมุทร แสงอาทิตย์ ลม และความร้อนใต้พิภพ เป็นต้น แต่ยังมีข้อจำกัดในการพัฒนา เพราะมีราคาแพง ใช้เวลาของโครงการนาน ทั้งปัญหาการถูกต้องด้านจากชุมชน เช่นกรณีโรงไฟฟ้าพลังงานนิวเคลียร์

จึงมีการคิดค้นและพบว่า เซลล์เชื้อเพลิง (Fuel Cell) เป็นเซลล์ทางด้านไฟฟ้าเคมีที่สามารถเปลี่ยนแปลงพลังงานเคมีให้เป็นกระแสไฟฟ้าได้โดยตรง โดยไม่ต้องมีกระบวนการเผาไหม้ที่ก่อให้เกิดมลพิษทางอากาศ ไม่มีการจุดระเบิด และไม่มีการเคลื่อนไหวของอุปกรณ์ เชื้อเพลิงที่ใช้ในการทำปฏิกิริยา คือ ก๊าซไฮโดรเจน และก๊าซออกซิเจน โดยหลักการเซลล์เชื้อเพลิงจะทำงานคล้ายกับแบตเตอรี่แต่แตกต่างกัน คือ กำลังงานของเซลล์เชื้อเพลิงจะไม่ลดลงและไม่ต้องการประจุไฟใหม่ เซลล์เชื้อเพลิงจะให้กระแสไฟฟ้าและน้ำตราบเท่าที่ยังมีเชื้อเพลิงและออกซิเจนให้กับเซลล์เชื้อเพลิง แต่ด้วยข้อจำกัดบางประการยังไม่สามารถใช้เซลล์เชื้อเพลิงได้เพียงลำพัง ต้องมีการใช้ร่วมกับแหล่งกำลังงานอื่นที่มีความสามารถเป็นอุปกรณ์เก็บกำลังงานส่วนเกินได้ เช่น แบตเตอรี่, ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ เป็นต้น

ถึงกระนั้นก็ตามทั้งเซลล์เชื้อเพลิงและแบตเตอรี่จะกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงที่มีขนาดของแรงดันต่ำ ดังนั้นจึงต้องใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์เพื่อปรับขนาดแรงดันไฟฟ้าให้ได้ทั้งปริมาณและความคงที่ตามความต้องการใช้งาน

ดังที่กล่าวมาทั้งหมดจึงเป็นเหตุจูงใจในการทำวิทยานิพนธ์เล่มนี้ โดยวิทยานิพนธ์นี้จะแสดงให้เห็นถึงการนำสิ่งประดิษฐ์ทางเทคโนโลยีซึ่งเคยมีผู้ค้นคว้าวิจัยมาแล้วอย่างกว้างขวางคือเซลล์เชื้อเพลิงและแบตเตอรี่ มาเป็นแหล่งกำเนิดพลังงานโดยผ่านวงจรคอนเวอร์เตอร์ โดยกำหนดเงื่อนไขการนำพลังงานจากแหล่งกำเนิดพลังงานทั้งสองมาใช้ ทั้งนี้จะเป็นการนำเสนอให้เห็นถึงการออกแบบและการสร้างชิ้นงาน การสร้างเงื่อนไขการควบคุมแหล่งพลังงานทั้งสอง เพื่อให้เกิดความสัมพันธ์กับความต้องการกำลังงานของโหลด

1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการศึกษาระบบควบคุมพลังงานไฟตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง และแบตเตอรี่ พิกัดแรงดันขาออกที่ 60 V

1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

- 1.3.1 ออกแบบและสร้างบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส สำหรับเซลล์เชื้อเพลิง พิกัด 1.2 kW
- 1.3.2 ออกแบบและสร้างคอนเวอร์เตอร์สองทิศทางสำหรับแบตเตอรี่ พิกัด 600 W
- 1.3.3 จัดสร้างบัสไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 60 V, 1.2 kW โดยกำหนดให้แรงดันตกขณะจ่ายโหลดได้ไม่เกิน 10 %
- 1.3.4 ออกแบบระบบควบคุมการผสมผสานพลังงานจากทั้งสองแหล่ง

1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการของวิทยานิพนธ์

- 1.4.1 ศึกษาหลักการและความรู้พื้นฐานของเซลล์เชื้อเพลิง, แบตเตอรี่
- 1.4.2 ศึกษาวงจรแปลงผันแรงดันไฟฟ้า (Converter)
- 1.4.3 ศึกษาแบบควบคุมแบบ PI Control ชนิด Cascade Control
- 1.4.4 ศึกษาแบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง
- 1.4.5 ศึกษาแบบโครงสร้างและระบบต้นกำลังของรถไฟฟ้า
- 1.4.6 ศึกษาตัวประมวลผลทางคณิตศาสตร์ dSPACE DS1104
- 1.4.7 ออกแบบและสร้างบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบ 4 เฟสสำหรับเซลล์เชื้อเพลิงพิกัด 1.2 kW
- 1.4.8 ออกแบบและสร้างคอนเวอร์เตอร์สองทิศทางสำหรับแบตเตอรี่ พิกัด 600 W
- 1.4.9 ออกแบบและสร้างบัสไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 60 V พิกัด 1.2 kW
- 1.4.10 เขียนโปรแกรมควบคุมบน MATLAB/Simulink และทำการทดสอบ

1.4.11 เก็บข้อมูล สรุปผลการทดลองและปัญหาที่เกิดขึ้น

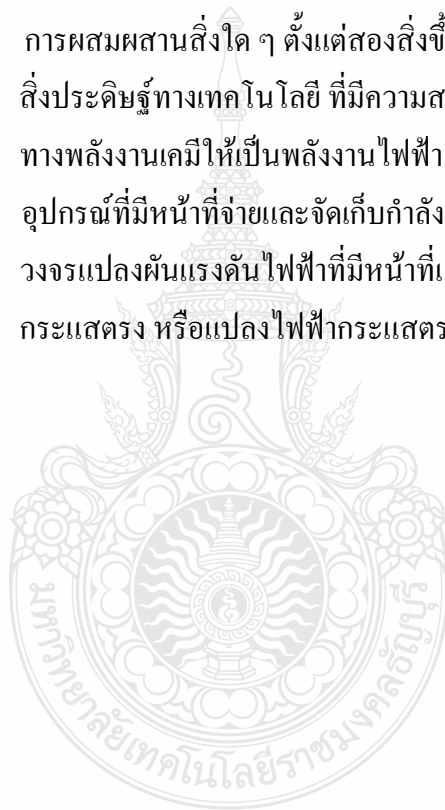
1.5 ประโยชน์ของวิทยานิพนธ์

1.5.1 มีความเข้าใจในส่วนประกอบของการผสมผสานแหล่งพลังงานหลาย ๆ แบบ เพื่อเป็นประโยชน์ในการพัฒนาแหล่งพลังงานทางเลือกชนิดใหม่

1.5.2 สามารถนำความรู้และผลงานออกแบบที่ได้จัดทำ เป็นแหล่งพลังงานให้กับรถไฟฟ้าหรือประยุกต์เพื่อใช้กับงานอื่น ๆ ที่มีความต้องการใช้แรงดันไฟตรงขนาด 60 V

1.6 คำสำคัญของการวิจัย

Hybrid DC Sources	การผสมผสานสิ่งใด ๆ ตั้งแต่สองสิ่งขึ้นไป
Fuel Cell	สิ่งประดิษฐ์ทางเทคโนโลยี ที่มีความสามารถใช้สภาวะการเปลี่ยนแปลงทางพลังงานเคมีให้เป็นพลังงานไฟฟ้า
Battery	อุปกรณ์ที่มีหน้าที่จ่ายและจัดเก็บกำลังงานไฟฟ้ากระแสตรง
Converter	วงจรแปลงผันแรงดันไฟฟ้าที่มีหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นกระแสตรง หรือแปลงไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นกระแสสลับ



บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในการจัดทำวิทยานิพนธ์เรื่อง “การศึกษาระบบควบคุมพลังงานไฟตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง และแบตเตอรี่” จำเป็นต้องศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องดังต่อไปนี้

- 2.1 เซลล์เชื้อเพลิง
- 2.2 แบตเตอรี่
- 2.3 คอนเวอร์เตอร์
 - 2.3.1 คอนเวอร์เตอร์แบบทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (Boost Converter)
 - 2.3.2 คอนเวอร์เตอร์แบบทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (Buck Converter)
- 2.4 วงจรทบแรงดันขนานกันหลายเฟส
- 2.5 เทคนิคการอินเตอร์ลีฟ (Interleaved Technique)
- 2.6 การควบคุมกระแสในรูปปิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบขนานหลายเฟส
- 2.7 การออกแบบวงจรกำลังของคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง
- 2.8 ตัวควบคุมอัตโนมัติ (Automatic Controllers)
- 2.9 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการมอดูเลตแบบปรับความกว้างพัลส์

2.1 เซลล์เชื้อเพลิง (Fuel Cell) [5]

ปัญหาเรื่องการขาดแคลนพลังงานและมลพิษที่เกิดจากการใช้พลังงานไม่ว่าจะเป็นการใช้น้ำมัน เชื้อเพลิง, ก๊าซ NGV, ก๊าซ LPG ที่เริ่มมีปัญหามากขึ้นทุกวัน จึงมีการพยายามพัฒนาแหล่งพลังงานทางเลือกใหม่ และที่กำลังเป็นที่สนใจในขณะนี้คือ พลังงานลม (Wind Turbine), พลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ (Solar Cell) และพลังงานที่ได้มาจากเซลล์เชื้อเพลิง (Fuel Cell) ซึ่งแหล่งพลังงานเหล่านี้ล้วนให้พลังงานไฟฟ้าออกมา แต่กระบวนการที่จะทำให้เกิดพลังงานไฟฟ้าจะแตกต่างกันออกไป เซลล์เชื้อเพลิงเป็นแหล่งผลิตพลังงานไฟฟ้าชนิดหนึ่งที่ได้จากการเปลี่ยนพลังงานเคมีเป็นพลังงานไฟฟ้า การเกิดปฏิกิริยาไฟฟ้าเคมีเป็นพลังงานสะอาดไม่เกิดวันพิษจากการเผาไหม้ จึงปราศจากมลพิษที่เป็นอันตรายต่อสิ่งมีชีวิต แหล่งพลังงานที่ใช้เป็นเชื้อเพลิงหลักของเซลล์เชื้อเพลิงมาจาก ก๊าซไฮโดรเจน (Hydrogen) ทำปฏิกิริยาร่วมกับก๊าซออกซิเจน (Oxygen) ในรูปของอากาศ ปฏิกิริยานี้เรียกว่า ปฏิกิริยาไฟฟ้าเคมี (Electrochemically) ผลลัพธ์ที่ได้จากปฏิกิริยานี้คือ ไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันต่ำ ความร้อน และน้ำ ไฟฟ้าที่ได้จากเซลล์เชื้อเพลิงสามารถนำไปใช้กับโหลดทางไฟฟ้าได้หลากหลายเช่น ระบบขับเคลื่อนรถยนต์ โดยนำไปขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า เพื่อให้รถยนต์เคลื่อนที่ไปได้

แทนการใช้เครื่องยนต์ที่ใช้น้ำมันเชื้อเพลิง ระบบไฟฟ้าภายในอาคารผสมกับการใช้ไฟฟ้าจากแหล่งอื่นๆ เช่น จากกังหันลม เซลล์แสงอาทิตย์ เป็นต้น

2.1.1 หลักการทำงานของเซลล์เชื้อเพลิง

เซลล์เชื้อเพลิงสามารถให้พลังงานไฟฟ้าออกมาโดยอาศัยการเปลี่ยนพลังงานเคมีเป็นพลังงานไฟฟ้า (Electrochemically) เชื้อเพลิงที่ใช้สำหรับการเกิดปฏิกิริยาเคมีที่เซลล์เชื้อเพลิงต้องการคือ ก๊าซไฮโดรเจน (Hydrogen) และก๊าซออกซิเจน (Oxygen) ทำปฏิกิริยาที่มีชื่อเรียกว่าปฏิกิริยาออกซิเดชัน (Oxidation) สามารถเขียนได้เป็นสมการคือ



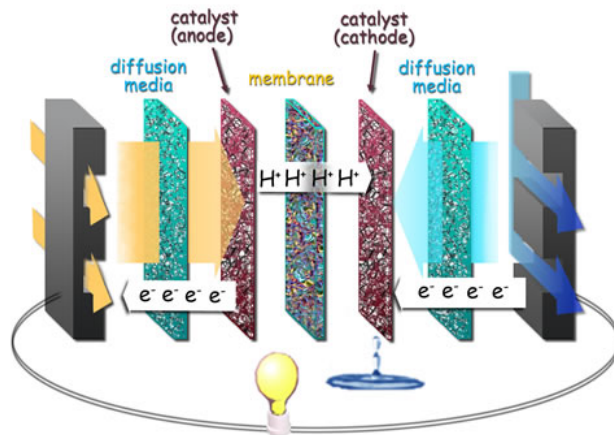
ที่ขั้วแอโนด (Anode) จะมีศักย์ไฟฟ้าเป็นบวก เกิดจากไฮโดรเจน 2 อะตอมมีประจุเป็นบวกรวมกับอิเล็กตรอน 2 ตัวที่มีประจุเป็นลบ และที่ขั้วแคโทด (Cathode) มีศักย์ไฟฟ้าเป็นบวก เกิดจากไฮโดรเจน 2 อะตอมที่มีประจุเป็นบวกรวมกับอิเล็กตรอน 2 ตัวที่มีประจุเป็นลบแล้วรวมกับออกซิเจนครึ่งอะตอม ในส่วนนี้จะเกิดน้ำขึ้นมาหนึ่งโมล จากโครงสร้างของเซลล์เชื้อเพลิงจะเห็นว่าภายในโครงสร้างถูกแยกออกเป็นสองส่วน โดยที่มีแผ่นเมมเบรน (Membrane) คั่นอยู่ตรงกลางมีความหนาเพียง 20-200 μm ตรงส่วนนี้เมมเบรนจะถูกออกแบบให้อิเล็กตรอน (Electrons) สามารถวิ่งผ่านได้สะดวก ดังนั้นอิเล็กตรอนจะวิ่งออกจากขั้วแอโนด (Anode) ไปยังโพลดทางไฟฟ้าและกลับเข้ามาที่ขั้วแคโทด (Cathode) อีกครั้งเป็นการครบวงจรทางไฟฟ้า เมื่อรวมผลที่ได้จากเซลล์เชื้อเพลิงจะประกอบไปด้วย น้ำ ความร้อน และพลังงานไฟฟ้าเขียนเป็นสมการได้คือ



2.1.2 โครงสร้างของเซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEMFC

เซลล์เชื้อเพลิงที่ถูกคิดค้นและพัฒนาขึ้นมาด้วยกันหลายชนิดซึ่งแต่ละชนิดจะมีความแตกต่างกันออกไปจากรูปที่ 2.1 เป็นโครงสร้างของเซลล์เชื้อเพลิงแบบ PEMFC เพียงหนึ่งเซลล์จากรูปจะเป็นการจำลองแบบ 3 มิติ เมื่อทำการพิจารณาในแนวแกนนอน ก๊าซจะถูกส่งเข้าไปในเซลล์เชื้อเพลิงตามท่อตัวนำแบบคู่ (Bipolar Plate) ซึ่งมีความหนาประมาณ 1-10 mm ละอองน้ำจะถูกรวมเข้ากับก๊าซในส่วนของชั้นเมมเบรน (Membrane) ชั้นการแพร่กระจาย (Diffusion Layer) ซึ่งมี

ความหนา 100-500 um แต่หากจะให้ได้ผลดีที่สุดควรให้มีความหนาเพียงแค่ 5-50 um ชั้นที่กล่าวมานี้เรียกว่า “อิเล็กโทรด (Electrode)”



รูปที่ 2.1 โครงสร้างภายในของเซลล์เชื้อเพลิง 1 เซลล์

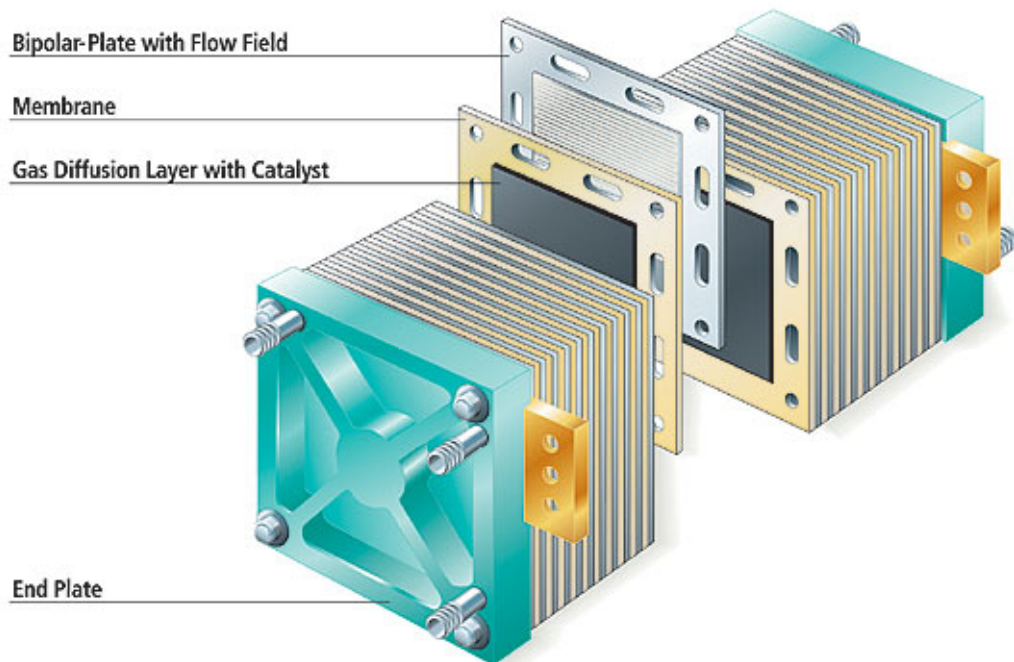
ในทางทฤษฎีแล้วเซลล์เชื้อเพลิงหนึ่งเซลล์จะให้แรงดันไฟฟ้าขนาด 1.299 V ในสภาวะไม่มีภาระไฟฟ้า (No Load) ถ้าหากมีการต่อภาระไฟฟ้าเต็มพิกัด (Rated Current) จะทำให้แรงดันไฟฟ้าจะลดลงเหลือ 0.6 - 0.7 V ต่อเซลล์ ผลที่ได้นี้มาจากการทดลองจริงจากชุดเซลล์เชื้อเพลิงดังรูปที่ 2.2 เพื่อหาค่าความแตกต่างของเซลล์เชื้อเพลิงเมื่อมีการต่อภาระและไม่ต่อภาระทางไฟฟ้า



รูปที่ 2.2 ต้นแบบของเซลล์เชื้อเพลิง PEMFC ที่ใช้ทำการทดลองมีพิกัด 2kW, 300A, 7V ออกแบบและพัฒนาโดย French Atomic Energy Center (CEA)

โครงสร้างของเซลล์เชื้อเพลิงประกอบด้วยแผ่นเพลตเรียงซ้อนกันหลายๆชั้น ตามรูปที่ 2.3 แผ่นเพลตแต่ละแผ่นจะถูกออกแบบโดยมีข้อกำหนดคือ น้ำหนักเบา แข็งแรง ก๊าซสามารถซึมผ่านได้สะดวก เป็นตัวนำให้อิเล็กตรอนวิ่งผ่านได้สะดวก โดยจะใช้กราไฟต์ (Graphite) หรือวัสดุอื่นๆที่มีคุณสมบัติเทียบเท่า สิ่งแรกที่ต้องคำนึงถึงคือการไหลผ่านของก๊าซ ในส่วนของแผ่นเพลตในแต่ละ

แผ่นจะมีช่องสำหรับก๊าซเข้าและออก และจะต้องมีช่องทางเดินสำหรับการระบายความร้อนด้วยน้ำให้สามารถระบายความร้อนได้ในทุก ๆ จุดของแผ่นเพลต น้ำที่ใช้ระบายความร้อนนี้จะไหลออกอีกทางที่เรียกว่า “แคโทด (Cathode)” เนื่องจากขณะทำงานตัวเซลล์เชื้อเพลิงนี้จะมีความร้อนเกิดขึ้นจำเป็นที่จะต้องมีการระบายความร้อนเพื่อให้เซลล์เชื้อเพลิงทำงานในจุดที่เหมาะสมที่สุด



รูปที่ 2.3 ชุดเซลล์เชื้อเพลิง

2.1.3 ระบบทำงานของเซลล์เชื้อเพลิง (PEM Fuel Cell System)

เซลล์เชื้อเพลิงต้องการก๊าซไฮโดรเจนเป็นเชื้อเพลิง เพื่อทำปฏิกิริยากับออกซิเจนที่อยู่ในรูปของอากาศ เพื่อให้ได้พลังงานไฟฟ้าออกมา ขณะเดียวกันก็เกิดความร้อนขึ้นที่ตัวเซลล์เชื้อเพลิง จึงมีระบบระบายความร้อนเข้ามาแก้ปัญหานี้ ในส่วนของก๊าซจำเป็นต้องมีการควบคุมความดันและการไหลด้วยตัวเล็กเจอร์ท (Regulate) ดังนั้นทั้งสองส่วนจึงต้องมีการควบคุม โดยแยกออกเป็น

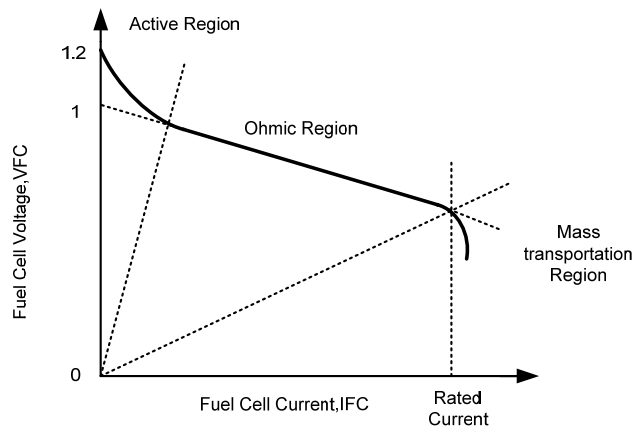
- การส่งจ่ายเชื้อเพลิง (Fuel Delivery System)
- การควบคุมออกซิเจน (Air System)
- การระบายความร้อน (Stack Cooling System)
- การควบคุมความชื้นสัมพัทธ์ (Humidification System)

2.1.4 แบบจำลองทางสถิตของเซลล์เชื้อเพลิง (Static Model of Fuel Cell)

จากงานวิจัย [13] ได้ทำการศึกษาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของเซลล์เชื้อเพลิงและได้สรุปออกมาเป็น ผลรวม 4 เทอมของสมการแล้วนำไปเขียนเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 2.4

$$V_{FC} = E_{rev} - \overbrace{A \cdot \log\left(\frac{I_{FC} + i_n}{i_o}\right)}^{\text{Activationloss}} - \overbrace{R_m \cdot (I_{FC} + i_n)}^{\text{Ohmicloss}} + \overbrace{B \cdot \log\left(1 - \frac{I_{FC} + i_n}{i_L}\right)}^{\text{Concentrationloss}} \quad (2.4)$$

- เมื่อ E_{rev} คือแรงดันไฟฟ้าที่เซลล์เชื้อเพลิงผลิตได้ มีค่าเท่ากับ $E_{rev} = E \cdot n_{Cell}$
 n_{Cell} คือจำนวนเซลล์ที่นำมาต่อลำดับกัน
 I_{FC} คือกระแสที่เซลล์เชื้อเพลิงผลิตได้
 i_o คือจุดที่เส้นกราฟเริ่มมีสโลป
 i_L คือการกำหนดขอบเขตของกระแส
 B คือค่าคงที่มีค่า 1.19 V
 i_n คือกระแสของแต่ละเซลล์
 R_M ค่าความต้านทานของแผ่นเมมเบรน คำนวณได้มาจากการคำนวณและผลทดลองจากห้องทดลอง



รูปที่ 2.4 ค่าต่างๆที่เกิดขึ้นกับเซลล์เชื้อเพลิง PEMFC จำนวน 1 เซลล์

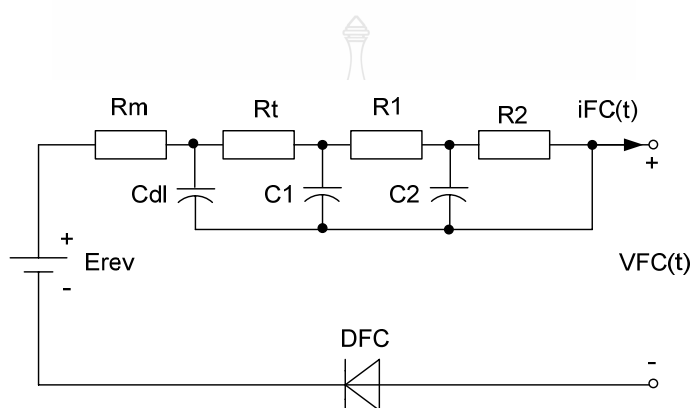
ค่าที่ได้จากการทดลองหาพารามิเตอร์ เพื่อนำไปใช้คำนวณ ได้แก่

- $E_{rev} = 27.1 \text{ V}$ (ที่อุณหภูมิ 55 องศาเซลเซียส จำนวน 23 เซลล์)
- $A = 1.35 \text{ V}$
- $i_o = 6.54 \text{ mA}$

$$\begin{aligned}
 R_M &= 0.045 \, \Omega \\
 B &= 1.19 \, \text{V} \\
 i_L &= 100 \, \text{A} \\
 i_n &= 230 \, \text{mA}
 \end{aligned}$$

2.1.5 แบบจำลองความต้านทานของเซลล์เชื้อเพลิง (Impedance Model of PEMFC)

ในการทดลองเกี่ยวกับเซลล์เชื้อเพลิงนี้จะต้องมีการคำนวณเพื่อหาค่าต่าง ๆ ที่ จะทำการทดลองจริง โมเดลของเซลล์เชื้อเพลิงที่สมบรูณ์ดังในรูปที่ 2.4 ประกอบไปด้วย ค่าของความต้านทาน และค่าของตัวเก็บประจุ

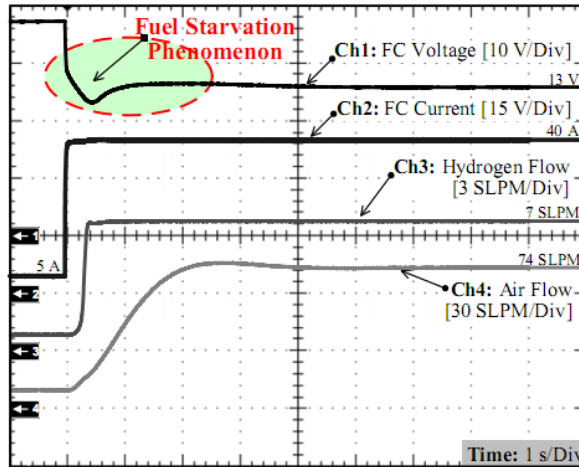


รูปที่ 2.5 แบบจำลองความต้านทานของเซลล์เชื้อเพลิง

เมื่อมองถึงพลังงานไฟฟ้าที่ได้จากเซลล์เชื้อเพลิงจะพบว่าพลังงานไฟฟ้าที่ออกมา นั้น มีแรงดันระดับต่ำไม่เหมาะที่จะนำไปใช้งาน จึงต้องมีการแปลงผันแรงดันไฟฟ้าให้เป็นแรงดันรูปแบบอื่น ๆ เช่น แปลงจากไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีขนาดแรงดันที่สูงขึ้นมีชื่อเรียกว่า “ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ (DC-DC Converter)” หรือ วงจรแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ เรียกว่า “อินเวอร์เตอร์ (Inverter)” วิธีการแปลงผันแรงดันไฟฟ้าจะต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไขคือ พลังงานและประสิทธิภาพที่ได้จากเซลล์เชื้อเพลิงจะต้องมากที่สุด เพื่อผลลัพธ์ที่ได้จะมีค่ามากที่สุด ซึ่งสิ่งเหล่านี้ก็มีผลมาจากเทอร์โมไดนามิกส์, พลังงานที่อิเล็กโทรด, การป้อนเชื้อเพลิง ดังนั้นสิ่งเหล่านี้จะมีผลมาจากวัสดุ อุปกรณ์ ที่นำมาใช้ทำชุดโมดูลเซลล์เชื้อเพลิง (Fuel Cell Stack) ซึ่งสิ่งต่างๆเหล่านี้จะมีผลต่อประสิทธิภาพการทำงานของเซลล์เชื้อเพลิง โดยยังเป็นเรื่องที่กำลังเป็นที่สนใจ มีการศึกษาและพัฒนากันอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน

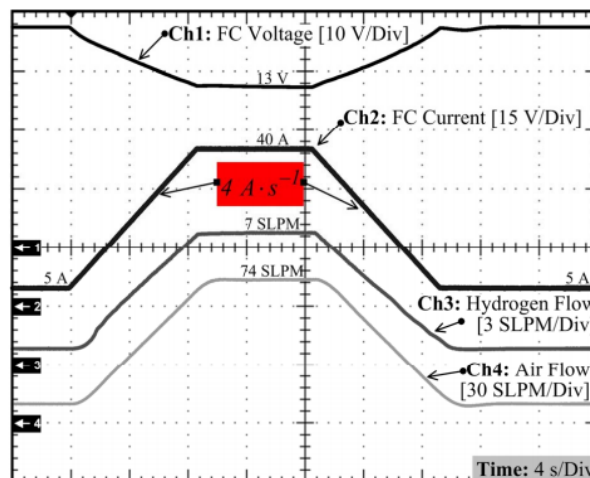
ในการทดสอบคุณสมบัติของเซลล์เชื้อเพลิง [8] โดยใช้เซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEMFC ของ Ballard พิกัด 500 วัตต์ ได้แสดงผลการทดสอบของเซลล์เชื้อเพลิง กล่าวคือ ขณะที่เซลล์เชื้อเพลิง

ทำงานตามปกติได้ทำการเปลี่ยนแปลงภาระทางไฟฟ้าให้มากขึ้นแบบทันทีทันใดเพื่อดูผลตอบสนองของปฏิกิริยาทางเคมี และแสดงผลได้ตามรูปที่ 2.6



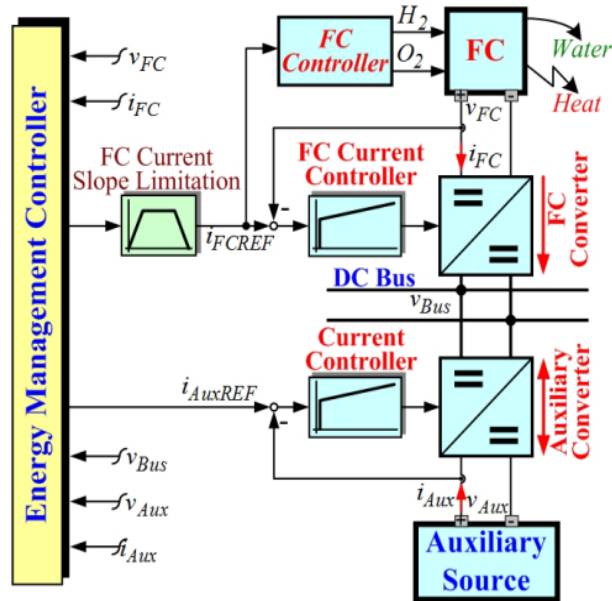
รูปที่ 2.6 การทดลองสเตปโหลดให้เพิ่มมากขึ้นเพื่อศึกษาผลกระทบที่เกิดขึ้นกับเซลล์เชื้อเพลิง

จากรูปแสดงให้เห็นว่าเมื่อมีการจ่ายกระแสแบบทันทีทันใด ไฮโดรเจนจะมีการไหลตามการเปลี่ยนแปลงของกระแส แต่ออกซิเจนจะมีค่าความเฉื่อย ทำให้ออกซิเจนไหลไม่ทันตามไฮโดรเจน ซึ่งในจุดนี้ทำให้เซลล์เชื้อเพลิงมีการตอบสนองชั่วขณะที่ย่ำ (Transient) ทำให้พลังงานขาออกตกลงชั่วขณะ เรียกช่วงเวลานี้ว่า “การกระหายเชื้อเพลิง (Fuel Cell Starvation Phenomenon)” ดังนั้นวิธีการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นคือ ต้องมีการกำหนดค่าเวลาในการหน่วงของสัญญาณคำสั่งเพื่อทำให้เกิดเป็นสไลปดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 การแก้ปัญหการเกิด การกระหายเชื้อเพลิง

จากรูปแสดงให้เห็นทั้งแรงดัน กระแสไฟฟ้า ไฮโดรเจน และ ออกซิเจน โดยมีเส้นกราฟที่สอดคล้องกัน ช่วงเวลาที่เกิดการกระหายเชื้อเพลิงเป็นจะอันตรายต่อชุดเซลล์เชื้อเพลิง ดังนั้นวิธีแก้ที่เหมาะสมก็คือ ต้องมีการควบคุมคำสั่งในการจ่ายกระแสไฟฟ้าของเซลล์เชื้อเพลิง ให้มีช่วงเวลาในการเปลี่ยนแปลงหรือสโลป การใช้งานเซลล์เชื้อเพลิงจึงต้องมีส่วนควบคุมอัตราการเปลี่ยนแปลงกระแส ดังเช่นรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 การควบคุมอัตราการไหลกระแสของเซลล์เชื้อเพลิง เมื่อประยุกต์ใช้งานจริง

เมื่อพิจารณาส่วนของ FC Current Slope Limitation เป็นการกำหนดค่าเวลาในการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณคำสั่งเพื่อทำให้เกิดสโลปก่อนที่จะไปเข้าชุดคอนโทรลเลอร์ต่อไปจากพฤติกรรมของภาระไฟฟ้าจะมีช่วงเวลาของการใช้พลังงานไฟฟ้า แบ่งออกเป็นสองช่วงคือ

- ช่วงของการออกตัว (Acceleration)
- ช่วงหลังของการออกตัว (Deceleration)

เมื่อมองในช่วงการเริ่มต้นทำงาน ภาระทางไฟฟ้ามีความต้องการพลังงานที่มากกว่าปกติในเวลาสั้น ๆ เช่นในระบบขับเคลื่อนรถยนต์ขณะออกตัว แต่ในช่วงหลังของการออกตัวคือช่วงสถานะคงตัว ภาระทางไฟฟ้าจะมีความต้องการพลังงานไฟฟ้าที่เป็นปกติ จากทั้งสองกรณีนี้จะเห็นว่าเซลล์เชื้อเพลิงจะไม่สามารถจ่ายกระแสไฟฟ้าได้อย่างสม่ำเสมอ ดังนั้นจะต้องมีแหล่งพลังงานอื่นเข้ามาช่วยแก้ปัญหา เช่น แบตเตอรี่ ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ เรียกว่า “ระบบพลังงานร่วม (Hybrid Source System)” หลักการของระบบพลังงานร่วม คือจะสามารถจ่ายพลังงานออกมาได้อย่างรวดเร็วเพื่อชดเชยช่วงที่ภาระไฟฟ้าต้องการพลังงานไฟฟ้ามากกว่าปกติซึ่งเซลล์เชื้อเพลิงไม่สามารถจ่ายออกมาได้ทัน และด้วยตัวของเซลล์เชื้อเพลิงเองที่ผลิตแรงดันไฟฟ้าที่ต่ำยังไม่เหมาะกับการใช้งาน ดังนั้นจะต้อง

มีการทำให้แรงดันของเซลล์เชื้อเพลิงมีขนาดที่สูงขึ้นก่อนที่จะต่อขนานเข้ากับบัสไฟตรง (DC Bus) เพื่อนำไปใช้งาน

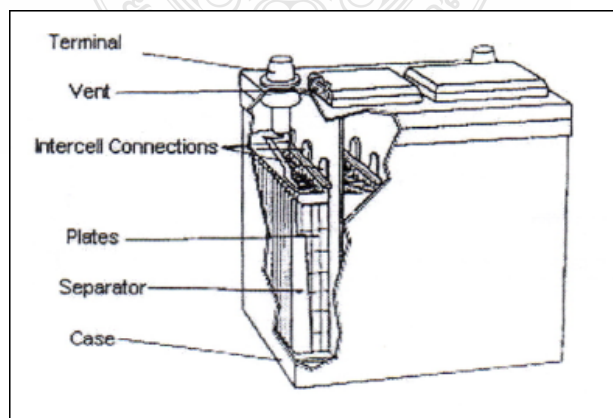
2.2 แบตเตอรี่ (Battery) [6]

แบตเตอรี่แบ่งออกเป็น 2 ชนิด ได้แก่

2.2.1 แบตเตอรี่ชนิดปฐมภูมิ (Primary Battery) เป็นชนิดที่ใช้ไฟหมดแล้วจะหมดสภาพไปไม่สามารถนำกลับมาชาร์จประจุใหม่ได้

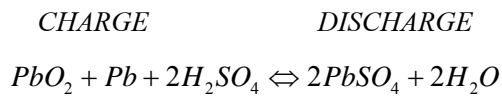
2.2.2 แบตเตอรี่ชนิดทุติยภูมิ (Secondary Battery) หรือแบบที่ชาร์จไฟได้ เมื่อใช้ไฟจนหมดสามารถนำแบตเตอรี่มาชาร์จประจุเพื่อนำกลับไปใช้งานได้ใหม่อีกหลายครั้ง

โดยทั่วไปแบตเตอรี่มีหลายชนิดแต่วิชาลัยนี้จะขอกล่าวถึงแบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด (Lead-Acid Battery) โครงสร้างของแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด แสดงดังรูปที่ 2.8 จะประกอบด้วยแผ่นแคโทดและแผ่นแอโนดวางสลับกัน โดยเชื่อมอยู่ในอิเล็กโทรไลต์ที่ทำจากสารละลายกรดกำมะถัน แผ่นเพลทจะวางสลับกันเพื่อจะได้มีพื้นที่ผิวสัมผัสกับอิเล็กโทรไลต์มากที่สุด ในขณะที่ต้องรักษาปริมาตรให้น้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้ การที่มีผิวสัมผัสระหว่างแผ่นอิเล็กโทรดและอิเล็กโทรไลต์มากเท่าไร ปฏิกริยาทางเคมีที่เกิดขึ้นจะมากขึ้นตามไปด้วย นอกจากนี้ความต้านทานภายในแบตเตอรี่จะยังมีค่าน้อยลง วิธีที่จะเพิ่มผิวสัมผัสสามารถทำได้โดยการใช้แผ่นเพลทบางๆ กันด้วยฉนวนแบบมีรูพรุน อิเล็กโทรดที่เป็นแอโนดจะสร้างขึ้นมาจากตะกั่วบริสุทธิ์ ส่วนแคโทดจะสร้างจากส่วนผสมของตะกั่วและตะกั่วเปอร์ออกไซด์ ในขณะที่แบตเตอรี่คายประจุให้กระแสไฟฟ้าออกมา อะตอมของตะกั่วจากแผ่นแอโนดจะแตกตัวเป็นไอออนที่มีประจุบวกเข้าไปอยู่ในอิเล็กโทรไลต์ทำให้อิเล็กตรอนไหลออกสู่วงจรภายนอกซึ่งเป็นหลักการของกระแสไฟฟ้า

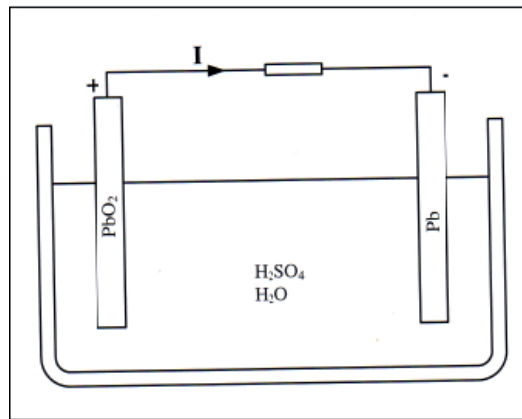


รูปที่ 2.9 โครงสร้างของเซลล์แบบตะกั่ว-กรด

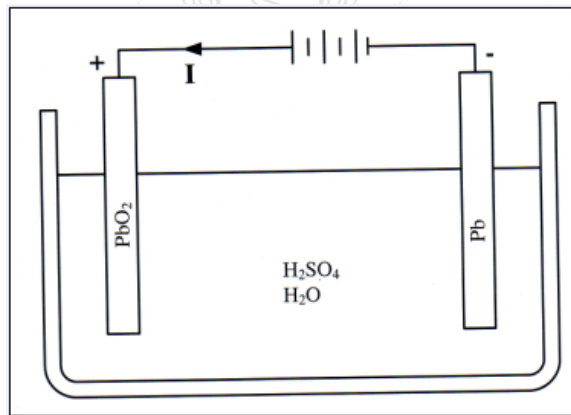
ปฏิกิริยาเคมีที่เกิดขึ้นภายในแบตเตอรี่จะแสดงได้ดังนี้



ปฏิกิริยาทางเคมีในสถานะอัดประจุ (Charging) และคายประจุ (Discharging) ได้ดังรูปที่ 2.10



ก. การคายประจุของแบตเตอรี่ (Discharging)

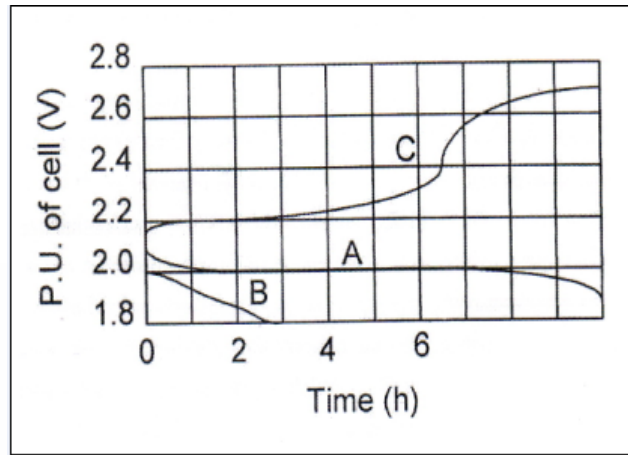


ข. การอัดประจุของแบตเตอรี่ (Charging)

รูปที่ 2.10 ปฏิกิริยาทางเคมีของแบตเตอรี่แบบตะกั่ว-กรด (Lead-Acid Battery)

คุณสมบัติของแบตเตอรี่ชนิดนี้ เมื่อคายประจุ (Discharge) จะทำให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ขั้วลดลงด้วยอัตราที่ขึ้นอยู่กับอัตราการจ่ายกระแสไฟฟ้า โดยความสามารถจ่ายกำลังงานของแบตเตอรี่เป็นแอมป์ชั่วโมง (Ah) ซึ่งกำหนดให้แบตเตอรี่จ่ายกระแสไฟฟ้าออกไปคงที่เป็นเวลา 10 ชั่วโมงก่อนที่แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ขั้วจะลดลงถึงจุดต่ำสุดที่กำหนด (ประมาณ 1.6 - 1.8 โวลต์ต่อเซลล์) ซึ่งแสดงให้เห็นในกราฟ A ของรูปที่ 2.11 ส่วนกราฟ B เป็นการเปลี่ยนแปลงของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเป็น 2.5 เท่า

ของอัตราปกติ ซึ่งเป็นอัตราการจ่ายกระแสที่สูงมาก ทำให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ขั้วลดลงถึงจุดที่กำหนดเร็วขึ้น กราฟ C แสดงการประจุแบตเตอรี่อย่างรุนแรง โดยแรงเคลื่อนไฟฟ้าจะเพิ่มขึ้นจาก 2 โวลต์ต่อเซลล์ไปจนถึงค่าสูงสุดที่กำหนด (2.6-2.7 โวลต์ต่อเซลล์) แสดงว่าแบตเตอรี่ได้รับการประจุเต็มแล้ว

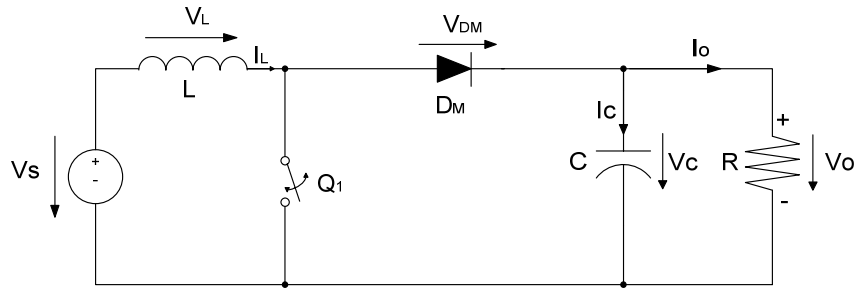


รูปที่ 2.11 อัตราการประจุและคายประจุของแบตเตอรี่

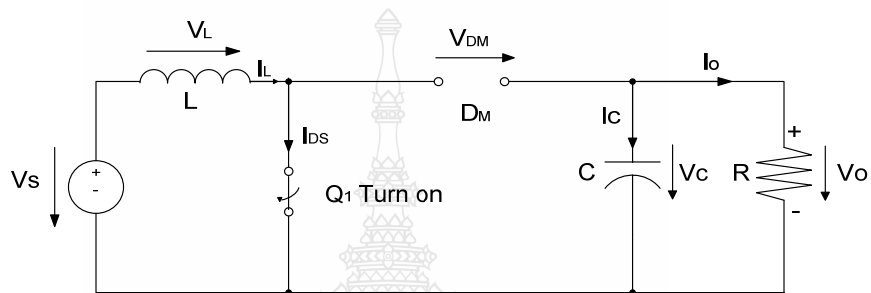
2.3 คอนเวอร์เตอร์ [1]

2.3.1 คอนเวอร์เตอร์แบบทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (Boost Converter)

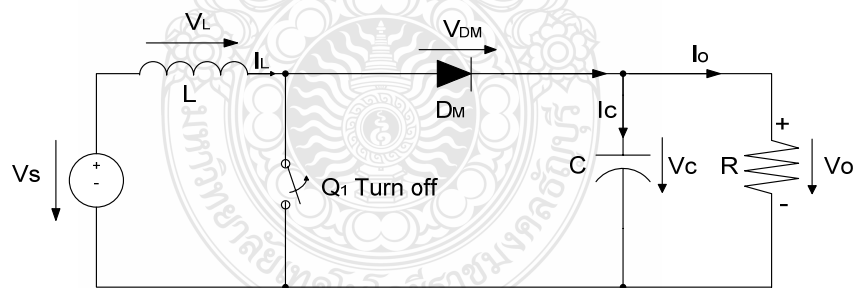
คอนเวอร์เตอร์แบบทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นสวิทชิงชนิดหนึ่งที่สามารถทำงานได้โดยใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และอุปกรณ์ความถี่สูงทำการปรับเปลี่ยนระดับแรงดันเอาต์พุต ให้สูงกว่าระดับแรงดันอินพุต โดยอาศัยคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำความถี่สูงในการเก็บและคายพลังงาน การทำให้ระดับแรงดันเอาต์พุตสูงกว่าระดับแรงดันอินพุตจึงเรียกว่า “สเต็ปอัพคอนเวอร์เตอร์ (Step - up Converter)” จะประกอบไปด้วย 2 ส่วนหลักคือ ส่วนของวงจรกำลัง ประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง ตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุต ไดโอดกำลังทำหน้าที่สวิทช์ อีกส่วนคือวงจรกรองแรงดัน เป็นวงจรทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ วงจรสมมูลของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแสดงดังรูปที่ 2.12 การทำงานของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแสดงดังรูปที่ 2.13 และการวิเคราะห์ค่าจะได้สัญญาณต่าง ๆ ดังปรากฏในรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.12 วงจรสมมูลของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง



ก) โหมดที่ 1 สวิตช์ปิด

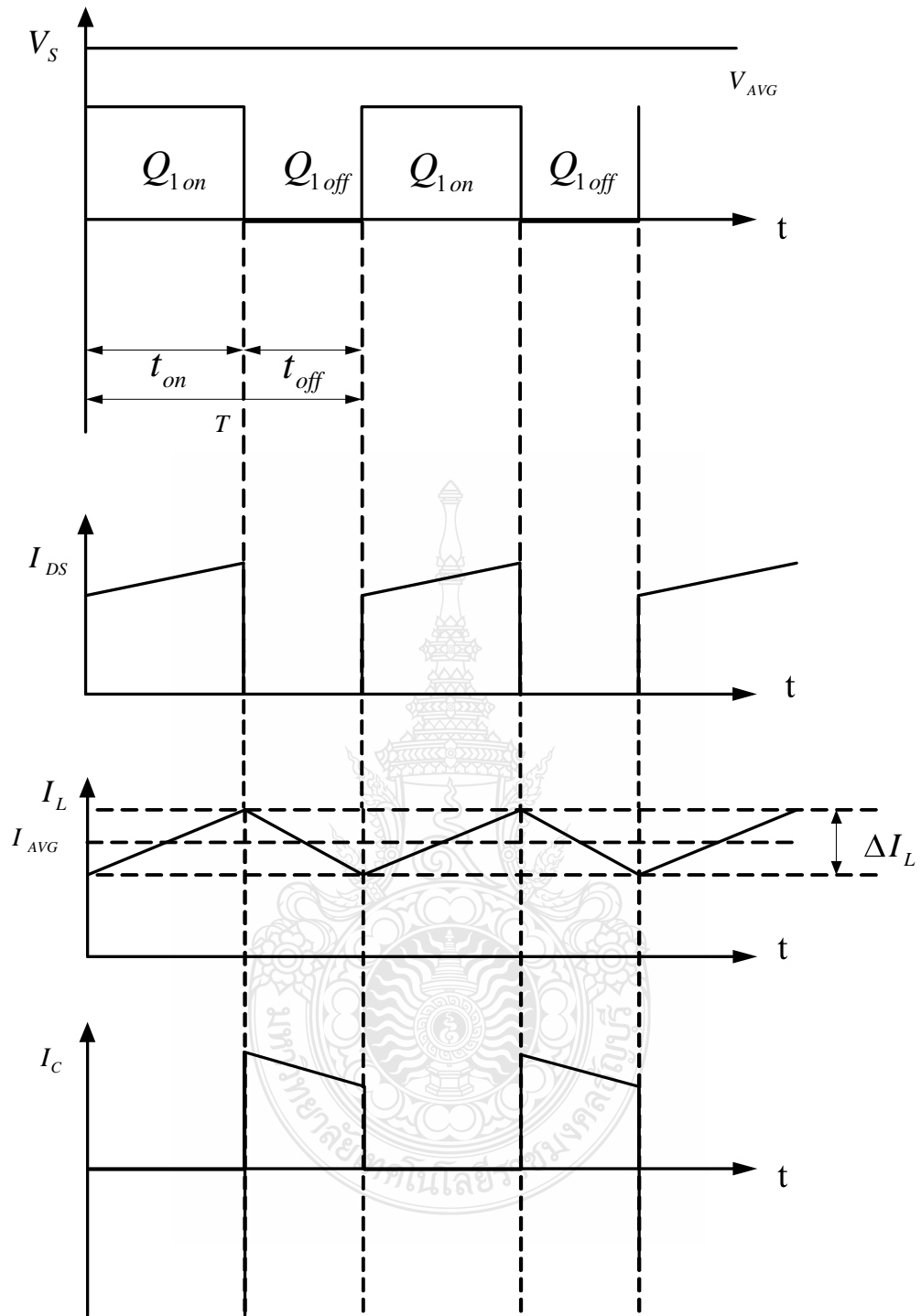


ข) โหมดที่ 2 สวิตช์เปิด

รูปที่ 2.13 วงจรการทำงานของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

เมื่อ D คือ วัฏจักรงาน (Duty Cycle)

T คือ คาบเวลาการทำงานของวัฏจักรงาน



รูปที่ 2.14 สัญญาณต่าง ๆ ของวงจรหมบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

2.3.1.1 วิเคราะห์เมื่อสวิตช์ปิด

โหมด 1 ($0 < t \leq t_{on}$) มอสเฟต Q_1 ทำงานสวิตช์ปิด ($t = 0$) กระแสอินพุตไหลผ่านมอสเฟต Q_1 และตัวเหนี่ยวนำทำให้กระแสของตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นจาก I_1 ที่ $t = t_0$ เป็น I_2 ที่ $t = t_1$ โดยไดโอด D_M จะถูกไบอัสกลับ ตัวเก็บประจุจะดิสชาร์จประจุให้แก่โหลดในช่วงเวลา $0 < t \leq t_{on}$ ค่าแรงดันอินพุตมีค่าเท่ากับแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำดังสมการที่ (2.5)

$$V_S = V_L = L \frac{I_2 - I_1}{t_{on}} = \frac{L\Delta I}{t_{on}} \quad (2.5)$$

สมการที่จะหาค่าเวลาในช่วงที่เพาเวอร์มอสเฟต Turn ON ได้จากสมการที่ (2.6)

$$t_{on} = \frac{L\Delta I}{V_S} \quad (2.6)$$

พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำสามารถหาได้จากสมการที่ (2.7)

$$E = \frac{1}{2} L(\Delta I)^2 = \frac{1}{2L} V_S^2 t_{on}^2 \quad (2.7)$$

2.3.1.2 วิเคราะห์เมื่อสวิตช์เปิด

โหมด 2 ($0 < t \leq t_{on}$) มอสเฟต Q_1 ทำงานสวิตช์เปิด ($t = t_1$) แรงดันเหนี่ยวนำย้อนกลับของตัวเหนี่ยวนำซึ่งต่ออนุกรมอยู่กับแรงดันอินพุต ทำให้เอาต์พุตมีค่ามากขึ้นจนทำให้ D_M ทำงาน กระแสอินพุตไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ประกอบด้วยกระแสอินพุต (I_S) และกระแสของตัวเหนี่ยวนำ (I_L) ซึ่งกระแสของตัวเหนี่ยวนำเกิดจากพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำ ขณะที่มอสเฟต Q_1 ทำงาน) ผ่านไดโอด D_M จ่ายให้กับโหลดและชาร์จประจุให้แก่ตัวเก็บประจุเป็นผลให้ I_L ตกกลงในช่วงเวลา t_2

$$V_O - V_S = L \frac{I_2 - I_1}{t_{off}} \quad (2.8)$$

หรือ
$$V_O - V_S = L \frac{\Delta I}{t_{off}} \quad (2.9)$$

สามารถที่จะหาค่าเวลาในช่วงที่เพาเวอร์มอสเฟต Turn OFF ได้จากสมการที่ (2.10)

$$t_{off} = L \frac{\Delta I}{V_o - V_s} \quad (2.10)$$

การเปลี่ยนแปลงของกระแสของตัวเหนี่ยวนำระหว่างค่ากระแส พีค-ทู-พีค (Peak - to - Peak) คือ กระแสกระแสเพื่อเมื่อพิจารณาที่สภาวะคงที่โดยให้ช่วงเวลา t_{on} และ t_{off} จากสมการที่ (2.11) มีค่าเท่ากัน คำนวณหากระแสเพื่อมาได้ดังนี้

$$\Delta I = \frac{V_s t_{on}}{L} = \frac{(V_o - V_s) t_{off}}{L} \quad (2.11)$$

แทนค่า $t_{on} = DT$ และ $t_{off} = (1-D)T$ ลงในสมการที่ (2.11)

$$V_s DT = (V_o - V_s)(1-D)T = V_o(1-D)T - V_s(1-D)T \quad (2.12)$$

จากสมการที่ (2.12) เมื่อทำให้อยู่ในรูปอย่างง่ายได้

$$V_s DT = V_o(1-D)T - V_s T + V_s DT \quad (2.13)$$

หรือ

$$V_s = V_o(1-D) \quad (2.14)$$

ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยจากวงจรทบแรงดันจะได้ดังสมการที่ (2.15)

$$V_o = \frac{V_s}{1-D} \quad (2.15)$$

สมการที่ (2.14) แสดงถึงแรงดันเอาต์พุต ถ้าสวิทช์เปิดตลอดเวลาและ D มีค่าเป็นศูนย์แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเหมือนกับแรงดันอินพุต ขณะที่วัฏจักรงาน (Duty Cycle) มีค่าเพิ่มขึ้น ตัวส่วนในสมการที่ (2.11) จะมีขนาดเล็กลงและเอาต์พุตจะมีค่าแรงดันมากกว่าอินพุต แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันอินพุตและค่าวัฏจักรงาน ขณะที่วัฏจักรงานมีค่าเข้าใกล้ 1 แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเข้าใกล้อนันต์ (Infinity) หากพิจารณาค่ากำลังไฟฟ้าด้านอินพุตเท่ากับด้านเอาต์พุตจะได้ว่า

$$V_s I_s = \eta V_o I_o$$

$$P_{in} = \eta P_{out}$$

แทนค่าแรงดันเอาต์พุตในสมการที่ (2.16)

$$V_s I_s = \frac{V_s I_o}{1-D} \quad (2.16)$$

ฉะนั้นกระแสอินพุตเฉลี่ยจะได้

$$I_s = \frac{I_o}{1-D}$$

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะทำงานในรูปของคาบเวลา ในหนึ่งคาบเวลาจะประกอบไปด้วย ช่วงเวลา t_{on} และ t_{off} ดังนั้นค่าของคาบเวลาจะได้

$$T = \frac{1}{f} = t_{on} + t_{off} = \frac{L\Delta I}{V_s} + \frac{L\Delta I}{V_o - V_s} + \frac{L(\Delta I)V_o}{V_s(V_o - V_s)} \quad (2.17)$$

เมื่อจัดรูปสมการที่ (2.16) ใหม่จะได้ค่ากระแสกระเพื่อมของตัวเหนี่ยวนำดังสมการที่ (2.18)

$$\Delta I = \frac{V_s(V_o - V_s)T}{LV_s} = \frac{V_s[V_s/(1-D) - V_o]}{fLV_o} \quad (2.18)$$

และจะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจรหมบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ดังสมการที่ (2.19)

$$L = \frac{V_s D}{f\Delta I} \quad (2.19)$$

2.3.1.3 แรงดันกระเพื่อมด้านเอาต์พุต (Output Voltage Ripple)

การทำงานของวงจรหมบแรงดัน จะต้องได้แรงดันเอาต์พุตสูงกว่าแรงดันด้านอินพุต ถ้าไม่เป็นเช่นนั้นแสดงว่าตัวเหนี่ยวนำไม่คายพลังงานเสริมแรงดันด้านอินพุต เมื่อมอสเฟต Turn ON แรงดันเอาต์พุตจะได้จากการคายประจุของตัวเก็บประจุเพียงอย่างเดียว เพราะฉะนั้นขนาดของตัวเก็บประจุจะขึ้นอยู่กับขนาดของแรงดันเอาต์พุตและโหมดการทำงาน จึงจำเป็นต้องให้ขนาดของตัวเก็บประจุ

มีขนาดใหญ่ เพื่อที่จะให้ขนาดของแรงดันกระแสเพิ่มทางด้านเอาต์พุตมีขนาดลดลงตัวเก็บประจุจะคายพลังงานให้อาต์พุตในช่วงเวลาที่มอสเฟต Turn ON โดยหาค่าตัวเก็บประจุได้จากค่ากระแสเอาต์พุตในช่วงเวลาดังกล่าว

$$\Delta V_C = V_C - V_C(0) = \frac{1}{C} \int_{t_{off}}^{t_{on}} I_O dt = \frac{I_O t_{on}}{C} \quad (2.20)$$

หากพิจารณาจากช่วงเวลา t_{on} ในคอนเวอร์เตอร์จะมีความถี่ในการสวิตช์เมื่อพิจารณาให้อยู่ในเทอมของเอาต์พุตซึ่งจะได้จากสมการที่ (2.20) โดยพิจารณาความถี่ด้วยจะได้

$$V_O = \frac{V_S}{1-D} = \frac{V_S T}{T-DT} = \frac{V_S}{T-t_{on}}$$

หรือ

$$T-t_{on} = \frac{V_S T}{V_O}$$

ค่าเวลาในช่วง t_{on} จะได้

$$t_{on} = T - \frac{V_S T}{V_O} = \frac{V_O - V_S}{fV_O} \quad (2.21)$$

แทนค่า t_{on} ลงในสมการที่ (2.21) จะได้

$$\Delta V_C = \frac{I_O (V_O - V_S)}{V_O fC} = \frac{I_O (V_O - V_S)}{fCV_S / (1-D)} \quad (2.22)$$

จากสมการที่ (2.22) เขียนให้อยู่ในรูปอย่างง่ายจะได้

$$\Delta V_C = \frac{[I_O (V_O - V_S + DV_S) / (1-D)]}{fCV_S / (1-D)} = \frac{I_O D}{fC} \quad (2.23)$$

ดังนั้น

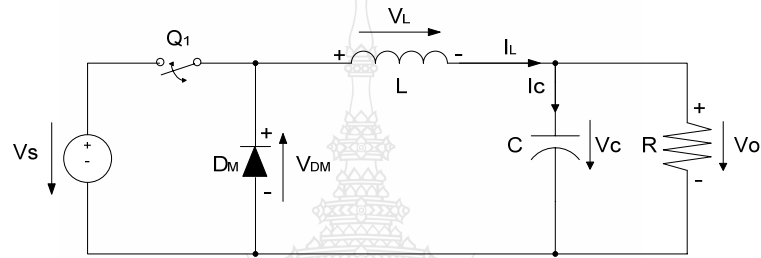
$$\Delta V_C = \Delta V_O \quad (2.24)$$

ตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตของวงจรทบแรงดันจะหาได้จากสมการที่ (2.25)

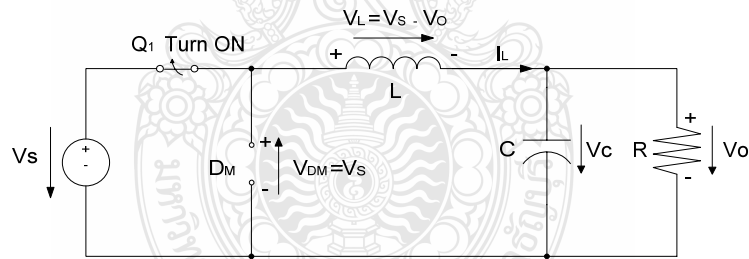
$$C = \frac{I_o D}{f \Delta V_o} \quad (2.25)$$

2.3.2 คอนเวอร์เตอร์แบบทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (Buck Converter)

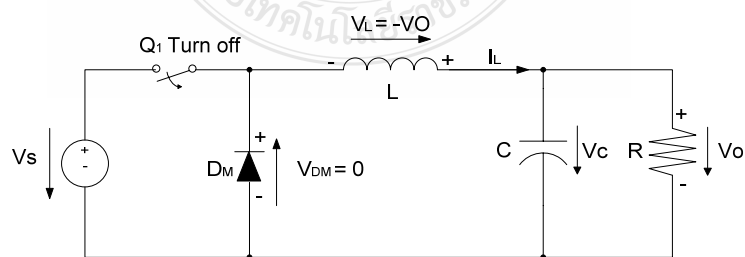
หลักการทำงานของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์ เป็นการออกแบบเพื่อให้แรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตมีปริมาณต่ำกว่าด้านอินพุต และมีปริมาณแรงดันตามที่ต้องการ โดยเริ่มต้นจากเงื่อนไขที่ว่าแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในคาบเวลามีค่าเท่ากับศูนย์ จากนั้นสามารถหากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้ การวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมด จะต้องวิเคราะห์ในสถานะอยู่ตัว วงจรสมมูลของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง แสดงดังรูปที่ 2.15 และวงจรการทำงานของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง แสดงดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.15 วงจรสมมูลของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

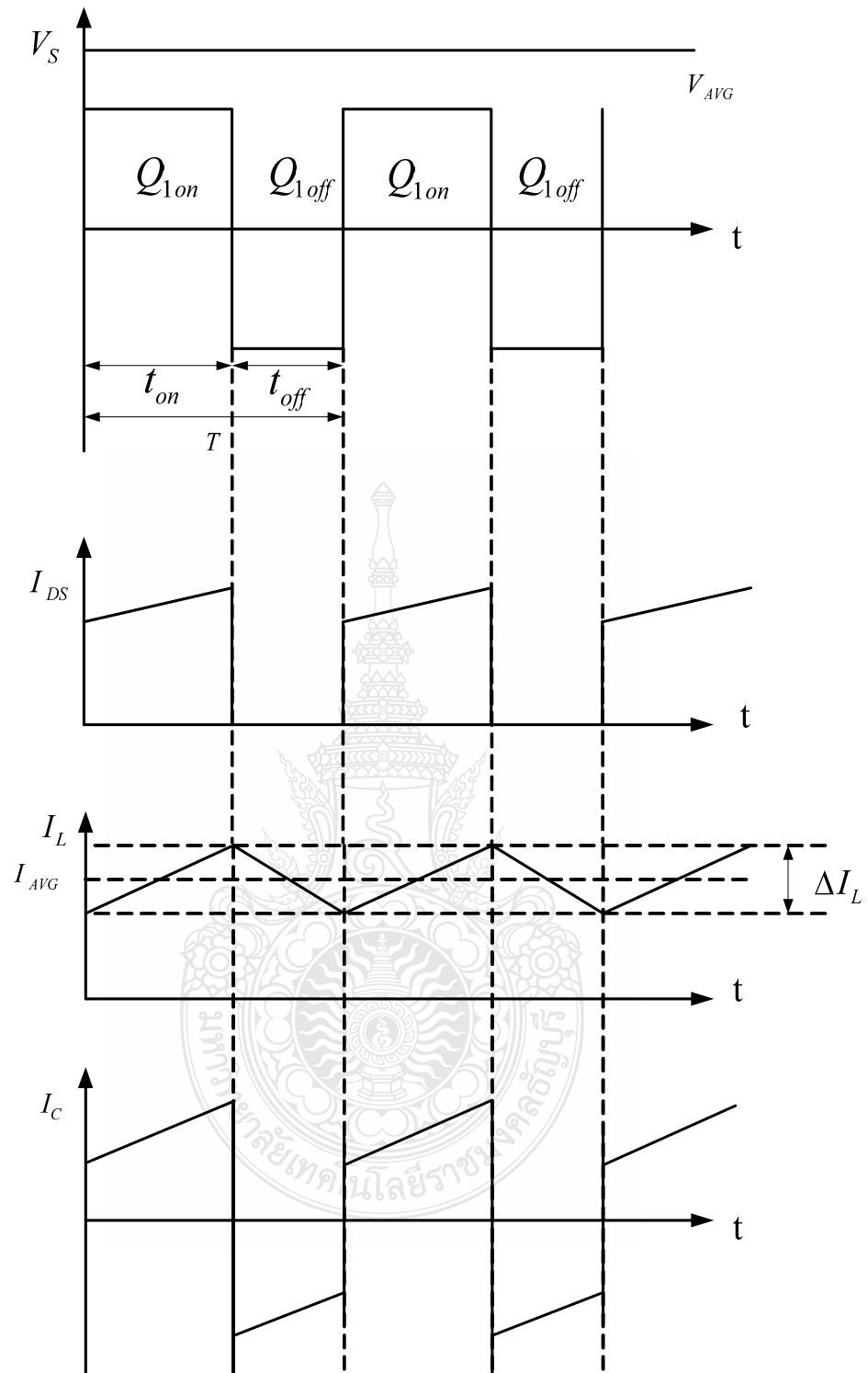


ก. โหมดที่ 1 สวิตช์ปิด



ข. โหมดที่ 2 สวิตช์เปิด

รูปที่ 2.16 วงจรการทำงานของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง



รูปที่ 2.17 สัญญาณต่างๆ ของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

2.3.2.1 วิเคราะห์เมื่อสวิตช์ปิด

จากรูปที่ 2.15 ก. เป็นการทำงานโหมดที่ 1 จะได้สัญญาณต่างๆ ดังปรากฏในรูปที่ 2.15 ($0 < t \leq t_{on}$) มอสเฟต Q_1 ทำงานสวิตช์ปิด ($t = 0$) กระแสอินพุตไหลผ่าน Q_1 และตัวเหนี่ยวนำ ทำให้กระแสของตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นจาก I_1 ที่ $t = 0$ เป็นเวลา I_2 ที่ $t = t_1$ โดยกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ จะเท่ากับกระแสที่ไหลผ่าน R และแรงดันที่แหล่งจ่ายจะเท่ากับแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำบวกกับแรงดันที่ตกคร่อม R ดังสมการที่ (2.26)

$$V_s = V_L + V_o \quad (2.26)$$

หรือ

$$V_L = V_s - V_o$$

แต่

$$V_L = L \frac{d_{iL}}{dt}$$

จะได้

$$L \frac{d_{iL}}{dt} = V_s - V_o$$

$$\frac{d_{iL}}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (2.27)$$

dt ในกรณีอยู่ในช่วงเวลานำกระแส คือ $dt = DT$

$$\Delta_{iL, on} = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT \quad (2.28)$$

2.3.2.2 วิเคราะห์เมื่อสวิตช์เปิด

จากรูปที่ 2.14 ข. เป็นการทำงานโหมด 2 จะได้สัญญาณต่างๆ ดังปรากฏในรูปที่ 2.6 ($t_1 < t \leq t_{off}$) มอสเฟต Q_1 ทำงานสวิตช์เปิด ($t = t_1$) แรงดันเหนี่ยวนำย้อนกลับของตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งต่ออนุกรมอยู่กับตัวต้านทาน R ทำให้เอาต์พุตมีค่ามากขึ้นจนทำให้ D_M ทำงานจึงทำให้ตัวเหนี่ยวนำคายพลังงานออกมาเปรียบเสมือนเป็นแหล่งจ่ายตัวหนึ่ง ทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวต้านทาน ดังสมการที่ 2.29

$$V_D = V_L + V_o \quad (2.29)$$

แต่ $V_D = 0V$ จะได้ $V_L + V_O = 0$

$$V_L = -V_O$$

$$V_L = -V_O = L \frac{d_{iL}}{dt}$$

$$L \frac{d_{iL}}{dt} = \frac{\Delta_{iL,off}}{\Delta t} = \frac{-V_O}{L} \quad (2.30)$$

dt ในกรณี อยู่ในช่วงเวลาหยุดนำกระแส คือ $dt = (1-D)T$ สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังสมการที่ (2.31)

$$\Delta_{iL,off} = -\left(\frac{V_O}{L}\right)(1-D)T \quad (2.31)$$

แทนค่า $t_{on} = DT$ และ $t_{off} = (1-D)T$ ลงในสมการที่ (2.31) จะได้

$$\Delta_{iL,on} + \Delta_{iL,off} = 0$$

$$\left(\frac{V_S - V_O}{L}\right)DT + \left[\left(\frac{-V_O}{L}\right)(1-D)T\right] = 0$$

$$\left(\frac{V_S - V_O}{L}\right) - \left(\frac{V_O}{L}\right)(1-D) = 0$$

$$(V_S - V_O)D - (V_O)(1-D) = 0$$

$$V_S D - V_O D - V_O(1-D) = 0$$

$$V_S D - V_O D - V_O + V_O D = 0$$

$$V_S D - V_O = 0$$

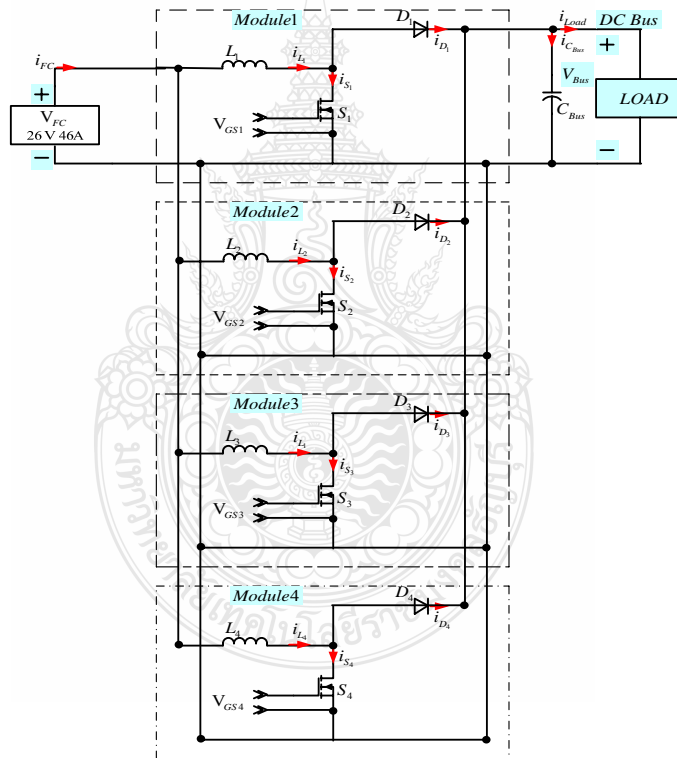
$$V_s D = V_o$$

$$\frac{V_o}{V_s} = D \quad (2.32)$$

2.4 วงจรทบทแรงดันแบบขนานหลายเฟส

ข้อดีของวงจรทบทแรงดัน (Boost Converter) คืออุปกรณ์ต่อใช้งานร่วมมีจำนวนน้อย และทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง (Continuous Mode) การสูญเสียในอุปกรณ์จึงน้อยแต่การทำงานของวงจรทบทแรงดันเพียงเฟสเดียวยังมีข้อดีคือ

- การออกแบบตัวเหนี่ยวนำและขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ ยังมีขนาดใหญ่
- กระแสกระเพื่อม (High FC Ripple Current) ที่ตัวเซลล์เชื้อเพลิงยังสูงซึ่งจะส่งผลทำให้อายุการใช้งานของเซลล์เชื้อเพลิงสั้นลง



รูปที่ 2.18 วงจรทบทแรงดันแบบหลายเฟส (Multiphase Interleaved Boost Converter)

2.5 เทคนิคการอินเตอร์ลีฟ (Interleaved Technique)

การนำวงจรทบทแรงดันมาต่อขนานกันหลาย ๆ เฟสเพื่อแก้ปัญหาดังที่กล่าวมาข้างต้นดังจะเห็นได้จากรูปที่ 2.18 ซึ่งเป็นการนำวงจรทบทแรงดันมาต่อขนานกัน จนถึง N ตัว วิธีการนี้เป็นการเพิ่มความสามารถในการจ่ายกระแสทางด้านเอาต์พุตให้มากขึ้น มีข้อดีคือสามารถลดกระแสกระเพื่อม

ทางด้านอินพุต มีชื่อเรียกว่า “เทคนิคการอินเทอร์ลีฟส์ (Interleaved Techniques)” วิธีการขนานวงจร ทบแรงดันจะมีการแยกการสวิตช์ของสวิตช์แต่ละตัวให้มีมุมต่างกันเพื่อที่สวิตช์จะได้ไม่ทำงานพร้อม กันสามารถคำนวณได้จากสูตร

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

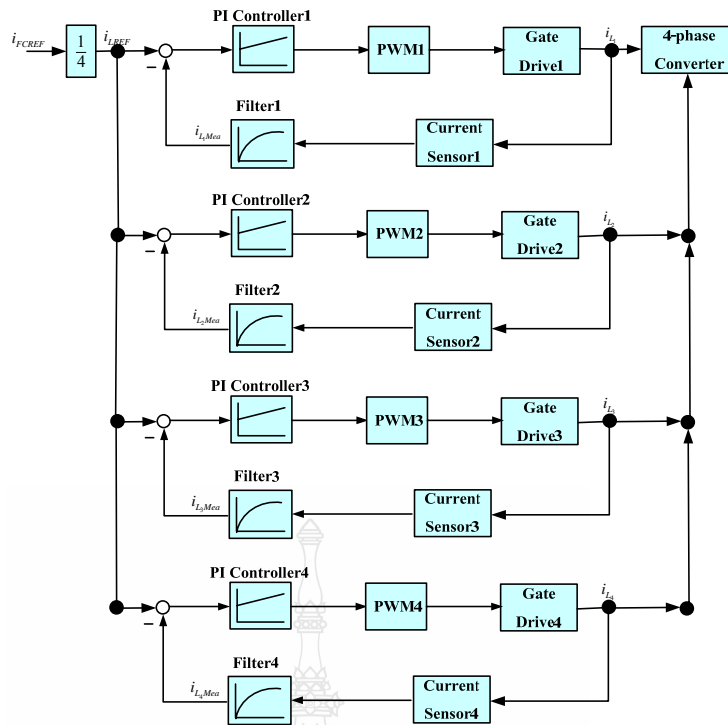
เมื่อ N คือจำนวนของวงจรทบแรงดันที่นำมาต่อขนานกัน

จากสูตรการหามุมในการสวิตช์จะเห็นว่าเมื่อมีจำนวนวงจรต่อขนานมากขึ้นจะทำให้มุม จุดเริ่มต้นในการสวิตช์จะน้อยลง เมื่อมีสวิตช์ที่นำกระแสมากขึ้นการกระเพื่อมของกระแสจะน้อยลง และกระแสจะไหลผ่านสวิตช์ทุกตัวที่ต่ออยู่ในวงจร ดังนั้นกระแสรวมทางด้านเอาต์พุตจะมากกว่า วงจรทบแรงดันปกติทั่วไปและกระแสกระเพื่อมยังน้อยลงด้วย นอกจากนี้วงจรทบแรงดันแบบหลาย เฟสยังมีข้อดีคือ

- ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำมีขนาดเล็กและจำนวนน้อยลง
- กระแสกระเพื่อม (Ripple Current) ทางด้านอินพุตและเอาต์พุตน้อยลง
- ชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีการขนานวงจรทบแรงดันเป็นการเพิ่มความเชื่อมั่นของระบบ (Reliability) ให้เพิ่มมากขึ้นและยังเป็นการเพิ่มความสามารถในการจ่ายพลังงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ให้มากขึ้น โดยที่ไม่ต้องมีการขนานตัวอุปกรณ์เข้าไปในวงจร
- เมื่ออุปกรณ์แต่ละวงจรมานำมาต่อขนานร่วมกัน กระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์แต่ละวงจรจะลดลง ความร้อนที่เกิดขึ้นจึงน้อย จึงไม่มีปัญหาในการระบายความร้อนของตัวอุปกรณ์
- อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังแต่ละวงจรจะช่วยในการจ่ายกระแสรวม ทำให้สามารถลดคุณสมบัติการทนกระแสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังแต่ละตัวลงได้

2.6 การควบคุมกระแสในรูปปิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบขนานหลายเฟส

วงจรภาคควบคุมทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของวงจรทบแรงดันเพื่อให้วงจรทบแรงดันสามารถรักษาระดับการจ่ายกระแสให้คงที่เป็นไปตามสัญญาณคำสั่ง รูปที่ 2.19 จะเห็นว่ารูปกระแสจะมีจำนวน 4 เฟส แต่สัญญาณคำสั่ง (i_{FCREF}) จะมีเพียงสัญญาณเดียว ดังนั้นทุกคู่ได้สัญญาณคำสั่งที่เหมือนกันแต่สัญญาณจะถูกหารลงตามจำนวนวงจรที่ต่อขนาน 4 ตัว ซึ่งโครงการนี้สามารถส่งสัญญาณคำสั่งกระแสได้ตั้งแต่ 0-46 A ถ้าส่งสัญญาณคำสั่ง 46 A ซึ่งจะถูกหาร 4 ดังนั้นแต่ละเฟสจะทำงานเฟสละ 11.5 A



รูปที่ 2.19 การควบคุมกระแสแบบลูปปิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส

งานวิจัยนี้ได้มีการควบคุมแบบ ควบคุมลูปปิดกระแส คือการนำกระแสที่ไหลในแต่ละเฟสมาคำนวณ สำหรับงานวิทยานิพนธ์นี้เลือกวัดกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเพราะสามารถนำไปคล่องผ่านอุปกรณ์วัดกระแสได้ง่าย กระแสแต่ละสาขาจะถูกวัดด้วยเซนเซอร์วัดกระแส (Hall Current) แต่เซนเซอร์วัดกระแส $i_{L,Mea}$ นี้จะส่งสัญญาณเอาต์พุตออกมาเป็นกระแส ดังนั้นจะต้องมีการเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันโดยใช้วงจรบัฟเฟอร์ (Buffer) จากนั้นจะนำแรงดันที่วัดได้ไปผ่านวงจรฟิลเตอร์แบบอันดับที่ 1 (First Order Filter) เพื่อที่จะกรองสัญญาณรบกวน (Harmonic) อันเนื่องมาจากการสวิตช์ที่ความถี่สูงของวงจรกำลัง เป็นวิธีการผิดพลาดในการคำนวณ ต่อจากนั้นเข้าวงจรเปรียบเทียบ (Comparator) เพื่อหาค่าผิดพลาด (Error) เมื่อได้ค่าผลลัพธ์ก็จะถูกส่งเข้าวงจรควบคุมบูรณาการรวมหน่วย แบบ พี-ไอ (PI Controller) เพื่อทำการชดเชยค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมอ้างอิงจะได้ผลลัพธ์ออกมาคือได้ พัลส์บิวเอ็ม (PWM) มีค่า T-on ต่างกันก่อนที่จะนำไปขับขาเกตของมอดเฟสจะต้องผ่านวงจรขั้วเกตเพื่อทำการแยกกราวด์ระหว่างวงจรควบคุมกับกราวด์วงจรกำลังให้ออกจากกันและยกระดับสัญญาณให้สูงมากขึ้นเพื่อที่จะตั้งให้มอดเฟสทำงานได้มอดเฟสแต่ละตัวจะทำงานต่างเฟสกัน 90 องศา ซึ่งที่กล่าวมาเป็นการอธิบายการทำงานเพียงเฟสเดียวซึ่ง 4 เฟสก็ทำงานเหมือนกันทุกตัวแต่แยกกันทำงานโดยอิสระจากกันดังที่แสดงในรูปที่ 2.19

2.7 การออกแบบวงจรกำลังของคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

2.7.1 ตัวเหนี่ยวนำ (Inductor)

ตัวเหนี่ยวนำเป็นอุปกรณ์ที่ทำงานโดยอาศัยคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้า การที่จะเข้าใจการออกแบบตัวเหนี่ยวนำจะต้องทำความเข้าใจเกี่ยวกับ ทฤษฎีทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยตัวเหนี่ยวนำมีหน้าที่สำคัญมากในการเก็บพลังงานและคายพลังงานในคอนเวอร์เตอร์แบบทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

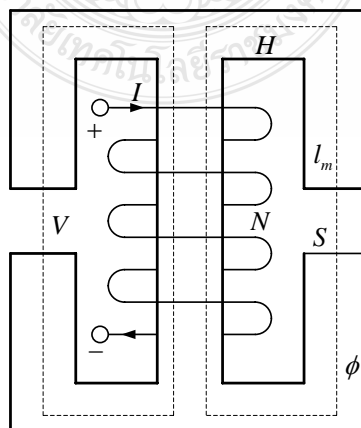
2.7.1.1 แม่เหล็กไฟฟ้าพื้นฐาน

ในทฤษฎีของแม่เหล็กไฟฟ้ากฎพื้นฐานทางแม่เหล็กไฟฟ้าพิจารณาจากการจ่ายกระแสไฟฟ้าเข้าไปในขดลวดโดยมีตัวแปร 2 ตัวที่เกี่ยวกับสนามแม่เหล็ก ตัวแปรแรก ได้แก่ ความเข้มของสนามแม่เหล็ก (Field Intensity Vector) ใช้ตัวย่อ คือ H มีหน่วยเป็น L/m ตามกฎของแอมแปร์ที่กำหนด

$$Hl_m = Ni \quad (2.33)$$

ตัวแปรที่สอง ได้แก่ ความหนาแน่นของสนามแม่เหล็ก (Flux Density) ใช้ตัวย่อ B มีหน่วยเป็นเทสลา (Tesla) จากกฎของฟาราเดย์

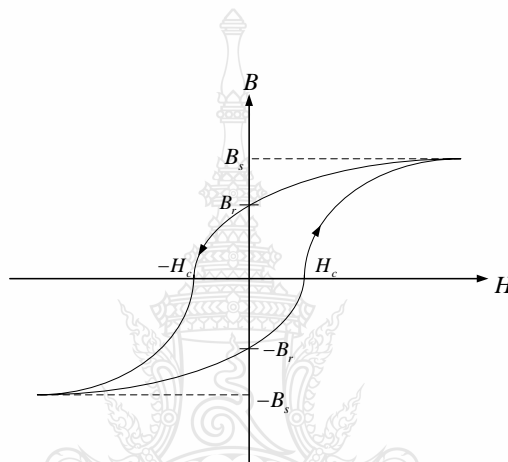
$$V = N \frac{d(BS)}{dt} = N \frac{d\Phi}{dt} = \frac{d\lambda}{dt} \quad (2.34)$$



รูปที่ 2.20 วงจรแม่เหล็กพื้นฐาน

- เมื่อ N คือ จำนวนรอบ
 ϕ คือ ฟลักซ์
 λ คือ ฟลักซ์เชื่อมโยง (Flux Linkage)
 l_m คือ ความยาวเฉลี่ยของทางแม่เหล็ก
 I คือ กระแสที่ไหลในวงจรแม่เหล็ก
 S คือ พื้นที่หน้าตัด

กฎพื้นฐานของสารแม่เหล็กที่ใช้ทางแม่เหล็กจะให้ความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสารแม่เหล็ก H กับความหนาแน่นฟลักซ์ B โดยทั่วไป $B = f(H)$ เป็นฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นและมีฮิสเทอรีซิสลูป ดังแสดงในรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 ฮิสเทอรีซิสลูป

- เมื่อ B_s คือ ความหนาแน่นฟลักซ์อิ่มตัว
 B_r คือ ความหนาแน่นฟลักซ์ตกค้าง
 H_c คือ ความเข้มสนามแม่เหล็กหักล้าง

ความสัมพันธ์ระหว่าง B และ H คือ ช่วงที่เป็นเชิงเส้น $B = \mu H = \mu_r \mu_o H$

- เมื่อ μ คือ สภาพซึมซับได้ (Hm^{-1})
 μ_r คือ สภาพซึมซับได้ของวัสดุ
 μ_o คือ สภาพซึมซับได้ของอากาศ มีค่าเท่ากับ $4\pi \times 10^{-7} Hm^{-1}$

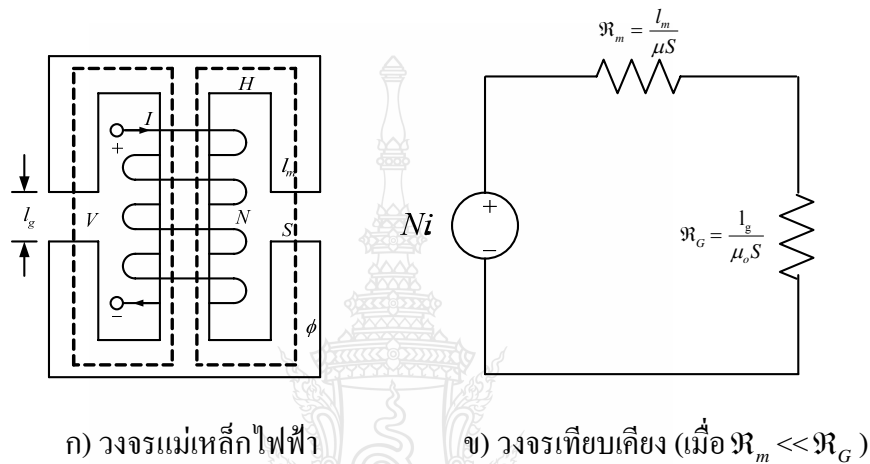
เมื่อจ่ายกระแส (I) ไหลผ่านขดลวดจำนวน N รอบ จะทำให้เกิดแรงเคลื่อนแม่เหล็กขึ้นมา (Magneto motive force, mmf)

$$mmf = NI \quad (2.35)$$

โดยที่ mmf จะทำให้เกิด H ขึ้นมาโดยที่ H ก็คือ mmf ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของ Magnetic Path นั่นคือ

$$H = \frac{mmf}{l_m} = \frac{NI}{l_m} \quad (2.36)$$

สามารถเขียนวงจรแม่เหล็กไฟฟ้า (Magnetic Circuit) แทนด้วยวงจรไฟฟ้า (Electric Circuit) และค่าเทียบเคียงดังรูปที่ 2.22 และตารางที่ 2.1 ตามลำดับ



รูปที่ 2.22 วงจรแม่เหล็กไฟฟ้าและวงจรเทียบเคียง

ตารางที่ 2.1 การเปรียบเทียบวงจรแม่เหล็กไฟฟ้าและวงจรไฟฟ้า

วงจรแม่เหล็กไฟฟ้า (Magnetic Circuit)	วงจรไฟฟ้า (Electric Circuit)
Current (I)	Flux (ϕ)
Emf (V)	$mmf (F)$
Resistance (R)	Reluctance (\mathfrak{R})
Conductance (G)	Permence (P)

ค่า Reluctance (\mathfrak{R}) ของวงจรแม่เหล็กไฟฟ้าหาได้จาก

$$\mathfrak{R} = \frac{1}{\mu S}$$

และส่วนกลับของ \mathfrak{R}

$$P = \frac{1}{\mathfrak{R}} = \frac{\mu S}{l}$$

ค่าความเหนี่ยวนำ (Inductance) สามารถหาค่าได้ดังนี้

$$L = \frac{\lambda}{I} = \frac{N\phi}{I} = \frac{N^2}{R} = N^2 P = \frac{N^2 \mu S}{l} \quad (2.37)$$

วงจรแม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อมี Air Gap

$$\phi = \frac{NI}{\mathfrak{R}_g + \mathfrak{R}_m} = (P_g + P_m) NI \quad (2.38)$$

$$N\phi = (P_g + P_m) N^2 I$$

\mathfrak{R}_m คือ Reluctance ของแกนเหล็ก

ในทางปฏิบัตินั้น $\mathfrak{R}_m \ll \mathfrak{R}_g$ ดังนั้นจะหาค่าความเหนี่ยวนำ (Inductance) ได้จาก

$$L = N^2 P_g = \frac{N^2 \mu_0 S}{l_g} \quad (2.39)$$

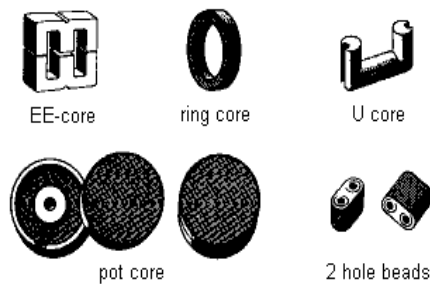
2.7.1.2 แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic Material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์ จะมีผลทำให้เกิดการเหนี่ยวนำฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก แกนเฟอร์ไรต์มีค่าอิมิตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3,000–6,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่ความถี่สูง ดังนั้นตัวเหนี่ยวนำในวงจรสวิตชิงจึงนิยมใช้แกนเฟอร์ไรต์มากที่สุด เฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้ทำแกนของตัวเหนี่ยวนำสวิตชิงจะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับการใช้งานและมาตรฐานในการออกแบบ

สารแม่เหล็กที่ใช้ทำแกนแม่เหล็กมักจะเป็นอัลลอยของเหล็ก สารที่นิยมใช้ที่ความถี่ต่ำ (< 1 kHz) ได้แก่ เหล็กผสมซิลิกอนเจือจาง (Si < 1%) ซึ่งมีความหนาแน่นฟลักซ์อิมิตัวค่าสูงแต่จะมีการสูญเสียมาก ถ้าส่วนผสมซิลิกอนมีมากขึ้นก็มักจะเป็นชนิด Grain Oriented การสูญเสียจะน้อยลงแต่ราคาก็จะแพง นอกจากจะผสมซิลิกอนแล้วยังมีสารแม่เหล็กที่ผสมสารอื่น ๆ เช่น โคบอลต์ นิกเกิล โมลิบดีนัม เป็นต้น ซึ่งทำงานได้ถึงความถี่ประมาณ 20 kHz แต่มีราคาแพงกว่าเหล็กผสมซิลิกอนมาก

เฟอร์ไรต์เป็นเซรามิกประกอบไปด้วยออกไซด์ของเหล็ก สังกะสี แมงกานีส หรือนิกเกิลเฟอร์ไรต์ชนิด MnZn มีความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าชนิด NiZn แต่ทำงานได้ถึงความถี่ประมาณ 1 MHz ซึ่งต่ำกว่าชนิด NiZn ซึ่งทำงานได้ถึง 1 MHz เฟอร์ไรต์มีหลากหลายชนิดตามแต่ละสูตรผสมและมีเลขรหัสต่าง ๆ เช่น 6H20 7H10 และ 3C6 เป็นต้น

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งโดยทั่วไปจะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่าง ๆ ตามมาตรฐานเดียวกันดังรูปที่ 2.23 เช่น แกนแบบ EI EE EER หรือแกนแบบ POT เป็นต้นปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะการประกบคู่กัน เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับขบอบบิ้น การประกบแกนเฟอร์ไรต์บนขบอบบิ้นนั้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้



รูปที่ 2.23 ลักษณะของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่าง ๆ

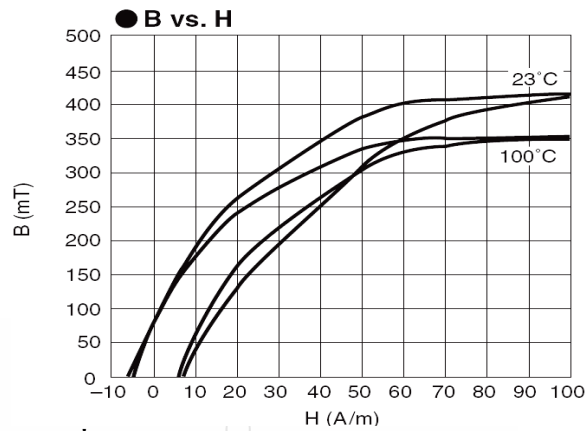
ก) ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกันจะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกน เฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกันด้วย ถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมียุทธศาสตร์คุณสมบัติของเนื้อสารแสดงไว้เสมอข้อมูลที่สำคัญควร ทำความเข้าใจและศึกษาไว้คือ เส้นโค้งฮิสเทอรีซิส (Hysteresis Curve) และค่าการสูญเสียของแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

เส้นโค้งฮิสเทอรีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวด ที่พันบนแกนเฟอร์ไรต์ รูปที่ 2.24 จะแสดงเส้นโค้งฮิสเทอรีซิสของแกนเฟอร์ไรต์จากรูปจะเห็นได้ว่าค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กจะมีค่ามากขึ้น เมื่อความเข้มของสนามแม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดหนึ่งซึ่งค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มของสนามแม่เหล็กแล้วก็ตาม จากจุดดังกล่าวจะเห็นว่าแกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก

โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟของเส้นโค้งฮิสเทอรีซิสเพียงครั้งเดียวเนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเทอรีซิสจะมีลักษณะเหมือนกันทุกประการเพียงแต่จะมีลักษณะกลับทิศทางกันเท่านั้นดังนั้นการใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์ในตัวยุทธศาสตร์จึงควรกำหนดค่าความหนาแน่น

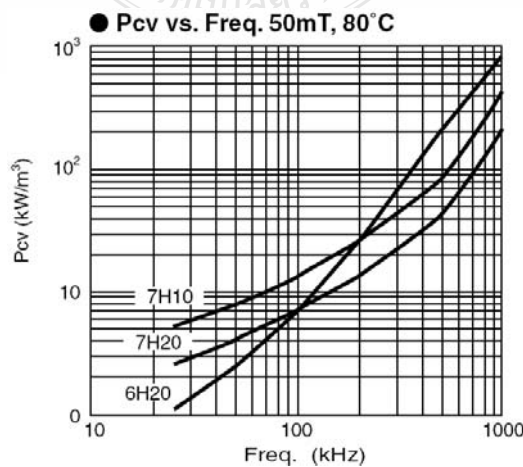
ฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานมีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์เพื่อความปลอดภัย



รูปที่ 2.24 เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์

ข) ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ จะทำให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อน ซึ่งมีสาเหตุหลัก 2 ประการ คือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเตอร์รีซิสของแกน (Hysteresis Loss) และการสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนเฟอร์ไรต์ (Eddy Current Loss) ที่ความถี่ 100 kHz การสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนจะมีค่าน้อยสำหรับแกนที่มีขนาดใหญ่ไม่มากนัก ดังนั้นการสูญเสียที่ก่อให้เกิดความร้อนในแกนอาจพิจารณาได้จากการสูญเสียทางฮิสเตอร์รีซิส ของแกนเพียงอย่างเดียวตัวอย่างกราฟแสดงค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์แสดงไว้ใน รูปที่ 2.25 ปกติค่ากำลังสูญเสียจะถูกระบุไว้เป็นกิโลวัตต์ต่อหนึ่งลูกบาศก์เมตร (kW / m^3) และมีค่าขึ้นกับค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ความถี่ในการใช้งานรวมถึงอุณหภูมิขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์



รูปที่ 2.25 ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสารชนิด 6H20 7H20 และ 7H10

2.7.1.3 บอบบี้ (Bobbin)

บอบบี้หรือแบบรองพัน ปกติทำจากพลาสติก ชนิดทนความร้อนได้สูง และไม่ติดไฟ บอบบี้จะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้นและป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์ บอบบี้มีขนาดมาตรฐานตามมาตรฐานแกนเฟอร์ไรต์ บอบบี้ส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและการบัดกรีติดกับแผ่น PCB

2.7.1.4 ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวดของตัวเหนี่ยวนำสวิตชิง ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบี้เพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้นขึ้นอยู่กับกระแสที่ไหลผ่านขดลวด ความถี่ และผลข้างเคียงอื่น ๆ

2.7.1.5 เทปฉนวน (Insulation Tape)

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรอง ระหว่างชั้นของขดลวดในตัวเหนี่ยวนำสวิตชิง และมีความสำคัญในการเป็นฉนวนป้องกันความเสียหายของขดลวด และทำให้ขดลวดมีความแข็งแรง วัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือโพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05 - 0.1 มิลลิเมตรการเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับกรออกแบบความปลอดภัย ที่ต้องการจากตัวเหนี่ยวนำสวิตชิงเป็นหลัก

2.7.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ (Inductor)

2.7.2.1 ข้อกำหนดในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำสวิตชิง

1. ขนาดและรูปร่างรวมทั้งความถี่ของกระแสและแรงดัน
2. กำลังสูญเสีย ประสิทธิภาพหรืออุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น
3. คุณสมบัติทางไฟฟ้าและเชิงกลอื่น

2.7.2.2 ขีดจำกัดในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำสวิตชิง

1. ความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิ่มตัวของแกนเหล็ก
2. กำลังงานสูญเสียในลวดทองแดงหรือแกนเหล็ก
3. คุณสมบัติอื่น ๆ เช่น Permeability (μ) เป็นต้น

โดยมีสมการของการออกแบบดังนี้

จากขีดจำกัดของแกนเหล็ก (Saturation or Core loss)

$$B_{\max} = \frac{\phi_{\max}}{S} = \frac{\lambda_{\max}}{SN} = \frac{LI_{\text{peak}}}{SN} \quad (2.40)$$

- เมื่อ B_{\max} คือ ความหนาแน่นสูงสุดของเส้นแรงแม่เหล็ก พิจารณาที่ 0.1 – 0.6 (เทสลา: T)
- ϕ_{\max} คือ เส้นแรงแม่เหล็ก (เวเบอร์: Wb)
- S คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนแม่เหล็ก (ตารางมิลลิเมตร: m^2)
- N คือ จำนวนรอบของลวดที่พันรอบแกน
- λ_{\max} คือ เส้นแรงแม่เหล็กที่เกี่ยวข้องตลอดลวดทั้งหมด
- L คือ ค่าความเหนี่ยวนำ (เฮนรี: H)
- I_{peak} คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (แอมแปร์: A)

จากขีดจำกัดของลวดทองแดง โดยคำนึงถึงความสูญเสีย (Copper Loss: P_{cu})

$$R_{cu} = I_{rms}^2 R \quad (2.41)$$

- เมื่อ P_{cu} คือ ค่าความสูญเสียในขดลวด (วัตต์: W)
- I_{rms} คือ ค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านขดลวด (แอมแปร์:
- R คือ ค่าความต้านทานทางไฟฟ้า (โอห์ม: Ω)

เมื่อ R หาได้จาก

$$R = \frac{l}{A_w} \quad (2.42)$$

- เมื่อ ρ คือ ค่าความต้านทานจำเพาะสำหรับทองแดงมีค่า $1.724 \times 10^{-8} \Omega / m$
- l คือ ความยาวของลวดตัวนำ (เมตร: m)
- A_w คือ พื้นที่หน้าตัดของขดลวด (ตารางมิลลิเมตร: m^2)

2.7.3 การเลือกหรือกำหนดขนาดแกนเหล็กโดยใช้วิธีการคำนวณแบบ A_p (Area Approach)

วิธีนี้เป็นกรอกแบบที่ใช้ค่า T_{rise} ซึ่งอาศัยความหนาแน่นของกระแสของลวดตัวนำ ($J = 100 - 1000 A / cm^2$) โดยคำนวณหาขนาดของแกนเหล็กดังนี้

$$N = \frac{LI_{\text{peak}}}{B_{\max} S} \quad (2.43)$$

$$kW = \frac{NI_{rms}}{J} = NA_w \quad (2.44)$$

แทนค่า N จะได้

$$kW = \frac{LI_{peak}I_{rms}}{B_{max}JS}$$

เพราะฉะนั้นจะได้ว่า

$$A_p = WS = \frac{LI_{peak}I_{rms}}{B_{max}Jk} \quad (2.45)$$

- เมื่อ L คือ ค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการนำมาออกแบบ (H)
 I_{peak} คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (A)
 I_{rms} คือ ค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (A)
 k คือ จีดจำกัดของช่องหน้าต่างมีค่าระหว่าง 0.3-0.9
 W คือ พื้นที่หน้าต่างที่ใช้พันขดลวด (mm^2)

2.7.3.1 ขั้นตอนการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

ขั้นตอนที่ 1

กำหนดความหนาแน่นของกระแส (J) ในช่วง $2.5-10 A/mm^2$ ซึ่งขึ้นอยู่กับการระบายความร้อนกำหนดค่า k อยู่ในช่วง 0.3 - 0.6 ขึ้นอยู่กับความหนาแน่นของฉนวนที่หุ้มลวดและพื้นที่ช่องว่างระหว่างลวด

หาค่า ΔI โดยที่ $\Delta I = 2(I_{max} - I)$

หาค่า ΔB โดยที่ $\Delta B = \Delta I \times \Delta B_{max}$ (สำหรับแกนเฟอร์ไรต์ $\Delta B_{max} = 0.3T$)

หาค่า B_{max} โดยที่ $B_{max} = \Delta B_{max} - \frac{\Delta B}{2}$

ขั้นตอนที่ 2

คำนวณหา A_p จากสมการที่ (2.35)

$$A_p = \frac{LI_{peak}I_{rms}}{B_{max}JK} \quad (2.46)$$

โดยที่ L มีหน่วยเป็น Henry, I มีหน่วยเป็น Ampere, B มีหน่วยเป็น Tesla, J มีหน่วยเป็น A/m^2 และ A_p มีหน่วยเป็น mm^3 หรือ mm^4 (ตามขนาดของแกน)

ขั้นตอนที่ 3

เลือกขนาดของแกนเหล็กที่มี A_p ใกล้เคียงกับค่า A_p ที่ได้จากการคำนวณในขั้นตอนที่ 2

ขั้นตอนที่ 4

คำนวณจำนวนรอบของขดลวดจากสมการที่ (2.43)

$$N = \frac{LI_{peak}}{B_{max} S} \quad (2.47)$$

เมื่อ S มีหน่วยเป็น mm^2

ขั้นตอนที่ 5

คำนวณหาพื้นที่หน้าตัดของขดลวดจากสมการนี้

$$A_w = \frac{I_{rms}}{J} \quad (2.48)$$

คำนวณหาเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวดได้จาก

$$d = \sqrt{\frac{4A_w}{\pi}} \quad (2.49)$$

เลือกใช้ลวดที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางใกล้เคียงกับค่า d ที่คำนวณได้

ขั้นตอนที่ 6

ทดสอบว่าสามารถพันขดลวดลงใน W ได้หรือไม่ จากสมการ

$$W = (N \times \text{พื้นที่หน้าตัดขดลวดที่ใช้จริง}) / k$$

ขั้นตอนที่ 7

คำนวณหาค่าความกว้างของ Air Gap (l_g) ได้จากสมการ

$$l_g = \frac{\mu_o N^2 S}{2L} \quad (2.50)$$

เมื่อพันขลวดเสร็จแล้วทำการวัดค่า L ที่ได้ว่าตรงตามต้องการหรือไม่ ถ้าไม่ได้ตามต้องการให้ปรับขนาดความกว้างของ Air Gap จนกระทั่งได้ค่า L ตามต้องการ

ตารางที่ 2.2 ข้อมูลลวดทองแดง

หมายเลข AWG	เส้นผ่าน ศูนย์กลาง (mm)	ความ ต้านทาน (75°) Ω /km	น้ำหนัก kg/km	จำนวนรอบต่อcm
0	8.25	0.392	457	
1	7.35	0.494	377	
2	6.54	0.624	299	
3	5.83	0.786	237	
4	5.19	0.991	188	
5	4.62	1.25	149	
6	4.12	1.58	118	
7	3.67	1.99	93.8	
8	3.26	2.51	74.4	
9	2.91	3.16	59.0	
10	2.59	3.99	46.8	14
11	2.31	5.03	37.1	17
12	2.05	6.34	29.4	22
13	1.83	7.99	23.3	27
14	1.63	10.1	18.5	34
15	1.45	12.7	14.7	40
16	1.29	16.0	11.6	51
17	1.15	20.2	9.23	63
18	1.02	25.5	7.32	79
19	0.912	32.1	5.8	98
20	0.812	40.5	4.6	123
21	0.732	51.1	3.65	153
22	0.644	64.4	2.3	192
23	0.573	81.2	2.89	237
24	0.511	102	1.82	293
25	0.455	129	1.44	364
26	0.405	163	1.15	454
27	0.361	205	1.1	575
28	0.321	259	1.39	710
29	0.286	327	1.75	871
30	0.255	421	2.21	1090

2.7.4 การเลือกตัวเก็บประจุในวงจรกำลังของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

ในวงจรกำลังของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงตัวเก็บประจุกำลังมีหน้าที่เก็บพลังงานในรูปประจุไฟฟ้าและทำการจ่ายแรงดันออกให้กับเอาต์พุตหรือคายประจุไฟฟ้าเมื่อมอสเฟตอยู่ในช่วงเวลา Turn On และเก็บประจุเมื่ออยู่ในช่วงเวลา Turn Off โดยจะต้องเลือกตัวเก็บประจุที่สามารถทนแรงดันได้เท่ากับแรงดันทางด้านเอาต์พุต หากเลือกตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่จะช่วยให้ส่วนของการลดแรงดันกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุต

การเลือกขนาดของตัวเก็บประจุจะพิจารณาได้จากสมการ (2.51) ทั้งนี้จะสัมพันธ์กับค่าแรงดันกระเพื่อมทางเอาต์พุต (ΔV_o), กระแสเอาต์พุต (I_o), ค่าควิต์ไซเคิลสูงสุด และความถี่ในการสับสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์ (f_s)

$$C = \frac{I_{o(max)} D_{max}}{f \Delta V_o} \quad (2.51)$$

เมื่อ $I_{o(max)}$ คือ กระแสสูงสุดทางด้านเอาต์พุต
 $D_{(max)}$ คือ ดิวตี้ไซเคิลสูงสุด

ดังนั้นจากสมการที่กล่าวมาแล้วข้างต้น จึงหาค่าความต้านทานสมมูลอนุกรมของตัวเก็บประจุ (Equivalent Series Resistance: ESR) หาได้จาก

$$ESR \leq \frac{\Delta V_o}{\left[\frac{I_{o(max)}}{1 - D_{max}} + \frac{\Delta I_L}{2} \right]} \quad (2.52)$$

2.7.5 เพาเวอร์มอสเฟต (POWER MOSFET) อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์

มอสเฟตหรือที่รู้จักกันในนามเพาเวอร์มอสเฟตสามารถทำงานได้ดี ที่ความถี่สูงตั้งแต่ 20 kHz ไปจนถึงประมาณ 200-400 kHz เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปอีก ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย เพาเวอร์มอสเฟตจึงเข้ามาแทนที่ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้อย่างรวดเร็วในระบบสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ขับหลาย

2.7.5.1 กำลังสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ 2 ลักษณะคือกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะและกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสสั้นมากเพราะตามโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีการสะสมประจุเกิดขึ้น อย่างไรก็ตามเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสค่อนข้างสูง การสูญเสียกำลังขณะนำกระแสจึงสูงกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้นแต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักใช้งานที่ความถี่สูง การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (Turn On Time) ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกันจึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาดังนั้นกำลังงานสูญเสียเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{SW(on)} + P_{SW(off)} + P_C$$

$$P_{SW(on)} = \frac{0.5 I_{PK(on)} V_{in} t_r}{T}$$

$$P_{SW(off)} = \frac{0.5 I_{PK(on)} V_{in} t_f}{T}$$

$$P_C = I_{D,rms}^2 \times R_{DS} T_j \quad (2.52)$$

เมื่อ $P_{SW(on)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

$P_{SW(off)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส

P_C คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

$I_{PK(on)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส

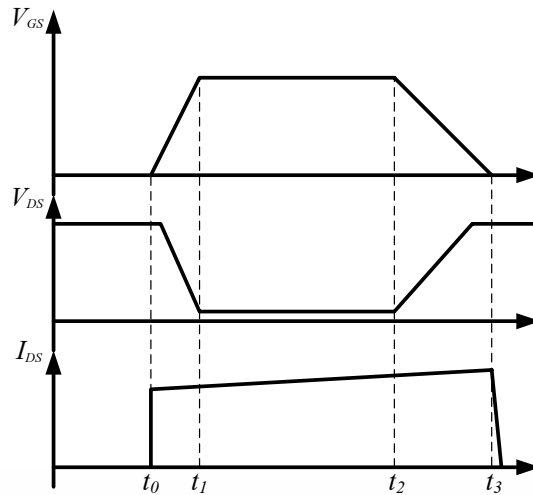
$I_{D,rms}$ คือ ค่ากระแส rms

R_{DS} คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนกับซอร์ส

$T_{(j)}$ คือ อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

t_r คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

t_f คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 2.26 ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส

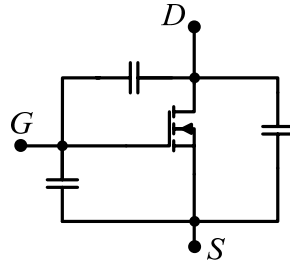
2.7.5.2 เงื่อนไขของวงจรถับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขในการไบแอสแตกต่างกัน สำหรับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อมีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของเพาเวอร์มอสเฟต แต่ใช้กระแสต่ำในการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงง่าย และยุ่งยากน้อยกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตามเพื่อให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด จึงจำเป็นต้องศึกษาเงื่อนไขต่างๆ สำหรับการบังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแสเป็นอันดับแรกเสียก่อน

2.7.5.3 ค่าความจุไฟฟ้าทางด้านอินพุต (Input Capacitance)

เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตเหมือนมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆ ขาต่างๆ ของเพาเวอร์มอสเฟตดังรูปที่ 2.18 ตัวเก็บประจุเหล่านี้ บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต จะต้องทำให้ตัวเก็บประจุทำการคายประจุออกไปจนแรงดันที่ตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส โดยทั่วไปแล้วค่าความจุของตัวเก็บ

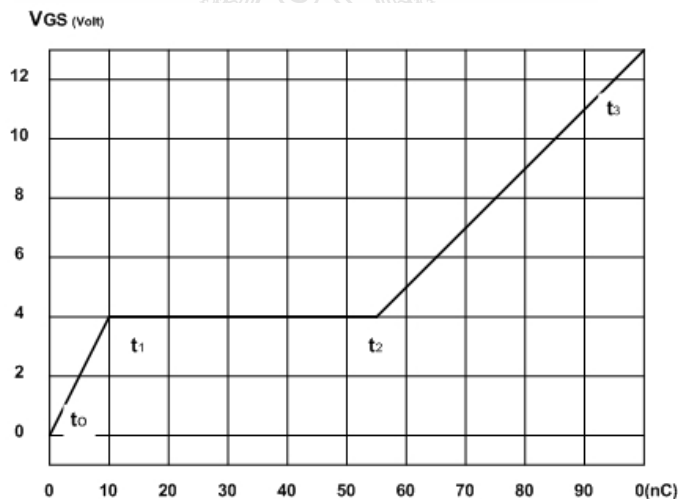
ประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 2.27 ตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

2.7.5.4 การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ

ปกติแล้วผู้ผลิตมักจะให้กราฟของค่าแรงดัน V_{GS} ที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ค่าประจุสะสมที่ขาเกตเพิ่มขึ้นหรือที่เรียกว่า Gate Charge Chart มาในคู่มือมอสเฟตด้วย กราฟนี้มีประโยชน์มาก ในการคำนวณค่ากระแสไบแอสเกต และเวลาในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต

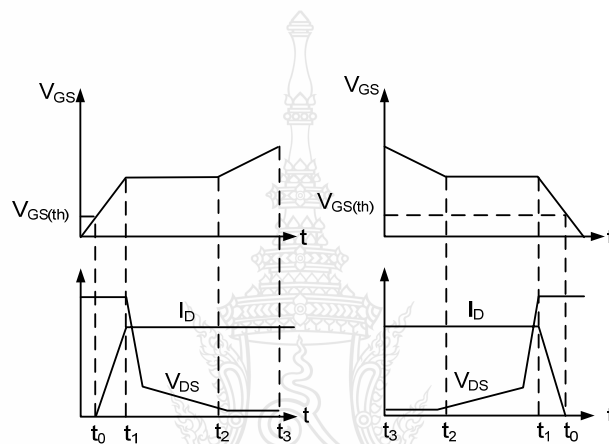


รูปที่ 2.28 ตัวอย่างของ Gate Charge Chart

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มชาร์จประจุที่ขาเกตจนกระทั่งพ้นช่วงเวลานางก่อนเริ่มนำกระแสเมื่อแรงดันที่ขาเกตมากกว่า แรงดันขีดเริ่ม ($V_{GS(th)}$) จึงเริ่มมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สที่เวลา t_0 ของแรงดันจะยังไม่ลดลงจนกว่าจะผ่านเวลาเท่ากับ t_1 แรงดันตกคร่อมเดรนและซอร์ส V_{DS} จึงมีค่า

ลดลงอย่างรวดเร็วจากค่าแรงดัน ที่ประมาณ 90 เปอร์เซ็นต์จนถึงเหลือเพียง 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันตกคร่อม V_{DS} สูงสุด เพาเวอร์มอสเฟตจะนำกระแสได้อย่างเต็มที่ในช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_1 ถึง t_2 นี้เอง และแรงดันที่ตกคร่อมขาเกต V_{GS} จะคงที่จนกว่าเพาเวอร์มอสเฟตจะสามารถนำกระแสได้อย่างเต็มที่ ดังแสดงในรูปที่ 2.28 ในช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์ส จะมีค่าลดลงได้เรื่อยๆ หากมีการสะสมประจุต่อไป ในช่วงเวลา t_1 ถึง t_2 แต่ประจุสะสมที่เพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดการหน่วงขณะเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องใช้เวลามากในการคายประจุส่วนเกินทิ้งไป

ดังนั้นการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ขาเกตด้วยแรงดันสูงเกินความจำเป็นจะทำให้ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสเพิ่มขึ้น ซึ่งเป็นผลเสีย



รูปที่ 2.29 ลักษณะการชาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแสและผลเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดประจุสะสมขึ้นขณะนำกระแส การหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจึงทำได้ง่าย ๆ ด้วยการคายประจุที่ขาเกตทิ้งไปเช่นเดียวกับขณะเริ่มนำกระแส และถ้าขนาดกระแสเพื่อชาร์จประจุและคายประจุมีค่าเท่ากัน ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากันด้วยยกเว้นหากมีประจุสะสมมากในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 การหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาหน่วงเพิ่มขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการคายประจุส่วนเกินทิ้งไป จากรูปที่ 2.29 เพาเวอร์มอสเฟตแต่ละเบอร์ จะนำมาหาค่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_r และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส t_f ได้จาก

$$t = \frac{Q_G}{I_G}$$

เมื่อ Q_G คือ ค่าประจุที่ได้จากกราฟ มีหน่วยเป็น คูลอมบ์

I_G คือ ค่ากระแสที่ใช้ชาร์จประจุที่ค่ากระแสคงที่มีหน่วยเป็น แอมป์

กราฟ Gate Charge Chart ที่ได้จากคู่มือ ปกติในการวัดผู้ผลิตจะกำหนดให้กระแสเกต I_G สำหรับชาร์จประจุค่าคงที่ในการใช้งานจริงแล้ววงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตอาจให้ค่า I_G ไม่คงที่ จึงจำเป็นต้องใช้ข้อมูลทีนอกเหนือจากข้อมูลใน Gate Charge Chart จะเห็นได้ว่าการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสได้นั้น จะต้องมีการชาร์จประจุและคายประจุที่ขาเกต วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องมีลักษณะของการจ่ายและรับกระแส (Source and Sink) ได้ที่ประมาณ 200 ถึง 400 มิลลิแอมป์ด้วยและต้องให้แรงดันที่ขาเกต V_{GS} มีค่ามากพอจะทะลุไวก์ในคู่มือแต่ละเบอร์ เพื่อที่เพาเวอร์มอสเฟตจะทำงานได้อย่างเต็มที่ด้วย

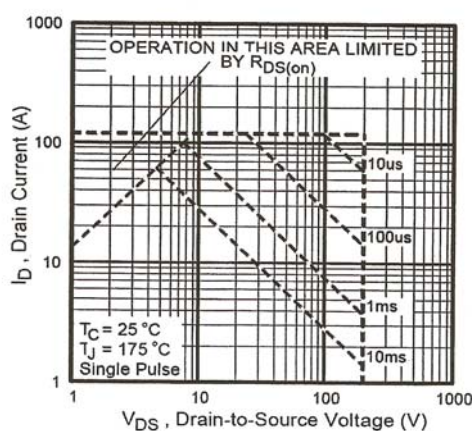
2.7.5.5 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส $R_{DS(on)}$ จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิถกความปลอดภัย ในกราฟ FBSOA กว้าง อัตราทนกำลังสูญเสียสูงสุดจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัว

2.7.5.6 พิกัดความปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังความปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตต้องพิจารณา 4 ส่วน ดังนี้

1. ขีดจำกัดแรงดันตกรวมเดรนและซอร์สสูงสุดที่สามารถทนได้ ($V_{DS(max)}$)
2. กระแสเดรน I_D สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย
3. ขีดจำกัดเนื่องจากความต้านทานขณะนำกระแส ($R_{DS(on)Limit}$)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)



รูปที่ 2.30 พิกัด FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ IRFP250N

2.7.6 ไดโอดชนิดกลับคืนสภาวะใหม่ได้เร็ว (Ultra Fast and Hyper Fast Diode)

ไดโอดชนิดกลับคืนสภาวะใหม่ได้เร็ว (Ultra Fast and Hyper Fast Diode) เหมาะสำหรับงานที่มีความถี่สูงมาก การทำงานจึงต้องการให้ไดโอดที่นำกระแสอยู่ เปลี่ยนสภาวะหยุดนำกระแสอย่างรวดเร็วขณะที่ไดโอดนำกระแสจะมีประจุไฟฟ้าที่รอยต่อของสารพีและเอ็นเหมือนตัวเก็บประจุและเมื่อมีแรงดันไบอัสย้อนกลับอย่างทันทีทันใด จะมีกระแสไหลย้อนกลับผ่านไดโอดในเวลาชั่วขณะหนึ่ง ช่วงเวลานี้เรียกว่าช่วงเวลาในการฟื้นตัวย้อนกลับ (Reverse Recovery Time) ซึ่งไดโอดชนิดกลับคืนสภาวะใหม่ได้เร็ว Ultra Fast Diode มีช่วงเวลาในการฟื้นตัวย้อนกลับประมาณ 100 ถึง 75 นาโนวินาที ส่วนไดโอดชนิดกลับคืนสภาวะใหม่ได้เร็ว Hyper Fast Diode มีช่วงเวลาในการฟื้นตัวย้อนกลับมีค่าน้อยกว่า 55 นาโนวินาที การทำงานของไดโอดนั้นมีจำกัด ทั้งทางด้านกระแสและแรงดัน สามารถหารายละเอียดของข้อมูลได้จากบริษัทผู้ผลิต

2.8 ตัวควบคุมอัตโนมัติ (Automatic Controllers)

ตัวควบคุมอัตโนมัติมีหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณทางออกของระบบ กับค่าที่ต้องการควบคุมหรือค่าที่ใช้อ้างอิง ผลของการเปรียบเทียบได้ค่าที่เบี่ยงเบนหรือค่าผิดพลาด ตัวควบคุมอัตโนมัตินี้จะนำสัญญาณที่เบี่ยงเบนไปสร้างสัญญาณเพื่อควบคุมให้ระบบลดค่าผิดพลาดเหล่านั้นจนกลายเป็นศูนย์หรือน้อยที่สุดเท่าที่ตัวควบคุมจะสามารถทำได้

ในงานวิจัยนี้จะใช้ตัวควบคุมแบบ พีไอ (PI-Controller) ในการควบคุมระดับกระแสที่ไหลจากแบตเตอรี่ให้คงที่ ตัวควบคุมแบบพีไอ เป็นการนำข้อดีของการควบคุมแบบพี มารวมกับข้อดีของตัวควบคุมแบบไอ

ภาคควบคุมแบบพีไอ (PI – Controller)

ตัวควบคุมแบบพีไอนี้ เป็นการนำเอาคุณสมบัติของตัวควบคุมแบบพี กับตัวควบคุมแบบไอ มารวมกัน ดังนั้นสัญญาณที่ออกจากตัวควบคุมชนิดนี้คือ

สัญญาณทางออก = สัญญาณทางออกแบบพี + สัญญาณทางออกแบบไอ

$$V_{out}(s) = G_p \cdot V_{in}(s) + \frac{1}{T_i} \int_0^t V_{in} dt \quad (2.53)$$

แปลงลาปลาซได้

$$V_{out}(s) = G_p \cdot V_{in}(s) \cdot \left(1 + \frac{1}{T_r s} \right) \quad (2.54)$$

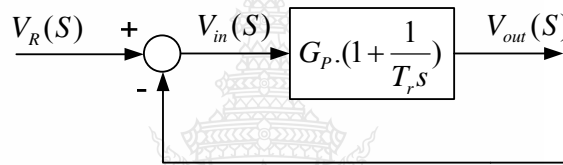
เมื่อ $T_r = G_p \cdot T_i$

จากสมการที่ (2.54) เขียนเป็นฟังก์ชันโอนย้าย ได้ดังสมการ (2.55)

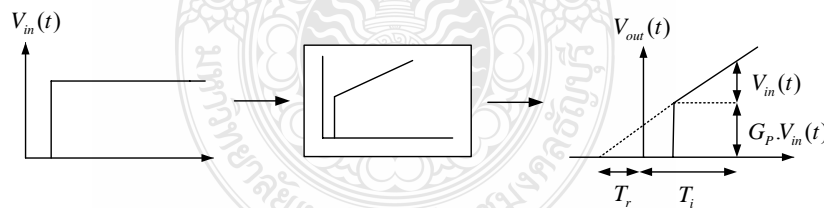
$$F(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = G_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_r s}\right) \quad (2.55)$$

ค่าของ G_p และ T_r สามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้ การปรับค่า T_r มีผลต่อการกระทำการควบคุมแบบไอ แต่ถ้าปรับค่าความไวของสัดส่วน G_p จะมีผลทั้งการกระทำการควบคุมแบบพีและการกระทำการควบคุมแบบไอ ส่วนกลับของ T_r เรียกว่า “อัตราส่วนจัดใหม่” อัตราส่วนจัดใหม่เป็นจำนวนครั้งต่อหน้าที่ที่การควบคุมแบบพี เริ่มต้นใหม่

จากสมการที่ (2.55) นำมาเขียนเป็นภาพบล็อกและแสดงผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดได้ ดังรูปที่ 2.31 และ 2.32

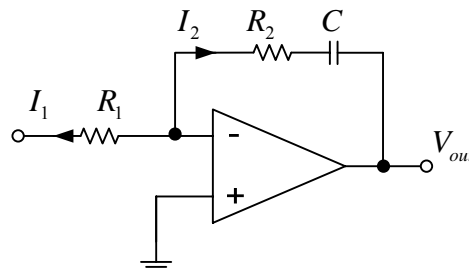


รูปที่ 2.31 ไคอะแกรมของตัวควบคุมแบบพีไอ



รูปที่ 2.32 ผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดของตัวควบคุมแบบพีไอ

จากบล็อกไคอะแกรมสามารถสร้างเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ได้ ดังรูปที่ 2.33



รูปที่ 2.33 วงจรควบคุมแบบพีไอ
จากวงจรในรูปที่ 2.33 พิจารณาที่ขาอินเวอร์ติ้ง (Inverting) ได้

$$I_1 = -I_2$$

$$V_{in}(t) = R_1 \cdot I_1(t)$$

$$= -R_1 \cdot I_2(t)$$

$$V_{out}(t) = -(I_2(t) \cdot R_2 + V_C(t))$$

$$= -\left(I_2(t) \cdot R_2 + \frac{1}{C} \int_0^t I_2 dt \right)$$

$$= -\left(V_{in}(t) \cdot \frac{R_2}{R_1} + \frac{V_{in}(t)}{C \cdot R_1} \right)$$

$$= -\left(\frac{V_{in}(t)}{R_1} \right) \left(R_2 + \frac{1}{C} \right)$$

เขียนเป็นฟังก์ชันโอนย้ายได้ดังนี้

$$F(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = -\frac{1}{R_2} \left(R_2 + \frac{1}{Cs} \right) \quad (2.56)$$

$$= -\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{1}{R_2 Cs} \right)$$

$$F(s) = -G_p \left(1 + \frac{1}{T_r s} \right) \quad (2.57)$$

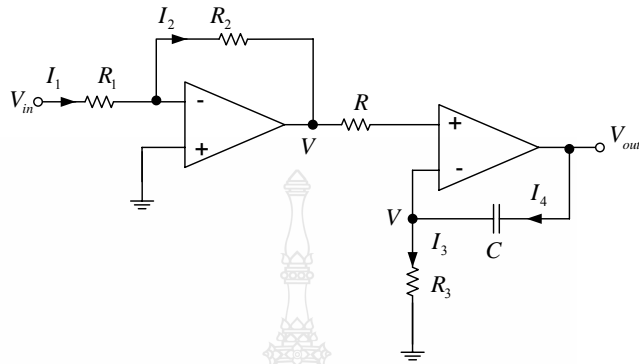
เมื่อ $G_p = \frac{R_2}{R_1}$

$T_r = R_2 \cdot C$; Reset Time

$T_i = R_1 \cdot C$; Integrating Time

สรุป การควบคุมแบบพีร่วมกับแบบไอ (PI – Controller) นี้ นำคุณสมบัติของการควบคุมทั้งสองมารวมกัน การควบคุมมีการตอบสนองที่เร็ว และระบบมีความแม่นยำผิดพลาดน้อยที่สุดที่สภาวะคงตัว

จากวงจรในรูปที่ 2.34 เมื่อปรับค่า R_2 ทำให้อัตราขยาย G_p และเวลาอัตราส่วนจัดใหม่ T_i เปลี่ยนการปรับค่าควบคุมแบบพีกับไอนั้นไม่เป็นอิสระต่อกันดังนั้นวงจรในรูปที่ 2.34 เป็นการศึกษาดังกล่าว



รูปที่ 2.34 วงจรควบคุมแบบพีไอปรับค่าอิสระต่อกัน

จากวงจรในรูปที่ 2.34 สามารถแปลงลาปลาซได้โดย

$$I_1(s) = I_2(s)$$

$$\frac{V_{in}(s)}{R_1} = -\frac{V(s)}{R_2}$$

$$V(s) = -\frac{R_2}{R_1} V_{in}(s) \quad (2.58)$$

$$I_3(s) = I_4(s)$$

$$\frac{V(s)}{R_3} = Cs(V_{out}(s) - V(s))$$

$$V(s) = \frac{R_3 Cs}{(1 + R_3 Cs)} V_{out}(s) \quad (2.59)$$

สมการที่ (2.58) เท่ากับ สมการที่ (2.59)

$$-\frac{R_2}{R_1}V_{in}(s) = \frac{R_3Cs}{(1+R_3Cs)}V_{out}(s)$$

$$F(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = -\frac{R_2}{R_1}\left(1 + \frac{1}{R_3Cs}\right)V_{out}(s) \quad (2.60)$$

เปรียบเทียบสัมประสิทธิ์

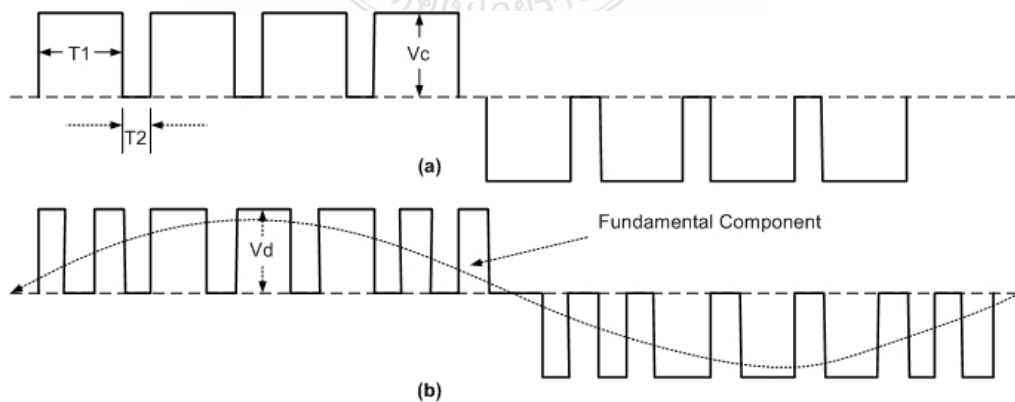
$$G_p = \frac{R_2}{R_1}$$

$$T_r = R_3C$$

สรุป วงจรควบคุมแบบพีไอในรูปที่ 2.34 มีข้อดีกว่าวงจรควบคุมแบบพีไอในรูปที่ 2.35 ตรงที่สามารถปรับค่าพีและไอได้อิสระต่อกัน สามารถปรับค่าตัวควบคุมพีได้จาก R_2 และปรับค่าตัวควบคุมไอได้จาก R_3

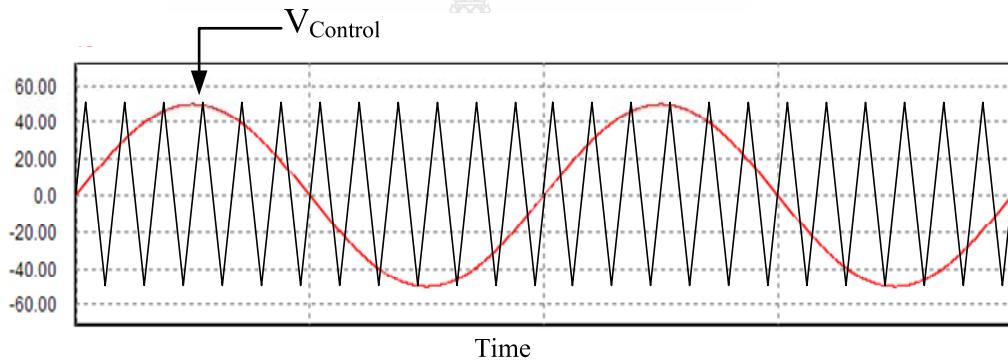
2.9 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการมอดูเลตแบบปรับความกว้างพัลส์ (PWM)

การมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse Width - Modulation ; PWM) คือ การแปลงค่าแอมพลิจูดของสัญญาณให้อยู่ในรูปของความกว้างพัลส์ โดยถ้าสัญญาณมีแอมพลิจูดค่าความกว้างพัลส์ก็จะแคบ ถ้าสัญญาณแอมพลิจูดสูงความกว้างพัลส์ก็จะกว้าง ค่าแอมพลิจูดที่นำมาแปลงเป็นความกว้างพัลส์นี้จะได้มาจากการแซมปลิง (Sampling) สัญญาณ แล้วนำค่าที่แซมปลิงได้นี้ไปสร้างพัลส์ที่มีแอมพลิจูดคงที่ แต่ความกว้างแปรผันตรงกับขนาดสัญญาณที่ถูกแซมปลิง ดังนั้นถ้าสัญญาณอินพุตถูกแซมปลิง n ครั้งต่อไซเคิลก็จะได้สัญญาณพัลส์ออกมา n ลูกต่อไซเคิล ลักษณะสัญญาณ PWM แสดงในรูปที่ 2.35



รูปที่ 2.35 สัญญาณลักษณะของสัญญาณ PWM

จากรูปที่ 2.35 (a) เป็นการสร้างสัญญาณ PWM จากสัญญาณอินพุตที่เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ซึ่งไม่แสดงให้เห็นลักษณะของสัญญาณอินพุตในรูปนี้) เนื่องจากสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมมีแอมพลิจูดคงที่ ดังนั้นรูปคลื่น PWM ที่ได้จะมีความกว้างพัลส์คงที่ จากรูปมีพัลส์ใน 1 ไซเคิล แสดงว่ามีการแซมปลิง 8 ครั้งใน 1 ไซเคิลนั่นเองจากรูปที่ 2.35 (b) เป็นการสร้างพัลส์ PWM จากรูปคลื่นไซน์ ซึ่งแสดงในภาพด้วยเส้นประจะเห็นได้ว่ามีค่าแอมพลิจูดต่ำ ๆ พัลส์จะแคบ ที่แอมพลิจูดสูง ๆ พัลส์จะกว้าง ทำให้ PWM ของรูปคลื่นมีลักษณะที่เริ่มจากพัลส์แคบๆก่อนแล้วค่อยๆ กว้างขึ้นเรื่อยๆ จนถึงจุดพีค (Peak) ของพัลส์รูปคลื่นไซน์จะกว้างที่สุดแล้ว จะค่อยๆ ลดความกว้างลงเรื่อยๆ จนเป็นศูนย์แล้วจึงเริ่มกลับค่าเป็นลบ โดยรูปคลื่นในช่วงบวกและลบจะสมมาตรซึ่งกันและกัน จะนำหลักการพื้นฐาน (PWM) มาใช้โดยการนำเอาสัญญาณ 2 สัญญาณมาเปรียบเทียบกัน (Comparator) แล้วนำสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบไปสับสวิทช์ควบคุมโพลจะนำสัญญาณสามเหลี่ยมและสัญญาณไซน์มาเปรียบเทียบกัน



รูปที่ 2.36 การเปรียบเทียบสัญญาณสามเหลี่ยมกับ ไซน์

ในการควบคุมระดับแรงดันให้คงที่ของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิง ซึ่งโดยทั่วไปจะใช้เทคนิคการควบคุมความกว้างของพัลส์ (PWM) ซึ่งเป็นการควบคุมโดยการเปลี่ยนแปลงช่วงเวลาที่อยู่ของสวิตชิงอิเล็กทรอนิกส์ เช่น ทรานซิสเตอร์, มอสเฟต, ไอจีบีที หรืออื่นๆ เป็นผลให้เกิดการควบคุมแรงดันที่เอาต์พุตให้ได้ค่าตามที่ต้องการ ซึ่งข้อดีของการควบคุมแรงดันแบบ PWM ก็คือสามารถรักษาระดับแรงดันให้มีความคงที่สูงเพราะมีการป้อนกลับระดับแรงดันจากเอาต์พุตมาใช้ในการควบคุมด้วยรวมทั้งทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานในการควบคุมแรงดันต่ำ ส่งผลให้มีเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิต่อการใช้งานสูง

จากการศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องต้นตลอดจนหลักการที่จะนำมาใช้ในงานวิจัย ทำให้เกิดแนวคิดในการดำเนินการเพื่อนำเอาเซลล์เชื้อเพลิงและแบตเตอรี่มาผสมผสานเพื่อให้เกิดเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงขนาดแรงดัน 60 โวลต์ แต่จากที่กล่าวมาข้างต้น แรงดันจากเซลล์เชื้อเพลิงและแบตเตอรี่เป็นแรงดัน

ขนาดต่ำ จึงต้องทำการทบแรงดันเมื่อจ่ายเข้าระบบและทอนแรงดันเมื่อแรงดันจากระบบเข้าหา
แบตเตอรี่ ดังจะมีขั้นตอนการดำเนินการตามที่กล่าวในบทต่อไป

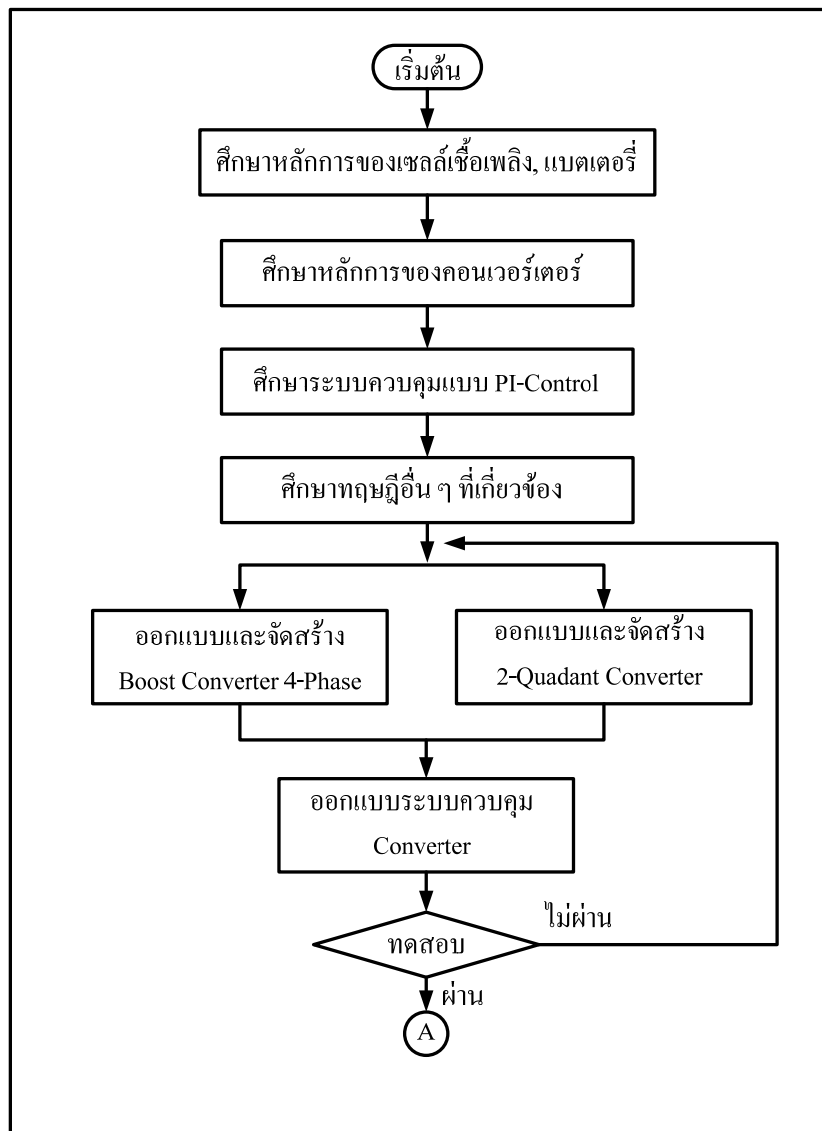


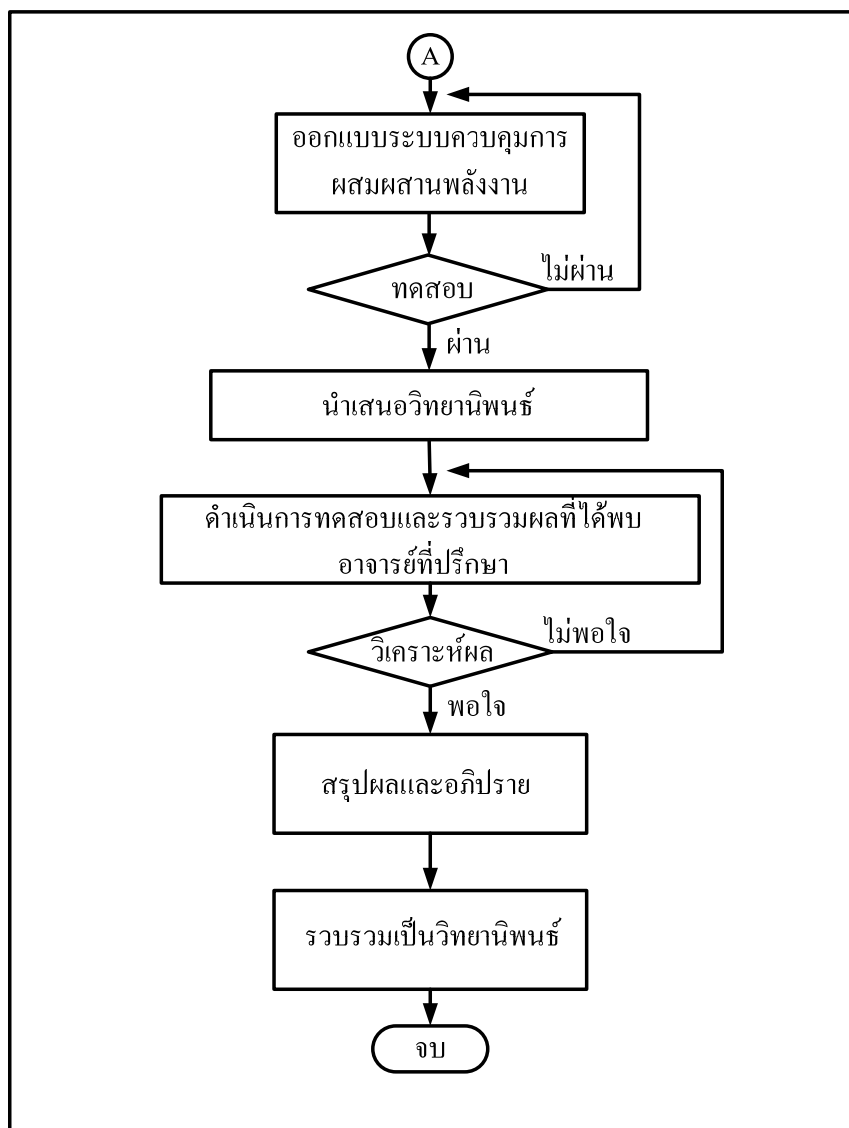
บทที่ 3

ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ

ขั้นตอนการดำเนินการ

ขั้นตอนงานวิจัย การศึกษาระบบควบคุมพลังงานไฟตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง และ แบตเตอรี่ สามารถแสดงเป็นแผนภูมิกระบวนการวิจัยได้ดังรูปที่ 3.1

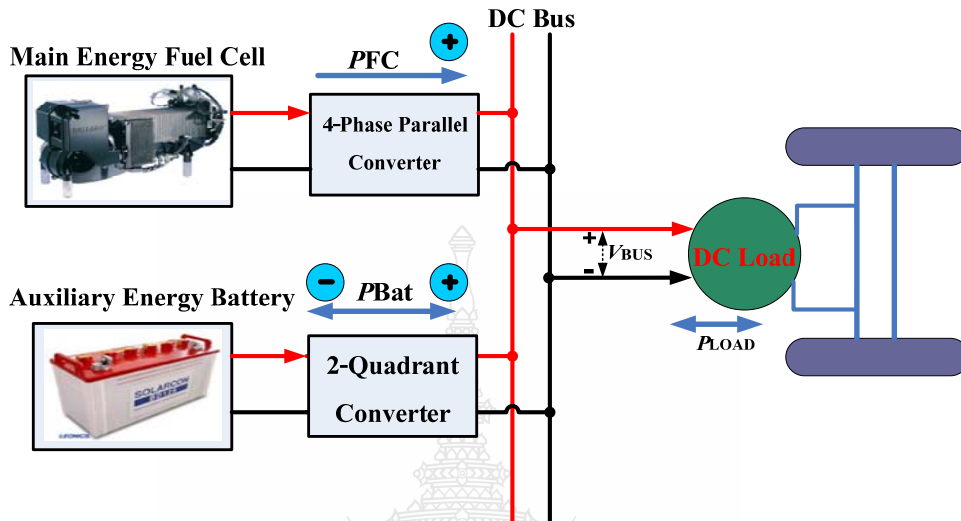




รูปที่ 3.1 แผนภูมิกระบวนการวิจัย

3.1 การศึกษาข้อมูล

การดำเนินการจัดทำวิทยานิพนธ์เรื่อง การศึกษาระบบควบคุมพลังงานไฟตรงแบบผสมด้วย เซลล์เชื้อเพลิง และแบตเตอรี่ ผู้จัดทำได้นำทฤษฎีและความรู้ในหลาย ๆ เรื่องมาใช้ร่วมกัน โดยเขียน เป็นผังโครงสร้างงานวิจัยได้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 ผังโครงสร้างการผสมผสานพลังงาน

3.2 การออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์ทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบขนาน 4 เฟส

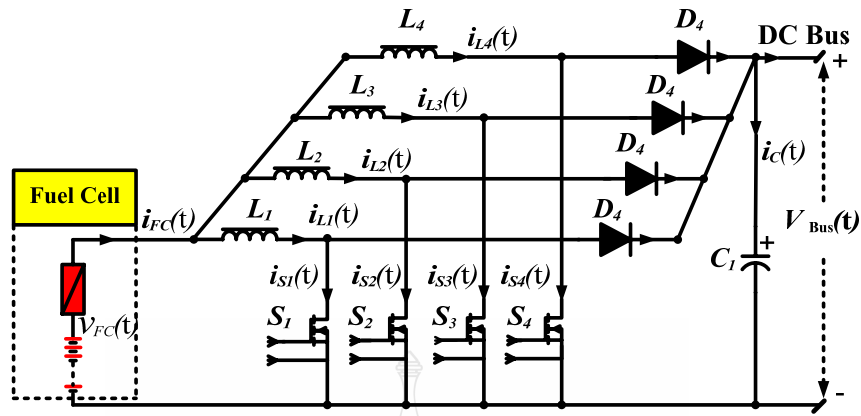
วงจรกำลังของคอนเวอร์เตอร์ทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงประกอบไปด้วยอุปกรณ์ที่สำคัญ คือ ตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง (L), อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่สวิตช์ และตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต วงจรกำลัง ต้องมีความสามารถทำงานได้ปกติที่ขนาดพิกัดกระแสและแรงดันที่ใช้งาน โดยกำหนดให้ความถี่ที่ใช้ ในงานวิจัยมีค่า 25 kHz ซึ่งเป็นความถี่ในการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ แต่เนื่องจากแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบทบทแรงดันยังมีส่วนของแรงดันกระเพื่อม ดังนั้นจึงต้องออกแบบให้มี วงจรกรองแรงดัน (Filter) เพื่อลดแรงดันกระเพื่อม

จากรูปที่ 3.3 เป็นส่วนของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส มีเพาเวอร์มอสเฟสทำหน้าที่เป็นสวิตช์ การทำงานของสวิตช์กำหนดให้สวิตช์ S_1 ทำงานที่ 0 องศา สวิตช์ S_2 ทำงานที่ 180 องศา สวิตช์ S_3 ทำงานที่ 90 องศา ส่วนสวิตช์ S_4 ทำงานที่ 270 องศา รับคำสั่งสวิตช์มาจากวงจรจับ เกตซึ่งจะต่อเข้าที่จุด V_{GS1} ถึง V_{GS4}

ในการออกแบบวงจรกำลังมีส่วนประกอบที่จะแสดงให้เห็นดังนี้

- การคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง
- การเลือกอุปกรณ์ในการสวิตช์

- การเลือกไดโอดชนิดกลับคืนสภาวะใหม่ได้เร็ว
- การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต



รูปที่ 3.3 วงจรทบทแรงดันแบบขนาน 4 เฟส

3.2.1 การคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง (L)

ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ตัวเหนี่ยวนำเป็นอุปกรณ์สำคัญมีหน้าที่เก็บและคายกำลังงานซึ่งเป็นผลให้ระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุตมีค่าสูงกว่าระดับแรงดันทางด้านอินพุต การคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำ [1] หาได้จาก

$$L = \frac{V_{FC} \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_s} \quad (3.1)$$

เมื่อ L คือ ค่าตัวเหนี่ยวนำ

V_{FC} คือ แรงดันด้านอินพุตมีค่า 26 V

f_s คือ ความถี่สวิตช์ที่ใช้ในวงจร มีค่า 25 kHz

ΔI_L คือ กระแสกระแสเพื่อมทางอินพุต กำหนดให้มีค่า 1.5 A (13% ของกระแสอินพุต)

D คือ วัฏจักรงาน (Duty Cycle) หาได้จาก

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

V_{Bus} คือ แรงดันด้านเอาต์พุต มีค่า 60 V

แทนค่าเพื่อหาค่าตัวเหนี่ยวนำ

$$L = \frac{26V \times 0.56}{1.5A \times 25kHz} = 395 \mu H$$

เลือกแกนของขดลวดเป็นชนิดแกนเฟอร์ไรต์ เพราะมีค่าสูญเสียต่ำเมื่อทำงานที่ความถี่สูง การคำนวณขนาดใช้วิธีการคำนวณแบบ A_p (Area Approach) เป็นการออกแบบที่ใช้ค่า T_{rise} ซึ่งอยู่ในรูปความหนาแน่นกระแสของลวดตัวนำ ($J=100-1000A/cm^2$) โดยคำนวณหาขนาดของแกนเหล็กดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 จากขีดจำกัดและข้อกำหนดในการคำนวณหา A_p ในสมการที่ 2.16 ในบทที่ 2 กำหนดค่าต่าง ๆ ดังนี้ $J = 4 A/mm^2 = 4 \times 10^6 A/m^2$, $k = 0.65$, กระแสเอาต์พุต (I_{rms}) = 11.5 A, กระแสเอาต์พุตสูงสุด (I_{peak}) = 12.25 A, $\Delta I = 2(I_{peak} - I_{rms}) = 1.5 A$ และ $B = 0.5 mT$

แทนค่า

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

ขั้นตอนที่ 2 เลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ที่มีค่า A_p มากกว่าที่ได้คำนวณจากขั้นตอนที่ 1 โดยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์เบอร์ EE55/55/21 ซึ่งมีค่าเกี่ยวพัน ดังนี้

$$A_p = 43700 mm^3, A_w = 379 mm^2, S = 354 mm^2$$

ค่าตัวแปรจาก Data sheet ของแกนเฟอร์ไรต์เมื่อเทียบกับตัวแปรจากสูตร

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

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

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

ขั้นตอนที่ 3 คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดตัวเหนี่ยวนำโดยกำหนดให้

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

แทนค่าเพื่อหาจำนวนรอบของขดลวดตัวเหนี่ยวนำ

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

ขั้นตอนที่ 4 คำนวณหาขนาดของลวดตัวนำ (A_w)

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

ขั้นตอนที่ 5 เลือกเบอร์ลวดทองแดงให้มี A_w ใหญ่กว่า A_w ที่ได้จากการคำนวณจากขั้นตอนที่ 4 โดยคำนวณเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวดได้จาก

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

จากตารางที่ 2.2 ในบทที่ 2 เลือกขดลวดเบอร์ 12 AWG มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 2.05 mm มากกว่าที่ได้คำนวณไว้เนื่องจากเส้นผ่านศูนย์กลางมีผลต่อการไหลของกระแสในขดลวดถ้าค่าน้อยกว่าที่คำนวณได้กระแสจะไหลได้ไม่ถึงที่ต้องการ

ขั้นตอนที่ 6 คำนวณหาพื้นที่หน้าตัดของลวดที่ใช้งานจริงกับแกนเฟอร์ไรต์

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

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

W ที่ใช้ได้ต้องมีค่า $\leq 397 mm^2$

ขั้นตอนที่ 7 คำนวณหาค่าความกว้างของ Air Gap (l_g)

$$l_g = \frac{\mu_0 N^2 S}{2L} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 27^2 \times 354 \times 10^{-6}}{2 \times 395 \times 10^{-6}} = 0.004102mm$$

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

3.2.2 การเลือกอุปกรณ์สวิตซ์

อุปกรณ์สวิตซ์ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง จะต้องเป็นอุปกรณ์ที่ทำงานได้ดีที่ความถี่สูง เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ในงานวิจัยนี้เลือกใช้เพาเวอร์ MOSFET ทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ เพราะนอกจากสามารถทำงานที่ความถี่สูงตั้งแต่ 20 kHz ถึง 400 kHz แล้ว

เวลาในการสับสวิตช์อยู่ในช่วงนาโนวินาที และวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตสามารถทำได้ง่ายเพราะควบคุมด้วยแรงดันและกระแสอินพุตค่าต่ำ ๆ โดยเลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟต เบอร์ IRFP264 ของบริษัท International Rectifier ซึ่งมีคุณลักษณะสมบัติต่าง ๆ ที่สำคัญดังนี้ ความต้านทานระหว่างขาเดรนและซอร์สขณะนำกระแส $R_{DS(on)} = 0.075\Omega$ ทนแรงดันตกคร่อมระหว่างขาเดรนและขาซอร์ส (V_{DS}) ได้ 250 V กระแสเดรน (I_D) สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ 38 A เวลาคืนสภาพของเพาเวอร์มอสเฟต $t_{rr} = 620 ns$

3.2.3 การเลือกไดโอดชนิดกลับคืนสภาวะใหม่ได้เร็ว (Ultra Fast and Hyper Fast Diode)

งานวิจัยนี้เลือกใช้ไดโอดชนิดกลับคืนสภาวะใหม่ได้เร็ว (Ultra Fast and Hyper Fast Diode) เหมาะสำหรับงานที่มีความถี่สูงมาก การทำงานต้องการให้ไดโอดที่นำกระแสอยู่เปลี่ยนสภาวะเป็นหยุดนำกระแสอย่างรวดเร็ว มีช่วงเวลาในการฟื้นตัวย้อนกลับประมาณ 100 ns ถึง 75 ns จะพิจารณากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดได้จาก

$$I_{rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times I_{peak} \times \sqrt{\frac{1}{D}} = 0.707 \times 12.25 \times 1.325 = 11.47 A \quad (3.2)$$

ไดโอดสำหรับเรียงกระแสด้านเอาต์พุตจะต้องสามารถทนกระแสสูงสุดขณะนำกระแสได้ งานวิจัยนี้เลือกใช้ไดโอด เบอร์ MUR3020PT ซึ่งทนกระแสได้ 30 A

3.2.4 การคำนวณค่าตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุต

วงจรกำลังของคอนเวอร์เตอร์ทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุตมีหน้าที่ในการเก็บพลังงานในรูปของประจุไฟฟ้าและทำการจ่ายแรงดันออกให้กับเอาต์พุตหรือภาระ (Load) หรือคายประจุไฟฟ้าเมื่ออุปกรณ์สวิตช์ Turn On และทำการเก็บประจุเมื่ออุปกรณ์สวิตช์ Turn Off ดังนั้นจำเป็นต้องเลือกตัวเก็บประจุที่สามารถทนแรงดันได้เท่าหรือมากกว่าแรงดันเอาต์พุต หากเลือกตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่จะมีส่วนช่วยในการลดแรงดันกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุต โดยคำนวณค่าตัวเก็บประจุได้จาก

$$C_{Bus} = \frac{\eta \cdot P_{FC} \cdot D}{V_{Bus} \cdot \Delta V_{Bus} \cdot (4fs)} = \frac{80 \times 1200 \times 0.57}{60 \times 1 \times (4 \times 25kHz)} = 91.2 \mu F \quad (3.3)$$

เมื่อ	C_{Bus}	คือ ค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต
	V_{Bus}	คือ แรงดันเอาต์พุต มีค่า 60 V
	P_{FC}	คือ กำลังไฟฟ้าของเซลล์เชื้อเพลิง
	D	คือ วัฏจักรงาน (Duty Cycle) มีค่า 0.57

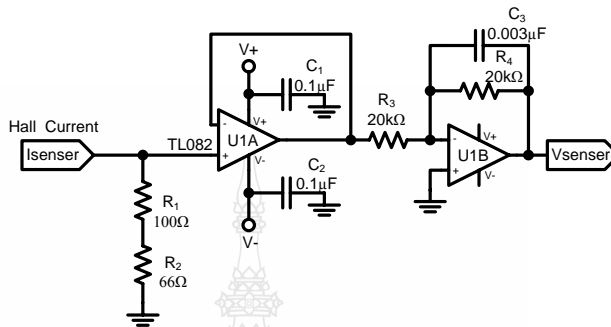
f_s คือ ความถี่สวิตชิงที่ใช้ในวงจร มีค่า 25 kHz

ΔV_{Bus} คือ แรงดันกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุตกำหนดให้มีค่า 1V (ประมาณ 1.5 % ของแรงดันเอาต์พุต)

η คือ ประสิทธิภาพ 80 %

งานวิจัยนี้เลือกใช้ตัวเก็บประจุด้านแรงดันเอาต์พุตขนาด 470 μF 100 V

3.2.5 วงจรตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 3.4 วงจรตรวจจับกระแส

การตรวจจับกระแสเป็นสิ่งสำคัญในการควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบลูบปิด วงจรควบคุมแบบพีไอที่เลือกใช้จะแยกอิสระออกจากกัน ดังนั้นวงจรตรวจจับก็จะต้องมี 4 ชุด อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ตรวจจับกระแสคือ ฮอลล์เซ็นเซอร์ (Hall Current Sensor) เบอร์ LA55-P ของบริษัท LEM ซึ่งมี Conversion Ratio 1:1000 แบบใช้ลวดตัวนำคล้องผ่าน สัญญาณเอาต์พุตเป็นกระแสมีอัตราส่วน 50 A = 50 mA การนำสัญญาณเอาต์พุตที่วัดได้ไปใช้งานจะต้องมีวงจรเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดัน ตามรูปที่ 3.4 วงจรจะใช้หลักการของวงจรแบ่งแรงดัน (Voltage Divider) คำนวณหา R_1 และ R_2 ได้จากสมการ 3.4

$$R_{div} = \frac{U_{ref}}{I_{sensor}} \quad (3.4)$$

เนื่องจากกระแสที่เซนเซอร์เมื่อมีกระแสไหลผ่านเต็มพิกัด (Rated Current) เท่ากับ 46 mA จากการคล้องกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำของ Hall Current จำนวน 1 รอบจะได้กระแสเท่ากับ 11.5 mA ที่สัญญาณแรงดันอ้างอิง (U_{ref}) เท่ากับ 10 V จึงได้คล้องกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำของ Hall Current จำนวน 4 รอบซึ่งจะทำให้ได้ค่ากระแสทางด้านเอาต์พุตของเซนเซอร์สูงสุดเพิ่มขึ้น 4 เท่า และกำหนดกระแสไหลผ่านเต็มพิกัด (Rated Current) เท่ากับ 60 mA ดังนั้น

$$R_{div} = \frac{10V}{60mA} = 166\Omega$$

เมื่อ I_{sensor} คือ กระแสที่เซนเซอร์สามารถวัดได้เมื่อมีกระแสไหลผ่านเต็มพิกัด (Rated Current)

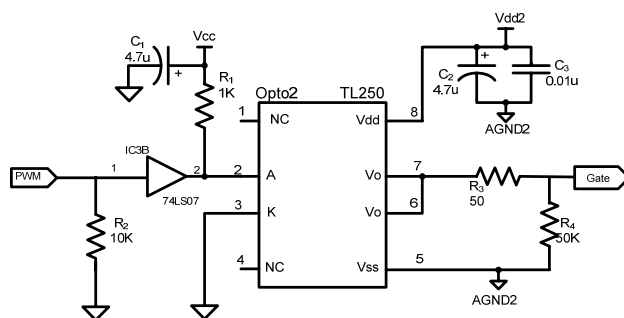
U_{ref} คือ แรงดันที่เหมาะสมในการนำมาเข้าวงจรชัมมิ่ง (Comparator)

R_{div} คือ ค่าความต้านทานสำหรับแบ่งแรงดัน (Voltage Divider)

เมื่อกระแสที่ไหลผ่าน R_1, R_2 ถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันก็จะเข้าออปแอมป์ U1A และ U1B ตามลำดับ ก็จะเข้าวงจรชัมมิ่ง (Comparator) เพื่อหาค่าผิดพลาด เมื่อเทียบกับ สัญญาณอ้างอิง (i_{FCREF}) ผลลัพธ์ที่ได้นี้จะถูกนำไปเข้าวงจรควบคุม พี-ไอ (P-I Controller) เพื่อทำการชดเชยค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้น แล้วก็เข้าสู่วงจรสร้างสัญญาณ PWM ต่อไป

3.2.5 วงจรขับนำเกตด้วยไอซี TLP250

สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์มีลักษณะเป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม สัญญาณนี้ถูกส่งไปยังวงจรสร้างสัญญาณขับนำเกต ด้วยไอซีสร้างสัญญาณขับนำเกต เบอร์ TLP250 เพื่อควบคุมการทำงานของมอเตอร์ วงจรสร้างสัญญาณขับนำเกตแสดงดังรูปที่ 3.5 จากวงจรสัญญาณด้านเข้าเป็นสัญญาณที่ถูกส่งมาจากวงจรมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์มีขนาดแรงดัน 0 V ถึง 5 V สัญญาณนี้ถูกส่งเข้าไปไบอัสให้ LED ใน TLP250 นำกระแส โดยมี ความต้านทาน R_1 ทำหน้าที่จำกัดกระแสในการไบอัสและใช้ไอซีบัฟเฟอร์ 74LS07 เป็นตัวป้องกันไฟ 5 V ที่จะเกิดการไหลย้อนกลับของแรงดันเข้าไปในวงจรมอดูเลตตามความกว้างของสัญญาณพัลส์ (PWM) เมื่อ LED นำกระแส ทำให้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ทางด้านเอาต์พุตของ TLP250 นำกระแส แรงดันที่ขา 7 ของ TLP250 เทียบกับกราวด์เท่ากับ 15 V และแรงดันที่ V_{GS} ของมอเตอร์เท่ากับ 15 V กับ 0 V เมื่อแรงดัน V_{GS} มีค่าเป็นบวกสามารถทำให้มอเตอร์นำกระแสได้ ส่วนในกรณีที่แรงดันอินพุตน้อยกว่า 0.7 V LED ภายใน TLP250 หยุดนำกระแสส่งผลให้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ทางด้านเอาต์พุตของ TLP250 หยุดนำกระแสเช่นเดียวกัน แต่ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP จะนำกระแสแทนส่งผลให้ที่สถานะนี้แรงดันที่ขา 7 ของ TLP250 เทียบกับกราวด์มีค่าประมาณ 0 V เมื่อแรงดันที่ V_{GS} มีค่าเป็น 0 V ก็จะทำให้มอเตอร์หยุดนำกระแสได้



รูปที่ 3.5 วงจรขับนำเกตโดยใช้ไอซีเบอร์ TLP250

3.2.6 การออกแบบวงจรควบคุม

วงจรถวลควบคุมทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทบทแรงดันเพื่อให้วงจรคอนเวอร์เตอร์ทบทแรงดันสามารถรักษาระดับการจ่ายกระแสให้คงที่เป็นไปตามสัญญาณคำสั่งรูปที่ 3.6 จะเห็นว่าลูปกระแสจะมีจำนวน 4 เฟส แต่สัญญาณคำสั่ง (i_{FCREF}) จะมีเพียงสัญญาณเดียว ดังนั้นทุกลูปได้สัญญาณคำสั่งที่เหมือนกันแต่สัญญาณจะถูกหารลงตามจำนวนวงจรที่ต่อขนาน 4 ตัว ซึ่งงานวิจัยนี้สามารถส่งสัญญาณคำสั่งกระแสได้ตั้งแต่ 0-46 A ถ้าส่งสัญญาณคำสั่ง 46 A จะถูกหาร 4 ดังนั้นแต่ละเฟสจะทำงานเฟสละ 11.5 A

รูปที่ 3.6 กำหนดให้มีการควบคุมลูปปิดกระแสคือจะมีการนำกระแสที่ไหลในแต่ละเฟสมาคำนวณ โดยจะเลือกวัดกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเพราะสามารถนำไปคล่องผ่านอุปกรณ์วัดกระแสได้ง่าย กระแสแต่ละสาขาจะถูกวัดด้วยเซนเซอร์วัดกระแส (Hall Current) แต่เซนเซอร์วัดกระแส $i_{L_{mea}}$ นี้จะส่งสัญญาณเอาต์พุตออกมาเป็นกระแส ดังนั้นจะต้องมีการเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันโดยใช้วงจรบัฟเฟอร์ (Buffer) จากนั้นจะนำแรงดันที่วัดได้ไปผ่านวงจรฟิลเตอร์แบบอันดับที่ 1 (First Order Filter) เพื่อที่จะกรองสัญญาณรบกวนจากฮาร์มอนิกสั่นเนื่องมาจากการสวิตช์ที่ความถี่สูงของวงจรกำลัง เป็นวิธีลดความผิดพลาดในการคำนวณ ต่อจากนั้นเข้าวงจรชัมมิ่ง (Comparator) เพื่อหาค่า Error เมื่อได้ค่าผลลัพธ์ก็จะถูกส่งเข้าวงจรควบคุมบูรณาการรวมหน่วยแบบพี-ไอ (PI Controller) เพื่อทำการชดเชยค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมอ้างอิงจะได้ผลลัพธ์ออกมาคือได้ PWM มีค่า T-on ต่างกัน ก่อนที่จะนำไปขับขาเกตของมอดเฟสจะต้องผ่านวงจรขั้วเกตเพื่อทำการแยกกราวด์ระหว่างวงจรถวลกับกราวด์วงจรกำลังให้ออกจากกันและยกระดับสัญญาณให้สูงมากขึ้นเพื่อที่จะสั่งให้มอดเฟสทำงานได้ มอดเฟสแต่ละตัวจะทำงานต่างเฟสกัน 90 องศา

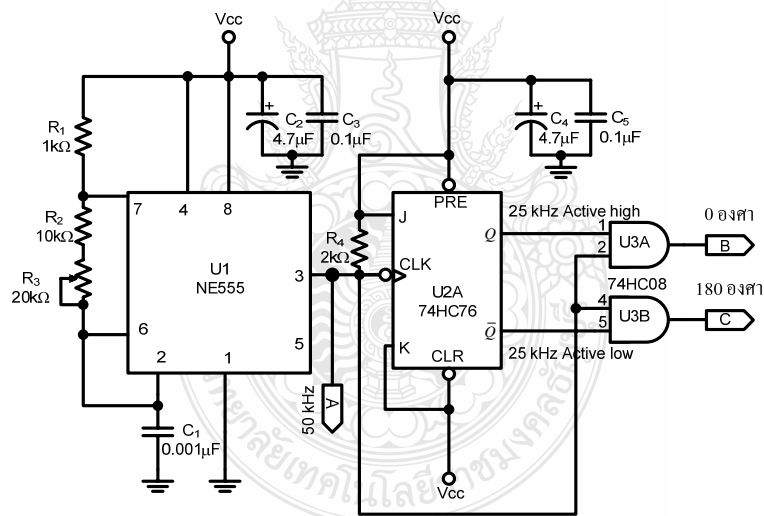
ในวงจรถวลกระแสแบบลูปปิดตามรูปที่ 2.19 จะประกอบไปด้วยการออกแบบส่วนต่างๆ ดังนี้

- วงจรสร้างกระแสอ้างอิง
- วงจรสร้างสัญญาณพัลส์อ้างอิง
- วงจรถวลการเลื่อนเฟส
- วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม
- วงจรมอดูเลตตามความกว้างของสัญญาณพัลส์ (PWM)
- วงจรถวลกระแสแบบพีไอ (PI-Controller)

การควบคุมกระแสที่ใช้ในโครงการนี้ควบคุมด้วยชุด dSPACE รุ่น DS1104 ผ่านทางชุดควบคุมที่สามารถปรับเปลี่ยนได้จากการเขียนโปรแกรมจำลองการทำงานบนเครื่องคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ร่วมกับ Control Desk Software

3.2.7 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์อ้างอิง

ในการออกแบบวงจรมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ สัญญาณพาหะที่ใช้ในการมอดูเลตเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม โดยก่อนที่จะได้สัญญาณสามเหลี่ยม งานวิจัยนี้ทำการสร้างสัญญาณพัลส์โดยใช้ไอซีเบอร์ NE555 สำหรับสร้างสัญญาณพัลส์ที่มีความถี่ 50 kHz กำหนดความถี่ได้จากค่า R และ C ดังที่ได้แสดงในวงจร แล้วส่งสัญญาณนาฬิกาความถี่ 50 kHz จากจุด A เข้าไปยังไอซีเบอร์ SN74HC76 ซึ่งเป็นไอซีทำหน้าที่หารความถี่ของสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ Toggle Flip-Flop เป็นวงจรหาร 2 ที่สร้างจากฟลิปฟล็อปชนิด JK แล้วส่งสัญญาณนาฬิกาความถี่ 25 kHz ออกมา สัญญาณพัลส์จะถูกแบ่งเป็น 2 ส่วนโดยไอซีส่วนที่ 1 จะทำหน้าที่ Active High ที่ขอบขาขึ้น ไอซีส่วนที่ 2 จะทำหน้าที่ Active High ที่ขอบขาลงแล้วส่งสัญญาณไปที่ไอซีเบอร์ SN74HC08 ซึ่งเป็นไอซี NAND Gate ทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณนาฬิกาความถี่ 50 kHz กับสัญญาณนาฬิกาความถี่ 25 kHz ดังนั้นหลังจากผ่านไอซีเบอร์ SN74HC08 เอาต์พุตจากจุด B และจุด C ทั้งสองตัวก็จะได้สัญญาณพัลส์ 2 สัญญาณที่เหลื่อมเฟสกัน 180 องศา ดังนั้นสัญญาณพัลส์นี้จะเป็นสัญญาณหลักที่ใช้ในการสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม



รูปที่ 3.6 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์อ้างอิง

จากคู่มือการใช้งานของไอซีเบอร์ LM555/NE555/SA555 บริษัท Fairchild Semiconductor สามารถหาความถี่ที่วงจรในรูปที่ 3.6 กำหนดออกมาได้จากสมการ (3.5)

$$f = \frac{1.44}{(R_1 + 2(R_A))C_1} \quad (3.5)$$

เมื่อ $R_A = R_2 + R_3$

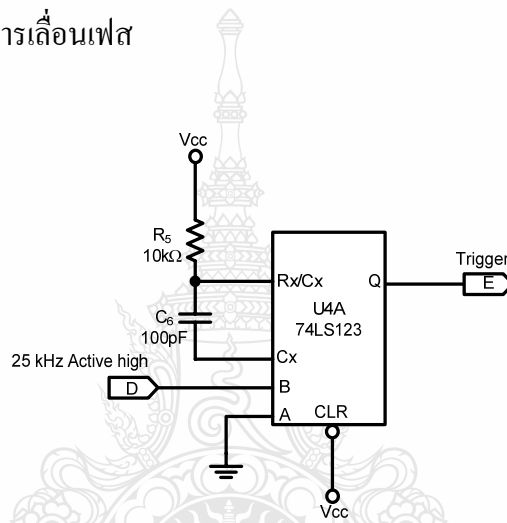
เมื่อต้องการความถี่ 50 kHz เลือกค่า $R_1 = 1k\Omega$ และ $C_1 = 0.001\mu F$ สามารถคำนวณหาค่าความต้านทาน R_2 และ R_3 ได้ดังนี้

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

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

$$R_A = 13.9k\Omega$$

3.2.8 วงจรควบคุมการเลื่อนเฟส



รูปที่ 3.7 วงจรโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ใช้ไอซี SN74LS123

คอนเวอเตอร์มีการสวิทช์ที่เลื่อนเฟสกัน 90 องศา จากนั้นจะผ่านไอซีเบอร์ 74LS123 เพื่อให้สัญญาณพัลส์ที่ได้มีการเลื่อนเฟสกัน 90 องศาเช่นกัน ไอซีเบอร์ 74LS123 เป็นวงจรหน่วงเวลาชนิดโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ (Monostable Multivibrator) จำนวน 2 ชุด การทำงานจะขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณขาเข้า โดยสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากไอซีเบอร์ SN74LS123 ทั้งสองตัวนี้ก็จะได้สัญญาณพัลส์จำนวน 4 พัลส์ที่มีการเลื่อนเฟสกัน 90 องศา ดังรูปที่ 3.7 การคำนวณคาบเวลาของวงจรโมโนสเตเบิล 74LS123 เพื่อทริกขา B ของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 ซึ่งมีเวลา Rise Time 25ns ดังนั้นจึงต้องการค่าเวลาการทำงานของโมโนสเตเบิล อย่างน้อย 25 ns จึงเลือกเวลาทำงานของโมโนสเตเบิลไว้ที่ 1μs โดยใช้วงจรนี้ 4 วงจรสำหรับ 4 เฟสแต่มีค่าใช้งานเท่ากัน

รูปที่ 3.7 จากจุด D เป็นอินพุตรับสัญญาณ 25 kHz จากวงจรสร้างสัญญาณพัลส์อ้างอิงส่วนจุด E เป็นเอาต์พุตที่แต่ละเฟสได้มีการเลื่อนเฟส 90 องศา เพื่อไปควบคุมการทำงานทรานซิสเตอร์ของวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมต่อไป

ในการคำนวณค่าเวลาของโมโนสเตเบิล (t_w) จากคู่มือใช้งานไอซีเบอร์ TC74HC123AP สามารถคำนวณได้จากสมการ (3.6)

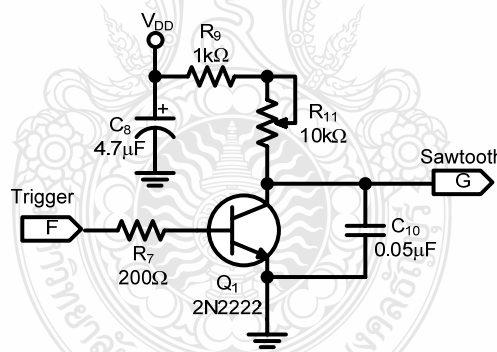
$$t_w = R_5 C_6 \quad (3.6)$$

เมื่อ t_w คือ ความกว้างพัลส์ของวงจรโมโนสเตเบิลที่ต้องการ คือ $1\mu s$
เลือกค่าตัวเก็บประจุ $C_6 = 100\text{ pF}$ แทนค่าลงในสมการที่ (3.6) เพื่อหา R_5 ซึ่งเท่ากับ $10k\Omega$

3.2.9 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม

ในการออกแบบมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ สัญญาณพาหะที่ใช้ในการมอดูเลต สัญญาณสามเหลี่ยมหลังจากที่ได้สัญญาณพัลส์ที่มีการกำหนดให้มีความต่างเฟสกันเฟสละ 90 องศา และใช้หลักการของการเก็บและคายประจุของตัวเก็บประจุที่เกิดจากการเปิดปิดสวิตช์ทรานซิสเตอร์ เบอร์ 2N2222 เพื่อทำให้เกิดสัญญาณสามเหลี่ยม

วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อยคือส่วนที่ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณพัลส์เป็นสัญญาณฟันเลื่อย โดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 และวงจร RC จำนวน 4 วงจรสำหรับ 4 เฟสทำงานห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า



รูปที่ 3.8 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม

จากรูปที่ 3.8 เพื่อให้ง่ายแก่การคำนวณ กำหนด $R_L = R_9 + R_{11}$ ในงานวิจัยนี้ต้องการสัญญาณฟันเลื่อยความถี่ 25 kHz ซึ่งมีคาบเวลา $40\mu s$ และจุดสูงสุดของสัญญาณฟันเลื่อย 5 V เลือกใช้ตัวเก็บประจุ C_{10} มีค่า $0.05\mu F$ เราสามารถคำนวณหาค่า R_L ได้จากสมการ (3.7)

$$V_O = V_{DD} - (V_{DD} - V_{CO})e^{-t/R_L C_{10}} \quad (3.7)$$

เมื่อ V_O คือ ความแรงของสัญญาณฟันเลื่อย ณ เวลาที่ต้องการ
 V_{DD} คือ แรงดันไฟเลี้ยงที่ป้อนให้วงจร

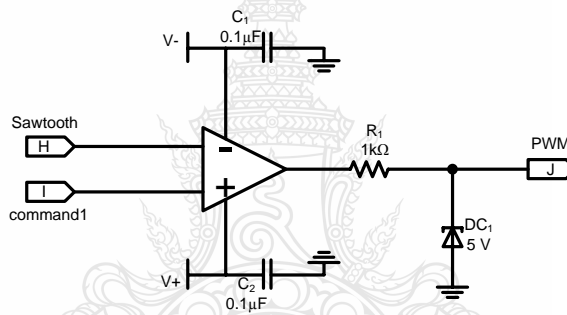
V_{CO} คือ แรงดันค้างที่ตัวเก็บประจุก่อนประจุมีค่าเท่ากับ V_{CEsat} ของทรานซิสเตอร์ 0.3 V
 t คือ คาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อย

ดังนั้น $R_L = 2.1 \text{ k}\Omega$

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

3.2.10 วงจรมอดูเลตตามความกว้างของสัญญาณพัลส์ (PWM)

วงจรมอดูเลตทำหน้าที่มอดูเลตสัญญาณที่ได้จากตัวควบคุมในรูปปิดของกระแสกับสัญญาณพาหะที่เป็นสัญญาณสามเหลี่ยมวงจรมอดูเลตตามความกว้างของสัญญาณพัลส์ แสดงดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 วงจรมอดูเลตตามความกว้างของสัญญาณพัลส์ (PWM)

3.2.11 วงจรควบคุมกระแสแบบพีไอ (PI-Controller)

วงจรควบคุมกระแสเป็นวงจรที่ทำหน้าที่ควบคุมให้ระดับการจ่ายกระแสคงที่ถึงแม้ว่าโหลดทางไฟฟ้าจะมีการเพิ่มขึ้น โดยวงจรมอดูเลตจะใช้วงจรถ่ายเทียบ (Comparator) โดยใช้อปแอมป์เบอร์ TL082 ต่อเป็นแบบ Adder มีอัตราขยายเท่ากับ 1 สัญญาณที่ได้จากจุดนี้คือสัญญาณความผิดพลาดของแรงดัน (U_{err}) และถูกส่งต่อไปยังวงจรถวลคุมต่อไป งานวิจัยเลือกใช้ตัวควบคุมแบบพีไอสมการตัวควบคุมกระแสแสดงในสมการ (3.8)

$$\frac{V_{command1}(s)}{V_{err1}(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (3.8)$$

เมื่อ $V_{command1}(s)$ คือ แรงดันเอาต์พุตของตัวควบคุมแบบ PI
 $V_{err1}(s)$ คือ แรงดันผลต่างของ $V_{ctrl} - V_{active1}$

โดยที่อัตราขยายของ K_p หาได้จากสมการ 3.9

$$K_p = \frac{R_9 + R_{10}}{R_8} \quad (3.9)$$

ในการออกแบบกำหนดให้ค่าความต้านทาน $R_9 = 100\Omega$, $R_{10} = 3.4k\Omega$ และ $R_8 = 20k\Omega$ ดังนั้น

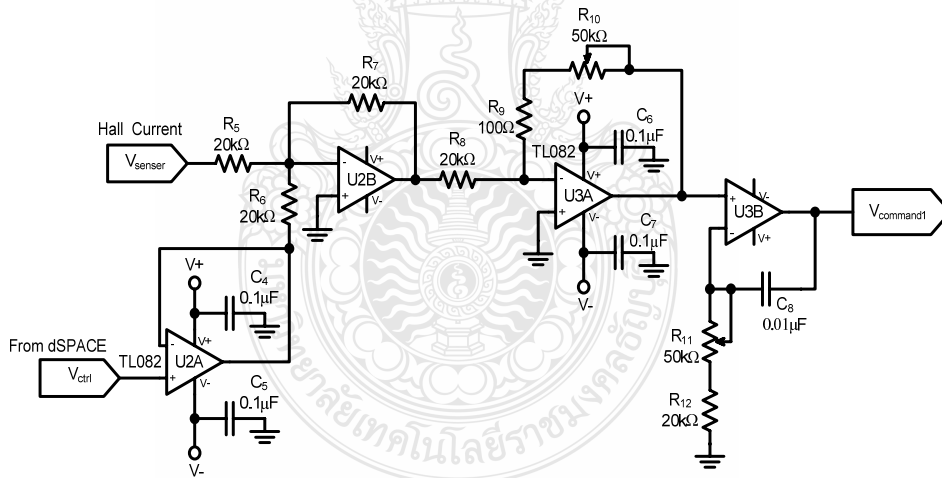
$$K_p = 0.175$$

และค่าเวลาหาได้จากสมการ

$$T_i = (R_{11} + R_{12})C_8 \quad (3.10)$$

ในการออกแบบกำหนดให้ค่าความต้านทาน $R_{11} = 31.4k\Omega$, $R_{12} = 20k\Omega$ และตัวเก็บประจุ $C_2 = 0.01\mu F$ ดังนั้น

$$T_i = 0.541$$



รูปที่ 3.10 วงจรควบคุมแบบพีไอ สำหรับมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์

วงจรควบคุม PI เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ในการควบคุมให้ระดับการจ่ายกระแสให้คงที่ถึงแม้ว่าโหลดทางเอาต์พุตจะมีการเปลี่ยนแปลง ดังรูปที่ 3.10 จุดต่ออินพุต V_{ctrl} เป็นจุดรับสัญญาณคำสั่งจาก dSPACE เพื่อควบคุมการจ่ายกระแสของวงจรทั้งหมด จุดต่ออินพุต V_{senser} เป็นจุดรับการป้อนกลับของค่ากระแสจาก Hall Sensor กระแสที่ได้แปลงเป็นแรงดันแล้ว ส่วน U2B เป็นวงจรรวมสัญญาณ (Comparator) ระหว่างสัญญาณคำสั่ง V_{ctrl} กับสัญญาณ V_{senser} เพื่อหาค่าผิดพลาด (Error) เมื่อได้ค่าผลลัพธ์ก็จะถูกส่งเข้าวงจรควบคุมบูรณาการรวมหน่วย แบบ PI-Controller โดยที่กล่าวมาเป็นเพียงการทำงานของวงจร PI เพียง 1 วงจรจากจำนวน 4 วงจร

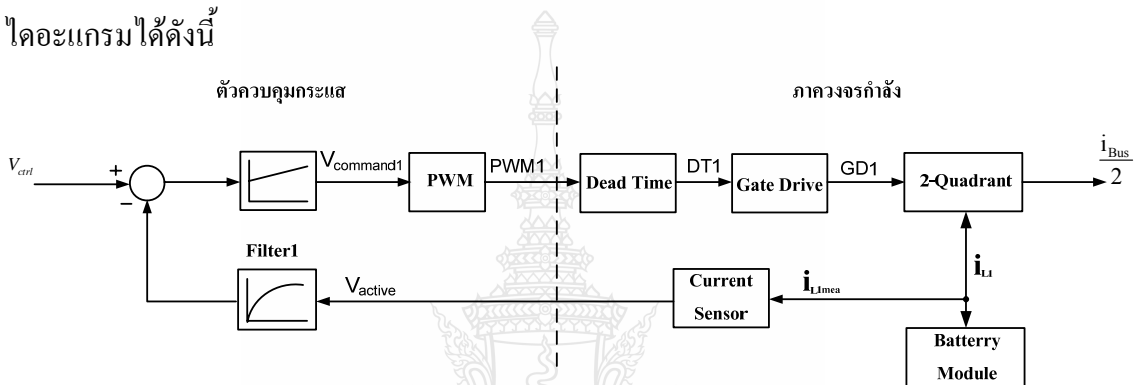
3.3 การออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ 2 ทิศทาง

สำหรับการออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ 2 ทิศทาง เนื้อหาและวิธีการคำนวณในส่วนนี้ บางส่วนคล้ายคลึงกับหัวข้อที่ 3.2 จึงจะมีบางส่วนที่ไม่ขอกล่าวถึง หลักการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ 2 ทิศทาง ผู้ทำการวิจัยได้วางไว้เป็นหลักเกณฑ์คือ

- เมื่อแหล่งจ่ายทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกำลังงานให้กับโหลด วงจรคอนเวอร์เตอร์จะทำงานเป็นลักษณะ วงจรทบแรงดัน (Boost Converter)

- เมื่อแหล่งจ่ายทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์เก็บกำลังงานที่ไหลย้อนกลับมาจากโหลด วงจรคอนเวอร์เตอร์จะทำงานเป็นลักษณะ วงจรทอนแรงดัน (Buck Converter)

องค์ประกอบสำหรับการออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ 2 ทิศทาง สามารถเขียนเป็นไดอะแกรมได้ดังนี้

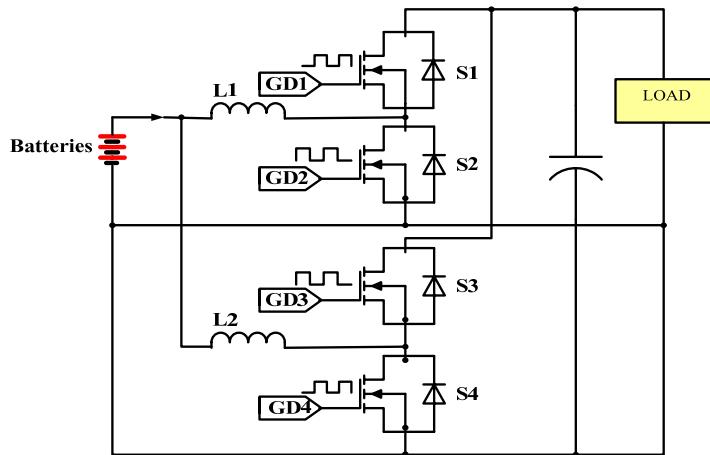


รูปที่ 3.11 ส่วนประกอบคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทาง

จากรูปที่ 3.11 จะแบ่งการทำงานออกเป็นสองส่วน ได้แก่

- ส่วนของตัวควบคุมกระแส ทำหน้าที่รับคำสั่งจากภายนอกแล้วบังคับให้ภาคกำลังทำงานให้ได้คำสั่งตามที่ได้รับมา โดยจะมีตัวตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านภาคกำลังกลับมาเปรียบเทียบกับคำสั่งที่ได้รับมา จะต้องมีค่าใกล้เคียงกันมากที่สุด

- ส่วนของภาควงจรกำลัง ทำหน้าที่สวิตซ์ตามสัญญาณ PWM ที่ได้รับมาจากภาคควบคุมกระแสที่ไหลจะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับความกว้างพัลส์ที่ส่งมา ถ้าความกว้างพัลส์ที่ส่งมามีความกว้างน้อย กระแสที่ไหลในภาคกำลังจะน้อย แต่ถ้าความกว้างพัลส์ที่ส่งมากกว้างมาก วงจรภาคกำลังก็จะนำกระแสมากไปด้วย



รูปที่ 3.12 วงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทาง 2 เฟส

จากรูปที่ 3.12 เป็นส่วนของวงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทาง 2 เฟส มีเพาเวอร์มอสเฟตทำหน้าที่เป็นสวิทช์ รับคำสั่งการสวิทช์มาจากตัวขับเคลื่อนที่เข้าที่จุด GD1 ถึง GD4

ในวงจรกำลังจะประกอบไปด้วยการออกแบบส่วนต่างๆ ดังนี้

- การคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง
- การเลือกอุปกรณ์สวิทช์
- การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต

3.3.1 การคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง

อย่างที่ทราบตัวเหนี่ยวนำเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญ มีหน้าที่เก็บและคายกำลังงานเป็นผลให้ระดับแรงดันทางเอาต์พุตมีค่าสูงกว่าระดับแรงดันที่อินพุต การคำนวณหาค่าของตัวเหนี่ยวนำสามารถหาได้จากสมการ

$$L_{\min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad (3.11)$$

- เมื่อ L_{\min} คือ ค่าตัวเหนี่ยวนำต่ำสุดที่สามารถใช้งานได้
 ในวงจร f คือ ความถี่สวิทช์ที่ใช้ในวงจร มีค่า 25 kHz
 R คือ ค่าความต้านทานโหลดของวงจรหาได้จาก

$$R = \frac{V_{Bus}^2}{P_{O_{\min}}} \quad (3.12)$$

เมื่อ V_{bus} คือ แรงดันด้านขาออกของวงจรที่ต้องการมีค่า 60V
 $P_{o_{min}}$ คือ กำลังทางด้านเอาต์พุตที่ให้ประสิทธิภาพต่ำสุดหาได้จากสมการที่ (3.13)

$$\eta_{min} = \frac{P_{o_{min}}}{P_{i_{max}}} \quad (3.13)$$

η_{min} คือ ประสิทธิภาพต่ำสุดของวงจรที่ต้องการกำหนดไว้ที่ 80 เปอร์เซ็นต์
 $P_{i_{max}}$ คือ กำลังทางด้านอินพุตที่ให้ประสิทธิภาพสูงสุด หาได้จากสมการที่ (3.14)

$$P_{i_{max}} = V_{Bat\ max} i_{Bat\ max} \quad (3.14)$$

$V_{Bat\ max}$ คือ แรงดันของแบตเตอรี่สูงสุด คือ 24V

$i_{Bat\ max}$ คือ กระแสของแบตเตอรี่สูงสุด คือ 20A

แทนค่าลงในสมการที่ (3.14)

$$P_{i_{max}} = 24 \times 20 = 480W$$

แทนค่า $P_{i_{max}}$ ลงในสมการที่ (3.13) เพื่อหา $P_{o_{min}}$

$$P_{o_{min}} = \eta_{min} P_{i_{max}}$$

$$P_{o_{min}} = \frac{80}{100} \times 480 = 384W$$

แทนค่า $P_{o_{min}}$ ลงในสมการที่ (3.12)

$$R = \frac{V_{Bus}^2}{P_{o_{min}}} = \frac{60^2}{384} = 9.357\Omega$$

จากสมการที่ (3.1) D คือ วัฏจักรงาน (Duty Cycle) หาได้จาก

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

แทนค่าลงในสมการที่ (3.11) เพื่อหาค่าตัวเหนี่ยวนำ

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

ดังนั้นเมื่อ $L=18\ \mu H$, $I_{peak} = 10\ A$, $B_{max} = 0.025\ \mu T$, $S = 354\ mm^2$ (พื้นที่ของแกน EE55) จะหาจำนวนรอบของขดลวดตัวนำได้จาก

$$N = \frac{LI_{peak}}{B_{max}S} = \frac{18 \times 10^{-6} \times 10}{0.025 \times 10^{-6} \times 354} = 20.33\ \text{รอบ}$$

3.3.2 การเลือกอุปกรณ์สวิทซ์

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

3.3.3 การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุต

ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทางจะหาค่าตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุตของวงจรได้จากสมการที่ (3.15)

$$\frac{\Delta V_{Bus}}{V_{Bus}} = \frac{D}{RCf} \quad (3.15)$$

เมื่อ $\frac{\Delta V_{Bus}}{V_{Bus}}$ คือ ค่า Ripple Factor กำหนดให้มีค่า 1 เปอร์เซ็นต์

ΔV_{Bus} คือ แรงดันกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุต

V_{Bus} คือ แรงดันเอาต์พุต มีค่า 60V

C คือ ค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต

D คือ วัฏจักรงาน (Duty Cycle) = 0.6

R คือ ค่าความต้านทานโหลดของวงจร

f คือ ความถี่สวิทซ์ที่ใช้ในวงจร มีค่า 25 kHz

แทนค่าในสมการที่ 3.15 เพื่อหา ΔV_{Bus}

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

ดังนั้น

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

หาค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต

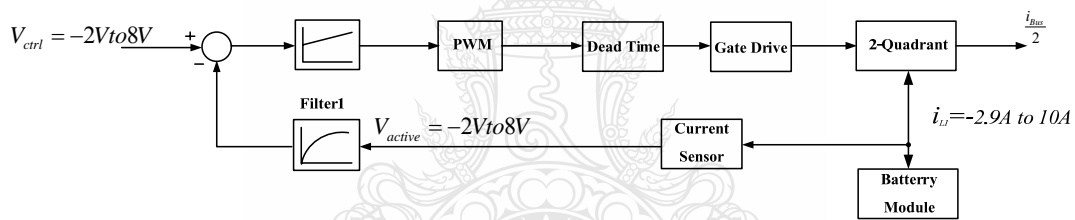
$$C = \frac{D}{Rf \cdot \frac{\Delta V_{Bus}}{V_{Bus}}} = \frac{0.6}{9.375 \times 25 \times 10^3 \times 0.01} = 256\mu F$$

ดังนั้นควรเลือกขนาดตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตของวงจรที่มีค่าสูงกว่า $256\mu F$ และแรงดันที่ทนได้ต้องไม่ต่ำกว่าแรงดันเอาต์พุตที่ 60V

3.3.3 วงจรตรวจจับกระแส (Current Sensor)

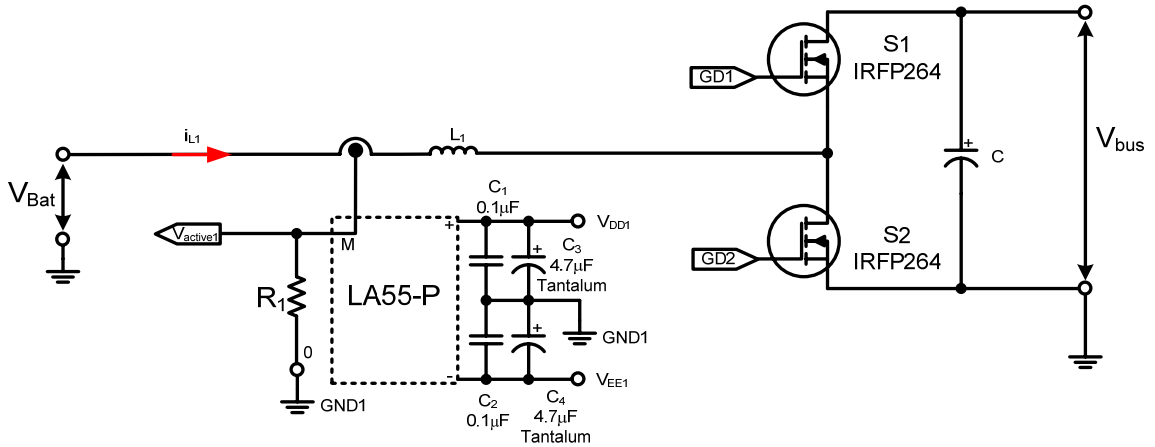
ทำหน้าที่ตรวจวัดกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเพื่อให้วงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานแบบรูปปิดของกระแส วงจรตรวจจับนี้มี 2 วงจรสำหรับ 2 เฟสการออกแบบเหมือนกัน กำหนดใช้ตัวตรวจจับกระแสแบบฮอลล์เซ็นเซอร์ (Hall Sensor) เบอร์ LA55-P ของบริษัท LEM เช่นเดิม

การออกแบบคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทางกำหนดให้สามารถจ่ายกระแสไฟฟ้าได้ตั้งแต่ $-5.8A$ ถึง $20A$ กระแสส่วนที่มีค่าลบ คือ การทำงานของคอนเวอร์เตอร์โหมคจ่ายกระแสชาร์จเข้าแบตเตอรี่ (Buck Converter) พิกัดการชาร์จสูงสุดนี้กำหนดจากความสามารถในการชาร์จของแบตเตอรี่ที่ใช้ในงานวิจัย ขนาด $24V$ $5.8Ah$ และส่วนที่กระแสไฟฟ้าที่มีค่าบวก คือ การทำงานของคอนเวอร์เตอร์โหมคจ่ายกระแสออกจากแบตเตอรี่ (Boost Converter) สูงสุด $20A$ เซนเซอร์จะทำหน้าที่เปลี่ยนกระแสที่ไหลผ่านคอนเวอร์เตอร์ให้เป็นแรงดันเพื่อส่งให้กับวงจรควบคุมแบบ PI เปรียบเทียบกับแรงดันคำสั่ง V_{ctrl} ที่ได้รับมาจาก dSPACE ว่ามีค่าเท่ากันแล้วหรือยัง ถ้ากระแสที่ไหลในคอนเวอร์เตอร์ (i_L) ยังน้อยกว่าคำสั่งที่รับจาก V_{ctrl} ส่วนควบคุมแบบ PI จะปรับ PWM เพิ่มขึ้นจนกว่า i_L มีค่าเท่ากับคำสั่งที่รับจาก V_{ctrl} การป้อนกลับของกระแสแสดงดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 การป้อนกลับของกระแส 1 เฟส

การออกแบบ สามารถควบคุมการจ่ายกระแสจากแบตเตอรี่ได้โดยป้อนแรงดันคำสั่ง V_{ctrl} เพื่อควบคุม i_{L1} เพื่อออกแบบให้วงจรทั้ง 2 เฟสมีการจ่ายกระแสเท่ากัน ดังนั้นในแต่ละเฟส วงจรต้องจ่ายกระแสที่จุด i_L ได้ $-2.9A$ ถึง $10A$ โดยที่จุดรับคำสั่งของคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 2 เฟสนั้น ต่อขนานกันอยู่ เมื่อป้อนคำสั่งเข้ามา วงจรแต่ละเฟสจะจ่ายกระแสเท่ากัน โดย V_{ctrl} ที่รับมาได้รับการออกแบบมาให้มีค่าอยู่ในช่วง $-2V$ ถึง $8V$ ดังนั้นการจะดูว่ากระแสที่ไหลจากแบตเตอรี่ i_L เท่ากับกระแสที่ต้องการให้ไหลหรือไม่ก็สามารถดูจากแรงดันคำสั่ง V_{ctrl} เปรียบเทียบกับผลการวัด ที่ได้จากเซนเซอร์หรือไม่ แต่เมื่อเอาต์พุตของเซนเซอร์ที่ใช้เป็นกระแส จึงต้องแปลงค่ากระแสให้เป็นแรงดัน โดยต่อตัวต้านทานเข้าไปดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 วงจรตรวจจับกระแส 1 เฟส

จากรูปที่ 3.14 จุดต่ออินพุต GD1 และ GD2 เป็นส่วนของสัญญาณจับเกดที่ได้รับจากวงจรจับเกด ส่วนจุดต่อเอาต์พุต $V_{active1}$ เป็นส่วนของแรงดันป้อนกลับที่แปลงจากกระแสที่เซนเซอร์ตรวจจับได้เพื่อป้อนเข้าวงจรเปรียบเทียบในวงจรควบคุมแบบ PI กระแสที่ไหลในแต่ละเฟสมีค่าสูงสุด 10A จะได้กระแสเอาต์พุตของเซนเซอร์ 10mA แต่เพื่อให้ได้ความละเอียดในการวัดสูงขึ้นจึงพันลวดตัวนำที่จุดวัด i_L ผ่านเซนเซอร์ 4 รอบ ซึ่งจะทำให้ได้ค่ากระแสทางด้านเอาต์พุตของเซนเซอร์สูงสุดเพิ่มขึ้น 4 เท่า เป็น 40mA ด้วย เลือกราคา R_1 เพื่อเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันได้จาก

$$R_1 = \frac{V_{active\ max}}{i_{L\ max}} \quad (3.16)$$

เมื่อ $V_{active\ max}$ คือ แรงดันสูงสุดที่ผ่านการแปลงจากกระแสจากเซนเซอร์คือ 8V

$i_{L\ max}$ คือ กระแสสูงสุดที่วัดได้จากเซนเซอร์ คือ 40mA

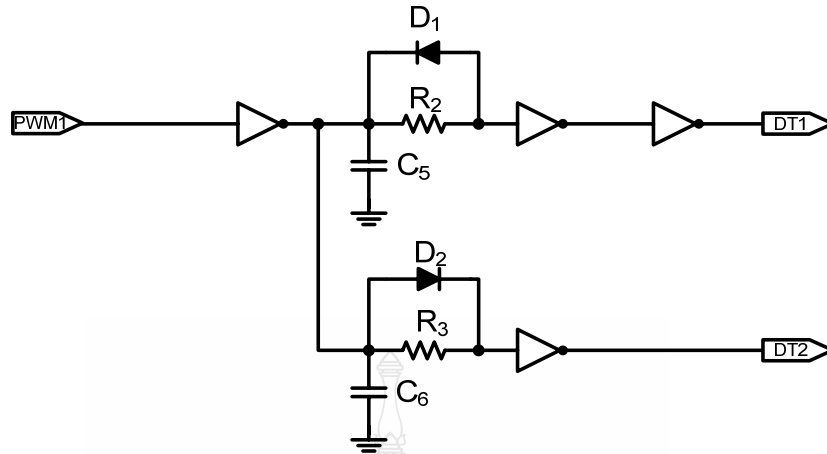
แทนค่าลงสมการที่ 3.7

$$R_1 = \frac{8V}{40mA} = 200\Omega$$

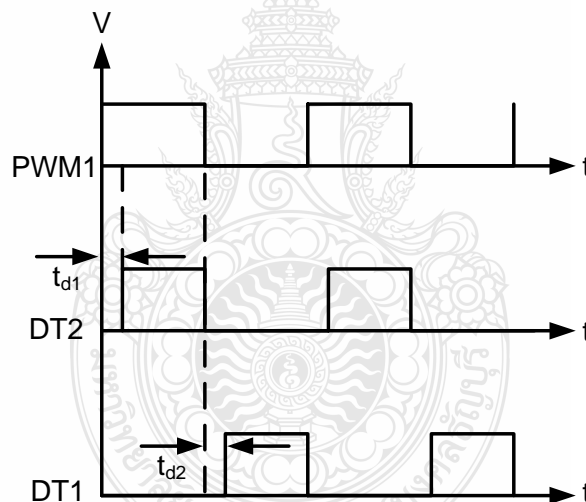
3.3.4 วงจรเดดไทม์ (Dead Time Circuit)

วงจรดังรูปที่ 3.15 ทำหน้าที่ในการหน่วงสัญญาณคำสั่งสวิทช์ เพื่อป้องกันไม่ให้ชุดสวิทช์ทั้ง 2 ตัวในแต่ละเฟสทำงานพร้อมกัน โดยสัญญาณคำสั่งสวิทช์จะถูกหน่วงด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุในขอบขาขึ้น เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการลัดวงจรของสวิทช์ทั้ง 2 ชุด และเมื่อสัญญาณอินพุตเป็น High หลังจากผ่านน็อดเกตก็จะกลายเป็น Low ตัวเก็บประจุซึ่งมีแรงดันสูงอยู่จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน เมื่อระดับแรงดันที่ตัวเก็บประจุต่ำถึงระดับที่น็อดเกตมองเป็น Low

สัญญาณเอาต์พุตเป็น High ช่วงนี้จะไม่มีการหน่วงเวลา เพราะกระแสไหลผ่านไดโอดมาซาร์จตัวเก็บประจุแล้วเต็มทันที ทำให้เอาต์พุตของน็อดเกิดอีกตัวเป็น Low การปรับค่าความต้านทานจะทำให้ระยะเวลาหน่วงเวลาเปลี่ยนไป ลักษณะการหน่วงของ Dead Time แสดงดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.15 วงจรเดดไทม์ (Dead Time Circuit)



รูปที่ 3.16 เดดไทม์ของการจับมอสเฟต

จากรูปที่ 3.15 เป็นวงจรเดดไทม์ จุดต่อ PWM1 เป็นจุดรับสัญญาณที่ได้จากวงจรถ่ายสัญญาณ PWM ส่วนทางด้านเอาต์พุตจุดต่อ DT1 และ DT2 เป็นส่วนที่ได้ถูกกำหนดเดดไทม์แล้วเพื่อส่งต่อไปยังวงจรขับเคลื่อนต่อไป

ข้อมูลของไอซีน็อดเกตเบอร์ 74LS14 ที่ใช้ในวงจรเดดไทม์สัญญาณอินพุตที่ทำให้เอาต์พุตเป็นลอจิก 1 คือ แรงดันอินพุต 1.6V เพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้มีเวลาในการคืนสภาพ (t_{rr}) = 620ns คิดเวลาที่อีกตัวหนึ่งทำงานได้เต็มที่และอีกตัวหนึ่งหยุดทำงานสนิทควรหน่วงเวลาทั้งหมด $2t_{rr}$ ดังนั้น

เวลาหน่วงมีค่า $620\text{ns} \times 2 = 1,240\text{ns}$ หรือ $1.24\mu\text{s}$ จึงกำหนดเวลาหน่วงประมาณ $2\mu\text{s}$ เลือกใช้ค่า $C_5 = 3\text{ nF}$ คำนวณหาค่า R_2 ได้จาก

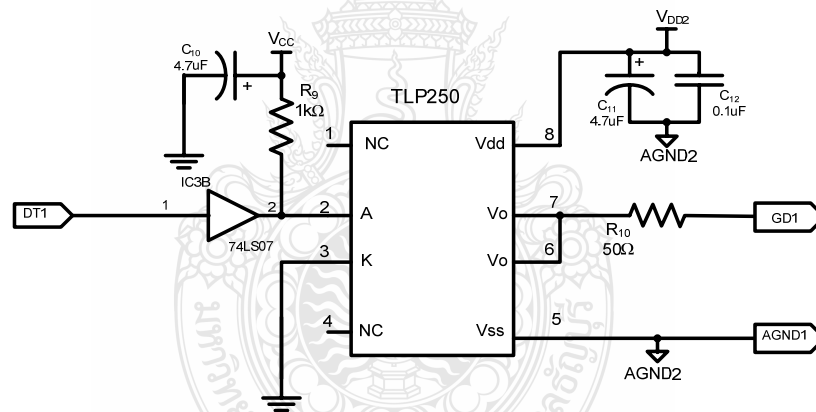
$$V_{C5} = V_{CC} (1 - e^{-t_{d2}/R_2 C_5}) \quad (3.17)$$

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

แทนค่าลงในสมการที่ 3.17 จะได้ค่า $R_2 = 1.74\text{ k}\Omega$ และทำให้ค่าเดดไทม์ = $2.31\mu\text{s}$

3.3.5 วงจรขั้วนำเกิดด้วยไอซี TLP250

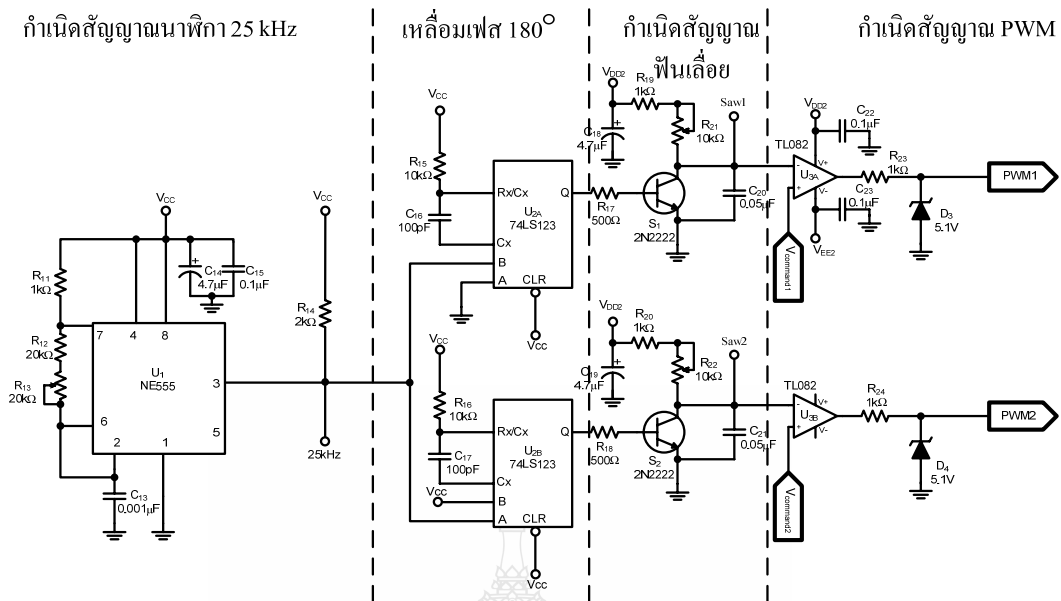
สำหรับวงจรขั้วนำเกิดด้วยไอซี TLP250 จะเป็นการออกแบบลักษณะเดียวกับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบทบแรงดันไฟฟ้าทุกประการ จึงจะไม่แสดงวิธีการคำนวณซ้ำ



รูปที่ 3.19 วงจรขั้วนำเกิดโดยใช้ไอซีเบอร์ TLP250

3.3.6 วงจรกำเนิดพัลส์วิดต์มอดูเลชั่น

เป็นส่วนที่ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณฟันเลื่อยเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณจากวงจรควบคุมแบบ PI ผลลัพธ์ที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบนี้จะได้เป็นสัญญาณพัลส์วิดต์นำไปควบคุมการสวิทช์ของเพาเวอร์มอสเฟตต่อไป



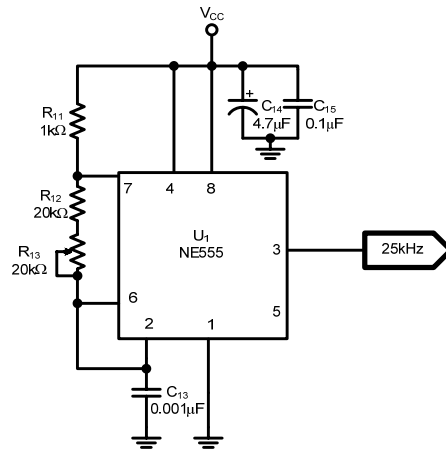
รูปที่ 3.18 วงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์วิดต์มอดูเลชัน

จากรูปที่ 3.18 จุดเชื่อมต่อสัญญาณอินพุตของวงจร $V_{command1}$ และ $V_{command2}$ เป็นจุดรับสัญญาณที่ได้จากตัวควบคุมกระแสแบบ PI เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อยความถี่ 25 kHz ซึ่งจะทำได้เอาต์พุตที่จุด PWM1 และ PWM2 เป็นสัญญาณพัลส์วิดต์มอดูเลชันส่งไปยังวงจรเดคไทม์ต่อไป

ส่วนของวงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์วิดต์มอดูเลชันแบ่งออกเป็น 4 ส่วนคือ วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา 25 kHz, วงจรเหลือมเฟส 180 องศา, วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย และวงจรกำเนิดสัญญาณ PWM แต่ละส่วนมีการออกแบบดังต่อไปนี้

3.3.7 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา 25kHz

ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณพัลส์ความถี่ 25 kHz ซึ่งเป็นความถี่เดียวกันกับที่ใช้ในการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์ ส่งต่อไปยังวงจรภาคต่อๆ ไปเพื่อกำเนิดสัญญาณ PWM ในที่สุด ส่วนของวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา 25 kHz แสดงดังรูปที่ 3.20



รูปที่ 3.19 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา 25 kHz

จากคู่มือการใช้งานไอซีเบอร์ LM555/NE555/SA555 ของบริษัท Fairchild Semiconductor สามารถหาความถี่ที่วงจรในรูปที่ 3.19 กำเนิดออกมาได้จาก

$$f = \frac{1.44}{(R_{11} + 2(R_A))C_{13}}$$

เมื่อ $R_A = R_{12} + R_{13}$

ความถี่ที่ต้องการคือ 25 kHz เลือกค่า $R_{11} = 1k\Omega$ และ $C_{13} = 0.001\mu F$ สามารถคำนวณหาค่าความต้านทาน R_A ได้ดังนี้

$$25 \times 10^3 = \frac{1.44}{(1 \times 10^3 + 2R_A) \times 0.001 \times 10^{-6}}$$

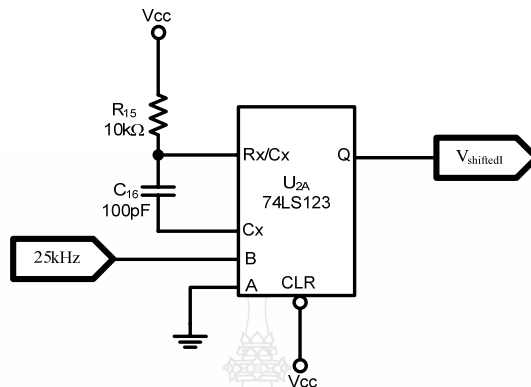
$$R_A = \frac{\left(\frac{1.44}{0.001 \times 10^{-6} \times 25 \times 10^3} - 1 \times 10^3 \right)}{2}$$

$$R_A = 28.3k\Omega$$

ในการใช้งานจริงจะเลือก R_A เป็นแบบปรับค่าได้เพื่อป้องกันความผิดพลาด โดยตัวต้านทานปรับค่า $R_{13} = 20k\Omega$ ร่วมกับตัวต้านทานค่าคงที่ $R_{12} = 20k\Omega$ ทำให้วงจรนี้สามารถปรับความถี่ได้ตั้งแต่ 17.78 kHz ถึง 35.12 kHz มีค่าวัฏจักรงาน (D) = 0.5 เพื่อปรับให้ได้ความถี่ในการปฏิบัติจริงใกล้เคียงความถี่ 25 kHz ที่สุด

3.3.8 วงจรเลื่อนเฟส 180 องศา

ทำหน้าที่แยกสัญญาณนาฬิกา 25kHz ออกเป็น 2 ชุด แต่ละชุดจะเลื่อนเฟสกัน 180 องศา และทำหน้าที่เป็นวงจรโมโนสเตเบิลส่งสัญญาณไปยังวงจรกำเนิดสัญญาณพินเลี้ยง การออกแบบใช้ ไอซีโมโนสเตเบิลแบบทริกซ์ (Retrigable Monostable Multivibrator) เบอร์ 74LS123 เช่นเดิม การออกแบบความกว้างพัลส์ที่ต้องการจากวงจรคือ $1\mu\text{s}$ กำหนดจาก Rise Time ของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 ที่ใช้ในวงจรกำเนิดสัญญาณพินเลี้ยง ซึ่งมีเวลา Rise Time = 25nS



รูปที่ 3.20 วงจรโมโนสเตเบิล

จุดต่อสัญญาณอินพุต 25 kHz รับสัญญาณนาฬิกาจากวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา 25 kHz ส่วนจุด $V_{shifted}$ เป็นเอาต์พุตแต่ละเฟสที่ได้รับการเลื่อนเฟสแล้วส่งไปยังวงจรกำเนิดสัญญาณพินเลี้ยงต่อไป

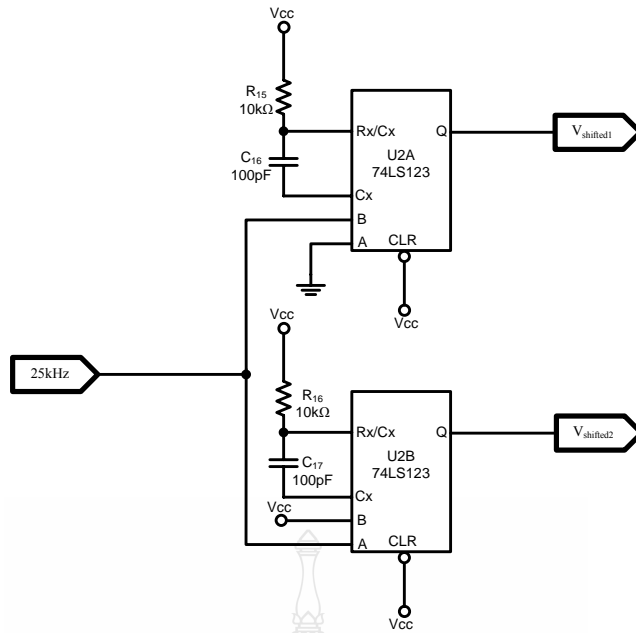
จากรูปที่ 3.20 ในการคำนวณค่าเวลาของโมโนสเตเบิล (t_w) ของไอซีเบอร์ TC74LS123AP สามารถคำนวณได้จาก

$$t_w = R_{15} C_{16}$$

ดังนั้น

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

วงจรโมโนสเตเบิลต้องการใช้ 2 ชุดสำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 เฟส โดยทั้ง 2 เฟส จะต้องเลื่อนเฟสกัน 180 องศา ในการต่อสัญญาณอินพุตให้กับวงจรเลื่อนเฟสทั้ง 2 ชุดจึงมีความต่างกันเล็กน้อยเพื่อให้เกิดการเลื่อนเฟส ลักษณะการต่อวงจรแสดงดังรูปที่ 3.22

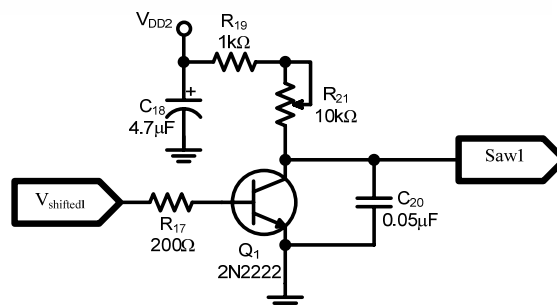


รูปที่ 3.21 การต่อวงจรเลื่อนเฟส 180 องศา

จากรูปที่ 3.21 วงจรโมโนสเตเบิลชดขบป้อนสัญญาณนาฬิกา 25kHz เข้าขา B ส่วนขา A ให้ลจิก “0” ทำให้วงจรนี้กำเนิดสัญญาณพัลส์ ที่จุด $V_{shifted1}$ เมื่อได้รับสัญญาณนาฬิกาช่วงขอบขาขึ้น ส่วนวงจรโมโนสเตเบิลชดขบป้อนสัญญาณนาฬิกา 25kHz เข้าที่ขา A ส่วนขา B ป้อนลจิก “1” ดังนั้นวงจรชดขบนี้จะกำเนิดสัญญาณพัลส์ที่เอาต์พุต $V_{shifted2}$ เมื่อได้รับสัญญาณช่วงขอบขาลงของสัญญาณนาฬิกา เมื่อสัญญาณนาฬิกาที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกามีค่าวัฏจักรงาน (D) = 0.5 ดังนั้นสัญญาณที่จุด $V_{shifted1}$ และจุด $V_{shifted2}$ เลื่อนเฟสกัน 180 องศา

3.3.9 วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย

ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณพัลส์จากวงจรเลื่อนเฟส 180 องศาเป็นสัญญาณฟันเลื่อย โดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 และวงจร RC ลักษณะวงจรแสดงดังรูปที่ 3.22



รูปที่ 3.22 วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย

จากรูปที่ 3.23 กำหนด $R_L = R_{19} + R_{21}$ ฟิ้นเลื่อยมีความถี่ 25 kHz ซึ่งได้จากวงจรโมโนสเตเบิล มีคาบเวลา $40\mu s$ และจุดสูงสุดของสัญญาณฟิ้นเลื่อยมีค่า 5V เลือกใช้ตัวเก็บประจุ C_{20} มีค่า $0.05\mu F$ เราสามารถคำนวณหาค่า R_L ได้โดย

$$V_o = V_{DD2} - (V_{DD2} - V_{C0})e^{-t/R_L C_{20}}$$

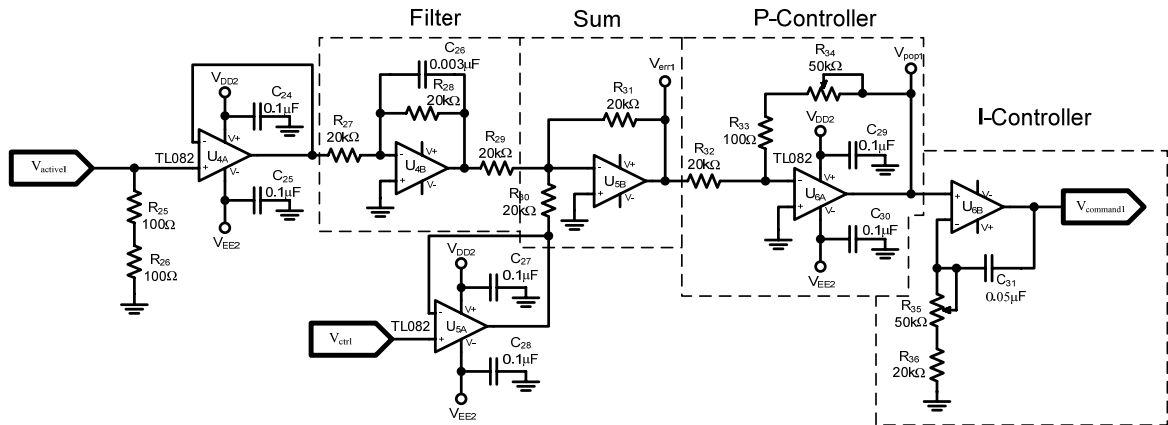
ดังนั้น

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

ในการใช้งานจะเลือกใช้ R_L ปรับค่าได้ เพื่อป้องกันความผิดพลาดโดยให้ค่า R_L ครอบคลุม $2.1k\Omega$ จึงเลือกใช้ใช้งาน $R_{19} = 1k\Omega$ ต่ออนุกรมกับตัวต้านทานปรับค่า $R_{21} = 10k\Omega$ เพื่อให้สามารถปรับสัญญาณฟิ้นเลื่อยให้ได้ตามที่ต้องการมากที่สุด

3.3.10 การออกแบบตัวควบคุม (PI-Controller)

วงจรควบคุมกระแสเป็นวงจรที่ทำหน้าที่ควบคุมให้ระดับการจ่ายกระแสคงที่ถึงแม้ว่าภาระโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง การจัดวงจรควบคุมแสดงดังรูปที่ 3.18 จุดต่ออินพุต V_{ctrl} เป็นจุดรับสัญญาณคำสั่งจาก dSPACE เพื่อควบคุมการจ่ายกระแสของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้งหมด จุดต่ออินพุต $V_{active1}$ เป็นจุดต่อรับการป้อนกลับค่ากระแสจากเซนเซอร์กระแสที่ได้รับการแปลงให้เป็นแรงดันแล้ว จากวงจรตรวจจับกระแส และจุดต่อเอาต์พุต $V_{command1}$ เป็นจุดต่อสัญญาณออกจากตัวควบคุมไปให้วงจรกำเนิดสัญญาณ PWM เพื่อควบคุมการสวิตช์ต่อไปอปอแมมปี U1A และ U2A จัดเป็นวงจรกันชนเพื่อป้องกันไม่ให้วงจรดึงกระแสที่จุด $V_{active1}$ และ V_{ctrl} ซึ่งอาจทำให้แรงดันทั้ง 2 จุดลดลง จนการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ผิดพลาดได้ U1B จัดเป็นวงจรกรองแรงดันเพื่อกรองแรงดัน $V_{active1}$ จากเซนเซอร์กระแสให้มีความเรียบมากที่สุด เนื่องจากสัญญาณที่ได้จากเซนเซอร์กระแสมักจะมีการกระเพื่อมตามลักษณะของ i_L ส่วน U2B จัดเป็นวงจรรวมสัญญาณระหว่างสัญญาณคำสั่ง V_{ctrl} กับสัญญาณ $V_{active1}$ แต่เนื่องจาก $V_{active1}$ ถูกกลับเฟสสัญญาณจาก U1B เพราะต้องการการป้อนกลับค่ากระแสแบบลบ ทำให้เอาต์พุตที่จุด V_{err1} เป็นผลต่างของ $V_{ctrl} - V_{active1}$ ส่งต่อไปยังตัวควบคุมกระแสแบบ PI



รูปที่ 3.23 วงจรควบคุมแบบพีไอ สำหรับคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทาง

สำหรับขั้นตอนนี้ผู้จัดทำวิทยานิพนธ์กำหนดให้ค่า K_p ของ P-Controller = 0.285 และค่า T_i ของ I-Controller = 2.085mS ในรูปที่ 3.23 ทำให้ได้การตอบสนองต่อคำสั่ง V_{ctrl} ได้ในเวลาที่ต้องการ ดังนั้นเราสามารถคำนวณหาค่าอุปกรณ์ต่างๆ ได้ดังนี้

จากสมการโอนย้ายของวงจรถูกควบคุมแบบ PI แบบอิสระต่อกัน

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

เมื่อ $V_{command1}(s)$ คือ แรงดันเอาต์พุตของตัวควบคุมแบบ PI

$V_{err1}(s)$ คือ แรงดันผลต่างของ $V_{ctrl} - V_{active1}$

โดยที่อัตราขยายของ K_p หาได้จาก

$$K_p = \frac{R_{33} + R_{34}}{R_{32}}$$

ในการออกแบบเลือกค่าความต้านทาน $R_{32} = 20k\Omega$ และ $R_{33} = 100\Omega$ หาค่า R_{34} โดยแทนค่าลงในสมการ ดังนี้

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

เช่นเดียวกันเพื่อลดความผิดพลาดจึงเลือกใช้ R_{34} เป็นตัวต้านทานปรับค่าที่สามารถปรับค่าครอบคลุมค่าความต้านทาน 5.6kΩ เพื่อปรับให้ได้ค่าที่ใกล้เคียงที่สุด โดยเลือกใช้ตัวต้านทานปรับค่า 50kΩ

ในส่วนของ I-Controller คำนวณหาค่าอุปกรณ์ได้จากสมการ

$$T_i = (R_{35} + R_{36})C_{31}$$

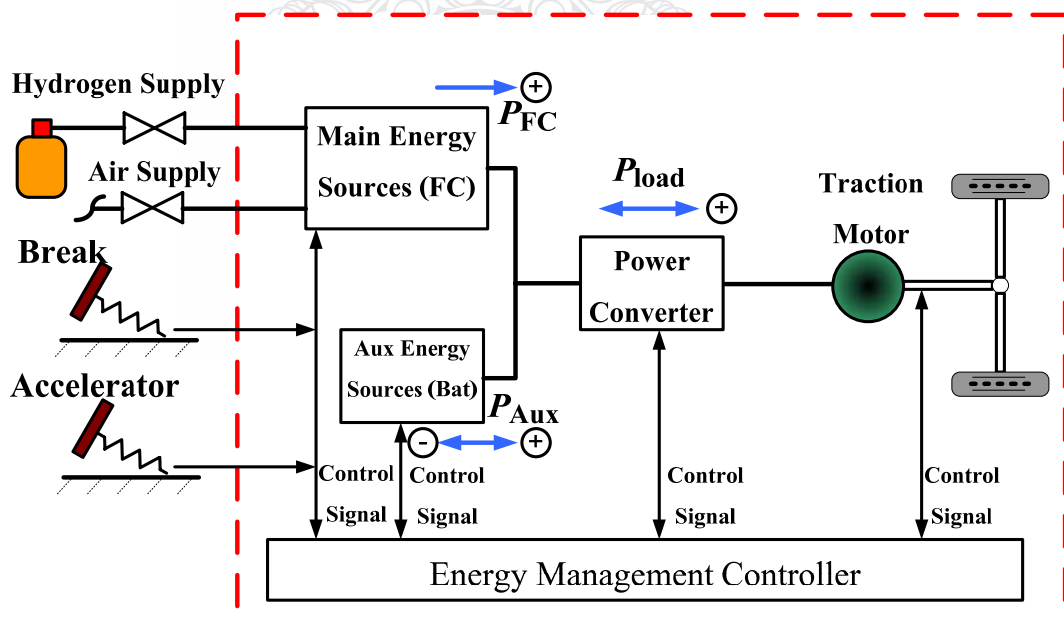
การออกแบบเลือกใช้ค่าความต้านทาน $R_{36} = 20k\Omega$ และค่าของตัวเก็บประจุ $C_{31} = 0.05\mu F$ คำนวณหาค่า R_{35} โดยแทนค่าลงในสมการ

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

3.4 การออกแบบส่วนควบคุมการผสมผสานกำลังงาน

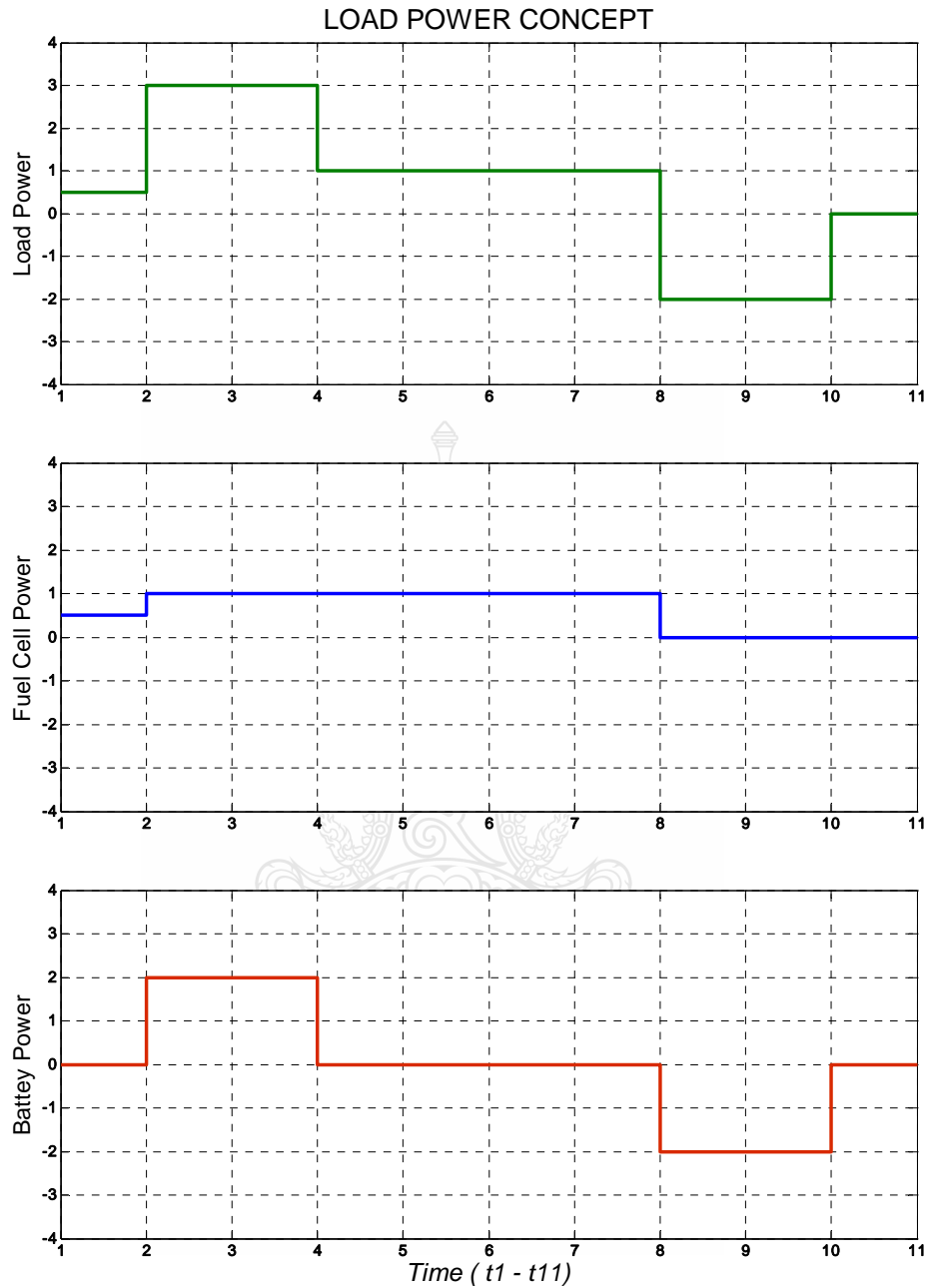
แนวคิดการออกแบบ

จากคุณสมบัติของเซลล์เชื้อเพลิงที่มีการตอบสนองในการจ่ายกำลังงานให้กับโหลดได้ช้า จึงจำเป็นต้องเพิ่มแหล่งจ่ายกำลังงานเพื่อช่วยป้อนกำลังงานให้กับโหลดได้อย่างรวดเร็ว โดยแหล่งจ่ายที่ต้องเสริมเข้าไป จะต้องมีราคาถูก จ่ายกำลังงานได้เร็ว และสามารถเป็นอุปกรณ์เก็บกำลังงานได้ ซึ่งคุณสมบัติดังกล่าว วิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้ แบตเตอรี่ เป็นแหล่งจ่ายกำลังงานเสริม ในรูปที่ 3.24 จะเป็นการแสดงให้เห็นถึงแนวคิดการจัดการในการผสมผสานพลังงานของแหล่งจ่ายหลักและแหล่งจ่ายเสริม



รูปที่ 3.25 บล็อกไดอะแกรมระบบจัดการการผสมผสานกำลังงาน

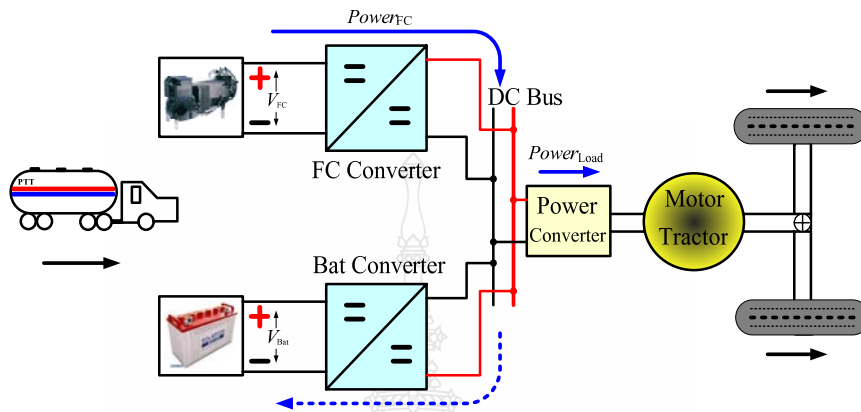
และจากบล็อกไดอะแกรมการทำงาน สามารถเขียนเป็นกราฟด้านกำลังงานเพื่อแสดง
ความสัมพันธ์ได้ดังรูปที่ 3.25



รูปที่ 3.25 ระบบจัดการด้านกำลังงานของเซลล์เชื้อเพลิง แบตเตอรี่ และโหลด

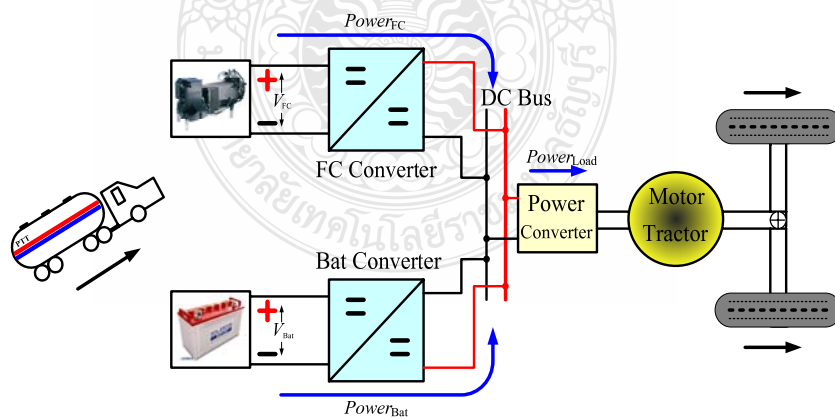
จากแนวคิดการจัดการกำลังงานระหว่างกำลังงานจากเซลล์เชื้อเพลิง กำลังงานจากแบตเตอรี่ และกำลังงานที่ DC Bus วิทยานิพนธ์เล่มนี้วางเงื่อนไขการจัดการกำลังงานไว้เป็น 3 สภาวะ ประกอบไปด้วย

3.4.1 สภาวะอัดประจุ (Charge Mode) เป็นสภาวะที่โหลดรับกำลังงานจากเซลล์เชื้อเพลิงเพียงแหล่งเดียว โดยสภาวะนี้เซลล์เชื้อเพลิงสามารถจ่ายกำลังงานไปยังแบตเตอรี่ เพื่อให้แบตเตอรี่เก็บกำลังงานหากแบตเตอรี่มีกำลังงานต่ำ ตามรูปที่ 3.26 (อ้างถึงรูปที่ 3.25 : t_1-t_2 และ t_4-t_8)



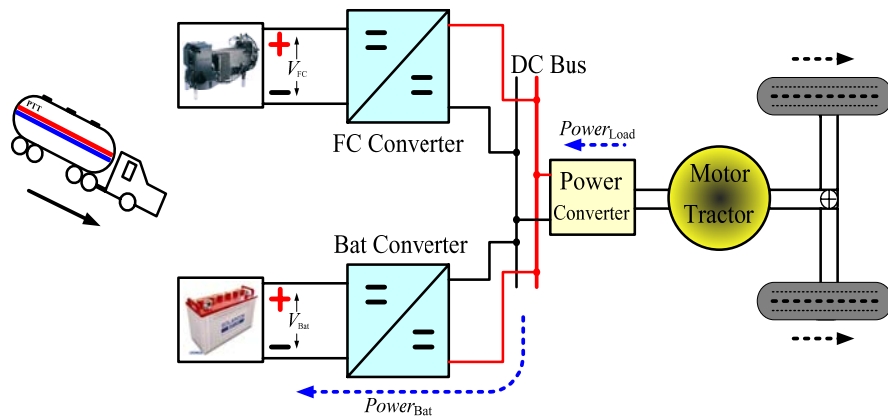
รูปที่ 3.26 สภาวะอัดประจุ (Charge Mode)

3.4.2 สภาวะคายประจุ (Discharge Mode) เป็นสภาวะที่โหลดมีความต้องการกำลังงานสูง ๆ เซลล์เชื้อเพลิงและแบตเตอรี่จะจ่ายกำลังงานออกไปพร้อมกัน ตามรูปที่ 3.27 (อ้างถึงรูปที่ 3.25 : t_2-t_4)



รูปที่ 3.27 สภาวะคายประจุ (Discharge Mode)

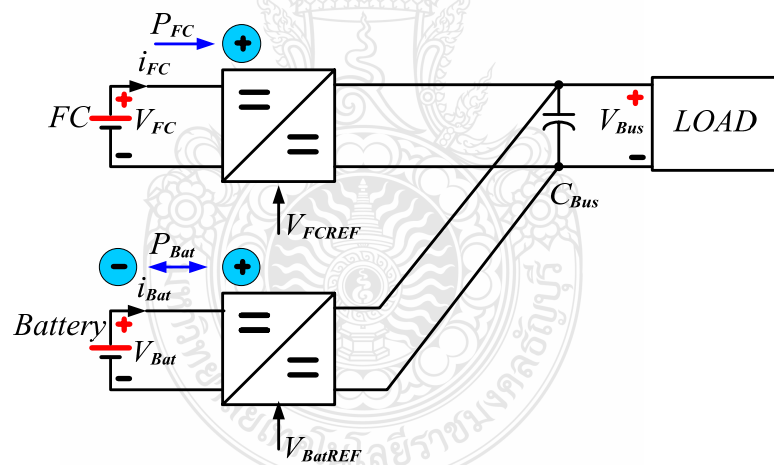
3.4.3 สภาวะคืนกลับ (Recovery Mode) เป็นสภาวะที่โหลดไม่ต้องการกำลังงานจากเซลล์เชื้อเพลิงหรือแบตเตอรี่ แต่โหลด (มอเตอร์) ยังเคลื่อนที่ไปข้างหน้าได้จึงเกิดสภาพกำลังงานไหลย้อนกลับ (Regeneration) แบตเตอรี่จึงประจุกำลังงานส่วนนี้เก็บไว้ ตามรูปที่ 3.28 (อ้างถึงรูปที่ 3.25 : t_8-t_{10})



รูปที่ 3.28 สถานะคืนกลับ (Recovery Mode)

3.5 การออกแบบส่วนจัดการกำลังงานบน DC Bus

ในส่วนนี้จะเป็นการออกแบบส่วนควบคุม เพื่อการนำเอากำลังงานจากแหล่งจ่ายหลัก (เซลล์เชื้อเพลิง) และแหล่งจ่ายเสริม (แบตเตอรี่) มาใช้ร่วมกันภายใต้เงื่อนไขที่กำหนด ทั้งนี้เพื่อให้เกิดความเสถียรภาพของกำลังงานบน DC Bus



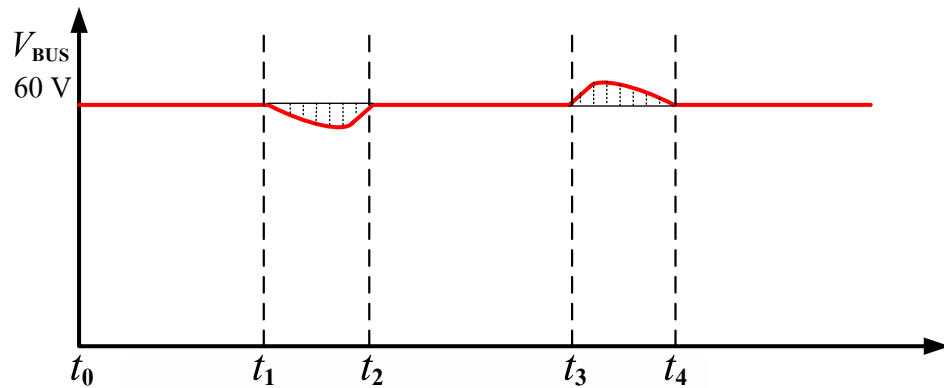
รูปที่ 3.29 วงจรสมมูลของแหล่งจ่าย

จากรูปที่ 3.29 จะกำหนดให้

- กำลังงานที่ออกจากแหล่งจ่ายกำหนดให้มีเครื่องหมาย +
- กำลังงานที่ไหลย้อนเข้าแหล่งจ่ายกำหนดให้มีเครื่องหมาย -
- C_{Bus} คือตัวเก็บประจุด้านแรงดันขาออกของวงจรทั้งหมด

ในวิทยานิพนธ์นี้ $C_{Bus} = 12,180 \mu F$

3.5.1 การบาลานซ์โหลดของแรงดัน V_{BUS}



รูปที่ 3.30 การบาลานซ์โหลด

จากรูปที่ 3.30 แสดงให้เห็นถึงลักษณะการตอบสนองของแรงดันบนบัสไฟตรง ในสถานะที่ไม่มีโหลด, สถานะที่จ่ายโหลด และสถานะที่หยุดการจ่ายโหลด

คาบเวลา t_0-t_1 เป็นช่วงเวลาที่แรงดัน V_{BUS} สมดุล จะได้ความสัมพันธ์ของกำลัง คือ

$$P_{Load} = P_{FC} + P_{Bat}$$

คาบเวลา t_1-t_2 เป็นช่วงเวลาที่โหลดต้องการกำลังงาน แรงดันบน DC Bus ตกช่วงเวลานี้ แบตเตอรี่จะทำงานในสถานะ Discharge Mode จะได้ความสัมพันธ์ของกำลังคือ

$$P_{Load} > P_{FC} + P_{Bat}$$

คาบเวลา t_3-t_4 เป็นช่วงเวลาที่โหลดไม่ต้องการกำลังงาน จึงเกิดกำลังงานส่วนเกิน หรือ กำลังงานย้อนกลับ ไหลย้อนกลับไปยังตัวเก็บกำลังงาน จะแสดงความสัมพันธ์ของกำลังจาก

$$P_{Load} < P_{FC} + P_{Bat}$$

การแปลงแรงดันให้อยู่ในรูปของพลังงานจะได้จากสมการ

$$E_{Bus} = \frac{1}{2} \cdot C_{Bus} \cdot V_{Bus}^2$$

ดังนั้น

$$V_{Bus} = \sqrt{\frac{2E}{C_{Bus}}}$$

โดย E คือ Energy มีหน่วยเป็น วัตต์ชั่วโมง (wh)

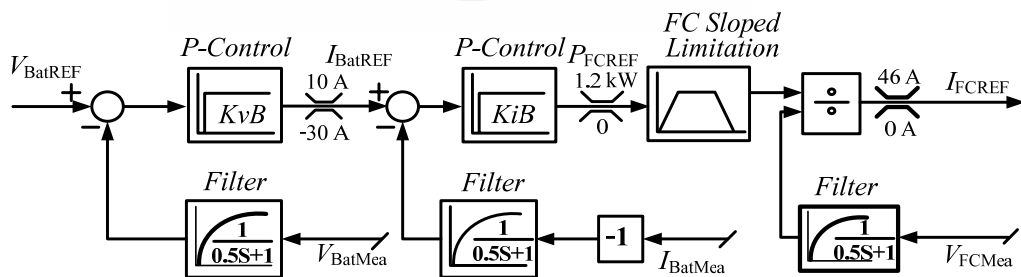
ดังนั้นเมื่อต้องการหาค่า กำลังงานบนบัสก็จะหากลับได้จากสมการ

$$P_{Bus} = \frac{dE_{Bus}}{dt}$$

ในการออกแบบกำหนดให้มีการ Filter เพื่อทำหน้าที่กรองสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง ในภาคกำลังของคอนเวอร์เตอร์ เป็น Filter ชนิด Low Pass Filter (First Order Filter)

3.5.3 การออกแบบ Battery Charge Loop

ส่วนควบคุมนี้จะทำหน้าที่ ควบคุมกำลังงานที่ไหลย้อนกลับไปสู่แบตเตอรี่ โดยแบตเตอรี่จะทำงานในสภาวะ Charge Mode ซึ่งกำลังงานที่ไหลย้อนกลับนี้เกิดจากการที่โหลดต้องการกำลังงานน้อยลง หรือในสภาวะที่แบตเตอรี่มีกำลังงานต่ำเนื่องจากการทำงานในสภาวะ Discharge Mode มา โดยกำลังงานนี้จะได้จากเซลล์เชื้อเพลิง



รูปที่ 3.32 บล็อกไดอะแกรม Battery Charge Loop

จากบล็อกไดอะแกรม Battery Charge Loop จะทำงานโดยแรงดัน V_{BatMEA} เปรียบเทียบกับแรงดัน V_{BatREF} แล้วจึงชดเชยสัญญาณด้วย P Control จำกัดกระแสให้อยู่ระหว่าง 10 ถึง -30 A จะได้สัญญาณ I_{BatREF} เพื่อเข้าสู่วงจรเปรียบเทียบกับอีกครั้งกับ I_{BatMEA} ที่ผ่านการอินเวอร์และวงจร Filter มาแล้ว สัญญาณที่ได้จะเข้าสู่ P Control ส่วนนี้จะได้สัญญาณ P_{FCREF} โดยมีการจำกัดค่ากำลังที่ Power Rate ของเซลล์เชื้อเพลิงที่ 1.2 kW ถึง 0 โดยกำลังงานจากเซลล์เชื้อเพลิงจะถูกกำหนดค่าความชันไว้เพื่อควบคุมไม่ให้เซลล์เชื้อเพลิงจ่ายกำลังงานเร็วเกินไป สุดท้ายเข้าสู่วงจรแปลงกำลังงานเพื่อให้ออกมาเป็นสัญญาณกระแส I_{FCREF} ทั้งนี้จะถูกจำกัดให้มีค่าอยู่ที่ Current Rate ของเซลล์เชื้อเพลิง 46-0 A

การกำหนดค่า P-Control

สำหรับการออกแบบ P-Control ทั้งสองส่วน (ค่า KvB และ KiB) การออกแบบนี้จะใช้การทดลองสุ่มใส่ค่า KvB และค่า KiB ลงไป เช็คว่าผลของสัญญาณที่ได้และทำการปรับแต่งให้อาชีพุทมีรูปร่างตามที่ต้องการ หลังจากปรับแต่งแล้วจะได้ค่า

$$KvB = 10$$

$$KiB = 20$$

การควบคุมความชันเอาต์พุทของเซลล์เชื้อเพลิง (Dynamic Response Control)

การควบคุมความชันจะใช้การควบคุมเป็นสมการ ชนิด Second Order [8], [11] โดยแสดงได้ตามสมการ

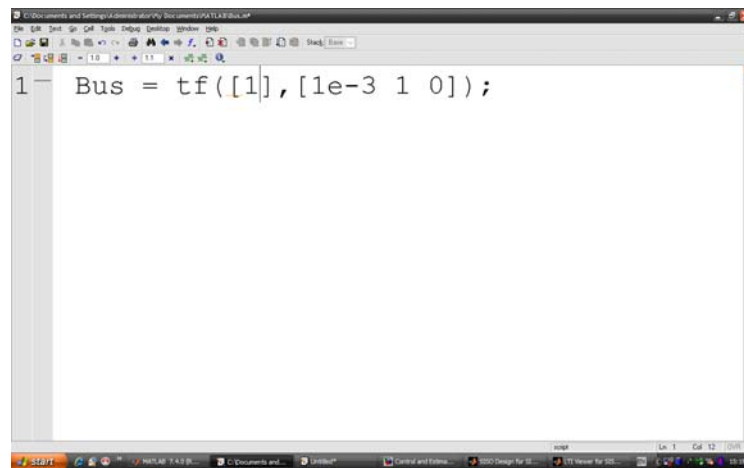
$$T_s = \frac{K}{\left(\frac{S}{\omega_n}\right)^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} \cdot S + 1}$$

ทั้งนี้	K	=	Gain	มีค่า	=	1
	ξ	=	Damping Factor		=	1 (Critical damp)
	ω_n	=	Natural Frequency		=	0.4 $rad \cdot s^{-1}$

3.6 การพยากรณ์ค่า Kp และ Ti โดยใช้ SISOTOOL ใน MATLAB/Simulink

สำหรับการออกแบบในวิทยานิพนธ์นี้ จะใช้การพยากรณ์ค่า Kp และ Ti จาก SISOTOOL เป็นค่าเริ่มต้น เพื่อความสะดวก โดยมีลำดับการดำเนินการคือ

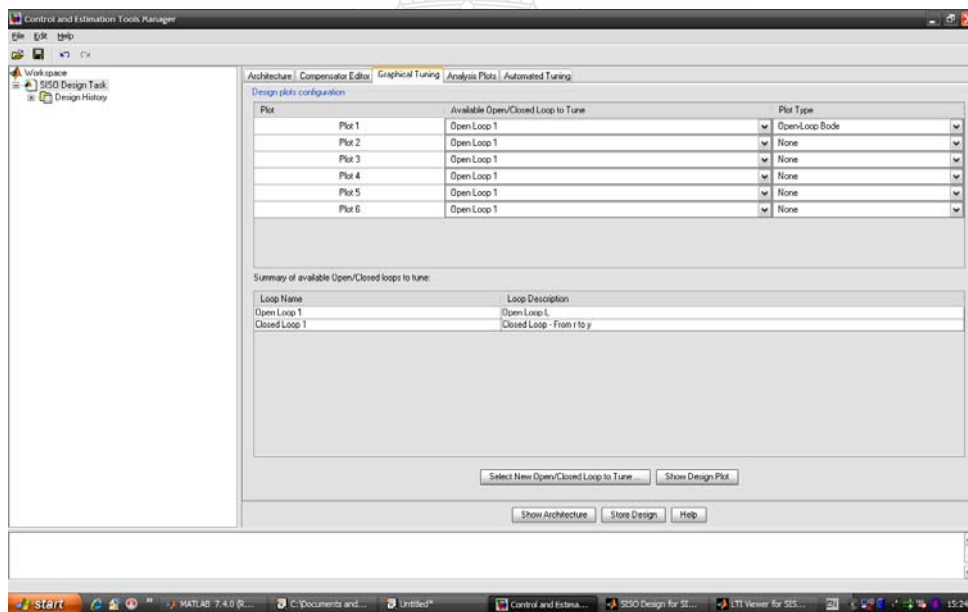
ทั้งนี้เป็นที่ทราบว่าการปรับ Phase Margin ที่เหมาะสมจะมีมอยู่ระหว่าง 45-60 องศา



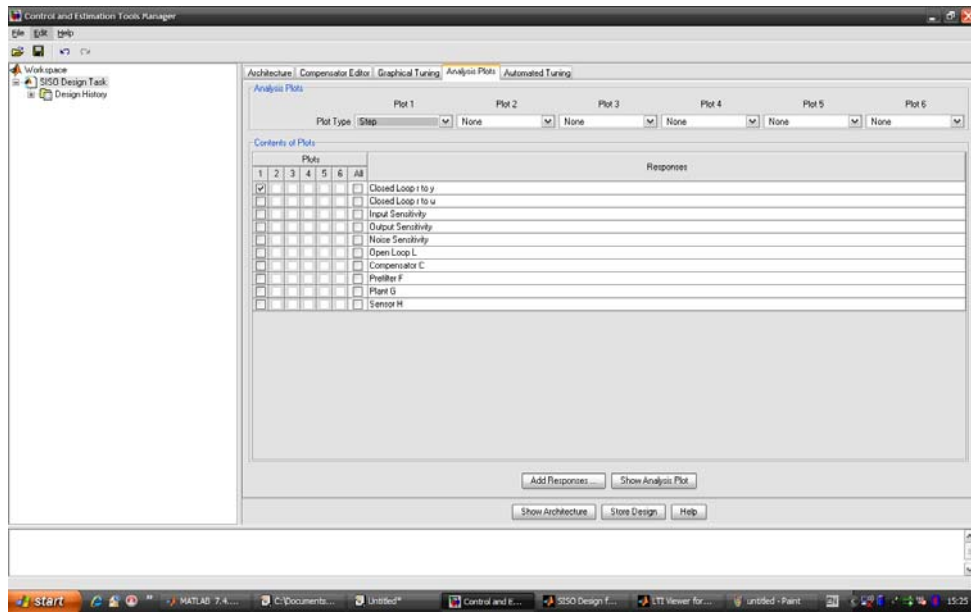
```
1 Bus = tf([1],[1e-3 1 0]);
```

1. กำหนดค่าพารามิเตอร์ใน M-File

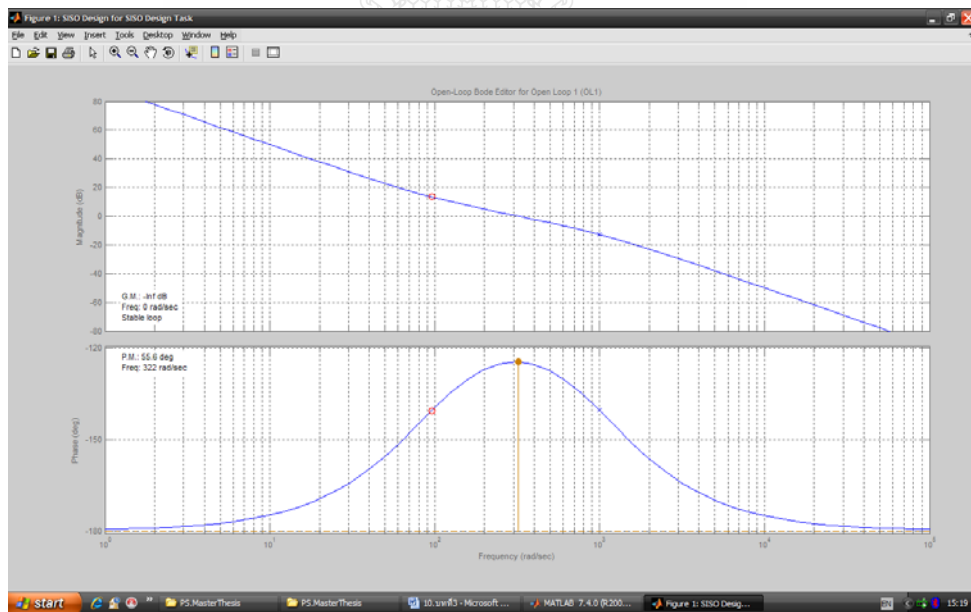
```
>>Bus=tf([1],[1e-3 1 0]);
```



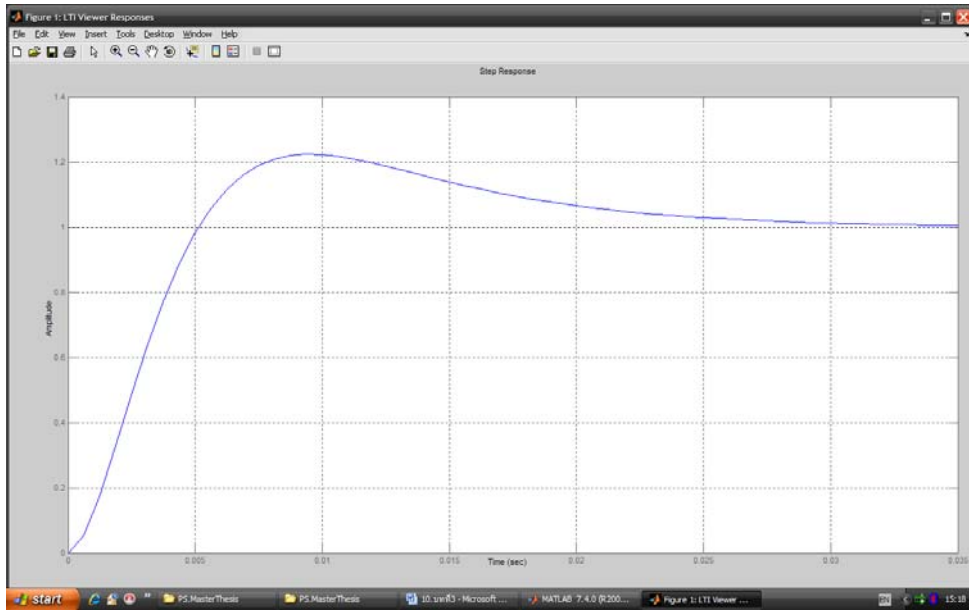
2. กำหนดค่า Graphical Tuning ใช้ Plot 1 แบบ Open Loop, Plot Type = Open-Loop Bode



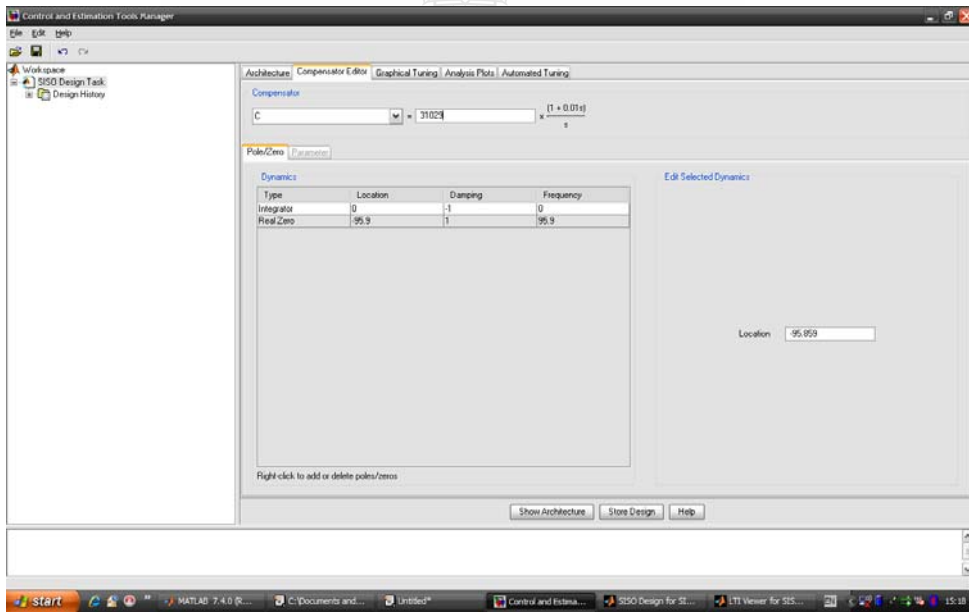
3. กำหนด Plot Type 1 เป็นแบบ Step



4. ทำการปรับ Phase Margin (P.M.) ให้อยู่ระหว่าง 45-60 องศา ปรับให้กราฟสมมาตรมากที่สุด



5. ตรวจสอบ Step Response ให้ Over Shoot เล็กน้อย



5. จากวิธีการพยากรณ์ ทำให้ได้ค่าพารามิเตอร์ คือ

$$K_p = 310.29$$

$$T_i = 0.01s$$

และจากความสัมพันธ์

$$K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \left(\frac{T_i s + 1}{T_i s} \right)$$

$$= K \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right)$$

ดังนั้น

$$= K + \frac{K}{TiS}$$

$$Ki = \frac{K}{Ti}$$

$$Ki = 31029$$

ผลจากการนำเอาทฤษฎีในบทที่ 2 มาทำการออกแบบและจัดสร้างชิ้นงานเพื่อจะนำไปใช้ในบทที่ 4 ต่อไป สามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

1. บูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส ซึ่งมีคุณสมบัติและรายละเอียดดังนี้

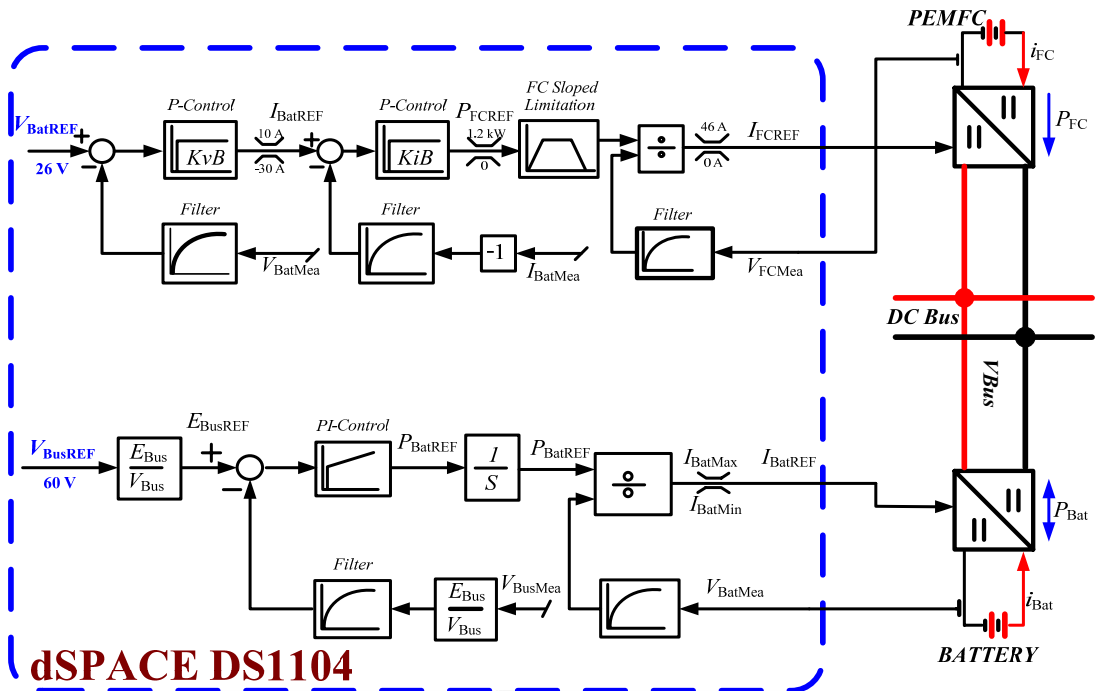
- แรงดันขาเข้า 26 V
- แรงดันขาออก 60 V
- อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งเป็น MOSFET เบอร์ IRFP264 ความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ 25 kHz
- วงจรควบคุมการสวิตช์เป็นอนาล็อก ควบคุมความถูกต้องด้วย PI-Control

2. คอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทาง

- เมื่อทำหน้าที่เป็น Boost Converter แรงดันขาเข้า 24-26 V แรงดันขาออก 60 V
- เมื่อทำหน้าที่เป็น Buck Converter แรงดันขาเข้า 60 V แรงดันกลับสู่แบตเตอรี่ 24-26 V
- อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งเป็น MOSFET เบอร์ IRFP264 ความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ 25 kHz
- วงจรควบคุมการสวิตช์เป็นอนาล็อก ควบคุมความถูกต้องด้วย PI-Control

3. ส่วนควบคุมการผสมผสานกำลังงาน

ส่วนนี้จะเป็นการออกแบบการจัดการกำลังงานจากแหล่งจ่ายหลักและแหล่งจ่ายเสริม จะทำการออกแบบโดยใช้ MATLAB/Simulink เขียน และประมวลผลทางคณิตศาสตร์โดย dSPACE DS1104 เมื่อนำการออกแบบระบบควบคุมทั้งหมดมารวมกัน จะแสดงได้ดังรูปที่ 3.33 ส่วนพารามิเตอร์ที่ใช้ในการควบคุมทั้งหมด แสดงได้ตามตารางที่ 3.1



dSPACE DS1104

รูปที่ 3.33 โครงสร้างระบบควบคุมรวมการผสมผสาน

ตาราง 3.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

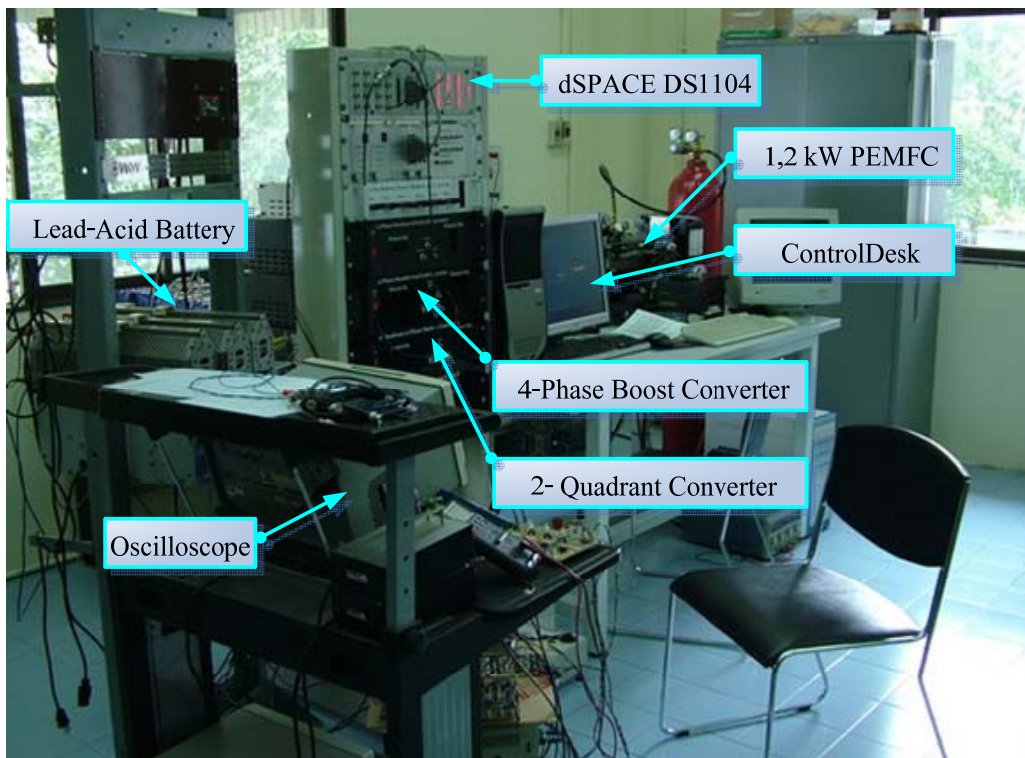
V_{BusREF}	60 V
C_{Bus}	12,180 μF
P_{FCMax}	1200 w
P_{FCMin}	0 w
I_{FCMax}	46 A
I_{FCMin}	0 A
V_{Bat}	24 V
I_{Bat}	36 A
D	0.57
KvB	10
KiB	20
Ki	31029
Kp	310.29
Ti	0.01 S
ξ	1
ω_n	0.4 $rad \cdot s^{-1}$

บทที่ 4

การทดสอบ

4.1 วัตถุประสงค์ของการทดสอบ

เพื่อศึกษาพฤติกรรมของแหล่งจ่ายไฟตรงที่ได้ออกแบบ โดยทำการทดสอบในสถานะที่มีโหลด เพื่อให้สามารถนำพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่วัดผลได้มาวิเคราะห์การทำงานของระบบที่นำเสนอ



รูปที่ 4.1 ห้องปฏิบัติการทดสอบแหล่งจ่ายไฟแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง และแบตเตอรี่

4.2 เครื่องมือวัดและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. เซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEMFC “Heliocentris and Ballard Power System” Nexa[®] Power
Module Model: 310-002702

Power	Rated net power	1200	W
	DC Voltage range	22...50	V
	Rated voltage	26	V
	Rated current	46	A

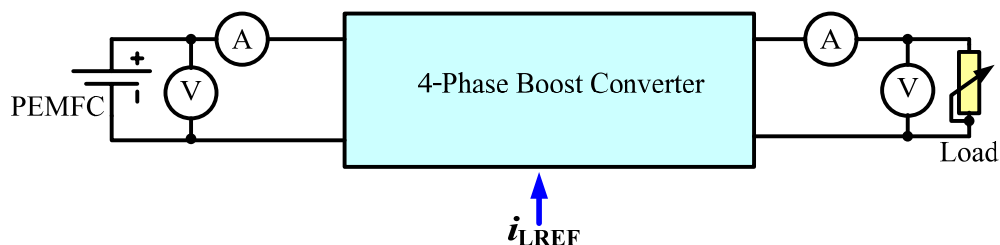
Fuel	Purity	$\geq 99.99 \%$	H2 (vol)
	Pressure	0.7...17 (10...250) bar (PSIG)	
	Consumption	≤ 18.5	SLPM
Emissions	Water	≤ 870	mL/hr
	Noise	≤ 72	dBa @ 1 m
Physical	L x W x H	56 x 25 x 33	cm
	Weight	13	kg

2. แบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด 12 V, 12 Ah ยี่ห้อ FB 12N12A-4A-1 จำนวน 6 ลูก
3. บูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส แรงดันขาเข้า 24-26 V แรงดันขาออก 60 V
4. คอนเวอร์เตอร์แบบ 2 ทิศทาง 2 เฟส 24-60 V
5. ความต้านทานปรับค่าได้ชนิดกำลังสูงขนาด 42 Ω
6. เครื่องประมวลผล dSPACE DS1104
7. ดิจิตอลออสซิลโลสโคป Agilent 54624A จำนวน 2 เครื่อง
8. Current Probe (Probe วัดกระแส)
9. Differential Probe (Probe วัดแรงดัน)
10. โวลต์มิเตอร์

4.3 ลำดับขั้นการทดลอง

4.3.1. การทดลองบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส

การทดสอบในส่วนนี้เป็นการทดสอบความสามารถและประสิทธิภาพการส่งถ่ายพลังงานจากเซลล์เชื้อเพลิงผ่านบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟสไปยังระบบ เพื่อตรวจสอบผลเป็นไปตามวัตถุประสงค์ที่ตั้งไว้หรือไม่



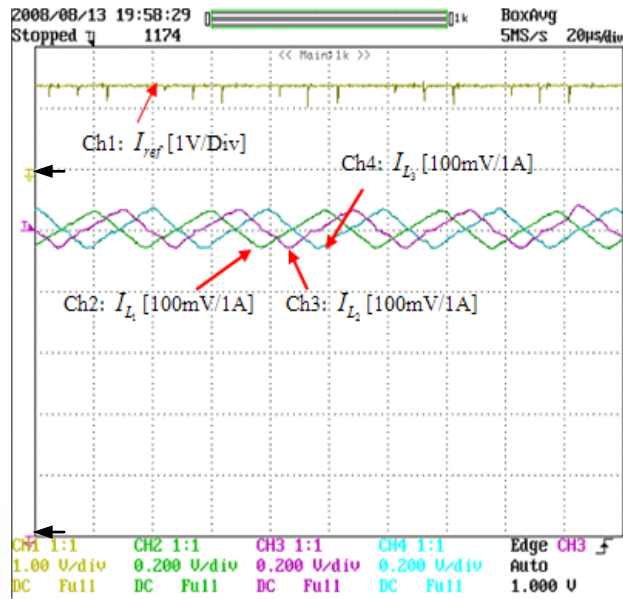
รูปที่ 4.2 วงจรทดสอบการส่งถ่ายพลังงานสำหรับบูสต์คอนเวอร์เตอร์

ตารางที่ 4.1 ข้อกำหนดทางไฟฟ้าของคอนเวอร์เตอร์ขนานกัน 4 เฟส

รายการ/สัญลักษณ์	ปริมาณ
แรงดันด้านเข้า(V_{FC})	26V
แรงดันด้านออก(V_{Bus})	60V
กระแสด้านเข้าจากเซลล์เชื้อเพลิง(I_{FC})	46A
กำลังไฟฟ้าด้านออก(P_{out})	≥ 960 kW

ตารางที่ 4.2 ผลตอบสนองการประลองวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส

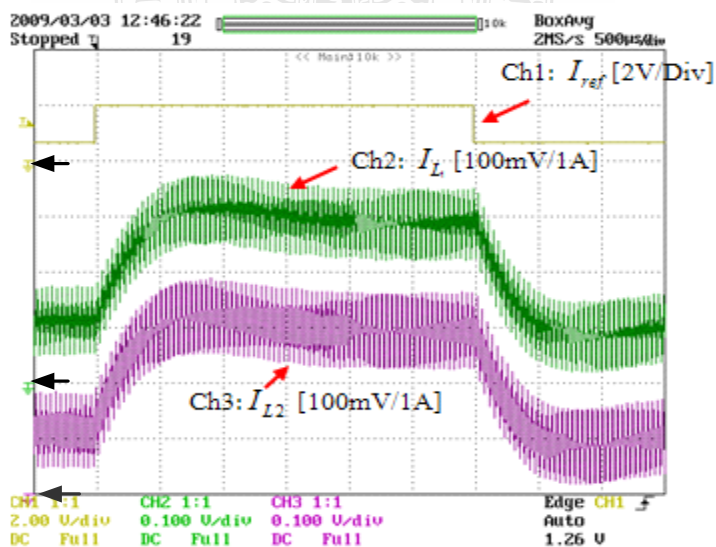
I_{LREF} (A)	I_{Out} (A)	V_{Bus} (V)	P_{Out} (W)	I_{Lmea} (A)	V_{FC} (V)	P_{in} (W)	η (%)
4	1.8	60	102.6	4	26.5	106	96
8	3.2	60	192	8	26.2	208.8	92
12	5	60	300	12	26.1	314.4	95
16	6.5	60	390	16	25.9	414.4	94
20	8	60	480	20	25.7	514	93
24	9	60	540	24	25.4	609.6	88
28	10.5	60	630	28	25.2	705.6	89
32	12.5	60	750	32.5	24.8	806	93
36	14	60	840	37	24.5	906.5	92
46	16.5	60	990	47	23.5	1104.5	89



รูปที่ 4.3 กระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำที่มีกรขนานกัน 4 เฟส ที่กระแสด้านเข้า 40 A

การทดสอบที่สภาวะชั่วคราว

การทดลองนี้เป็นการทดสอบขณะที่ทำงานตามปกติและมีการเปลี่ยนแปลงภาระอย่างทันทีทันใด เพื่อศึกษาลักษณะการตอบสนองของระบบที่มีผลจากการเปลี่ยนแปลงภาระทางไฟฟ้า โดยสังสัญญาณกระแสอ้างอิงจาก 4 A ไปที่ 12 A แบบทันทีทันใด



รูปที่ 4.4 กระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำเมื่อเปลี่ยนแปลงภาระ ที่กระแสด้านเข้า 1 A ไปที่ 3 A

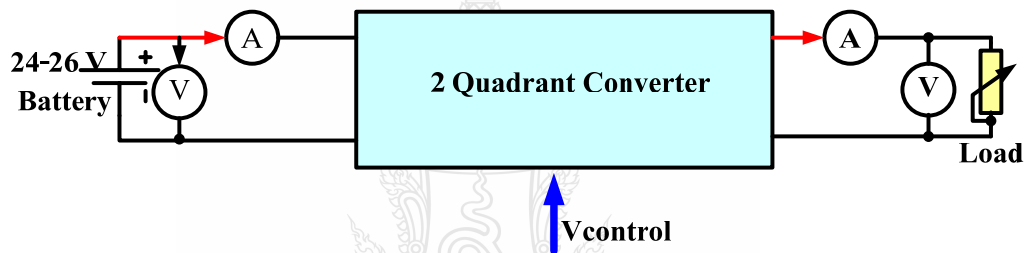
จากผลการทดสอบเมื่อเปลี่ยนแปลงภาระของวงจรพบว่าแรงดันเอาต์พุตจะยังคงที่ ที่ 60V ถึงแม้จะมีการเปลี่ยนแปลงภาระจาก 4 A ไปที่ 12 A วงจรคอนเวอร์เตอร์สามารถแบ่งจ่ายกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำแต่ละตัวได้เท่ากันที่ 1 A ไปที่ 3 A ต่อวงจร

จากการทดสอบประสิทธิภาพพบว่าประสิทธิภาพของวงจรทบแรงดันขนานกัน 4 เฟส มีประสิทธิภาพระหว่าง 80-95%

4.3.2 การทดลองคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทาง (2-Quadrant Converter)

การทดสอบในส่วนนี้เป็นการทดสอบความสามารถและประสิทธิภาพการส่งถ่ายพลังงานจากแบตเตอรี่ผ่านคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทาง (2-Quadrant) ไปยังระบบ และการส่งถ่ายพลังงานจากระบบกลับเข้าไปยังแบตเตอรี่

4.3.2.1 การทดลองเพื่อหาประสิทธิภาพเมื่อรับกำลังงานจากระบบสู่แบตเตอรี่



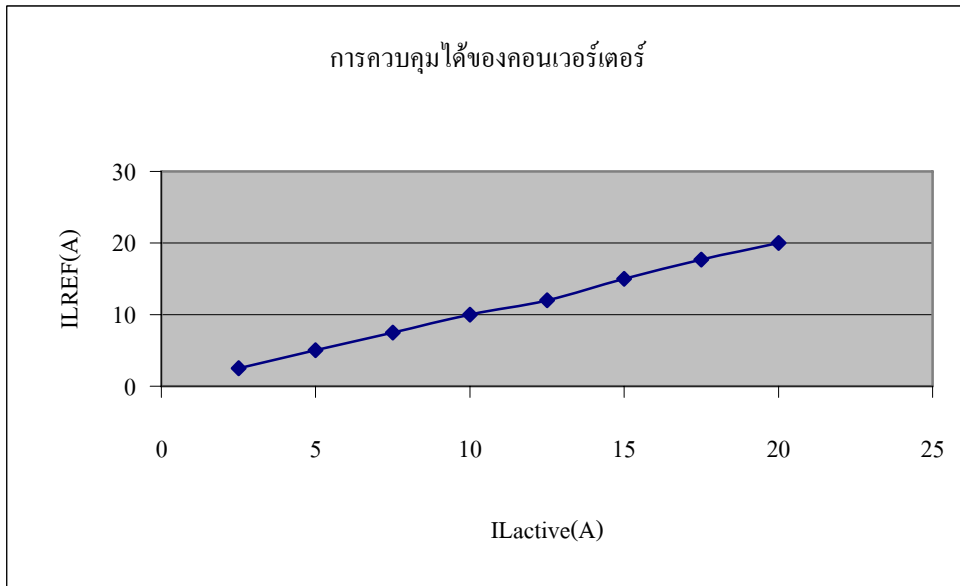
รูปที่ 4.5 วงจรทดสอบการส่งถ่ายพลังงานสำหรับคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 Quadrant

ตารางที่ 4.3 ผลประลองการจ่ายกำลังงานจากแบตเตอรี่ไปยังระบบ

$V_{ctrl}(V)$	$I_{LREF}(A)$	$I_{Lactive}(A)$	$V_{bat}(V)$	$P_I(W)$	$I_O(A)$	$V_{bus}(V)$	$P_O(W)$	$\eta(\%)$
1	2.5	2.5	19.2	48	0.6	60	36	75
2	5	5	18.8	94	1.2	60	72	76.60
3	7.5	7.5	18.4	138	1.9	60	114	82.61
4	10	10	17.8	178	2.5	60	150	84.27
5	12.5	12	17.5	210	2.95	60	177	82.86
6	15	15	17	255	3.58	60	214.8	80
7	17.5	17.7	17.3	306.21	4.3	60	258	80.34
8	20	20	16.5	330	4.65	60	279	80

กระแส I_{LREF} คือ กระแสที่คอนเวอร์เตอร์ต้องจ่ายเมื่อได้รับคำสั่ง V_{ctrl} หาได้จาก

$$I_{LREF} = \frac{20}{8} V_{ctrl}$$



รูปที่ 4.6 ความสัมพันธ์ของกระแส $I_{Lactive}$ กับ I_{LREF}

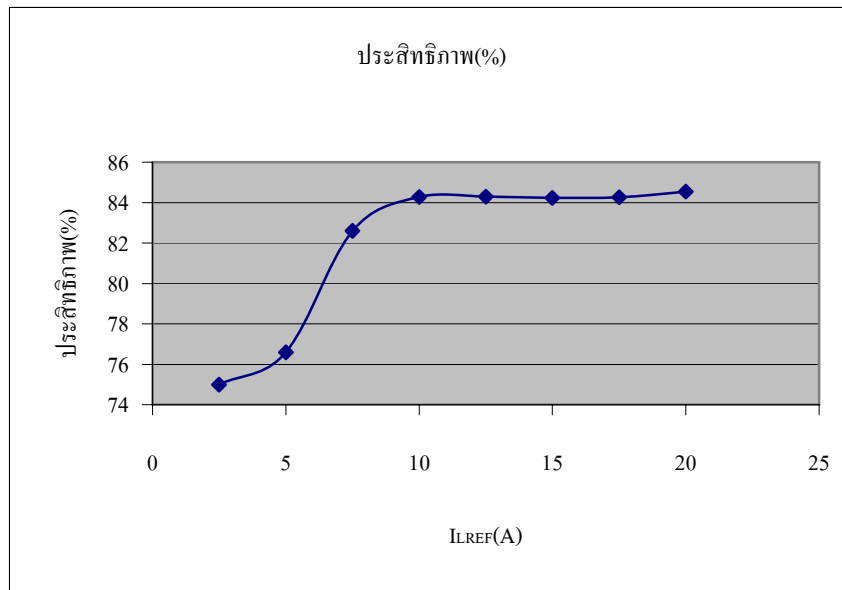
การควบคุมได้ของคอนเวอร์เตอร์ที่กล่าวถึงนี้คือ การที่คอนเวอร์เตอร์สามารถจ่ายกระแส $I_{Lactive}$ ออกจากแบตเตอรี่ได้เท่ากับ I_{LREF} เมื่อดูจากผลการทดสอบในตารางที่ ข.1 เห็นได้ว่า คอนเวอร์เตอร์ไม่ได้จ่ายกระแส $I_{Lactive}$ เท่ากับ I_{LREF} ถูกต้อง 100 เปอร์เซ็นต์ ในวิทยานิพนธ์นี้กำหนดค่าผิดพลาดไม่เกิน 5 % โดยหาค่าผิดพลาดได้จาก

$$I_{Err} = \frac{I_{LREF} - I_{Lactive}}{I_{Lactive}} 100$$

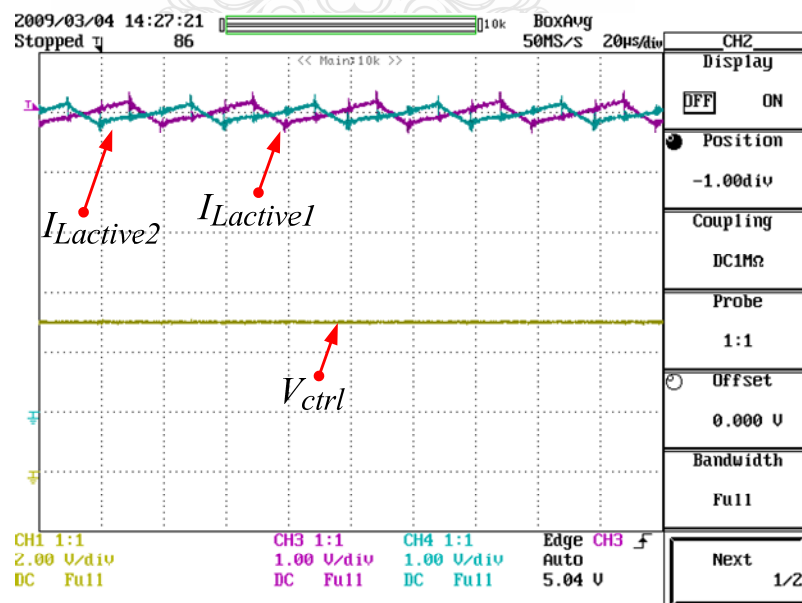
จากผลการทดสอบ จุดที่พบความผิดพลาดสูงสุดคือที่คำสั่ง I_{LREF} มีค่า 12.5A นำมาคำนวณ หาค่าความผิดพลาดจะได้ผลคือ

$$I_{Err} = \frac{12 - 12.5}{12} 100 = 4.17\%$$

จากตารางที่ 4.3 เขียนเป็นกราฟแสดงประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ในการส่งถ่ายพลังงานจากแบตเตอรี่ไปยังระบบได้ ดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์เมื่อจ่ายพลังงานออกจากแบตเตอรี่ไปยังระบบ



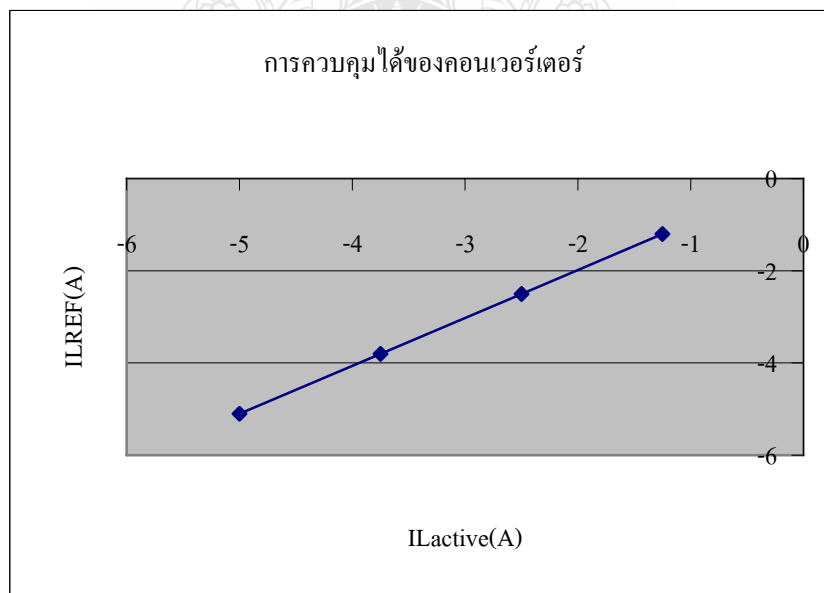
รูปที่ 4.8 ลักษณะกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำขณะจ่ายกำลังงานจากแบตเตอรี่ไปสู่ระบบ

4.3.2.2 การทดลองเพื่อหาประสิทธิภาพเมื่อรับกำลังงานจากระบบสูแบตเตอรี่

ตารางที่ 4.4 ผลตอบสนองการทดลองเมื่อรับกำลังงานจากระบบสูแบตเตอรี่

V_{ctrl} (V)	I_{LREF} (A)	$I_{Lactive}$ (A)	V_{bat} (V)	P_o (W)	I_o (A)	V_{bus} (V)	P_i (W)	η (%)
-0.5	-1.25	-1.2	19.5	-23.4	-1.25	50	-62.5	37.44
-1	-2.5	-2.5	19.7	-49.25	-1.3	48.2	-62.66	78.60
-1.5	-3.75	-3.8	20	-76	-2	44.7	-89.4	85.01
-2	-5	-5.1	20.2	-103.02	-3.1	37	-114.7	89.82

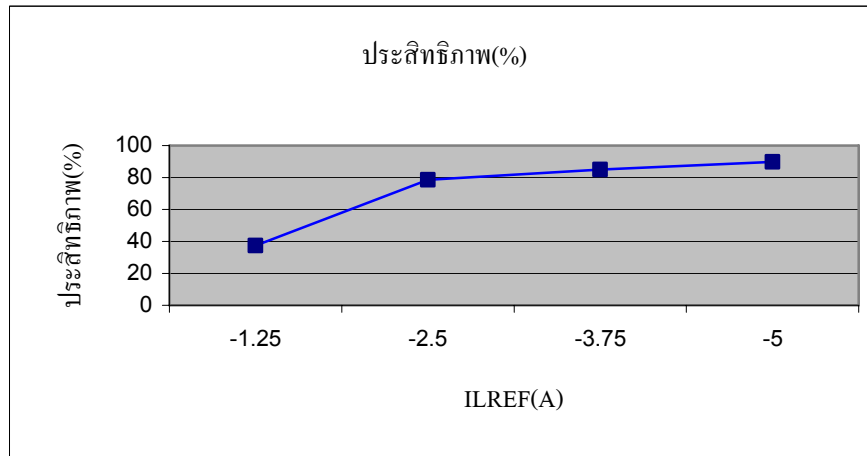
การควบคุมได้ของคอนเวอร์เตอร์จากการทดสอบการส่งถ่ายพลังงานจากระบบไปยังแบตเตอรี่ เขียนเป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคำสั่ง I_{LREF} กับกระแสที่ไหลจริงในวงจร $I_{Lactive}$ ได้ ดังรูปที่ 4.9



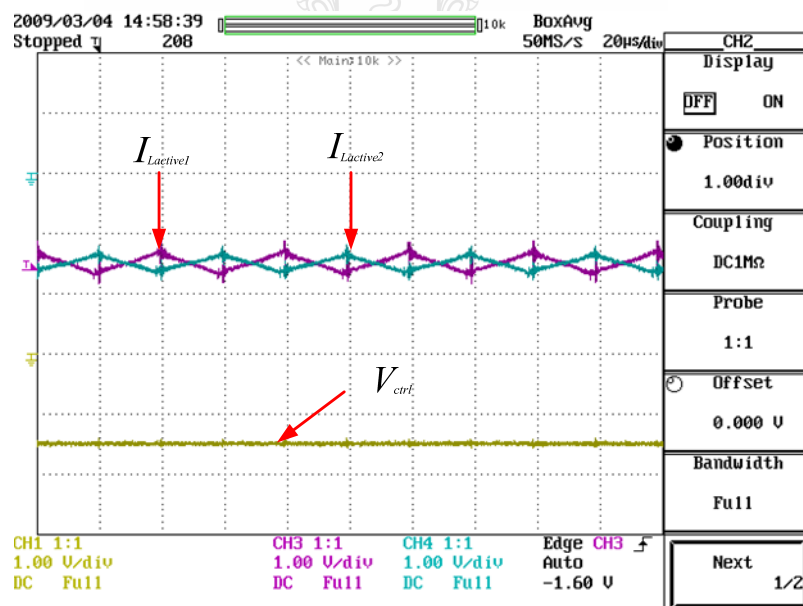
รูปที่ 4.9 ผลการตอบสนองของคอนเวอร์เตอร์ต่อคำสั่งในโหมดจ่ายกระแสกลับเข้าแบตเตอรี่

จากผลการทดสอบ จุดที่พบความผิดพลาดสูงสุดคือที่คำสั่ง I_{LREF} มีค่า -5A กำหนดหา ค่าความผิดพลาดได้คือ

$$I_{Err} = \frac{5 - 5.1}{5.1} \times 100 = 1.96\%$$



รูปที่ 4.10 ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ในการส่งถ่ายพลังงานจากระบบไปแบตเตอรี่

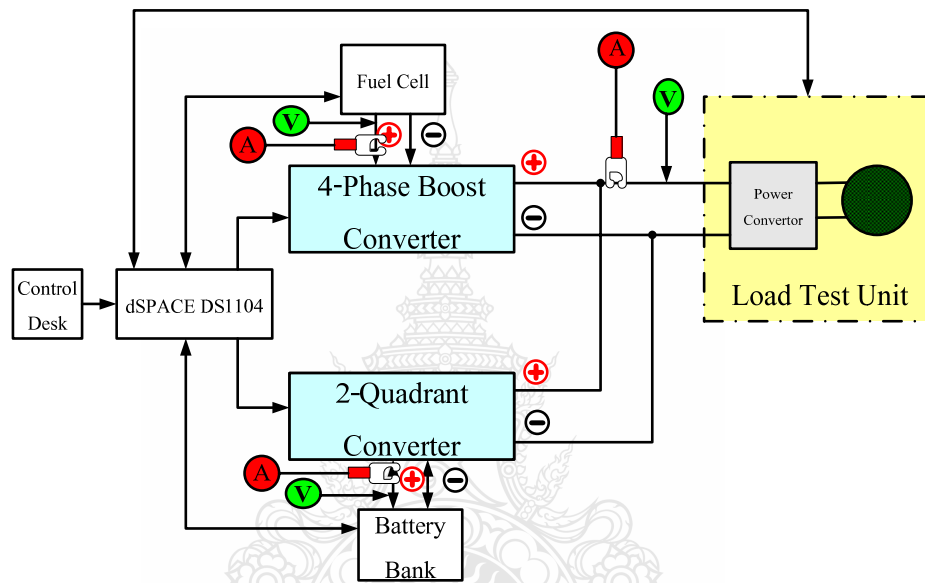


รูปที่ 4.11 การตอบสนองของวงจรที่คำสั่งให้จ่ายกระแสกลับเข้าแบตเตอรี่ 3.75A

4.3.3 การทดลองระบบควบคุมการผสมผสานพลังงาน

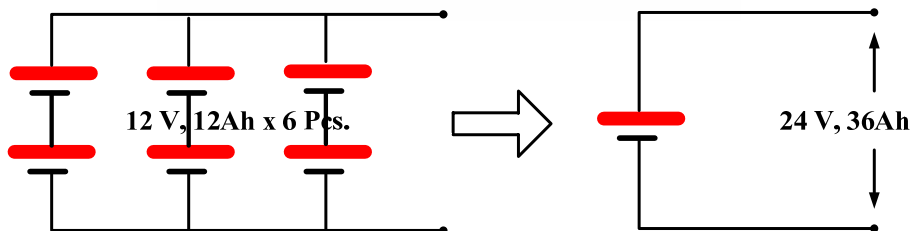
สำหรับการทดลองในส่วนนี้จะเป็นการนำความรู้จากทฤษฎีที่เกี่ยวข้องรวมถึงส่วนที่ได้ทำการออกแบบมาทดสอบร่วมกันทั้งหมด ทั้งนี้มีวัตถุประสงค์การทดสอบเพื่อตรวจวัดประสิทธิภาพและประสิทธิผลของกำลังงานจากแหล่งจ่ายไฟตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง และแบตเตอรี่

4.3.3.1 ติดตั้งวงจรทดลองตามรูปที่ 4.12 โดยกำหนดให้เซลล์เชื้อเพลิงเป็นแหล่งจ่ายหลักต่อผ่านวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส ส่วนแบตเตอรี่จะต่อผ่านวงจรคอนเวอร์เตอร์สองทิศทาง (2-Quadrant)



รูปที่ 4.12 วงจรทดลองแหล่งจ่ายแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง และแบตเตอรี่

4.3.3.2 ติดตั้งแบตเตอรี่ตามรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 การติดตั้งชุดแบตเตอรี่

หมายเหตุ สำหรับแบตเตอรี่ที่นำมาใช้ทดลอง จะต้องมีการประจุเต็มทุกลูก

4.3.3.3 ติดตั้งออสซิลโลสโคป เพื่อทำการวัดดังนี้

เครื่องที่ 1	Ch.1	วัด	V_{Bus}
	Ch.2	วัด	I_{Load}
	Ch.3	วัด	V_{Bat}
	Ch.4	วัด	I_{Bat}
เครื่องที่ 2	Ch.1	วัด	V_{FC}
	Ch.2	วัด	I_{FC}

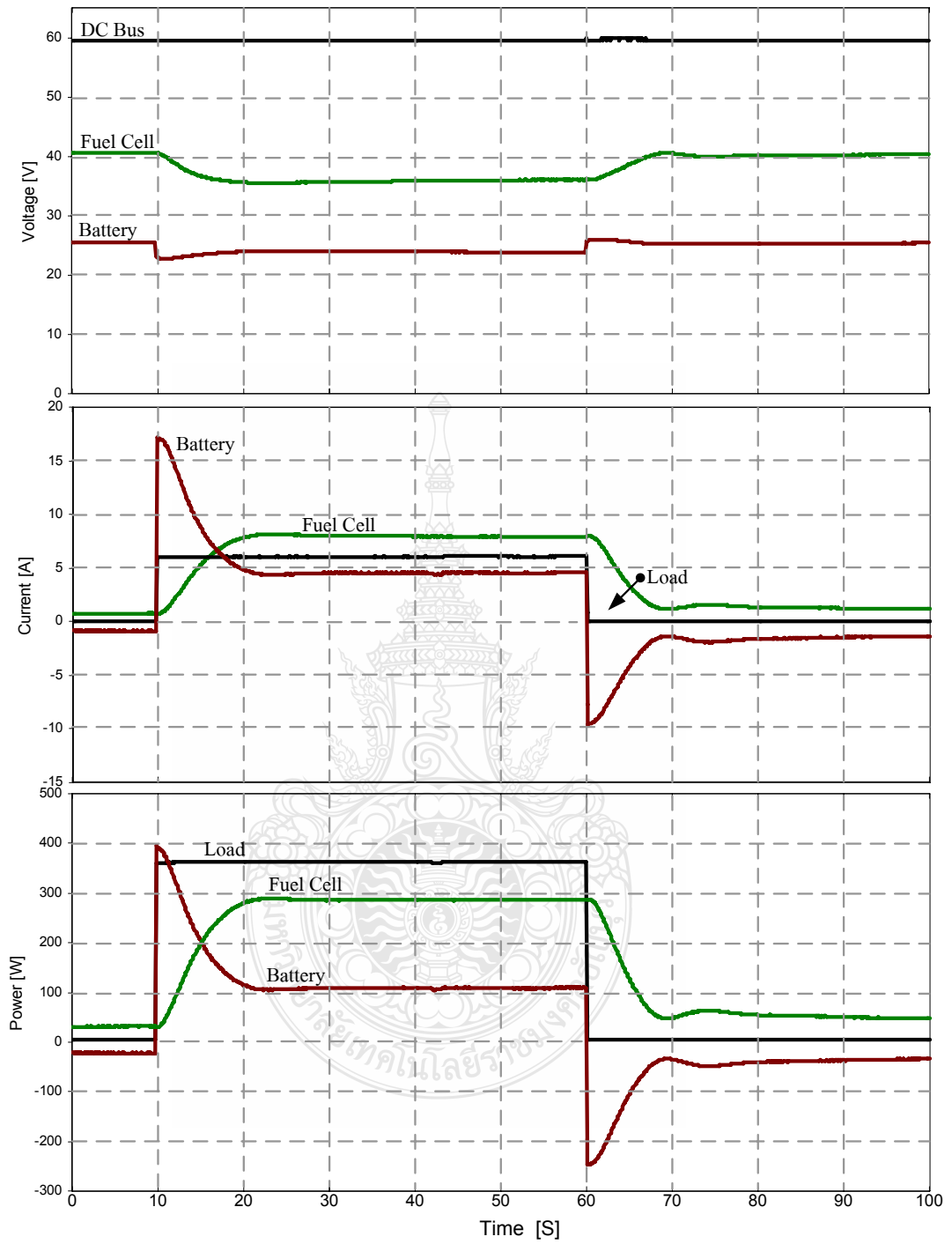
4.3.3.4 การทดลองครั้งที่ 1 โหลดขนาด 350 วัตต์

จากรูปที่ 4.14 ช่วงเวลา 0-10 S ซึ่งยังไม่มีโหลด แรงดันที่ DC Bus จะอยู่ที่ 60 V แรงดันเซลล์เชื้อเพลิงที่ 40 V (เป็นปกติในสถานะที่ไม่มีโหลด) และจะจ่ายประจุให้กับแบตเตอรี่เล็กน้อยประมาณ -0.5 A

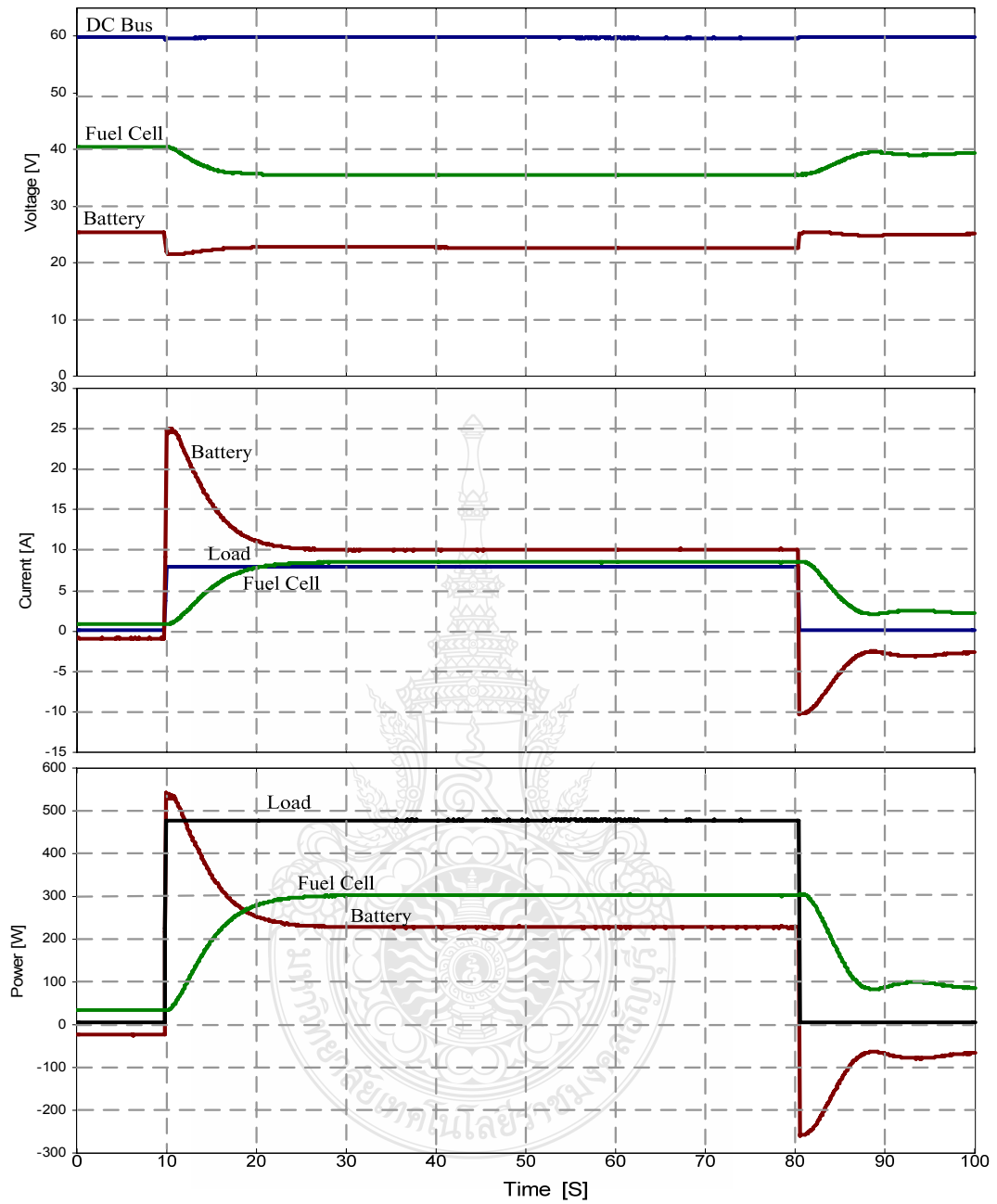
- ช่วงเวลา 10-20 S เป็นช่วงเวลาที่จ่ายโหลดให้กับแหล่งจ่าย จะเห็นว่า แรงดันของเซลล์เชื้อเพลิงจะตกลงมาเล็กน้อย ช่วงเวลานี้แบตเตอรี่จะเป็นตัวจ่ายกำลังงาน (Discharge Mode) ให้กับโหลดอย่างทันทีทำให้กระแสของแบตเตอรี่ขึ้นไปถึง 16.5 A ส่วนเซลล์เชื้อเพลิงจ่ายกระแส อย่างช้า ๆ และเมื่อเซลล์เชื้อเพลิงจ่ายกระแสได้สูงขึ้นแบตเตอรี่จะลดอัตราการจ่ายลง
- ช่วงเวลา 20-30 S เป็นช่วงเวลาที่โหลดคงที่ ทั้งแบตเตอรี่และเซลล์เชื้อเพลิงจะจ่ายกำลังงานร่วมกัน
- ช่วงเวลา 60-70 S หยุดจ่ายโหลด แบตเตอรี่หยุดจ่ายกระแสทันที กระแสของแบตเตอรี่ตกลงไปถึงประมาณ -7A เวลานี้เซลล์เชื้อเพลิงที่หยุดจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับโหลด จะจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับแบตเตอรี่แทนอย่างช้า ๆ แบตเตอรี่จะทำหน้าที่เก็บประจุ (Charge Mode)
- ช่วงเวลา 70 S เป็นต้นไป เป็นช่วงเวลาที่แบตเตอรี่เก็บประจุเต็ม จะกลับสู่สภาพเริ่มต้นใหม่อีกครั้ง

4.3.3.5 การทดลองครั้งที่ 2 โหลดขนาด 500 วัตต์

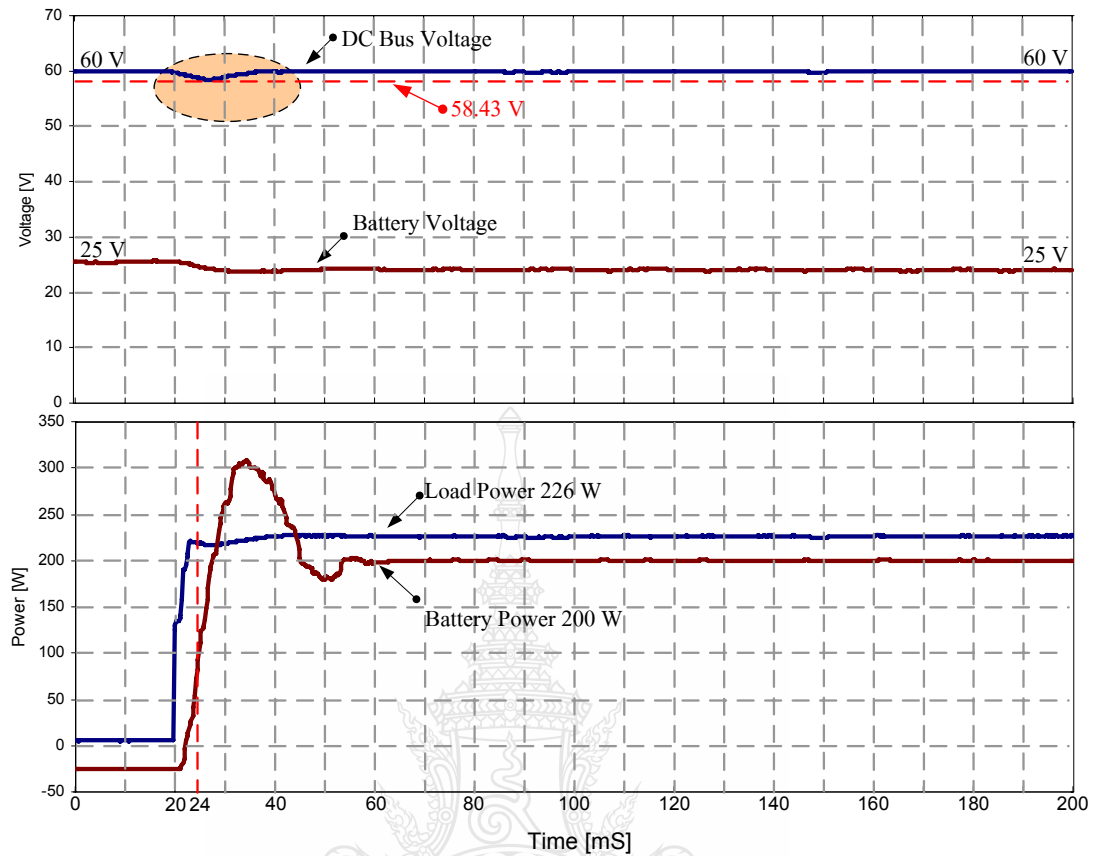
จากรูปที่ 4.15 ผลตอบสนองเมื่อจ่ายโหลดขนาด 500 วัตต์ให้กับวงจรจ่ายไฟ ผลตอบสนองจะเป็นไปในทิศทางเดียวกับการทดลองครั้งที่ 1 แต่จะเห็นว่าขณะสถานะมีโหลด แบตเตอรี่จะจ่ายกำลังงานได้ทันทีสูงถึงประมาณ 25 A



รูปที่ 4.14 ผลตอบสนองแรงดัน กระแส และกำลังงานของแหล่งจ่ายที่โหลดขนาด 350 วัตต์



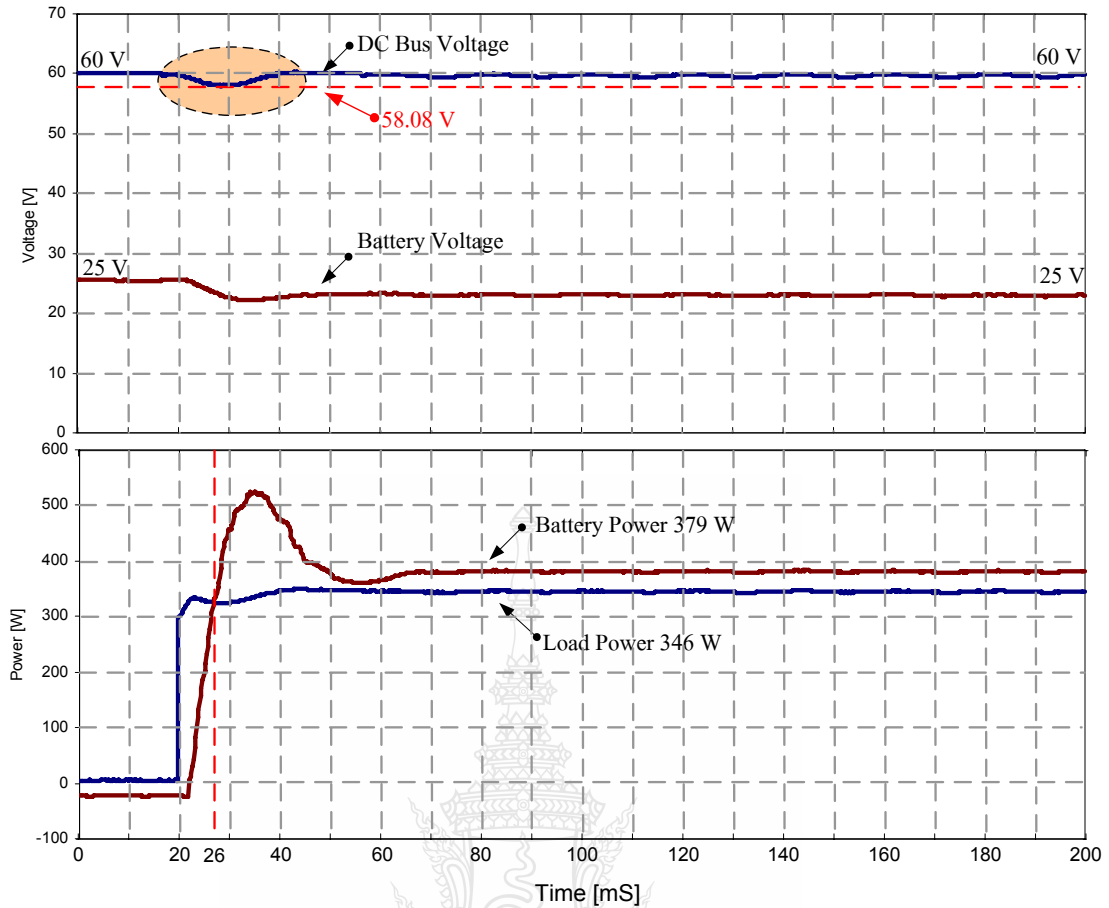
รูปที่ 4.15 ผลตอบสนองแรงดัน กระแส และกำลังงานของแหล่งจ่ายที่โหลดขนาด 500 วัตต์



รูปที่ 4.16 ผลตอบสนองของแหล่งจ่ายขณะสตาร์ทโหลดเมื่อควบคุมโหลดที่ 230 วัตต์

จากรูปที่ 4.16 แสดงให้เห็นถึงความเร็วของแบตเตอรี่ในการตอบสนองกำลังงานให้กับโหลด (Dynamic) ขณะที่ควบคุมกำลังของโหลดให้อยู่ที่ประมาณ 230 วัตต์ เมื่อมองผลด้านแรงดันบนบัสไฟตรงขณะที่ไม่มีโหลด แรงดันจะอยู่ที่ 60 V เมื่อจ่ายโหลดแรงดันจะตกลงชั่วขณะ โดยตกลงไปอยู่ที่ 58.43 V คิดเป็นเปอร์เซ็นต์เท่ากับ 2.61 %

เมื่อดูผลการตอบสนองด้านความเร็วในการจ่ายกำลังงาน จะพบว่าแบตเตอรี่ที่กำหนดให้เป็นแหล่งจ่ายกำลังงานขณะที่จ่ายโหลด จะจ่ายกำลังงานได้ช้ากว่าความต้องการของโหลดประมาณ 4 มิลลิวินาที



รูปที่ 4.17 ผลตอบสนองของแหล่งจ่ายขณะสตาร์ทโหลดเมื่อควบคุมโหลดที่ 350 วัตต์

จากรูปที่ 4.17 แสดงให้เห็นถึงความเร็วของแบตเตอรี่ในการตอบสนองกำลังงานให้กับโหลด (Dynamic) ขณะที่ควบคุมกำลังของโหลดให้อยู่ที่ประมาณ 350 วัตต์ เมื่อมองผลด้านแรงดันบนบัสไฟตรงขณะที่ไม่มีโหลด แรงดันจะอยู่ที่ 60 V เมื่อจ่ายโหลดแรงดันจะตกลงชั่วขณะ โดยตกลงไปอยู่ที่ 58.08 V คิดเป็นเปอร์เซ็นต์เท่ากับ 3.20 %

เมื่อดูผลการตอบสนองด้านความเร็วในการจ่ายกำลังงาน จะพบว่าแบตเตอรี่ที่กำหนดให้เป็นแหล่งจ่ายกำลังงานขณะที่จ่ายโหลด จะจ่ายกำลังงานได้ช้ากว่าความต้องการของโหลดประมาณ 6 มิลลิวินาที

4.4 ข้อสังเกตจากการทดลอง

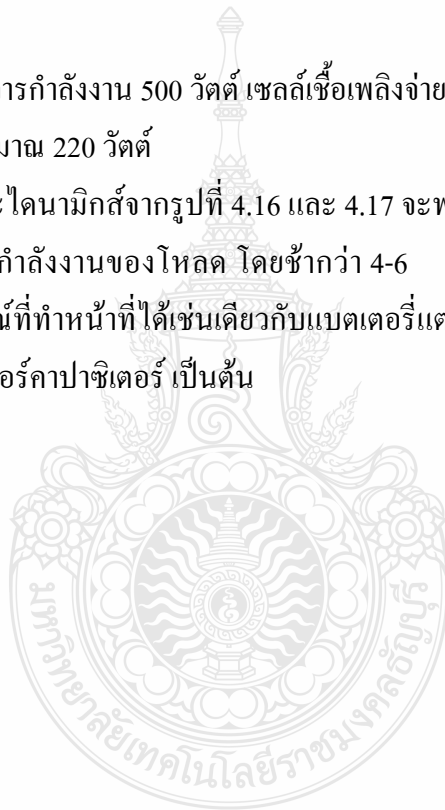
จากการทดสอบแหล่งจ่ายไฟตรงที่ได้รับการออกแบบไว้ พบว่า

1. แรงดันบนบัสไฟตรง (DC Bus) ก่อนข้างเรียบและสม่ำเสมอแม้จะอยู่ในสภาวะจ่ายโหลด โดยแรงดันจะตกลงขณะจ่ายโหลดที่ 2.61 % และ 3.20 % ตามลำดับ (เป้าหมายให้แรงดันบนบัสไฟตรงตกได้ไม่เกิน 10 %) โดยแรงดันตกครั้งนี้ไม่ส่งผลใด ๆ ต่อโหลด ทำให้เห็นถึงเสถียรภาพของแหล่งจ่ายและระบบควบคุมการจ่ายกำลังงาน ที่มีประสิทธิภาพดีพอสมควร

2. ขณะโหลดต้องการกำลังงาน 350 วัตต์ เซลล์เชื้อเพลิงซึ่งเป็นแหล่งจ่ายหลักจ่ายกำลังงานให้ประมาณ 280-300 วัตต์ ส่วนแบตเตอรี่ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายเสริมจ่ายกำลังงานให้กับโหลดประมาณ 80-90 วัตต์

3. ขณะที่โหลดต้องการกำลังงาน 500 วัตต์ เซลล์เชื้อเพลิงจ่ายกำลังงานประมาณ 300 วัตต์ ส่วนแบตเตอรี่จ่ายกำลังงานประมาณ 220 วัตต์

4. เมื่อสังเกตลักษณะไดนามิกส์จากรูปที่ 4.16 และ 4.17 จะพบว่าแบตเตอรี่จ่ายกำลังงานได้ช้าเมื่อเทียบกับความต้องการกำลังงานของโหลด โดยช้ากว่า 4-6 มิลลิวินาที จึงมีความจำเป็นต้องทำการศึกษา และหาอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ได้เช่นเดียวกับแบตเตอรี่แต่มีความไวในการจ่ายกำลังงานได้เร็วกว่ามาใช้งาน เช่น ซุปเปอร์คาปาซิเตอร์ เป็นต้น



บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์นี้ได้ออกแบบ สร้าง และทดสอบ วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ทบทแรงดันไฟฟ้า กระแสตรงแบบขนาน 4 เฟส, วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบ 2 ทิศทาง และส่วนควบคุมการผสมผสานกำลังงานโดยใช้ พี-ไอ คอนโทรล การควบคุมจะเป็นแบบอนาล็อกทั้งหมด โดยมีตัวประมวลผลทางคณิตศาสตร์ คือ dSPACE DS1104 มีแหล่งกำลังงานหลักคือเซลล์เชื้อเพลิง ชนิด PEMFC พิกัด 1.2 kW, 26 V, 46 A แหล่งจ่ายกำลังงานเสริมจากแบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด ขนาด 12 V, 12 Ah จำนวน 6 ลูก (พิกัดรวม 24 V, 36 Ah) ส่วนคอนเวอร์เตอร์จะใช้ MOSFET เป็นสวิทช์ ความถี่การสวิทช์ที่ 25 kHz พิกัดแรงดันที่ DC Bus 60 V และใช้ความต้านทานปรับค่าได้ชนิดกำลังสูง ขนาด 42 Ω เป็นโหลดในการทดสอบ

ผลการทดสอบแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบผสมผสานด้วยเซลล์เชื้อเพลิง และแบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด ที่นำเสนอ สามารถตอบสนองวัตถุประสงค์ในการทำงานทั้ง 3 สถานะ ตามเงื่อนไขที่ต้องการทุกประการ เมื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับ โหลดจะสามารถตอบสนองได้ภายใน เวลา 4-10 วินาที โดยยังสามารถรักษาระดับแรงดันบนบัสไฟตรงให้สม่ำเสมอได้อย่างดี

ข้อดีของระบบ

1. ระบบที่ออกแบบมีการใช้อุปกรณ์พื้นฐานทั่วไป หาซื้อได้ง่าย (ยกเว้นภาค Power Supply) ราคาไม่แพง เหมาะสำหรับเป็นต้นแบบงานวิจัย
2. การเลือกใช้วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ชนิดขนาด 4 เฟสเป็นการกำหนดให้อัตราการไหลของกระแสไฟฟ้าผ่านขดลวดตัวนำลดลง ทำให้สามารถลดขนาดขดลวดตัวนำ, ไดโอด, คาปาซิเตอร์ และ อุปกรณ์สวิทช์ (MOSFET) รวมถึงการลดความร้อนที่เกิดขึ้นจากการทำงานของอุปกรณ์ต่าง ๆ ลง
3. ระบบควบคุมไม่มีความซับซ้อน ออกแบบง่าย ได้ผลสำเร็จตามความต้องการเป็นอย่างดี

ข้อบกพร่องของระบบ

1. ทางด้านฮาร์ดแวร์
 - 1.1 ในช่วงทดสอบ ช่วงเริ่มต้นของการทบทแรงดันวงจรทบทแรงดันจะมีการดึงกระแสที่สูงมาก อาจจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตและตัวเก็บประจุเกิดความเสียหายได้ แก้ไขโดยนำค่าความต้านทาน 50 k Ω ต่อคร่อมขาเกตและขาซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อลดกระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตในช่วงเริ่มต้นของการทบทแรงดัน

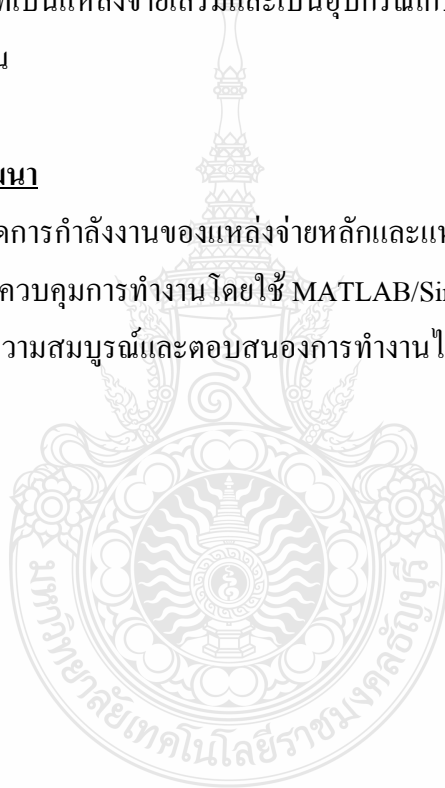
1.2 ภาค Power Supply สำหรับใช้เลี้ยงวงจรส่วนต่าง ๆ มีสัญญาณรบกวนค่อนข้างสูงอันเนื่องมาจากปัญหาด้านคุณภาพ แก้ไขโดยการใช่วงจร Power Supply ที่มีคุณภาพสูงแต่ค่อนข้างที่จะมีราคาแพง และต้องสั่งจากต่างประเทศ

2. ด้านสมรรถนะของกำลังงานที่ได้

ถึงแม้ว่าผลที่ได้จากการทดสอบในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นที่น่าพึงพอใจ เพราะแหล่งจ่ายสามารถตอบสนองความต้องการกำลังงานของโหลดได้อย่างรวดเร็ว แต่อาจจะยังช้าอยู่เมื่อนำไปใช้งานจริง เพราะเซลล์เชื้อเพลิงจะมีไดนามิกส์ต่ำ แม้จะมีการแก้ปัญหาหรือข้อจำกัดนี้โดยการใช้แบตเตอรี่เป็นแหล่งกำลังงานเสริมขณะที่โหลดสตาร์ท แต่แบตเตอรี่ยังไม่เร็วที่สุดอันเนื่องมาจากธรรมชาติของแบตเตอรี่ การแก้ปัญหาเมื่อจะนำไปประยุกต์ใช้กับงานจริงจะต้องพิจารณาอุปกรณ์อื่น ๆ ที่มีความสามารถทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายเสริมและเป็นอุปกรณ์เก็บสำรองกำลังงานส่วนเกินได้ เช่น ซุปเปอร์คาปาซิเตอร์ เป็นต้น

ข้อเสนอแนะสำหรับการพัฒนา

ในส่วนควบคุมการจัดการกำลังงานของแหล่งจ่ายหลักและแหล่งจ่ายเสริมในวิทยานิพนธ์เล่มนี้เป็นการเขียนโปรแกรมเพื่อควบคุมการทำงานโดยใช้ MATLAB/Simulink จึงควรจะพัฒนาจัดทำเป็นคอนโทรลยูนิต เพื่อให้เกิดความสมบูรณ์และตอบสนองการทำงานได้อย่างครบถ้วน



เอกสารอ้างอิง

- [1] รศ. ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน. วุฒิพล ธาราธิรเศรษฐ์. “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง” หจก. วี.เจ. พรินต์ติ้ง, 2547.
- [2] สมบูรณ์ มาลานนท์. สมคิด วิริยประสิทธิ์ชัย, “แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง” หจก. สำนักพิมพ์ ฟิสิกส์เซ็นเตอร์
- [3] สุวัฒน์ คั่น. “เทคนิคและการออกแบบสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย” ฝ่ายวิจัยและพัฒนาบริษัท เอนเทลไทย จำกัด , 2537
- [4] อาทิตยา ขนานแข็ง. “การออกแบบวงจรแปลงผันแบบอินเวอร์ตล์ฟ-ดูอัล-บูสต์ เพื่อประยุกต์ใช้กับเซลล์เชื้อเพลิง” ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2550
- [5] EG&G Technical Services, Inc. “Fuel Cell Handbook (Seventh Edition)” November 2004.
- [6] <http://www.carbatt.com/index.php?lay=show&ac=article&Id=374164> “โครงสร้างแบตเตอรี่ กรด-ตะกั่ว”
- [7] R. Krishnan “ELECTRIC MOTOR DRIVES Modeling, Analysis, and Control” Virginia Tech, Blacksburg, VA ISBN 0-13-091014-7
- [8] Phatiphat Thounthong, Bernard Davat “Fuel Cell Energy Source for Electric Vehicle Applications” Nova Science Publishers, Inc. Newyork ISBN 978-1-60456-595-5 (softeover)
- [9] P. Thounthong and P.Sethkul “Fuel cell Power Generator” EECON-29, pp. 309-312, Nov 2006
- [10] P. Thounthong “Fuel Cell/Battery Powered Electric Vehicle System” EECON-29, pp.361-364, Nov 2006
- [11] P. Thounthong, S. Raël and B. Davat, “Test Bench of a PEM Fuel Cell with Low Voltage Static Converter,” *J. Power Sources*, vol.153, pp. 145-150, Jan. 23, 2006
- [12] P. Thounthong, S. Raël and B. Davat, “A PEM Fuel Cell Converter for Automotive Electrical System” EECON-27 pp.481-484, Sep 2004

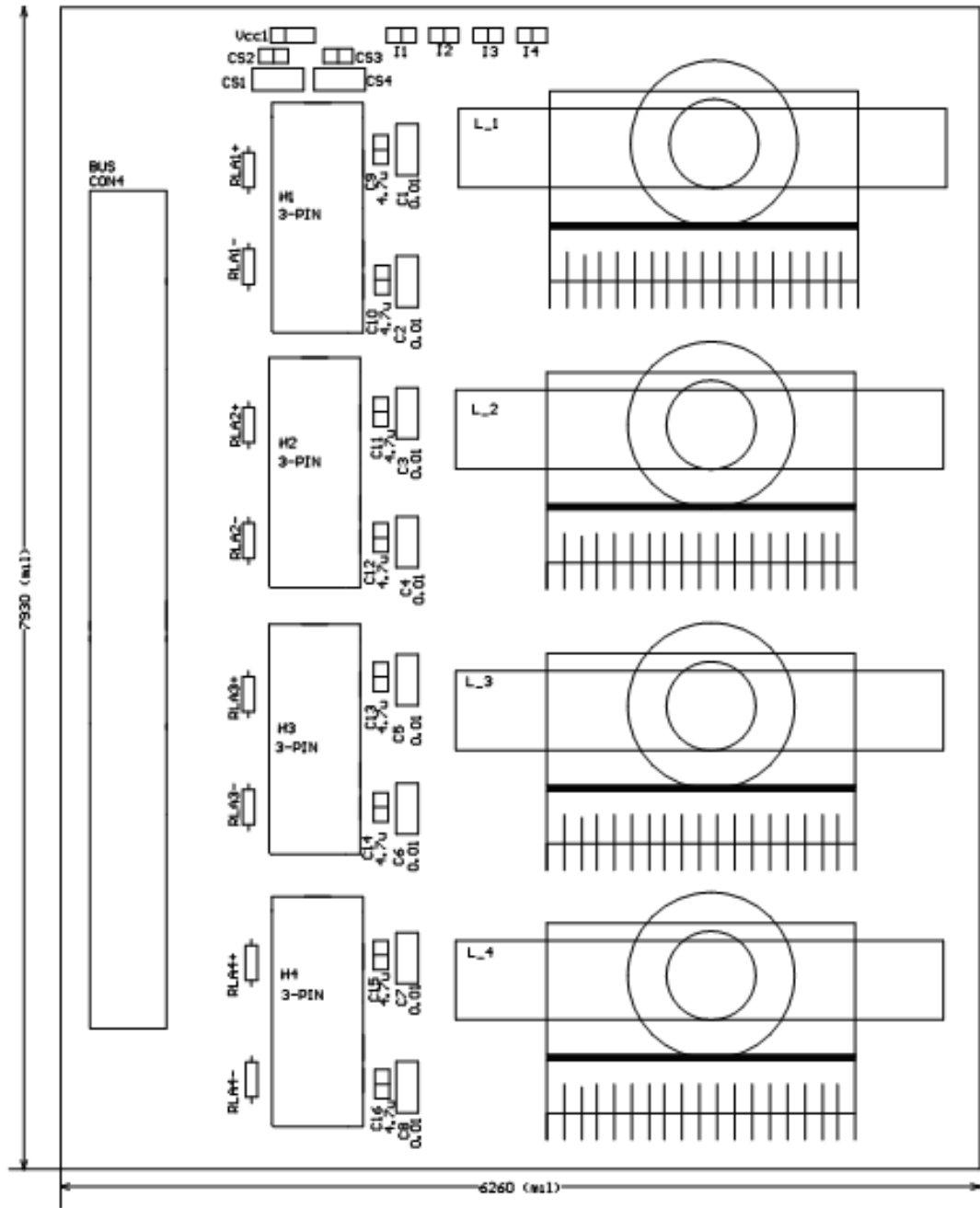
- [13] P. Thounthong, S. Raël and B. Davat “Control Strategy of Fuel Cell and Supercapacitors Association for a Distributed Generation System” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, Dec 2007



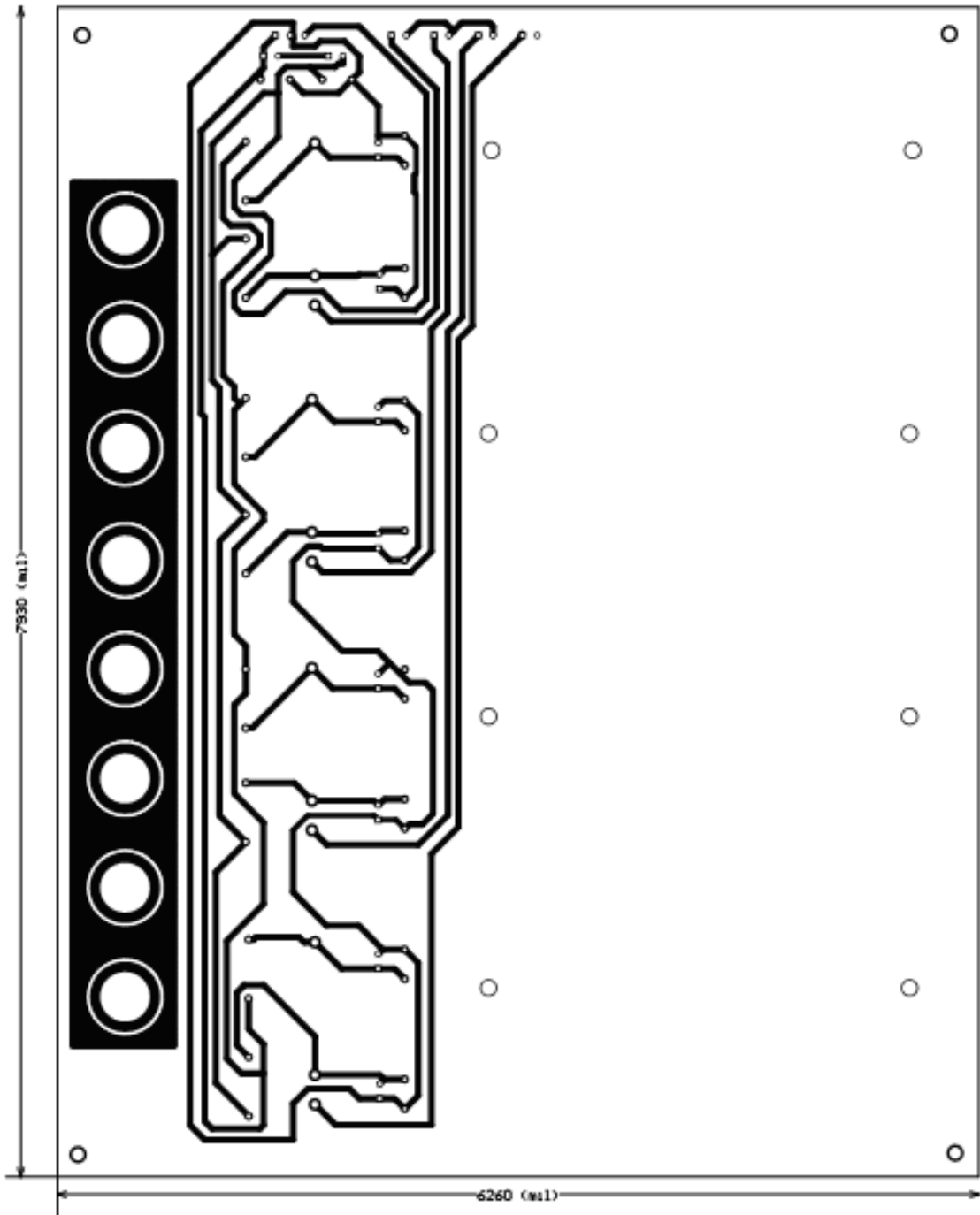
ภาคผนวก ก

ลายวงจรพิมพ์และตำแหน่งการวางอุปกรณ์บัสต์คอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส

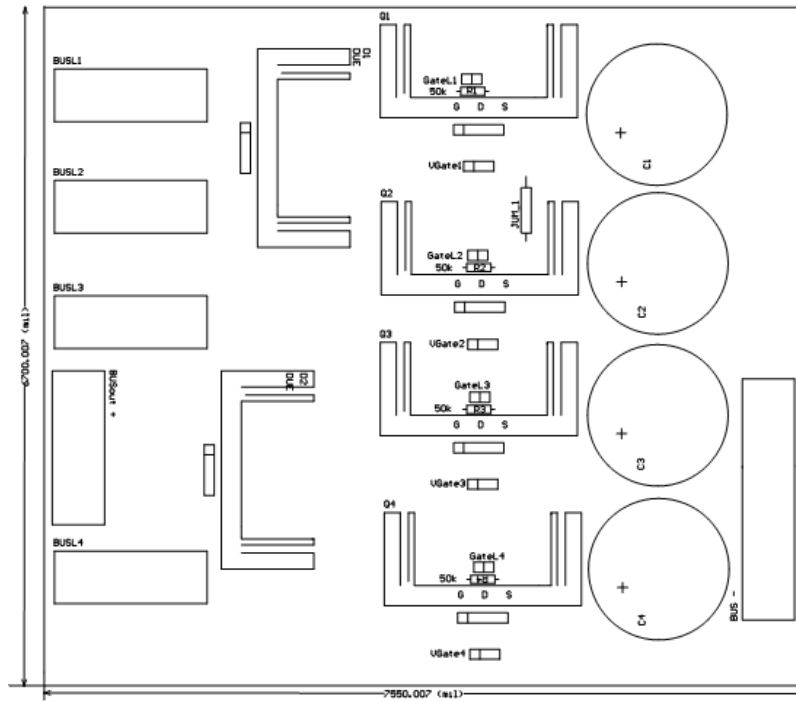




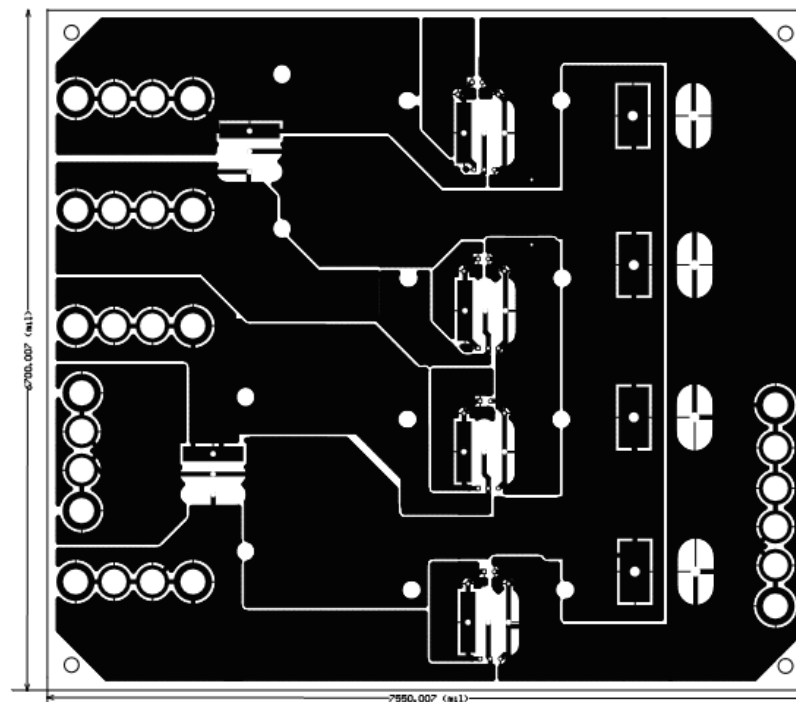
รูปที่ ก.2 การวางอุปกรณ์ของวงจรหม้อแปลงแรงดันแบบ 4 เฟส ภาคกำลังส่วนที่ 1



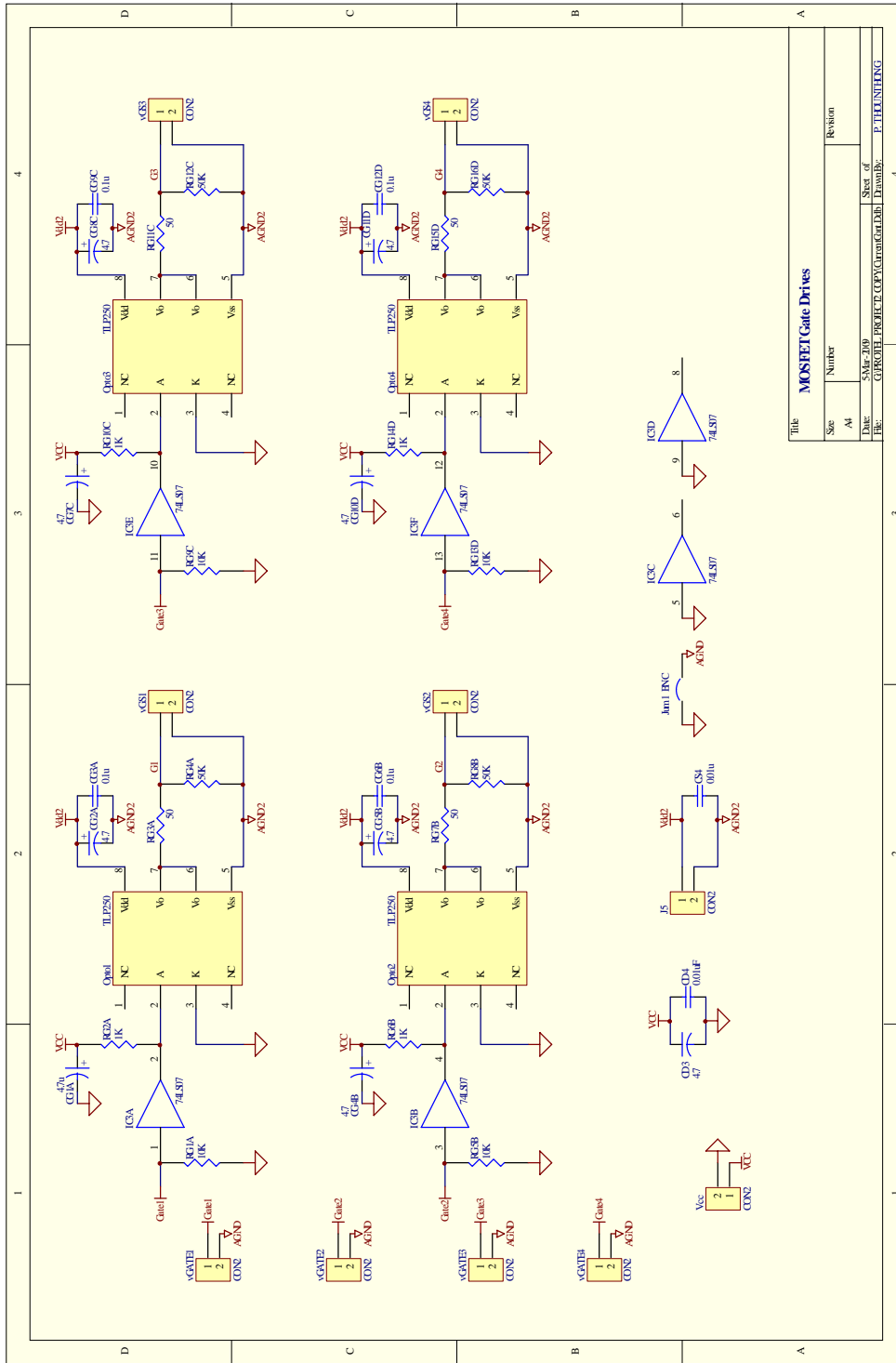
รูปที่ ก.3 ลายวงจรพิมพ์ของวงจรทบทแรงดันแบบ 4 เฟส ภาคกำลังส่วนที่ 1



รูปที่ ก.5 การวางอุปกรณ์วงจรทบทแรงดันแบบ 4 เฟส ภาคกำลังส่วนที่ 2

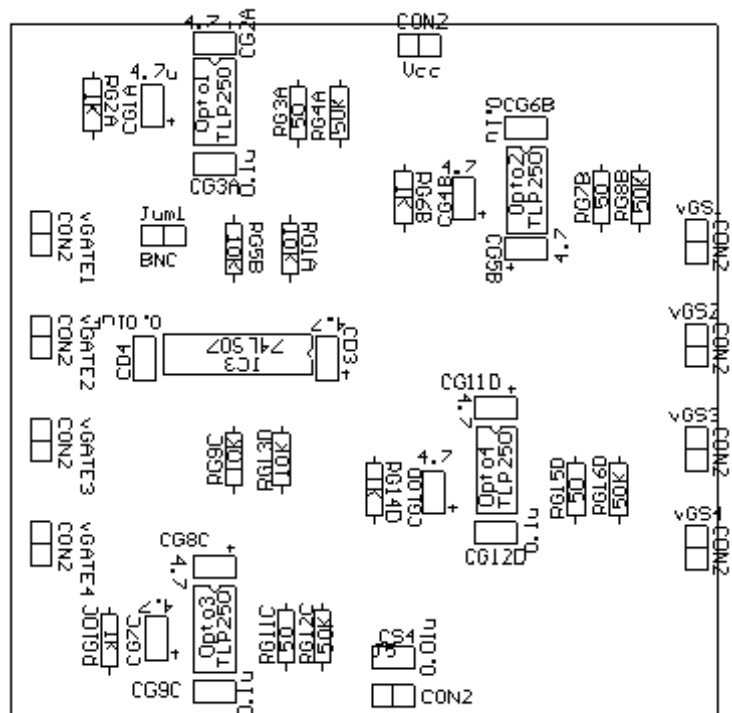


รูปที่ ก.6 ลายวงจรพิมพ์ของวงจรทบทแรงดันแบบ 4 เฟส ภาคกำลังส่วนที่ 2

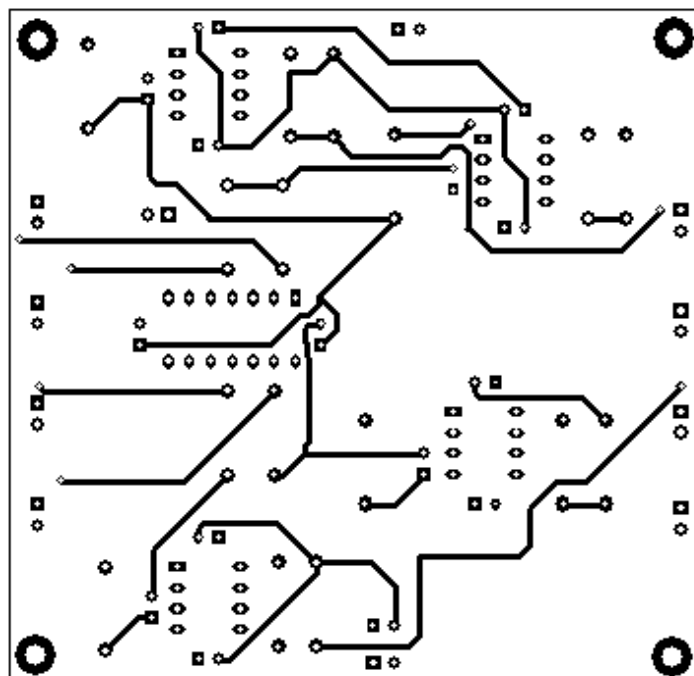


Title		MOSFET Gate Drives	
Size	Number	Revision	
A1			
Date:	SM-200	Sheet of	
File:	C:\PROG1\PROJECT\GFP\GFP\GFP\GFP.Dwg	DrawBy: P. THUNHUNG	

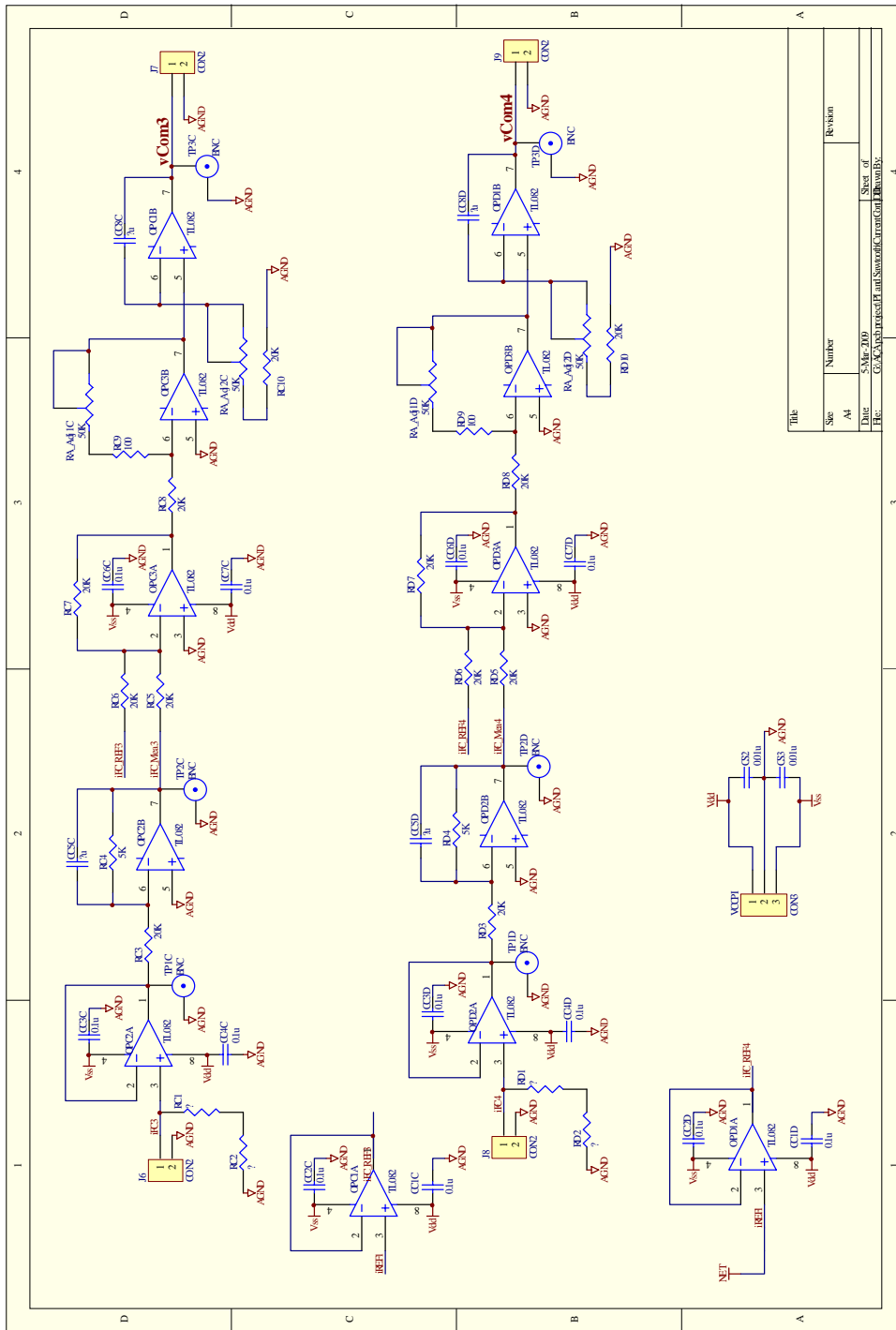
รูปที่ ก.7 วงจร Gate Drive



รูปที่ ก.8 การวางอุปกรณ์ของวงจร Gate Drive

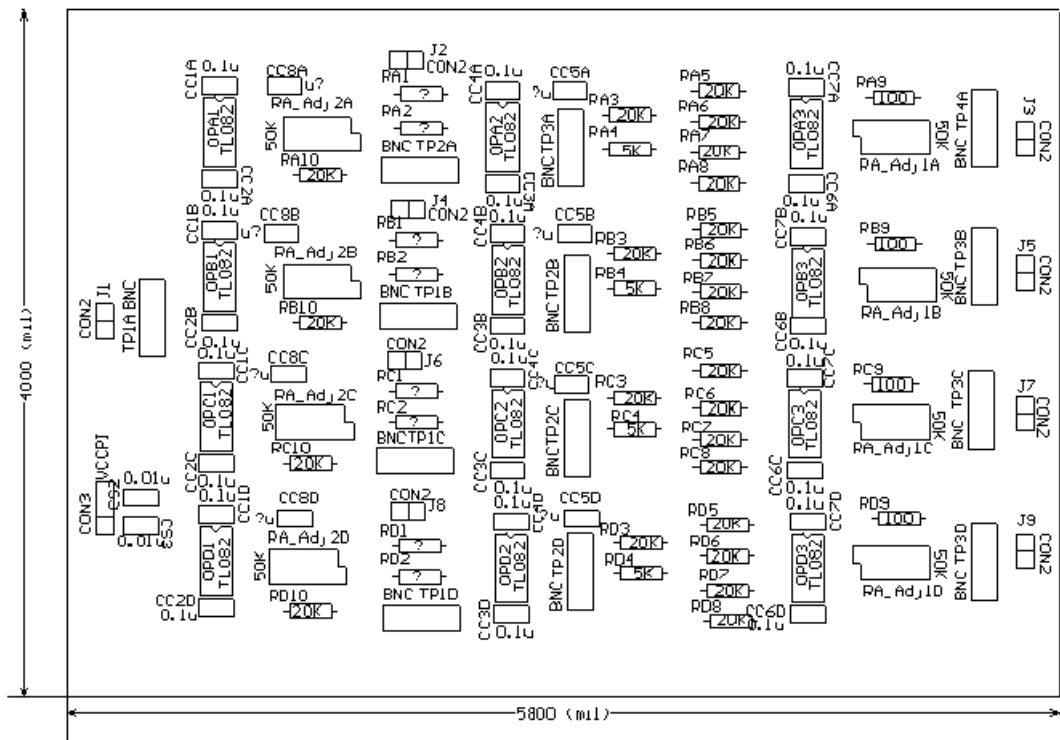


รูปที่ ก.9 ลายวงจรพิมพ์ของวงจร Gate Drive

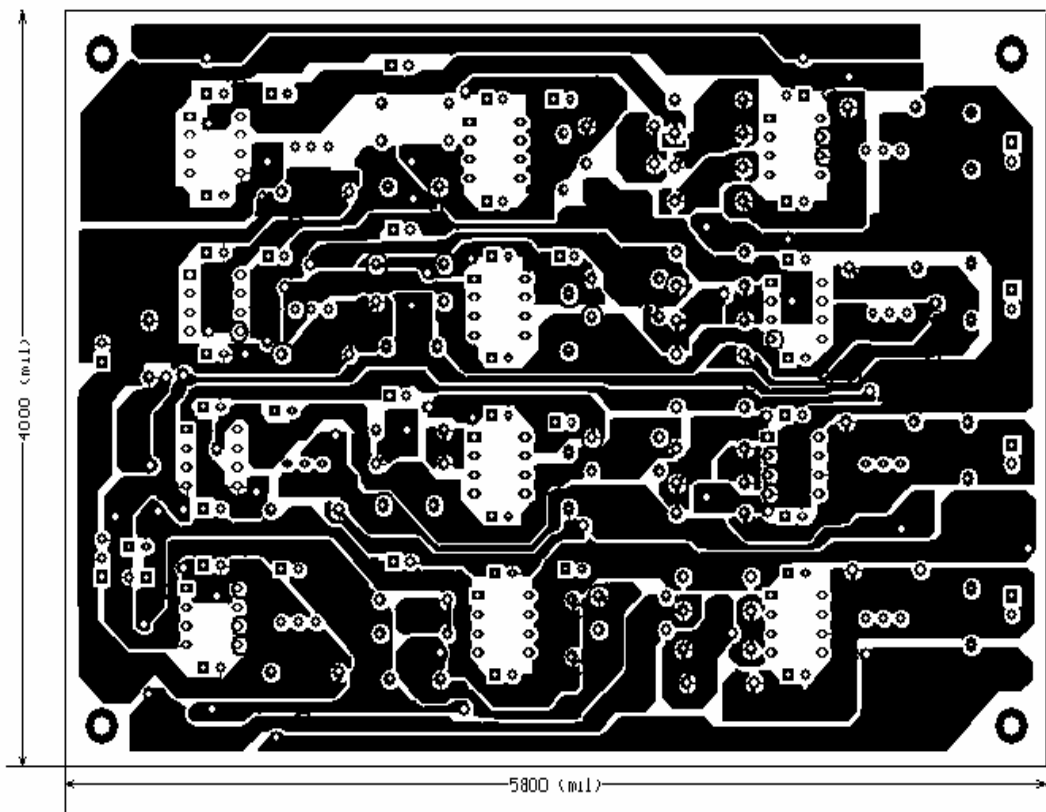


Title			
Site	Number	Revision	
A4			
Date	S.Mc.D.P.P	Sheet of	
File:	G:\K\electronics\Print\Schematic\Current\Control\PI\PI.vsb		

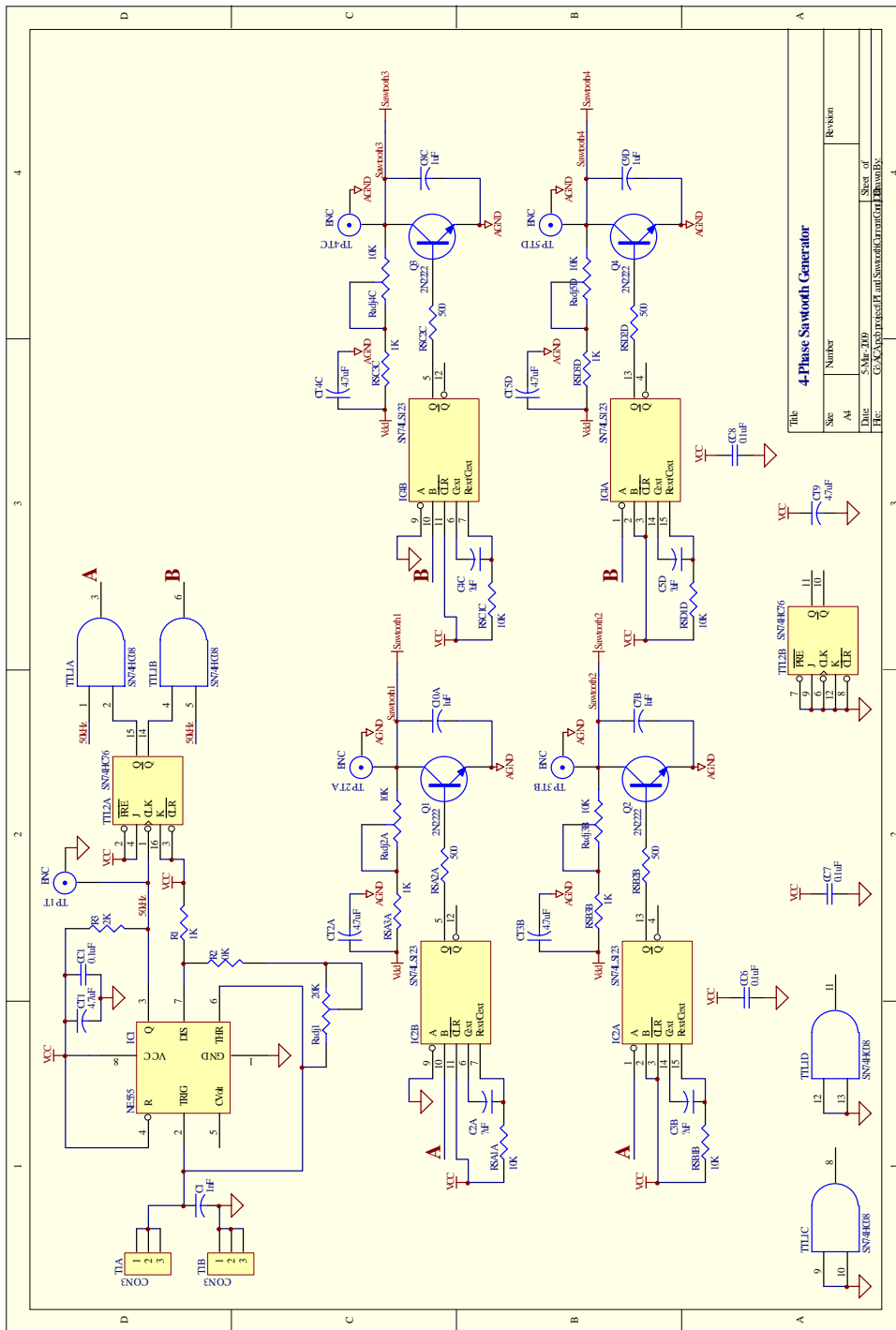
รูปที่ ก.10 วงจร PI Control



รูปที่ ก.11 การวางอุปกรณ์ของวงจร PI Control

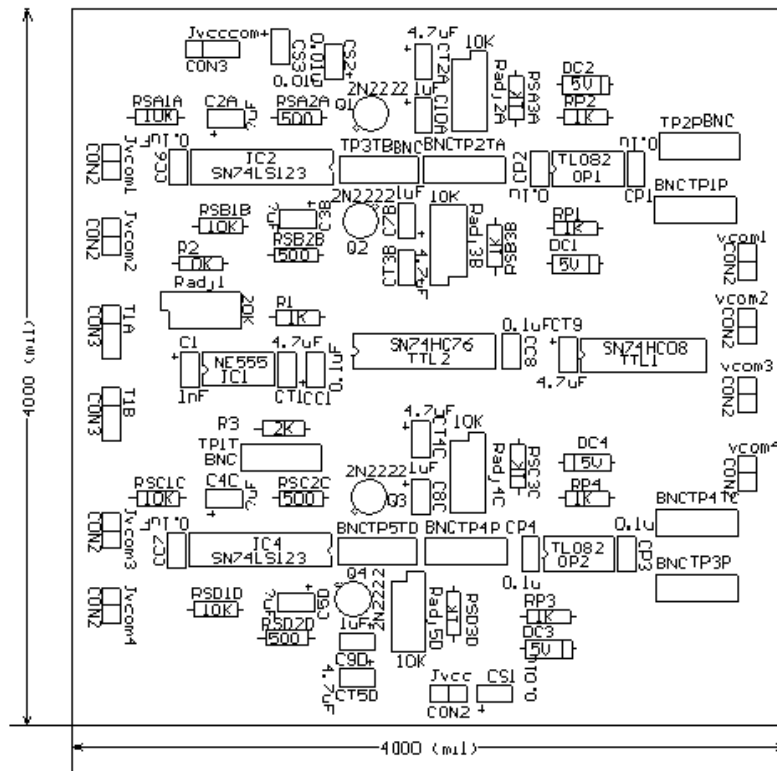


รูปที่ ก.12 ลายวงจรพิมพ์ของวงจร PI Control

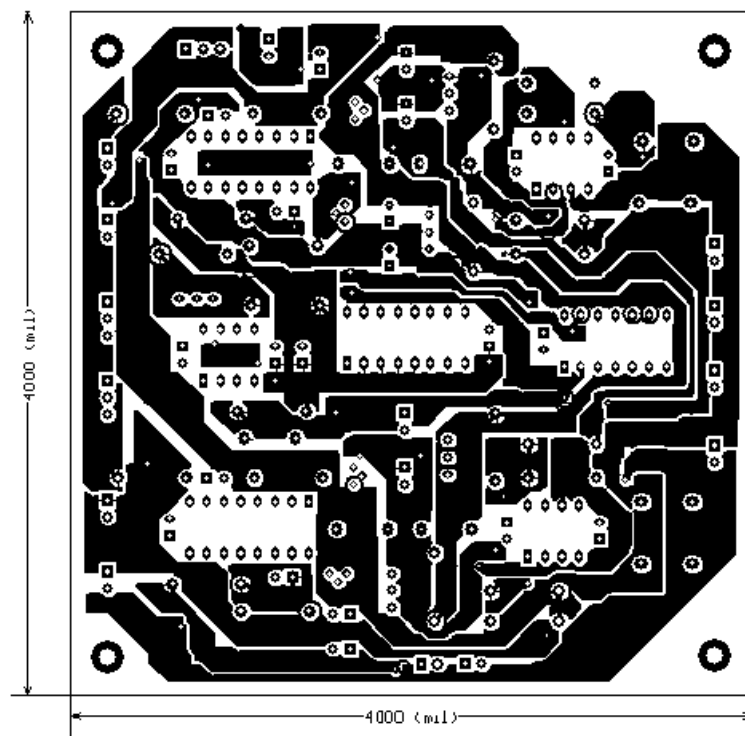


4-Phase Sawtooth Generator		
Site	Number	Revision
A4		
Date	5-Mar-2009	Sheet of
File	C:\Projects\4PhaseSawtoothGenerator\4PhaseSawtoothGenerator.dwg	4

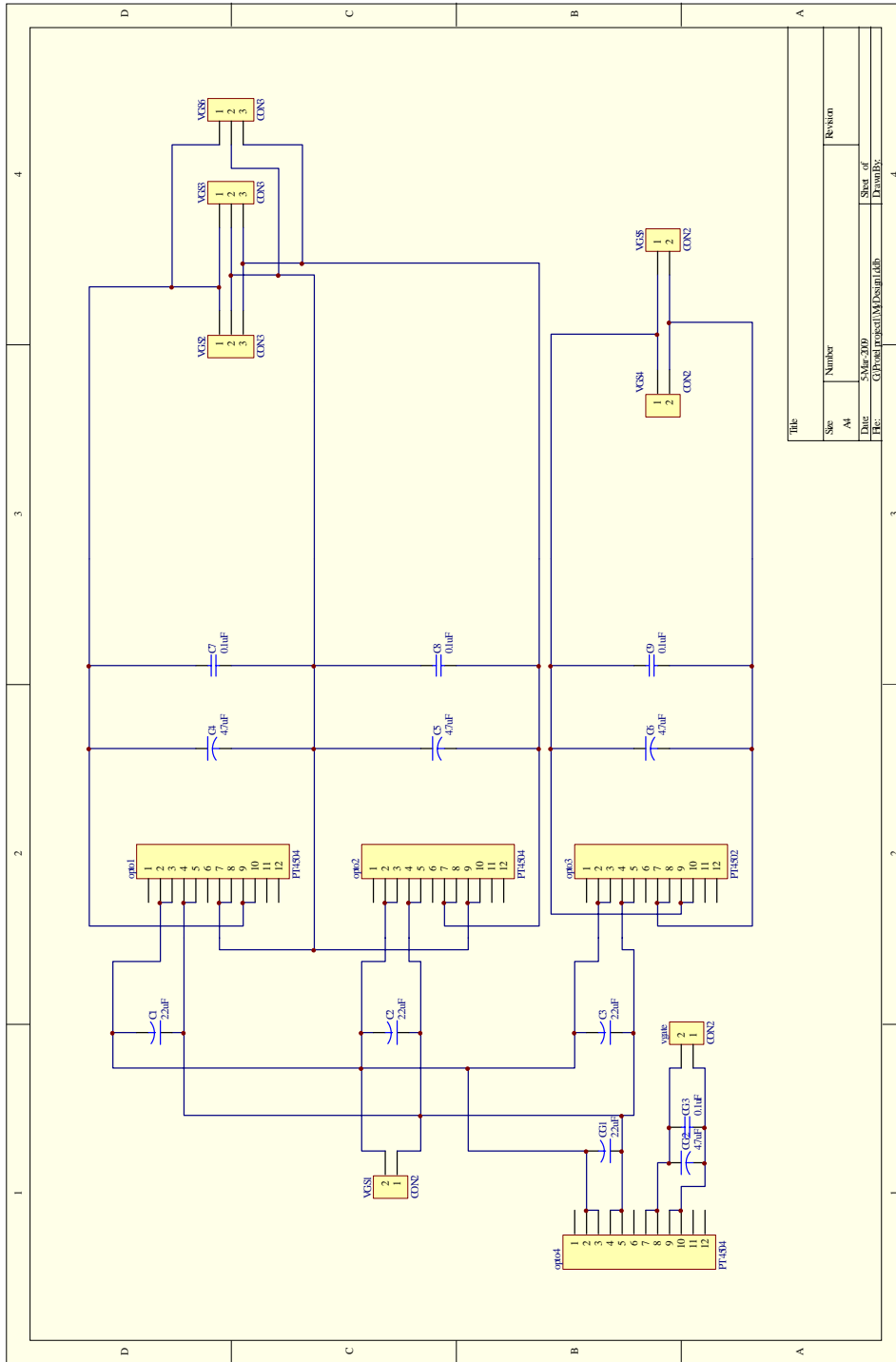
รูปที่ ก.13 3305 PWM



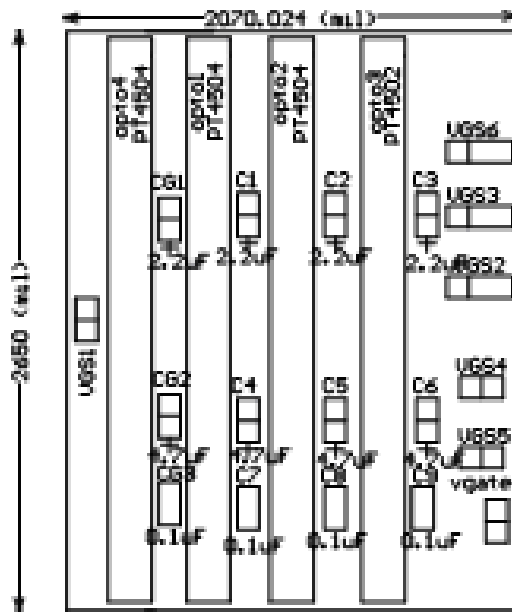
รูปที่ ก.14 การวางอุปกรณ์ของวงจร PWM



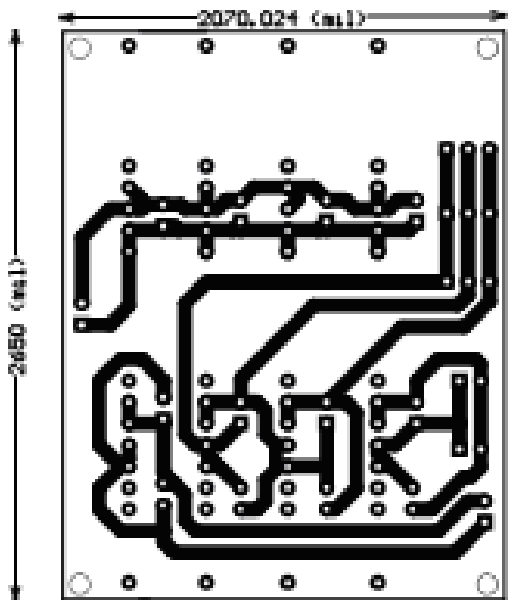
รูปที่ ก.15 ลายวงจรพิมพ์ของวงจร PWM



รูปที่ ก.16 วงจรแหล่งจ่ายไฟลิซี 24 V



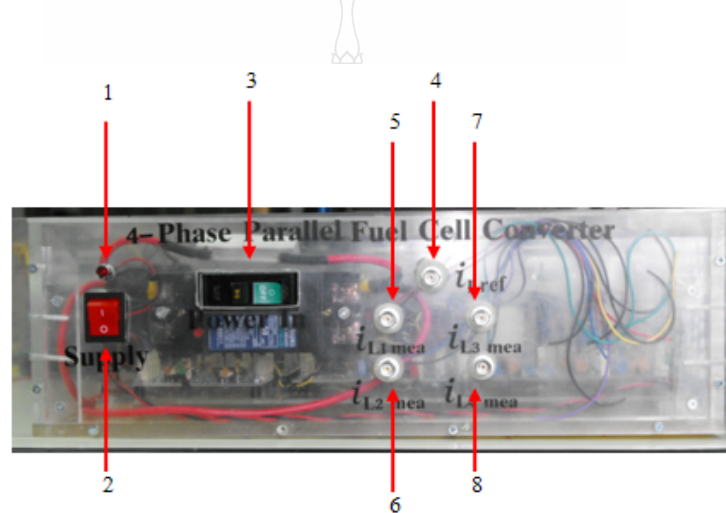
รูปที่ ก.7 การวางอุปกรณ์ของวงจรแหล่งจ่ายไฟดีซี 24 V



รูปที่ ก.18 ลายวงจรพิมพ์ของวงจรแหล่งจ่ายไฟดีซี 24 V

การจัดวางตำแหน่งของอุปกรณ์ต่างๆ ด้านหน้าของเครื่องตามรูปที่ ก.19

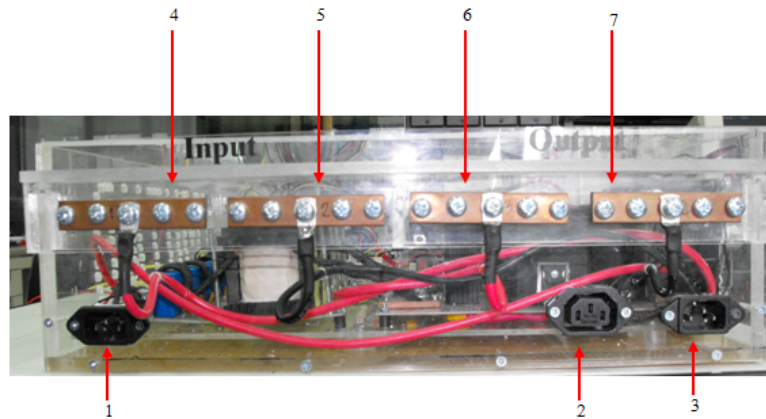
1. สวิตช์แหล่งจ่ายไฟ 24 V
2. หลอด LED แสดงแหล่งจ่ายไฟ 24 V
3. เบรกเกอร์ 50A ของชุดคอนเวอร์เตอร์
4. บีเอ็นซีสำหรับรับสัญญาณแรงดันอ้างอิงภายนอก
5. บีเอ็นซีสำหรับวัดสัญญาณกระแสจากตัวเหนี่ยวนำตัวที่ 1
6. บีเอ็นซีสำหรับวัดสัญญาณกระแสจากตัวเหนี่ยวนำตัวที่ 2
7. บีเอ็นซีสำหรับวัดสัญญาณกระแสจากตัวเหนี่ยวนำตัวที่ 3
8. บีเอ็นซีสำหรับวัดสัญญาณกระแสจากตัวเหนี่ยวนำตัวที่ 4



รูปที่ ก.19 ด้านหน้ากล่องบรรจุชุดคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส

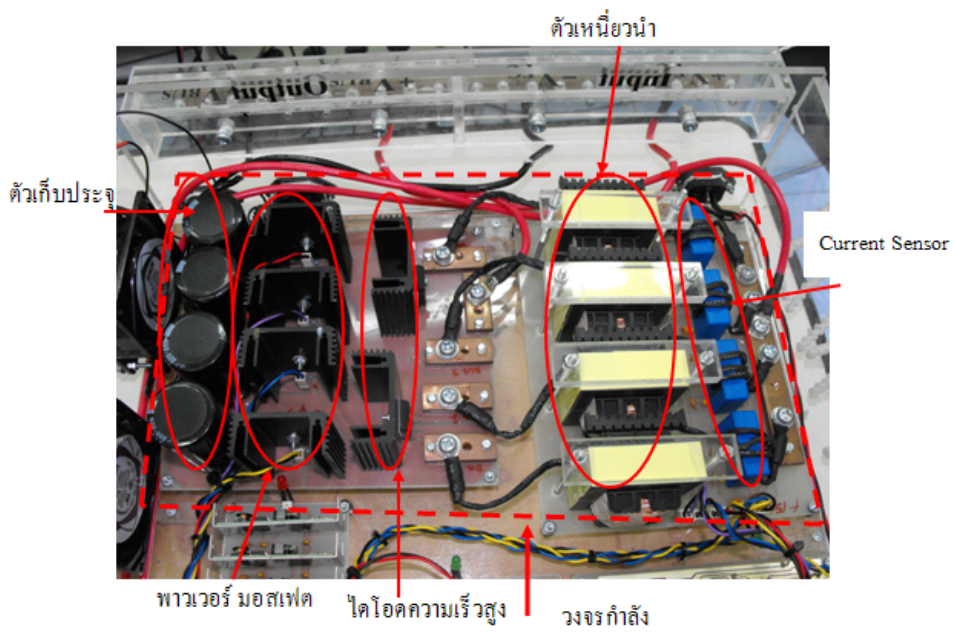
อุปกรณ์ด้านหลังของเครื่องจุดต่างๆ ถูกจัดวางไว้ตามตำแหน่งที่ปรากฏในรูปที่ ก.20

1. ไฟเลี้ยงวงจร 24 โวลต์ ดีซี
2. ไฟเลี้ยงพัลลวม 220 โวลต์ เอซี
3. 220 โวลต์ เอาต์พุต
4. ดีซีบัสอินพุตบวก
5. ดีซีบัสอินพุตลบ
6. ดีซีบัสเอาต์พุตบวก
7. ดีซีบัสเอาต์พุตลบ

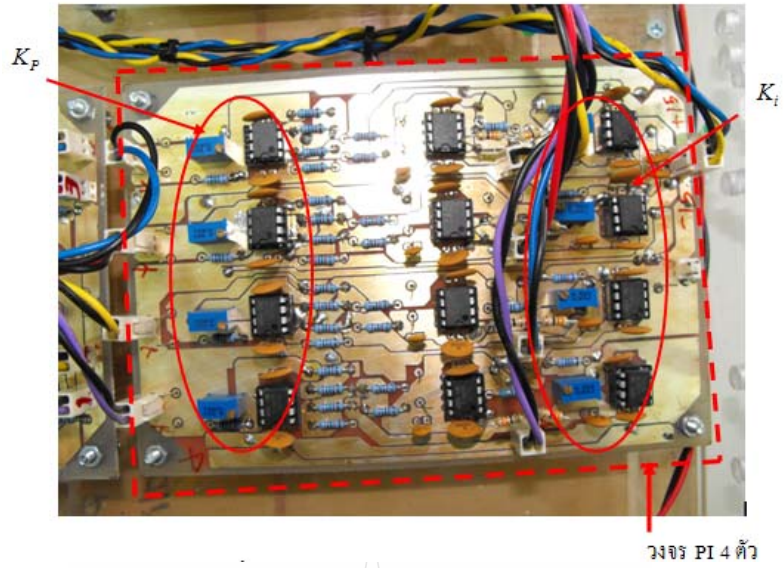


รูปที่ ก.20 ด้านหลังกล่องบรรจุชุดคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส

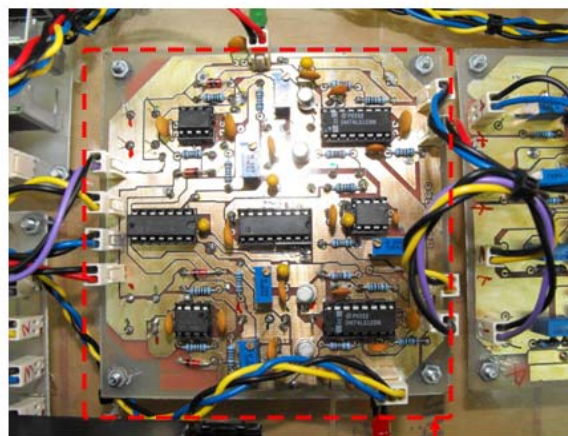
ส่วนต่าง ๆ ของวงจรภายในเครื่อง



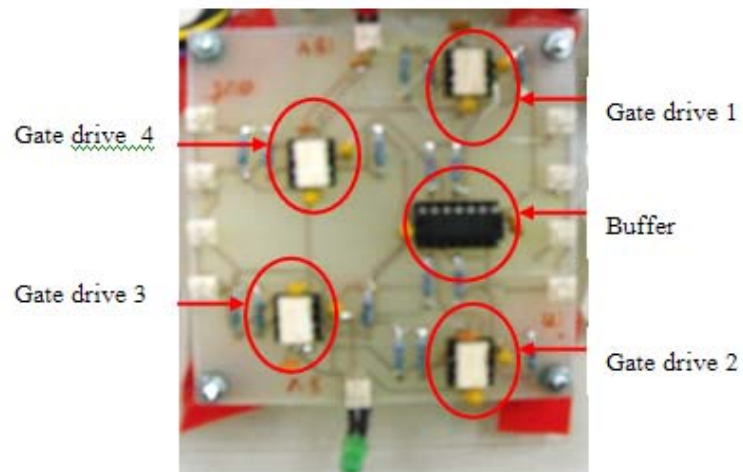
รูปที่ ก.21 ด้านในภาควงจรกำลัง



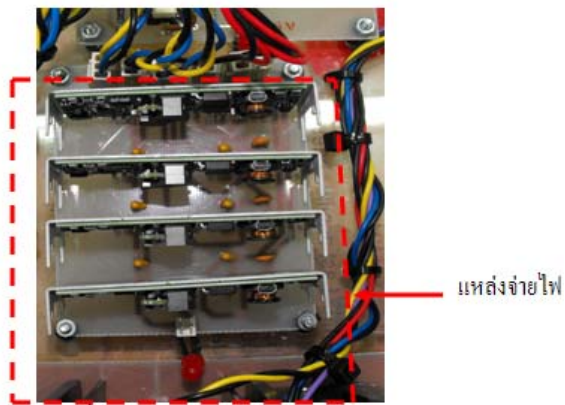
รูปที่ ก.22 ด้านในภาควงจรควบคุม PI 4 สัญญาณ



รูปที่ ก.23 ด้านในภาควงจรควบคุม ชุดสร้าง PWM 4 สัญญาณ



รูปที่ ก.24 ด้านในภาควงจรควบคุม ชุดสร้างGate Drive 4 ตั้ญญาณ



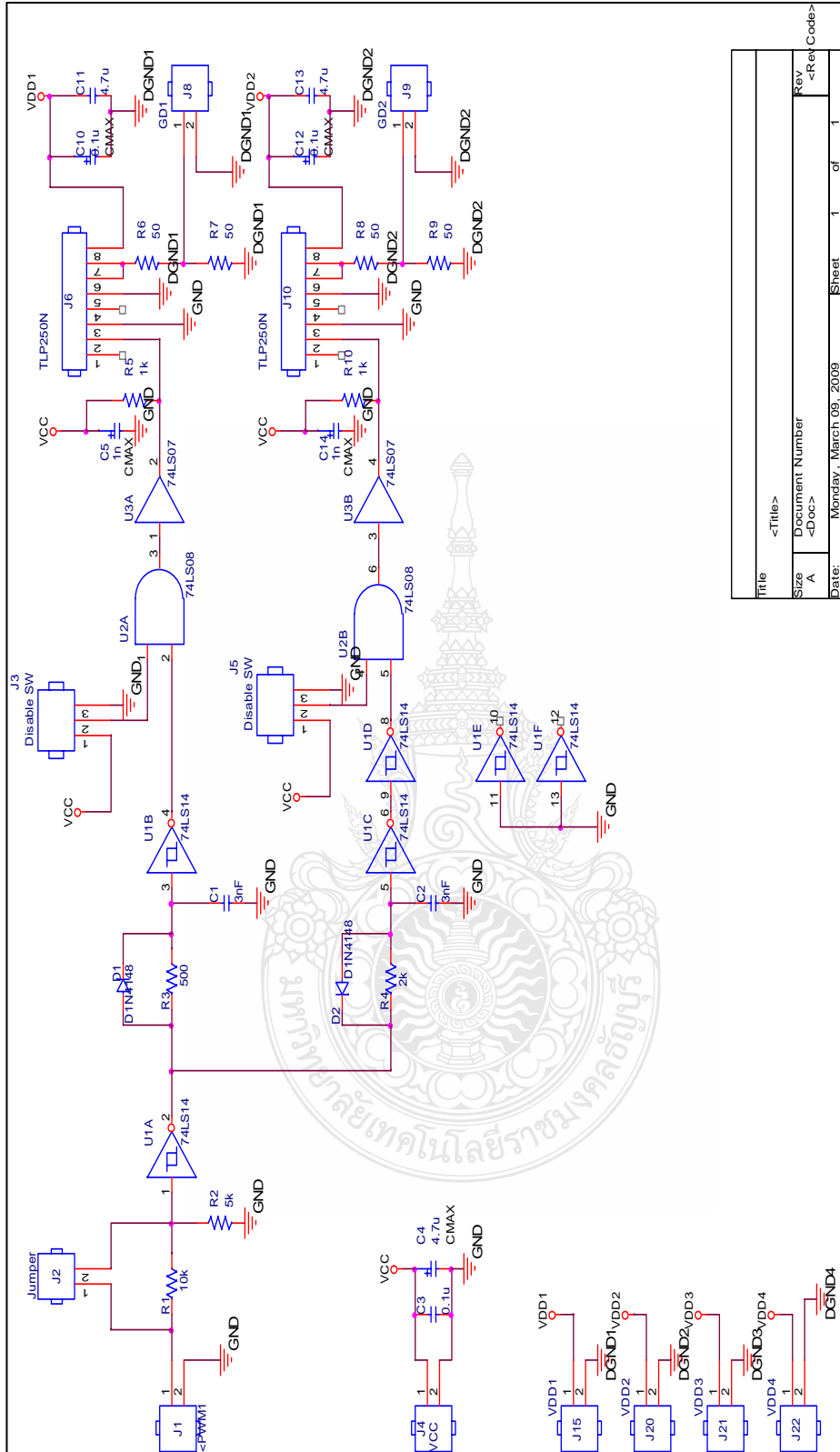
รูปที่ ก.25 ชุดแหล่งจ่ายไฟสำหรับวงจร



ภาคผนวก ข

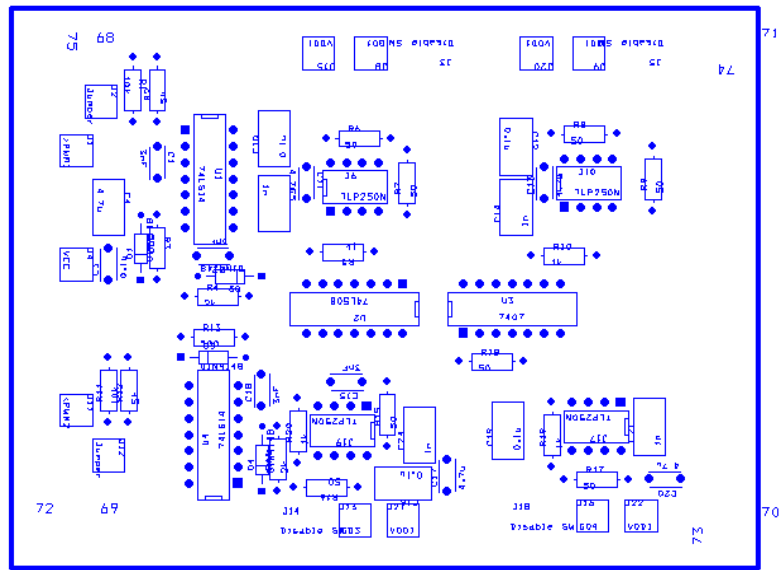
ลายวงจรพิมพ์ การวางตำแหน่ง คอนเวอร์เตอร์แบบ 2 ทิศทาง



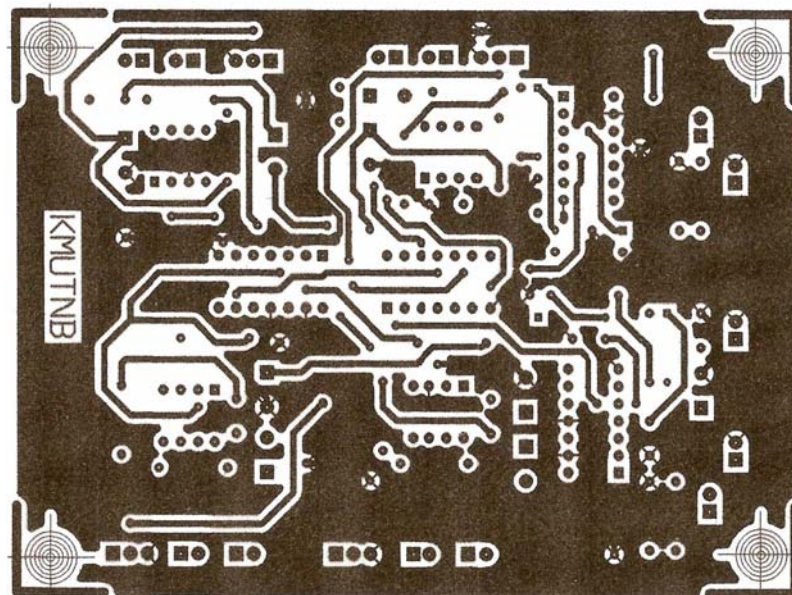


Title	<Title>
Size	Document Number
Rev	<Rev>
Date:	Monday, March 09, 2009
Sheet	1 of 1
Rev	<Rev Code>

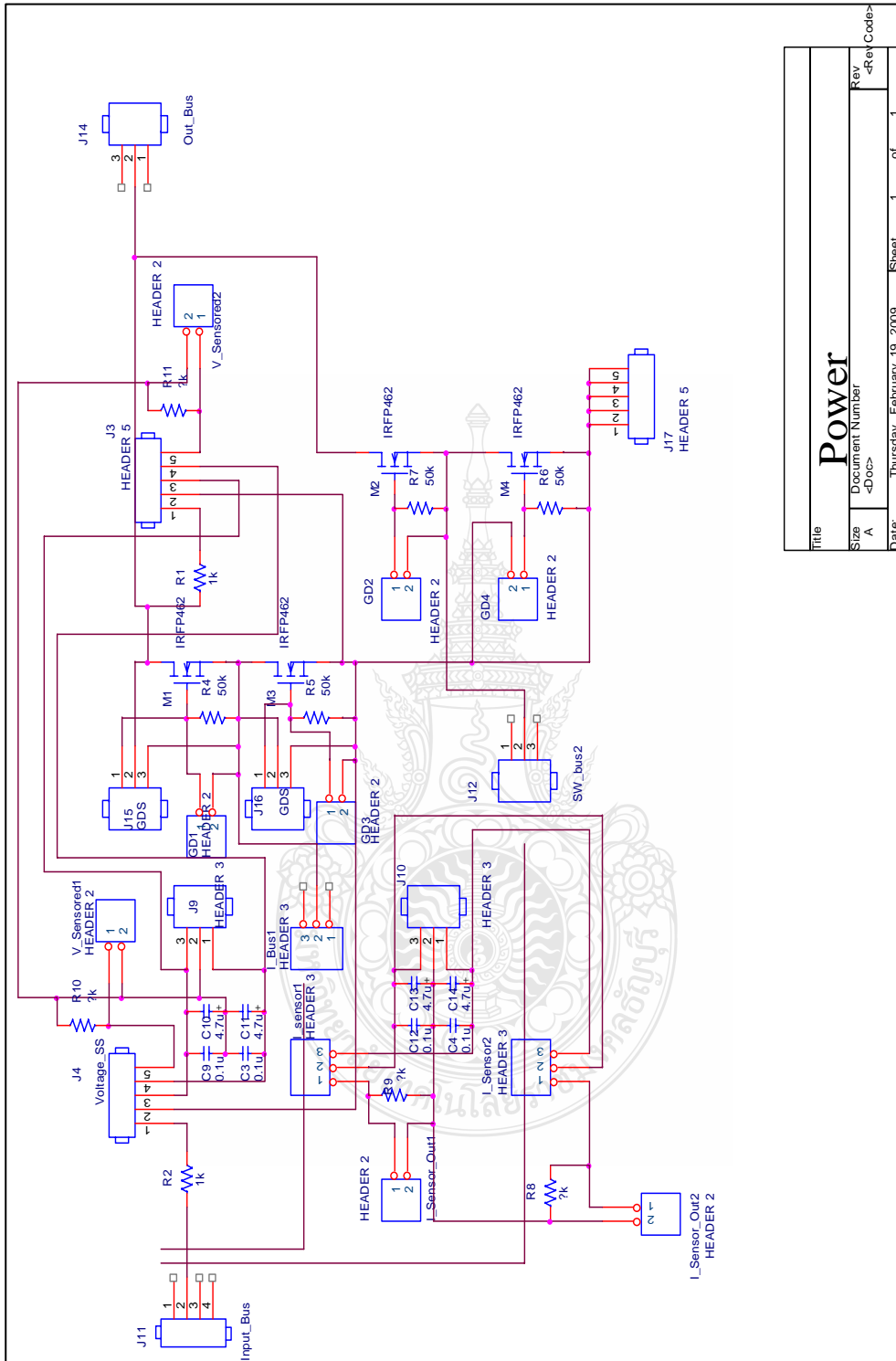
รูปที่ ข.1 วงจร Dead Time และวงจรขั้วเกิดแผ่นที่ 1/2



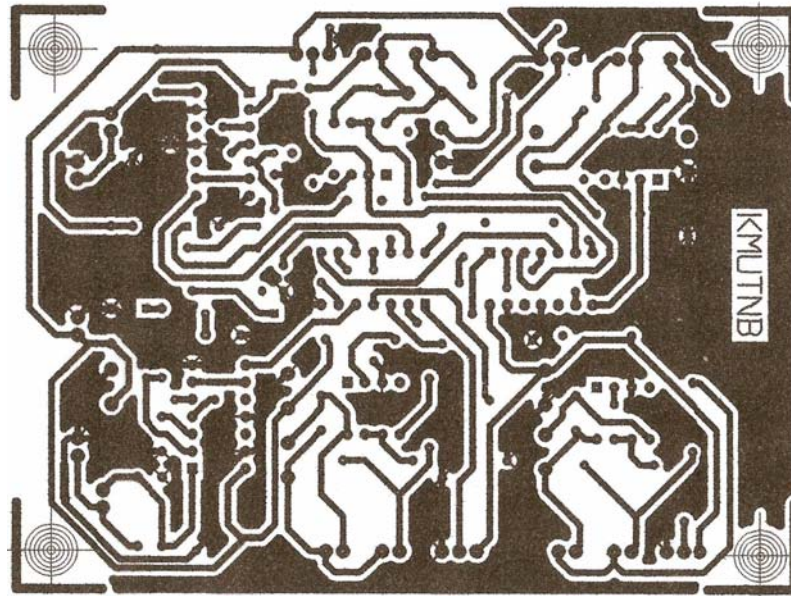
รูปที่ ข.3 การวางตำแหน่งอุปกรณ์ในวงจร Dead Time และวงจรขั้วเบรก



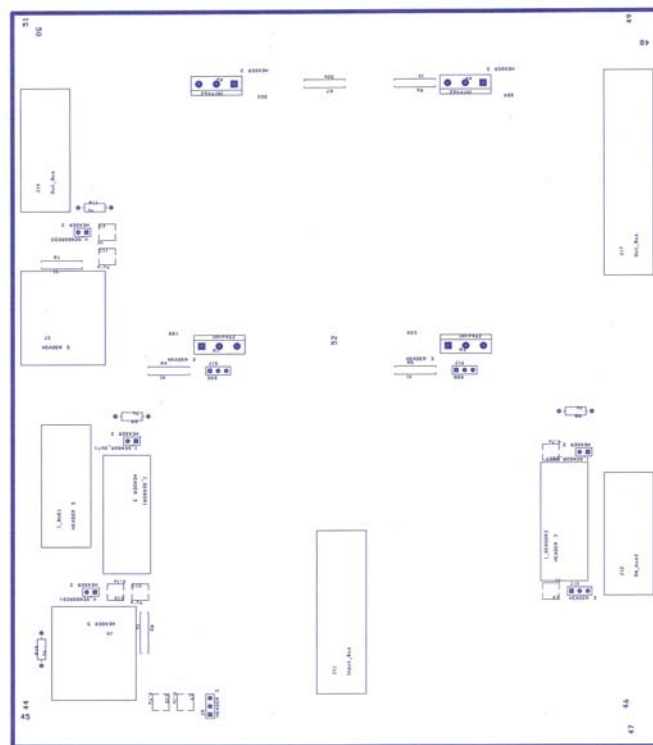
รูปที่ ข.4 ลายวงจรพิมพ์ด้านบน ขนาดเท่าของจริง



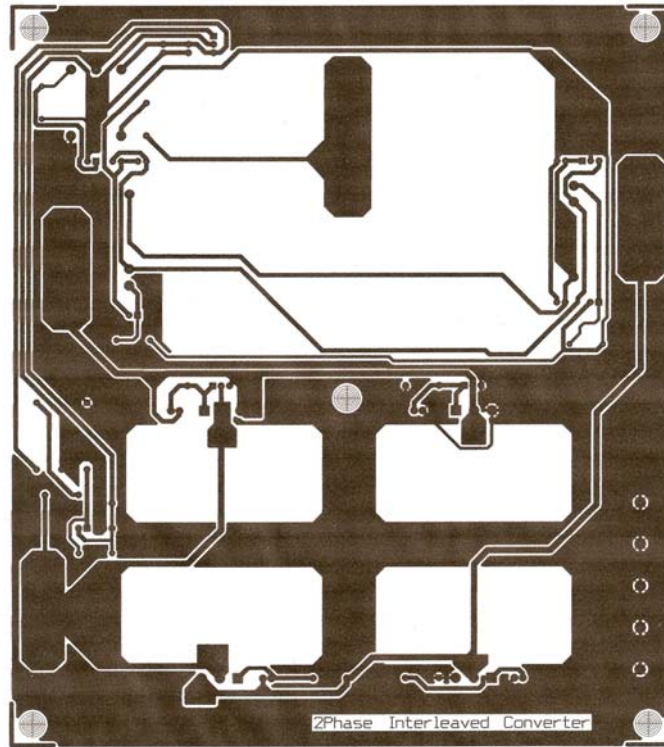
รูปที่ ข.5 วงจรภาคกำลังของ 2-Quadrant Converter



รูปที่ ข.6 ลายวงจรพิมพ์ด้านล่าง ขนาดเท่าของจริง (มุมมองจากด้านล่าง)



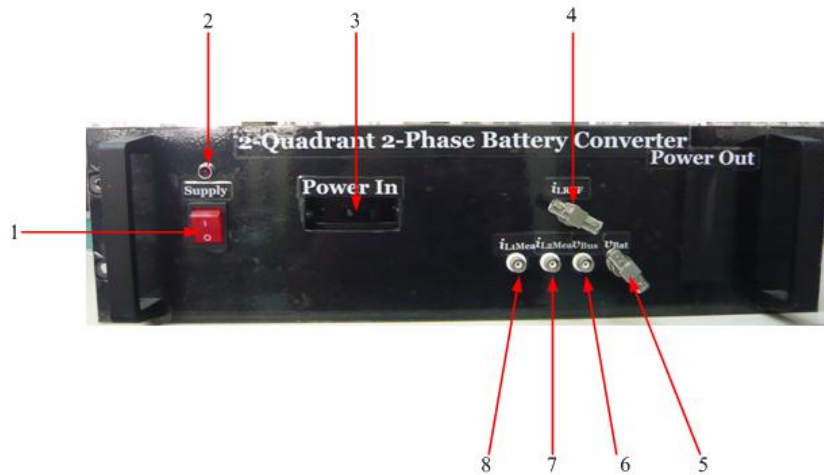
รูปที่ ข.7 การจัดวางอุปกรณ์ของวงจรภาคกำลัง



รูปที่ ข.8 ลายวงจรพิมพ์ของวงจรภาคกำลัง

กล่องของคอนเวอร์เตอร์ใช้กล่องเหล็กเอนกประสงค์ขนาด $430 \times 280 \times 180$ มิลลิเมตร ด้านหน้าติดตั้งอุปกรณ์ดังนี้

1. สวิตช์จ่ายไฟหลัก $24V_{DC}$ สำหรับเลี้ยงวงจรควบคุมของเครื่อง
2. หลอดแอลอีดีแสดงสถานะการทำงานของไฟฟ้าหลัก $24V_{DC}$ ในระบบควบคุม
3. เบรกเกอร์สำหรับป้องกันกระแสไฟฟ้าที่จ่ายผ่านเครื่องไม่ให้เกิน 20A
4. ขั้วต่อแบบ BNC สำหรับรับสัญญาณคำสั่งควบคุมการทำงาน “ i_{LREF} ”
5. ขั้วต่อแบบ BNC สำหรับส่งสัญญาณระดับแรงดันของแบตเตอรี่ “ V_{Bat} ”
6. ขั้วต่อแบบ BNC สำหรับส่งสัญญาณระดับแรงดันของเอาต์พุต “ V_{Bus} ”
7. ขั้วต่อแบบ BNC สำหรับส่งสัญญาณระดับกระแสของขดลวดเฟสที่ 1 “ i_{L1Mea} ”
8. ขั้วต่อแบบ BNC สำหรับส่งสัญญาณระดับกระแสของขดลวดเฟสที่ 2 “ i_{L2Mea} ”

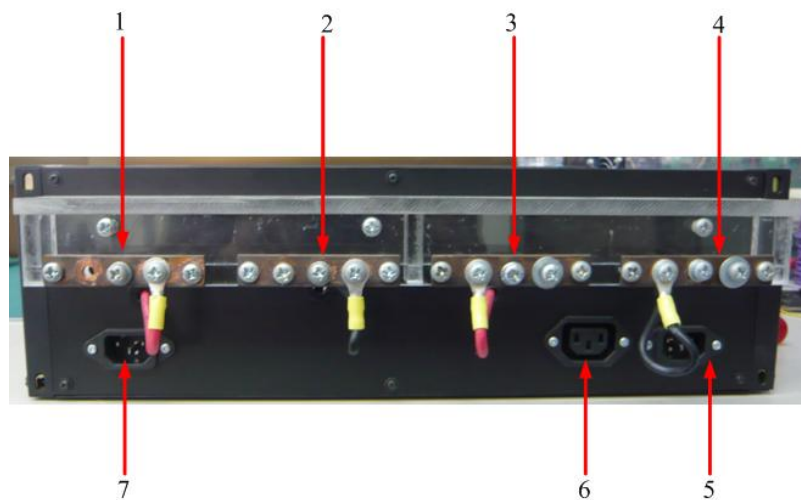


รูปที่ ข.9 ภาพด้านหน้ากล่องบรรจุคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทาง

ด้านหลังของเครื่องเป็นส่วนเชื่อมต่อต่างๆ ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

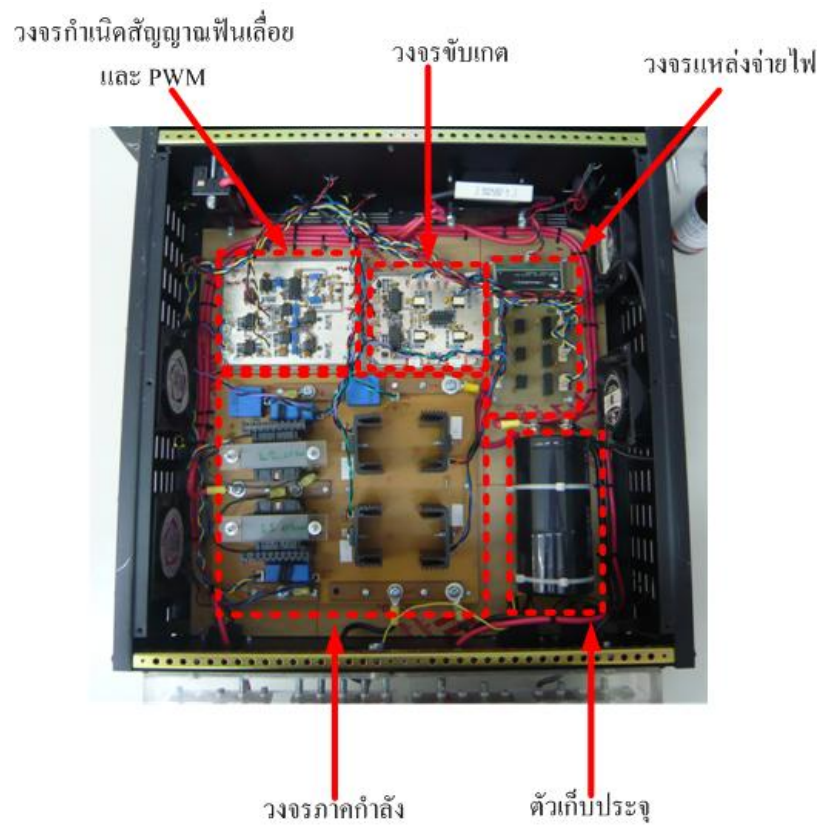
1. จุดเชื่อมต่ออินพุต แบตเตอรี่ขนาด 24V ขั้วแรงดันบวก(+)
2. จุดเชื่อมต่ออินพุต แบตเตอรี่ขนาด 24V ขั้วแรงดันลบ(-)
3. จุดเชื่อมต่อเอาต์พุต ขนาด 60V_{DC} ขั้วแรงดันบวก(+)
4. จุดเชื่อมต่อเอาต์พุต ขนาด 60V_{DC} ขั้วแรงดันลบ(-)
5. จุดเชื่อมต่ออินพุต ขนาด 220V_{AC} เพื่อขับพัดลมระบายอากาศ
6. จุดเชื่อมต่อเอาต์พุต ขนาด 220V_{AC}
7. จุดเชื่อมต่ออินพุต ขนาด 24V_{DC} เพื่อควบคุมการทำงานของระบบควบคุม

อุปกรณ์ด้านหลังของเครื่องจุดต่างๆ ถูกจัดวางไว้ตามตำแหน่งที่ปรากฏในรูปที่ ข.10



รูปที่ ข.10 ภาพด้านหลังกล่องบรรจุคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทาง

ส่วนประกอบของวงจรต่าง ๆ ภายในเครื่อง

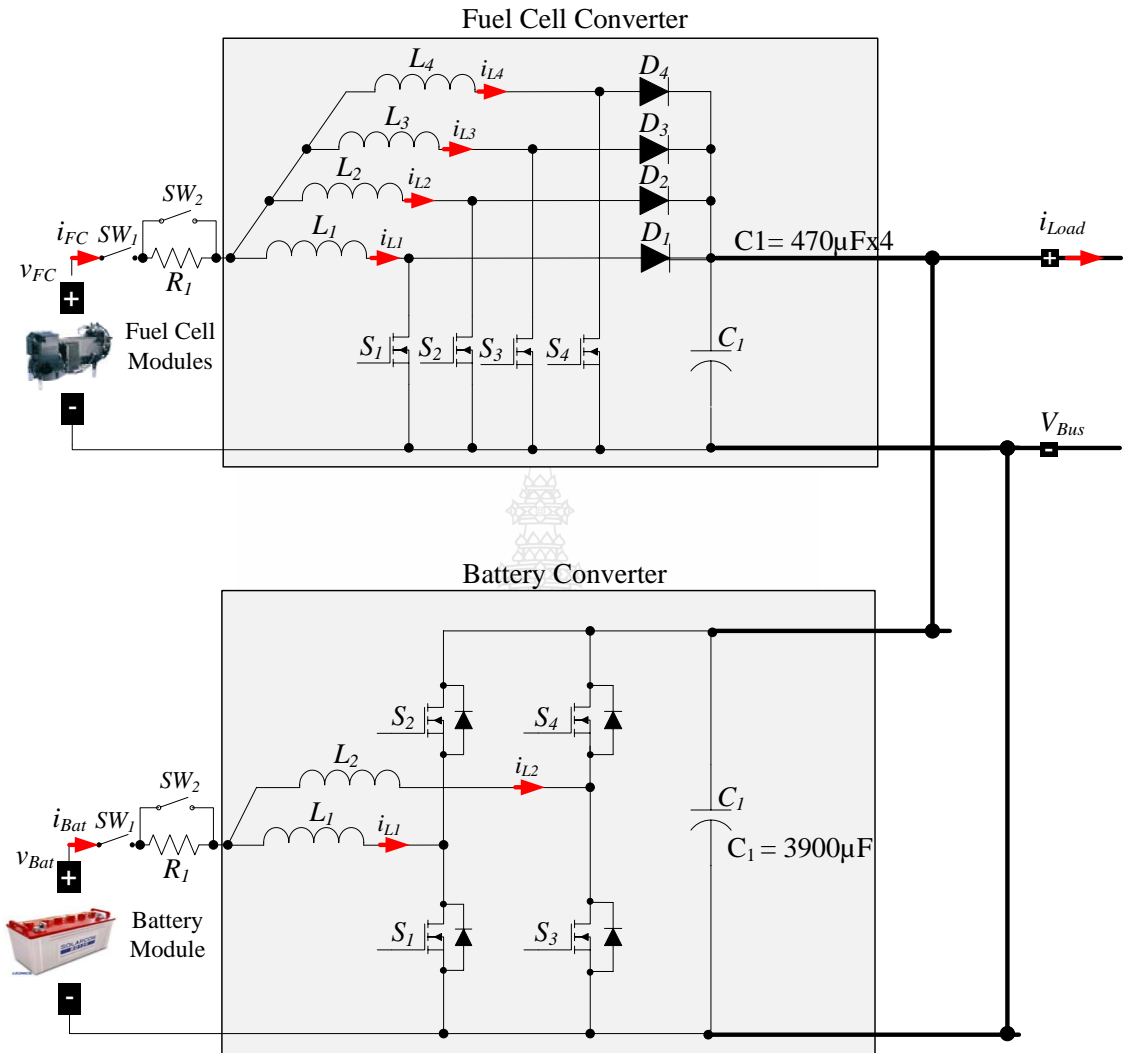


รูปที่ ข.11 การจัดวางวงจรภายในเครื่อง

ภาคผนวก ค

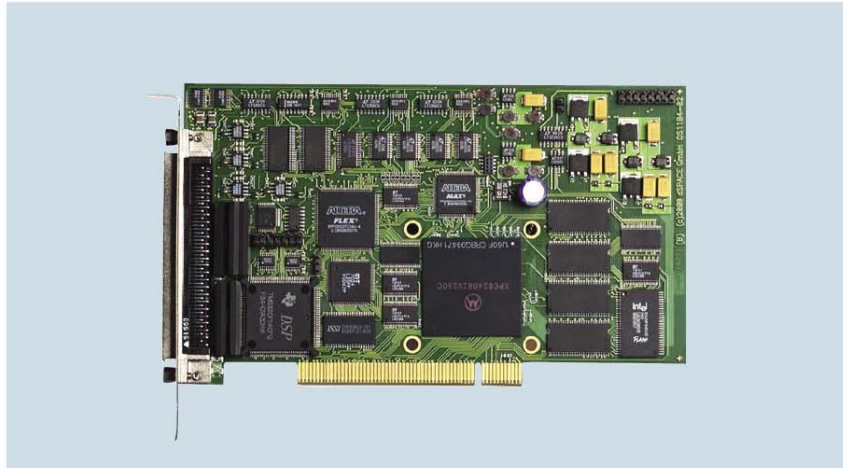
ส่วนประกอบารทดลองและข้อมูลทางเทคนิคของอุปกรณ์ที่สำคัญ





รูปที่ ค.1 การต่อบัสไฟตรง

DS1104 R&D Controller Board



- Single-board PCI hardware for use in PCs
- Set of intelligent I/O on-board



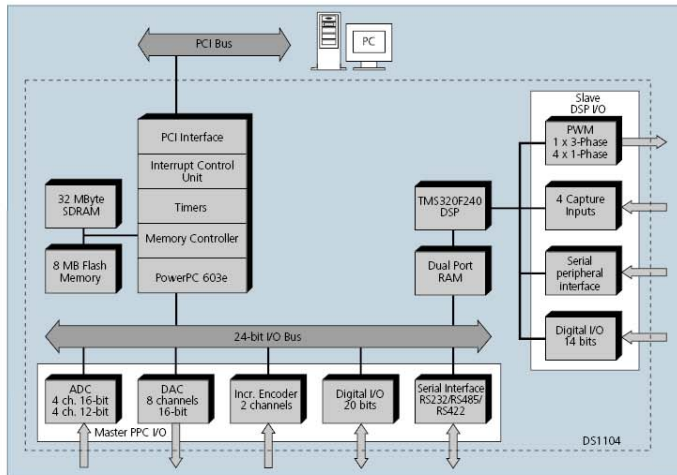
Parameter		Specification
Digital incremental encoder interface	Channels	<ul style="list-style-type: none"> 2 independent channels Selectable single-ended (TTL) or differential (RS422) input (software programmable for each channel)
	Position counters	<ul style="list-style-type: none"> 24-bit resolution Max. 1.65 MHz input frequency, i.e., fourfold pulse count up to 6.6 MHz Counter reset or reload via software
	Sensor supply voltage	<ul style="list-style-type: none"> 5 V/0.5 A
Serial interface	Configuration	<ul style="list-style-type: none"> Single UART (universal asynchronous receiver and transmitter) with FIFO PLL-driven UART for accurate baud rate selection RS232/RS422/RS485 compatibility
	Baud rate	<ul style="list-style-type: none"> Up to 115.2 kBd (RS232) Up to 1 MBd (RS422/RS485)
Slave DSP	Type	<ul style="list-style-type: none"> Texas Instruments TMS320F240 DSP 16-bit fixed-point processor
	Clock rate	<ul style="list-style-type: none"> 20 MHz
	Memory	<ul style="list-style-type: none"> 64Kx16 external code memory 28Kx16 external data memory 4Kx16 dual-port memory for communication 32 KB flash memory
	I/O channels	<ul style="list-style-type: none"> 10 PWM outputs 4 capture inputs 1 serial peripheral interface
	Input voltage range	<ul style="list-style-type: none"> TTL input/output level A/D converter inputs: 0 ... 5 V
	Output current	<ul style="list-style-type: none"> Max. ±13 mA
Host interface		<ul style="list-style-type: none"> Requires one 33 MHz / 32-bit 5-V PCI slot
Physical characteristics	Physical size	<ul style="list-style-type: none"> 185 x 107 mm (7.28 x 4.2 in)
	Ambient temperature	<ul style="list-style-type: none"> 0 ... 55 °C (32 ... 131 °F)
	Cooling	<ul style="list-style-type: none"> Active cooling by fan
	Power consumption	<ul style="list-style-type: none"> 18.5 W
	Power supply	<ul style="list-style-type: none"> +5 V ±5%, 2.5 A +12 V ±5%, 0.3 A -12 V ±5%, 0.2 A

Order Information

Product	Order Number
DS1104 R&D Controller Board	<ul style="list-style-type: none"> DS1104

Relevant Software and Hardware

Software		Order Number
Included	<ul style="list-style-type: none"> DS1104 Real-Time Library 	–
	<ul style="list-style-type: none"> Experiment and Platform Manager for hardware management 	–
Required	<ul style="list-style-type: none"> Real-Time Interface 	<ul style="list-style-type: none"> RTI
	<ul style="list-style-type: none"> Microtec C Compiler 	<ul style="list-style-type: none"> CCPPPC
Optional	<ul style="list-style-type: none"> ControlDesk Standard – Operator Version 	<ul style="list-style-type: none"> CS_O
	<ul style="list-style-type: none"> ControlDesk Standard – Developer Version 	<ul style="list-style-type: none"> CS_D
	<ul style="list-style-type: none"> MLIB/MTRACE 	<ul style="list-style-type: none"> MLIB/MTRACE
	<ul style="list-style-type: none"> CLIB 	<ul style="list-style-type: none"> CLIB
Hardware		Order Number
Optional	<ul style="list-style-type: none"> Connector Panel 	<ul style="list-style-type: none"> CP1104
	<ul style="list-style-type: none"> Combined Connector/LED Panel 	<ul style="list-style-type: none"> CLP1104



Block Diagram

Induction Motor Control

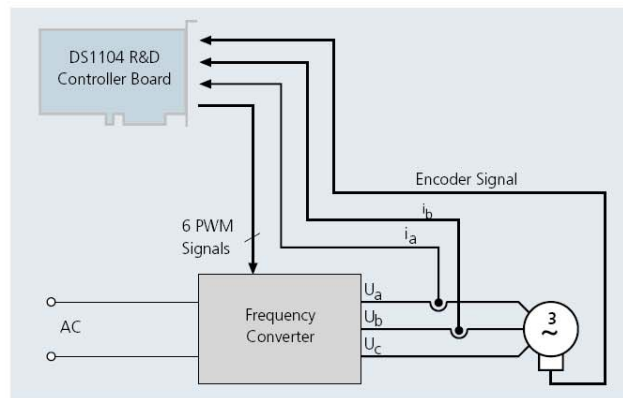
Drive Control

In this use case, an induction motor controller is developed with the DS1104. The slave DSP system was designed for applications in drive control, and the PowerPC's calculation power supports convenient simulation and a smooth development process. In combination with Simulink®, the board makes it easy to verify and optimize control algorithms and parameters.

Determining Values

One of the board's incremental encoder interfaces picks up the encoder signal of the motor, while two A/D converters are required to analyze the motor currents. The controller board calculates the control algorithm on the basis of the measured values and determines the corresponding pulse width modulation (PWM). The three-phase PWM signals are generated on the board's DSP subsystem and determine the converter's output voltage and frequency.

Use Case



Headquarters in Germany

dSPACE GmbH
Technologiepark 25
33100 Paderborn
Tel.: +49 5251 1638-0
Fax: +49 5251 66529
info@dspace.de

United Kingdom

dSPACE Ltd.
Unit B7 · Beech House
Melbourn Science Park
Melbourn
Hertfordshire · SG8 6HB
Tel.: +44 1763 269 020
Fax: +44 1763 269 021
info@dspace.ltd.uk

France

dSPACE Sarl
Parc Burospace
Bâtiment 20
Route de la Plaine de Gisy
91573 Bièvres Cedex
Tel.: +33 1 6935 5060
Fax: +33 1 6935 5061
info@dspace.fr

Japan

dSPACE Japan K.K.
10F Gotenyama Trust Tower
4-7-35 Kitashinagawa
Shinagawa-ku
Tokyo 140-0001
Tel: +81 3 5798 5460
Fax: +81 3 5798 5464
info@dspace.jp

USA and Canada

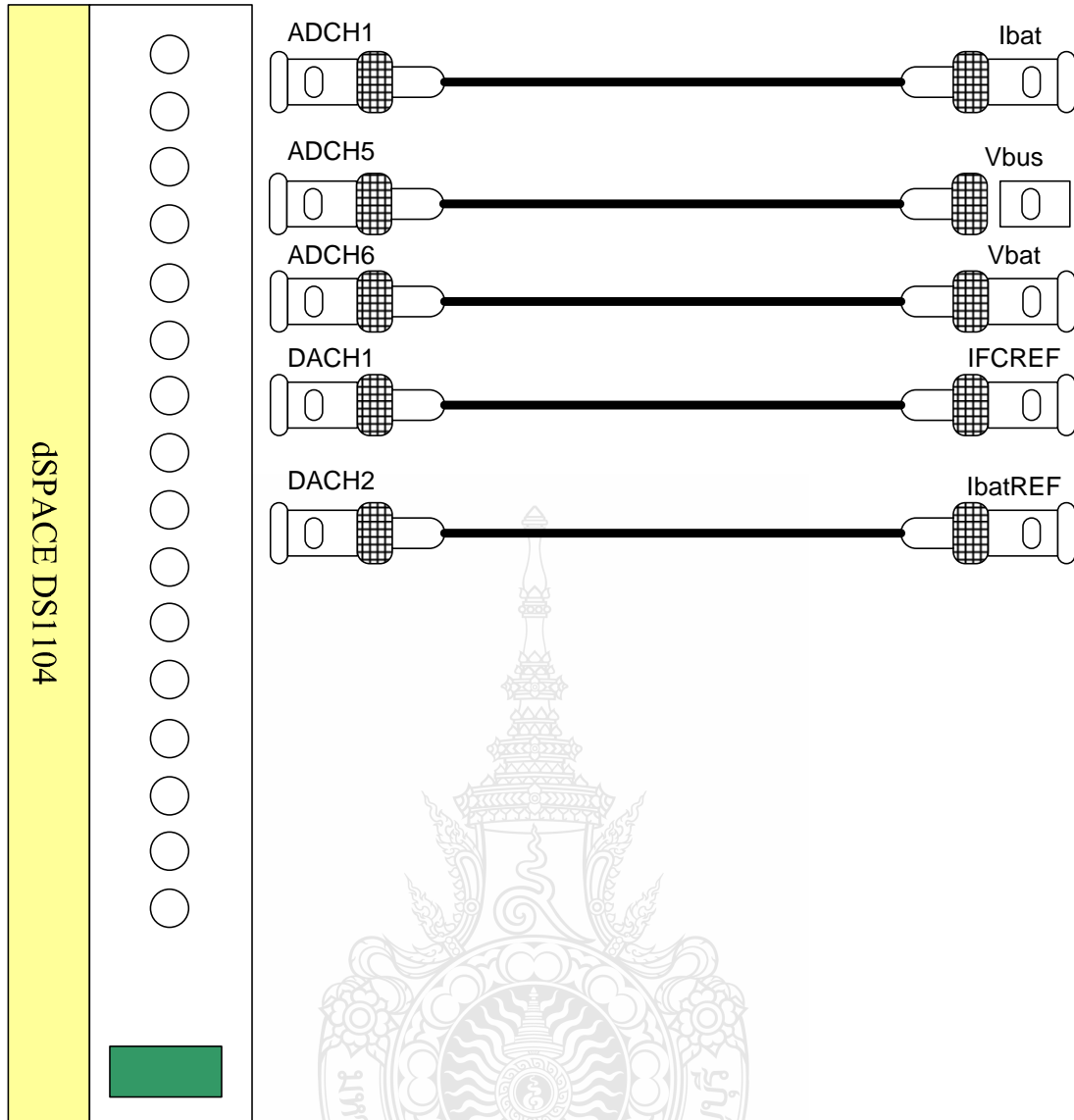
dSPACE Inc.
50131 Pontiac Trail
Wixom · MI · USA 48393-2020
Tel.: +1 248 295 4700
Fax: +1 248 295 2950
info@dspaceinc.com



www.dspace.com

© Copyright 2008 by dSPACE GmbH. All rights reserved. Written permission is required for reproduction of all or parts of this publication. The source must be stated in any such reproduction. dSPACE is continually improving its products and reserves the right to alter the specifications of the products contained within this publication at any time without notice. Brand names or product names are trademarks or registered trademarks of their respective companies or organizations.

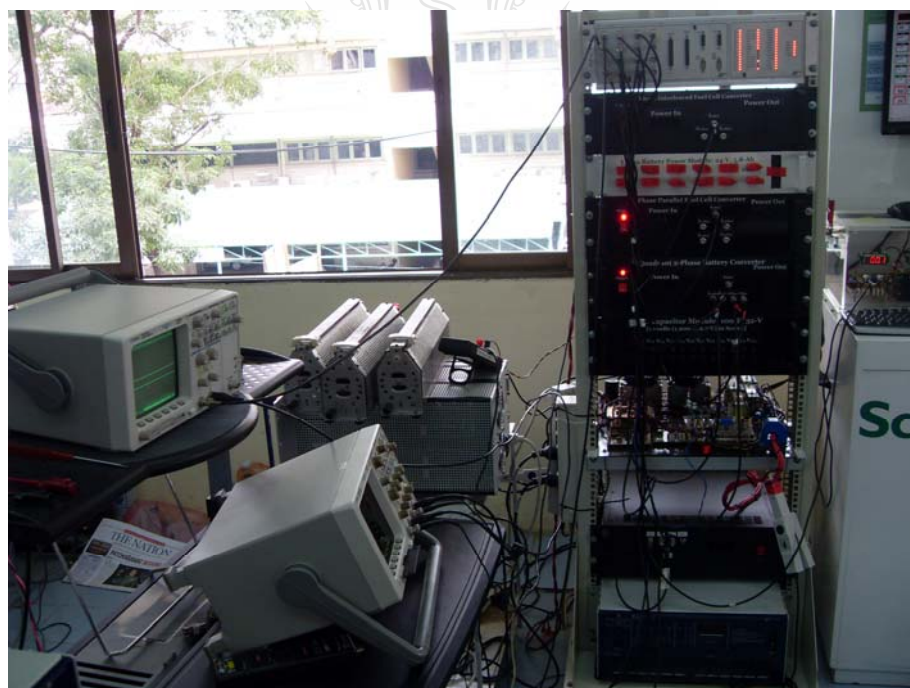
01/2008



รูปที่ ค.2 การต่อภาคอินพุต dSPACE สำหรับใช้งาน



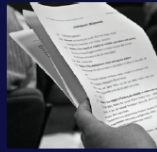
รูปที่ ค.3 Control Desk ที่ใช้ในการทดลอง Lab



รูปที่ ค.4 อุปกรณ์ในวันทดลอง ณ ศูนย์นวัตกรรมไทย-ฝรั่งเศส มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ

ภาคผนวก ง
ผลงานวิจัยตีพิมพ์เผยแพร่





28 - 30 ตุลาคม 2552
 โรงแรมทวาราวดี รีสอร์ท
 ปราจีนบุรี

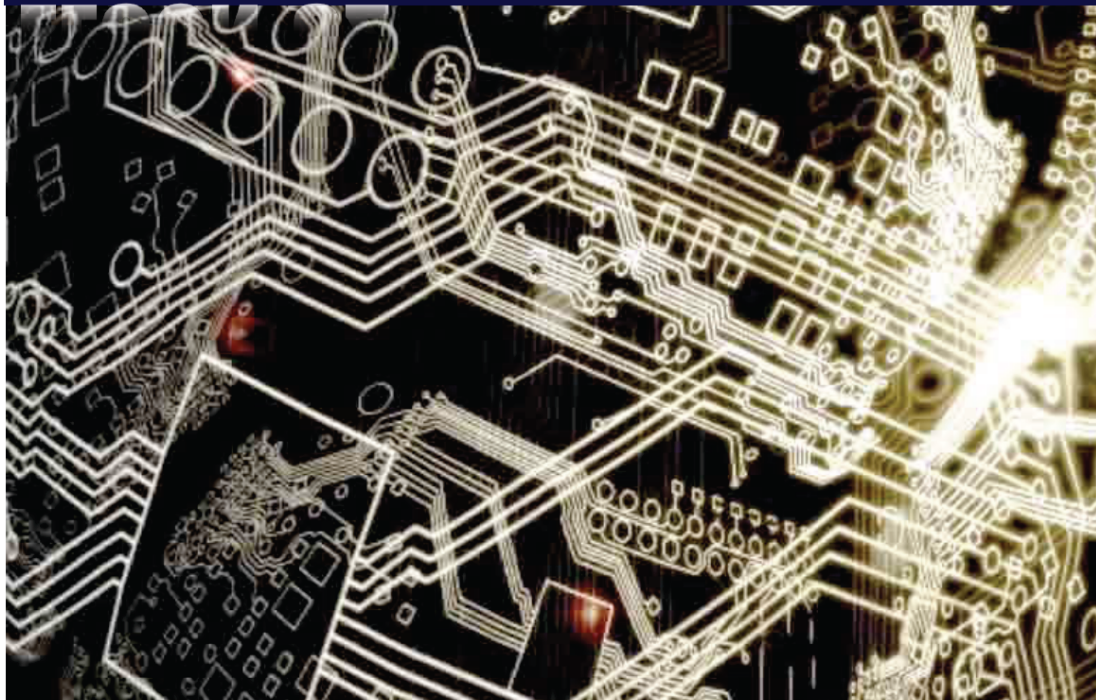
ไฟฟ้ากำลัง (PW) อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
 ไฟฟ้าสื่อสาร (CM) ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)
 อิเล็กทรอนิกส์ (EL) การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DS)
 ไฟโตนิคส์ (PH) วิศวกรรมชีวการแพทย์ (BE)
 คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)
 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า (GN)

หมดเขตรับบทความ
 10 ก.ค. 2552
 แจ้งผลการพิจารณาบทความ
 21 ส.ค. 2552
 หมดเขตรับฉบับสมบูรณ์
 18 ก.ย. 2552

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 32

EECON-32

<http://eecon32.mahidol.ac.th>



CALL FOR PAPERS

Important Dates : 10 July 2009 - Manuscript Submissions
 21 August 2009 - Acceptance Notification
 18 September 2009 - Camera-Ready Submissions

32nd Electrical Engineering Conference
 28 - 30 October 2009
 Tawaravadee Resort Hotel, Prachinburi, Thailand



บูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบ 4 เฟส สำหรับประยุกต์ใช้กับเซลล์เชื้อเพลิง

4 - Phase Boost Converter for Fuel Cell Application

ประเสริฐ สารการ¹, วันชัย ทรัพย์สิงห์¹, ปฏิพัทธ์ ทวนทอง²

¹ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

จ.คลองหก อ.ธัญบุรี จ.ปทุมธานี 12110

²ฝ่ายเทคโนโลยีไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ ศูนย์นวัตกรรมเทคโนโลยีไทย-ฝรั่งเศส

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ 1518 ถนนพินุลสงคราม บางซื่อ กรุงเทพฯ 10800

บทคัดย่อ

เซลล์เชื้อเพลิงมีความเหมาะสมในการที่จะพิจารณาเป็นแหล่งกำเนิดพลังงานทางเลือกใหม่ สามารถประยุกต์ใช้กับงานได้อย่างกว้างขวาง บทความนี้นำเสนอหลักการพื้นฐาน, การควบคุมและคุณสมบัติของเซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM ซึ่งจะต่อร่วมกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ (วงจรแปลงผันแรงดันไฟฟ้า) โดยคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอจะเป็นแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส เพื่อแปลงแรงดันไฟฟ้าของเซลล์เชื้อเพลิง (26 V) ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ามาตรฐาน (60 V) เซลล์เชื้อเพลิงที่นำมาใช้เป็นชนิด PEM พิกัด 1.2 kW, 26 V, 46 A ผลที่ได้แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะ, เสถียรภาพ ของคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้กับเซลล์เชื้อเพลิง

คำสำคัญ: เซลล์เชื้อเพลิง, วงจรแปลงผันแรงดันไฟฟ้า

ABSTRACT

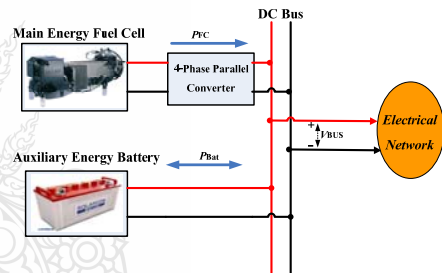
Fuel cells are versatile, renewable energy sources that can be used in a wide range of applications. This paper presents the basic principle, control system and characteristics of a PEM fuel cell connecting with converter. This paper is present boost convertor 4-phase, which enables to adapt the rated voltage (26 V) to the standard voltage (60). With PEM fuel cell 1.2 kW, 26 V, 46 A the result is show performance, steady form fuel cell converter.

Key words: Fuel Cell, Converter

1. บทนำ

เซลล์เชื้อเพลิง (Fuel cell = FC) ถูกคิดค้นและประดิษฐ์ขึ้นครั้งแรกในปี พ.ศ. 2382 (ค.ศ. 1839) โดย เซอร์วิลเลียม โรเบิร์ต โกรฟ (Sir. William Robert Grove) โดยการผสมไฮโดรเจนและออกซิเจนด้วยวิธีที่เหมาะสมจึงได้พลังงานไฟฟ้า เซลล์เชื้อเพลิงจึงเป็นสิ่งประดิษฐ์ที่สามารถเปลี่ยนพลังงานจากการเปลี่ยนแปลงทางเคมีให้กลายเป็นกระแสไฟฟ้า (Electrochemical Energy Conversion Device) มีผลพลอยได้คือ น้ำ (H₂O) และความร้อน ในกระบวนการนี้จะได้กระแสไฟฟ้าโดยตรง โดยไม่ต้องผ่านกระบวนการเผาไหม้ทำให้ไม่ก่อมลภาวะทางอากาศ (CO₂) มีประสิทธิภาพสูงกว่าเครื่องยนต์ชนิดสันดาป 1 – 3 เท่า โดยขึ้นอยู่กับชนิดของเซลล์เชื้อเพลิงและเชื้อเพลิงที่ใช้กับเซลล์เชื้อเพลิง [1] บทความนี้

เลือกใช้เซลล์เชื้อเพลิงแบบเมมเบรนแลกเปลี่ยน โพรตอน (Proton Exchange Membrane fuel cell “PEMFC”) เป็นเซลล์เชื้อเพลิงที่ใช้สารพาประจุ (Electrolyte) ในรูปแบบแผ่นโพลีเมอร์บาง มีข้อดีคือทำงานในสถานะอุณหภูมิต่ำประมาณ 80 °C น้ำหนักเบา มีประสิทธิภาพในการผลิตกระแสไฟฟ้าสูง ให้พลังงานไฟฟ้ากระแสตรงได้ตั้งแต่ช่วง 50 – 250 กิโลวัตต์ [2] แต่มีข้อเสียคือ ต้องใช้เชื้อเพลิงที่มีความบริสุทธิ์สูงโลหะแพลทินัมที่เป็นสารเร่งปฏิกิริยา (Catalyst) และแผ่นเมมเบรน แลกเปลี่ยน โพรตอนมีราคาแพง



รูปที่ 1 การใช้เซลล์เชื้อเพลิงผสมผสานกับแหล่งพลังงานอื่น

แต่เซลล์เชื้อเพลิงเป็นแหล่งจ่ายกำลังงานอย่างเดียวไม่สามารถเป็นอุปกรณ์เก็บกำลังงานได้ เมื่อนำไปประยุกต์ใช้กับงาน เช่นการประยุกต์ใช้กับรถไฟฟ้าจึงต้องมีการผสมผสาน (Hybrid) กับแหล่งจ่ายที่มีความสามารถจ่ายและเก็บกำลังงาน (Bi-directional) ได้[3] ตามรูปที่ 1

2. เซลล์เชื้อเพลิง (Fuel Cell)

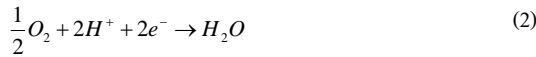
2.1 หลักการพื้นฐาน

องค์ประกอบพื้นฐานของเซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM ที่สำคัญมี 4 ส่วนคือ ขั้วแอโนด, ขั้วแคโทด, สารพาประจุ (Electrolyte) และสารเร่งปฏิกิริยา (Catalyst)[2] ตามรูปที่ 2 เมื่ออัดไฮโดรเจน ด้วยความดันเข้าไปด้านขั้วแอโนด ไฮโดรเจนจะเคลื่อนที่ด้วยความเร็วเข้าไปกระทบกับตัวเร่งปฏิกิริยา (Catalyst) ทำให้เกิดปฏิกิริยาแตกตัวออกเป็นโปรตอน (H⁺) และอิเล็กตรอน (e⁻) อิเล็กตรอน (e⁻) จะไม่สามารถผ่านสารพาประจุ (Electrolyte) ไปได้จึงถูกส่งออกไปสู่วงจรภายนอก (Electric Load) และกลับเข้าไปที่ขั้วแคโทดอีกครั้ง การไหลของอิเล็กตรอน (e⁻) คือหลักการของไฟฟ้ากระแสตรง (Direct Current) ส่วน โปรตอน (H⁺) จะผ่านสารพา

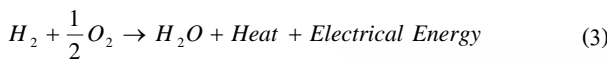
ประจุ (Electrolyte) เพื่อไปยังขั้วแคโทด ปฏิกิริยาเคมีที่เกิดขึ้นที่ขั้วแอโนด สามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ได้ดังนี้



ในเวลาเดียวกันด้านขั้วแคโทดของเซลล์เชื้อเพลิงก็จะมีกรอ็อกซิเจนเข้าไปบริเวณที่ขั้วแคโทด จึงมีการรวมตัวกันของอิเล็กตรอน(e^-) โปรตอน (H^+) และออกซิเจน ผลที่ได้คือ น้ำ (H_2O) ปฏิกิริยาดังกล่าวเขียนเป็นความสัมพันธ์ได้



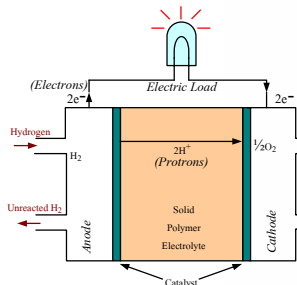
ผลของปฏิกิริยาระหว่างขั้วแอโนดและขั้วแคโทดทั้งหมดแสดงได้เป็น



การคำนวณหาค่าแรงดันขาออก (Thermodynamic output voltage “E”) ของเซลล์เชื้อเพลิงแต่ละ Cells คำนวณได้จาก Gibb’s free energy change ΔG (237 kJ/mol) [3] ที่อุณหภูมิทำงานมาตรฐาน (25 °C)

$$E = -\frac{\Delta G}{nF} = 1.23V \quad (4)$$

โดย F = ค่าคงที่ของ Faraday (96,485 Coulombs) และ n = จำนวนอิเล็กตรอน (2 อิเล็กตรอน) ค่า 1.23 V ดังกล่าว เป็นไปตามทฤษฎีแต่ความเป็นจริงเมื่อทำการวัดค่าแรงดัน จากเซลล์เชื้อเพลิงเพียง 1 Cell ขณะทำปฏิกิริยาโดยไม่มีภาระ (no-load) จะวัดค่าแรงดันไฟฟ้าได้ระหว่าง 0.5 – 0.8 V เป็นเพราะแรงดันบางส่วนเกิดการสูญเสียภายในของเซลล์เชื้อเพลิงเอง การนำไปใช้งานจำเป็นต้องใช้ Cell หลาย ๆ Cell ทำการต่ออนุกรมกัน (FC Stack) จนได้ระดับแรงดันไฟฟ้าตามที่ต้องการ



รูปที่ 2 เซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM (PEM Fuel Cell)

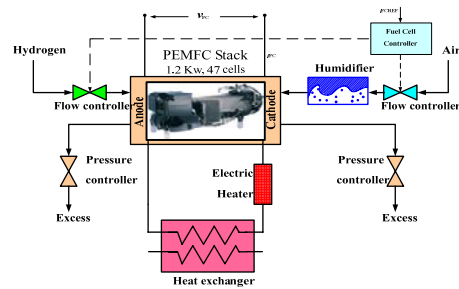
2.2 ระบบควบคุมการทำงานเซลล์เชื้อเพลิง

จากรูปที่ 3 แสดงให้เห็นถึงโครงสร้างการควบคุมเซลล์เชื้อเพลิงอย่างง่าย ๆ โดยแรงดันที่ได้จากเซลล์เชื้อเพลิงเมื่อยังไม่มีโหลดจะประมาณ 37.6 V (จำนวน 47 Cell ที่อุณหภูมิ 60 °C)

3. คอนเวอร์เตอร์สำหรับเซลล์เชื้อเพลิง

3.1 คอนเวอร์เตอร์ (Converter)

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่จะใช้ร่วมกับเซลล์เชื้อเพลิงเป็นชนิดบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Boost Converter) ทำหน้าที่แปลงแรงดันขาออกของเซลล์เชื้อเพลิงให้มีระดับสูงขึ้น เหมาะสมกับความต้องการใช้งานเพื่อลดจำนวน Cells ของเซลล์เชื้อเพลิงที่มีราคาแพงลง [4] บูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่



รูปที่ 3 โครงสร้างการควบคุมการทำงานแบบง่าย ๆ ของเซลล์เชื้อเพลิงใช้แปลงแรงดันไฟฟ้าในบทความนี้เป็นบูสต์คอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส ตามรูปที่ 4 เพื่อปรับแรงดันไฟฟ้าจาก 26 V_{DC} เป็น 60 V_{DC} ที่พิกัดกำลัง 1.2 กิโลวัตต์ เนื่องจากแรงดัน 60 V_{DC} จะประยุกต์ใช้กับงานได้หลายประเภท เหตุผลในการนำเสนอบูสต์คอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส ของบทความนี้ เพื่อต้องการลดขนาดของขดลวดตัวนำ (L) ให้มีขนาดเล็กลงซึ่งจะทำให้คอนเวอร์เตอร์มีขนาดเล็กและง่ายต่อการติดตั้งใช้งาน โดยที่

$$i_{FC} = i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + i_{L4} \quad (5)$$

และเป็นการลดผลกระทบของขดลวดตัวนำต่อความถี่สูงอันเป็นผลให้ค่า Ripple ของเอาต์พุตมีระดับต่ำลงกว่าปกติ ทำให้วงจรกรองแรงดันมีขนาดเล็กลงตาม เป็นการลดขนาดของคาปาซิเตอร์และไดโอด

3.2 การออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

วงจรถูกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ คือวงจรที่มีคุณสมบัติเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าด้านขาออกให้สูงกว่าแรงดันไฟฟ้าขาเข้า การคำนวณหาค่าพิกัดของอุปกรณ์ของวงจร หาได้จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ [5] ดังนี้

$$P_{in} = V_{in} \cdot I_{in} \quad (6)$$

$$P_{out} = P_{in} \cdot \eta \quad (7)$$

$$I_{out} = P_{out} / V_{out} \quad (8)$$

โดยที่ P_{in} , V_{in} และ I_{in} คือค่าพิกัดกำลัง, แรงดัน และกระแสตามลำดับของเซลล์เชื้อเพลิง (ตามกลุ่มมือ), P_{out} คือค่าพิกัดกำลังขาออกที่ได้จากบูสต์คอนเวอร์เตอร์, η คือประสิทธิภาพที่ต้องการจากระบบ และ V_{out} , I_{out} คือพิกัดแรงดันและกระแสขาออกจากบูสต์คอนเวอร์เตอร์

ถ้าวัฏจักรงาน (Duty Cycle = D) หาได้จาก

$$D = 1 - (V_{in} / V_{out}) \quad (9)$$

เมื่อทราบค่าวัฏจักรงาน (D) จะหาค่าของกระแสสวิตซ์จิง ($I_{S,rms}$) ได้จาก

$$I_{S,rms} = I_{in} \sqrt{D} \quad (10)$$

การเลือกใช้ไดโอดนอกจากจะกรองแรงดันแล้วจะต้องสามารถป้องกันแรงดันไหลย้อนกลับได้ด้วย โดยหาขนาดของไดโอดได้จาก

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

ขนาดของคาปาซิเตอร์คำนวณได้จาก

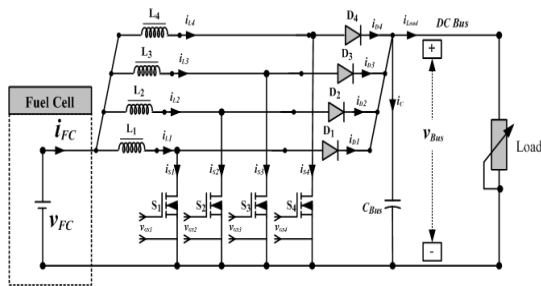
$$C_{Bus} = \frac{I_{out} \cdot D}{\Delta V_{out} \cdot f} \quad (12)$$

โดย ΔV_{out} คืออัตราระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านขาออก

$$L = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta I_L \cdot f} \quad (13)$$

โดย ΔI_L คืออัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์นำกระแส

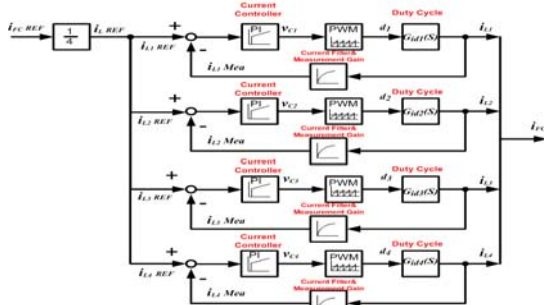
การออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ มีข้อกำหนดในการออกแบบวงจรดังนี้ พิกัดแรงดันและกระแสของเซลล์เชื้อเพลิงเท่ากับ 26 V, 46 A (พิกัดกำลัง 1.2 kW) แรงดันขาออก 60 V_{DC} ความถี่สวิตซ์ (Fs) 25 kHz ประสิทธิภาพของวงจร (η) เท่ากับ 90 % ΔV_{out} และ ΔI_L กำหนดที่ 2% และ 12 % ดังนั้นจาก (6) - (13) จะสามารถคำนวณหาค่าพิกัดของอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้องเพื่อใช้งานได้ คือ วัฏจักรงาน (D) เท่ากับ 0.57, C_{Bus} ขนาด 681.8 μ F ขดลวดตัวนำ L_1, L_2, L_3, L_4 ขนาด 214.8 μ H, สวิตช์ S_1, S_2, S_3, S_4 ใช้ MOSFET IRFP264N (250 V, 38 A) และควบคุมการทำงานของสวิตช์แต่ละตัวกำหนดให้ทำงานเหลื่อมเฟสกันที่ 90 องศา ไดโอด D_1, D_2, D_3, D_4 ใช้ RuRG3020 (200 V, 30 A)



รูปที่ 4 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบ 4 เฟส (Fuel Cell Converter)

3.3 วงจรควบคุมกระแสแบบลูปิดของคอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส

จะเป็นการควบคุมกระแสแบบลูปิด โดยนำกระแสที่ไหลขดลวดเหนี่ยวนำ (i_{LMeq}) มาแปลงเป็นแรงดันโดยใช้วงจร Buffer นำแรงดันผ่านวงจร First order filter เพื่อลดการรบกวนจาก Harmonics เนื่องมาจากการสวิตซ์ที่ความถี่สูงของวงจรกำลัง จากนั้นเข้าวงจร Summing เพื่อหาค่า Error เมื่อได้ค่าผลลัพธ์ก็จะถูกส่งเข้าวงจร P-I Controller เพื่อทำการชดเชยค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมอ้างอิงจะได้ผลลัพธ์ออกมาคือ PWM แต่มีค่า T_{on} ต่างกัน ทำงานเหมือนกันทั้ง 4 เฟสแต่ละจะเหลื่อมกันที่ 90 องศา



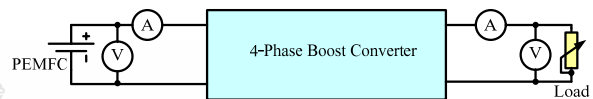
รูปที่ 5 การควบคุมกระแสแบบลูปิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส

4. การทดลองและผลที่ได้

การทดลองจะใช้ PEMFC “Heliocentris and Ballard Power

System” Nexa[®] Power Module ผลิตโดยบริษัท Heliocentris Energiesysteme GmbH, Module 1.2 kW, 26 V, 46 A (47 cells), ให้วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ชนิด 4 เฟส เป็นตัวแปลงผันแรงดันไฟฟ้า ทั้งนี้การควบคุมเป็นแบบ Rail-Time ประมวลผลทางคณิตศาสตร์ด้วย dSPACE DS1104, ตัวต้านทานปรับค่าได้กำลังสูง ขนาด 42 โอห์ม (ใช้เป็นโหลดของระบบ) และใช้ ControlDesk รับและควบคุมพารามิเตอร์

การทดลองจะทำการต่อแรงดันขาออกของเซลล์เชื้อเพลิงเข้ากับวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบ 4 เฟส ต่อเครื่องจำลองโหลด (ความต้านทานปรับค่าได้) ด้านขาออกและเครื่องมือวัดตามรูปที่ 6



รูปที่ 6 วงจรทดลองเซลล์เชื้อเพลิง

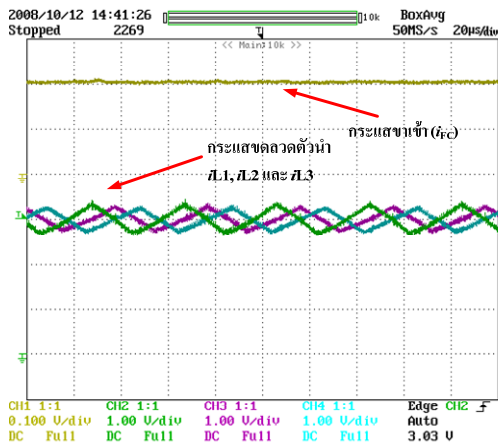
ตารางที่ 1 ค่าความสัมพันธ์ระหว่าง i_{FC} , v_{FC} , i_{Bus} , v_{Bus} และค่า

ประสิทธิภาพของระบบ

i_{LRef} (A)	$i_{in}(i_{FC})$ (A)	$v_{in}(v_{FC})$ (V)	i_{Bus} (A)	v_{Bus} (V)	ประสิทธิภาพ (%)
5	5.2	26.5	2.4	60	95.69
10	10	26.2	4	60	91.60
15	15.4	25.8	6	60	90.60
20	21	25.4	8	60	89.98
25	27	25.2	10	60	88.18
30	31	24.5	11.5	60	90.84
35	36	24.1	13.2	60	91.28
40	41	23.7	14.2	60	87.68
45	46	23.5	15.4	60	85.47

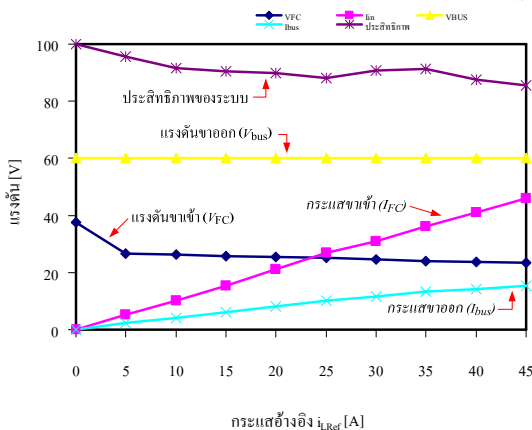
เริ่มต้นการทดลองเพื่อตรวจสอบเสถียรภาพและการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ โดยการกำหนดค่าของกระแสเปรียบเทียบ (i_{LRef}) เริ่มต้นให้เท่ากับ 5 A ป้อนค่ากระแสเปรียบเทียบผ่าน ControlDesk เพื่อนำไปประมวลผลโดย dSPACE เพื่อผ่านไปยังส่วนควบคุมเชื้อเพลิงของเซลล์เชื้อเพลิง โดยการทดลองในบทความนี้เป็นการป้อนค่ากระแสเปรียบเทียบในลักษณะ Manual ปรับความต้านทานของเครื่องจำลองโหลดที่นำมาต่อเป็นโหลดให้กระแสขาเข้า (i_{in}) หรือ i_{FC} ให้ใกล้เคียงกับกระแสเปรียบเทียบ โดยต้องควบคุมแรงดันขาออก (v_{Bus}) ให้คงที่ที่ 60 V_{DC} ตลอดเวลา บันทึกค่าความสัมพันธ์ของ i_{FC} , v_{FC} , i_{Bus} , v_{Bus} ลงยังตารางที่ 1 ทำการทดลองซ้ำโดยการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสเปรียบเทียบ (i_{LRef}) ให้เท่ากับ 10, 15, 20, 25, 30, 35, 40 และ 45 A ตามลำดับ บันทึกค่า

ความสัมพันธ์ดังตารางที่ 1 เช่นเดิม นำค่าที่ได้จากการบันทึกจัดทำเป็นกราฟเปรียบเทียบโดยแสดงผลได้ตามรูปที่ 8



รูปที่ 7 กระแสที่ไหลผ่านขดลวดตัวนำ (I) และกระแสขาเข้า (i_{FC})

รูปที่ 7 แสดงให้เห็นถึงลักษณะกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดตัวนำ (I) แต่ละขด โดยเมื่อกำหนดค่า $i_{LRef} = 20$ A วัดกระแสขาเข้า (i_{FC}) ได้ = 21 A วัดกระแสที่ไหลผ่านขดลวดตัวนำได้ $I_{L1} = I_{L2} = I_{L3} = I_{L4} = 5.25$ A กระแสที่ไหลผ่านขดลวดตัวนำ (I) รูปร่างเหมือนกันแต่เหลื่อมเฟสกัน 90 องศา ขณะที่กระแสขาออก (i_{Bus}) วัดได้ = 8 A



รูปที่ 8 กราฟแรงดันของ V_{FC} เมื่อกระแส I_{FC} , V_{Bus} , I_{Bus} และประสิทธิภาพของระบบในแต่ละสภาวะโหลด

ทั้งนี้ จะพบว่าแรงดันของเซลล์เชื้อเพลิงขณะที่ไม่มีโหลดจะเท่ากับ 37.6 V และจะลดลงต่ำลงเมื่อกระแส I_{FC} สูงขึ้น และต่ำสุดที่ 23.5 V เมื่อกระแส I_{FC} เท่าที่คิด แต่แรงดันขาออกจะคงที่ที่ 60 V_{DC} ตามวัตถุประสงค์ที่กำหนดไว้แต่เริ่มต้น

5.สรุปผลและเสนอแนะ

ในบทความนี้ได้กล่าวถึง หลักการทำงานพื้นฐาน, วงจรควบคุมการทำงานของเซลล์เชื้อเพลิง, การออกแบบวงจรแปลงผันแรงดันไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ 4 เฟสที่เป็นวัตถุประสงค์หลักของการนำเสนอ บทความ รวมถึงโครงสร้างการควบคุมที่เหมาะสมและง่าย ผลจากการ

นำเสนอแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะและเสถียรภาพของเซลล์เชื้อเพลิงที่ใช้งานร่วมกับบูสต์คอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส

ผลการศึกษาในบทความยังแสดงให้เห็นว่าการนำเซลล์เชื้อเพลิงไปประยุกต์ใช้กับงานอื่นไม่ใช่เรื่องยาก เช่นนำไปเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าสาธารณะ เพียงแต่ขยายขนาดให้ใหญ่ขึ้น หรือการนำไปใช้กับรถไฟฟ้าก็เพียงแค่ผสมผสาน (Hybrid) กับแหล่งกำลังงานอื่นก็จะประสบผลตามที่กำหนดไว้ แต่ส่วนสำคัญยิ่งที่นำเสนอให้เห็นคือการควบคุมแรงดันขาออกของคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าคงที่สม่ำเสมอตลอดช่วงการทำงานและให้กระแสขาออกต่อเนื่องตามความต้องการของโหลด มีประสิทธิภาพของระบบอยู่ระหว่าง 85 – 95 % ซึ่งก็เพียงพอต่อความต้องการ

อ้างอิง

- [1] EG&G Technical Services, Inc. "Fuel Cell Handbook (Seventh Edition)" November 2004.
- [2] P. Thounthong and P.Sethkul "Fuel cell Power Generator" EECN-29, pp. 309-312, Nov 2006
- [3] P. Thounthong "Fuel Cell/Battery Powered Electric Vehicle System" EECN-29, pp.361-364, Nov 2006
- [4] P. Thounthong, S. Raël and B. Davat, "Test Bench of a PEM Fuel Cell with Low Voltage Static Converter," *J. Power Sources*, vol.153, pp. 145-150, Jan. 23, 2006
- [5] รศ. ดร. วีระเชษฐ์ ชันเงิน และ วุฒิพล ธาราธิรเศรษฐ์ "อิเล็กทรอนิกส์กำลัง" คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ISBN 974-92440-9-5



ประเสริฐ สารการ สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล เชียงใหม่ กำลังศึกษาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (ไฟฟ้ากำลัง) มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล รัตนบุรี สนใจงานวิจัยเกี่ยวกับเซลล์เชื้อเพลิงและพลังงานทดแทน (พลังงานทางเลือก)



วันชัย ทรัพย์สิงห์ สำเร็จการศึกษา คอ.บ. (วิศวกรรมไฟฟ้า) และ ว.ศ.ม. (วิศวกรรมไฟฟ้า) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ Ph.D. (Electrical Engineering), UNN, Newcastle, England, ปัจจุบันเป็นอาจารย์หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลรัตนบุรี



ปฏิพัทธ์ ทวนทอง สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีและโท (วิศวกรรมไฟฟ้า) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ, Ph.D. จาก Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL) Nancy, France. ปัจจุบันเป็นอาจารย์หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ

การประชุมวิชาการ เครือข่ายพลังงานแห่งประเทศไทย ครั้งที่ 5



5th Conference on Energy Network of Thailand (E-NETT)

29 เมษายน - 1 พฤษภาคม 2552

มหาวิทยาลัยนเรศวร จ.พิษณุโลก

กำหนดการ

ส่งบทความ : ภายใน 20 มกราคม 2552

แจ้งผลการพิจารณาบทความ : ภายใน 1 กุมภาพันธ์ 2552

กำหนดส่งบทความฉบับสมบูรณ์ : ภายใน 1 มีนาคม 2552

แจ้งผลการพิจารณาบทความฉบับสมบูรณ์ : 1 เมษายน 2552

ส่งบทความฉบับสมบูรณ์ : ภายใน 15 เมษายน 2552

ลงทะเบียนเข้าร่วมประชุมล่วงหน้า : ภายใน 25 เมษายน 2552

จัดการประชุมโดย

คณะวิทยาศาสตร์ วิทยาลัยพลังงานทดแทน

และคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร

โทร. 055-261-000-4 ต่อ 3553

e-mail : somchaim@nu.ac.th หรือ e-nett5@nu.ac.th

www.e-nett.org



มหาวิทยาลัยขอนแก่น

เกียรติบัตรนี้ให้ไว้เพื่อแสดงว่า

ประเสริฐ สารการ วันชัย ทรัพย์สิงห์ และ ปฏิพัทธ์ ทานทอง

ได้เข้าร่วมเสนอบทความเรื่อง
แหล่งจ่ายไฟตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิงและแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด

สำหรับประยุกต์ใช้ในรถไฟฟ้า
ในการประชุมวิชาการเครือข่ายพลังงานแห่งประเทศไทย ครั้งที่ 5

ระหว่างวันที่ 29 เมษายน - 1 พฤษภาคม 2552

ให้ไว้ ณ วันที่ 1 พฤษภาคม พุทธศักราช 2552

Jana Jant

(ศาสตราจารย์ ดร.สุจินต์ จินายน)
อธิการบดีมหาวิทยาลัยขอนแก่น



แหล่งจ่ายไฟตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิงและแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด สำหรับประยุกต์ใช้ในรถไฟฟ้า

Fuel Cell / Lead-Acid Battery Hybrid DC Sources for Electric Vehicle Application

ประเสริฐ สารการ, วันชัย ทรัพย์สิงห์¹, ปฏิพัทธ์ ทวนทอง²

¹ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ต.คลองหก อ.ธัญบุรี จ.ปทุมธานี 12110

²ฝ่ายเทคโนโลยีไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ ศูนย์นวัตกรรมเทคโนโลยีไทย-ฝรั่งเศส

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ 1518 ถนนพิบูลสงคราม บางซื่อ กรุงเทพฯ 10800

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นนำเสนอแหล่งจ่ายไฟตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิงและแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด สำหรับประยุกต์ใช้กับรถไฟฟ้า กำหนดให้พิกัดแรงดันขาออกที่ 60 V_{DC} เซลล์เชื้อเพลิงเป็นแหล่งจ่ายหลักต่อเข้า DC Bus ผ่านบูสเตอร์คอนเวอร์เตอร์แบบ 2 เฟส แบตเตอรี่เป็นแหล่งจ่ายเสริมต่อตรงเข้า DC Bus เพื่อเพิ่มไดนามิกส์และเป็นอุปกรณ์เก็บกักพลังงานไฟฟ้า บทความจะแสดงให้เห็นถึง การนำกำลังงานไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายให้กับมอเตอร์กระแสตรง, สภาวะ State-of-charge ของแบตเตอรี่ การทดลองจะใช้เซลล์เชื้อเพลิงชนิด PEM fuel cell พิกัด 1.2 kW, 26 V, 46 A แบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด ขนาด 12V, 11Ah (5 ลูก) ใช้ dSPACE DS1104 ประมวลผลทางคณิตศาสตร์ ผลที่ได้รับจะเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงพร้อมเงื่อนไขการควบคุม นำไปประยุกต์ใช้กับรถไฟฟ้าได้ตามวัตถุประสงค์

คำสำคัญ: การผสมผสาน, เซลล์เชื้อเพลิง, แบตเตอรี่, รถไฟฟ้า, สภาวะประจุ

ABSTRACT

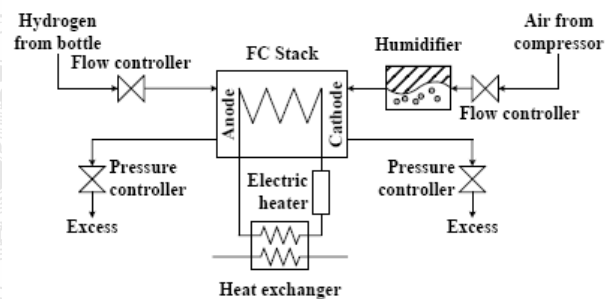
This paper studies a fuel cell / Lead-Acid battery hybrid 60 V_{DC} Sources for electric vehicle application. The fuel cell is connected to a DC Bus by a 2-phase boost converter, and the battery bank is directly connected to the DC Bus for dynamic boost-up and energy storage device. It presents a control strategy used to control power from the fuel cell, power to the motor, and state-of-charge of the battery. Experimental results with a 1.2 kW, 26 V, 46A PEM fuel cell and 12 V, 11Ah lead-acid battery (5 piece.). The numerical calculation in dSPACE DS1104 point out that the fuel cell/Lead-Acid battery hybrid source can effectively function to meet the electric vehicle demand.

Key words: hybrid, Fuel Cell, Battery, electric vehicle, state-of-charge

1. บทนำ

เซลล์เชื้อเพลิง (Fuel Cell) เป็นประดิษฐ์กรรมทางเทคโนโลยีที่ได้รับการยอมรับและเป็นความคาดหวังในอนาคตที่จะให้เป็นแหล่งผลิตพลังงานชนิดใหม่เพื่อตอบสนองความต้องการ นับตั้งแต่พบว่า

เซลล์เชื้อเพลิง มีความสามารถในการเปลี่ยนพลังงานจากการเปลี่ยนแปลงทางเคมีให้เป็นกระแสไฟฟ้าโดยปราศจากมลภาวะ (CO₂) มีค่าประสิทธิภาพการผลิตกระแสไฟฟ้าเกือบ 60 % ซึ่งเกือบจะประมาณ 3 เท่าของค่าประสิทธิภาพของเครื่องยนต์ที่ใช้กระบวนการสันดาปภายใน [1] เซลล์เชื้อเพลิงมีหลายประเภทขึ้นอยู่กับชนิดของสารละลายตัวนำไฟฟ้า (Electrolyte) แต่ละประเภทมีประสิทธิภาพแตกต่างกันไป ประเภทที่นำมาใช้ในบทความนี้เป็นชนิด Polymer Exchange Membrane Fuel Cell (PEMFC) [2] เพราะมีคุณสมบัติที่เหมาะสม นำไปใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังงานหลักเพื่อประยุกต์ใช้กับรถไฟฟ้าได้ ทำงานที่อุณหภูมิต่ำ ให้ความหนาแน่นกำลังไฟฟ้าและประสิทธิภาพสูง การควบคุมการจ่ายเชื้อเพลิงง่าย (รูปที่ 1)

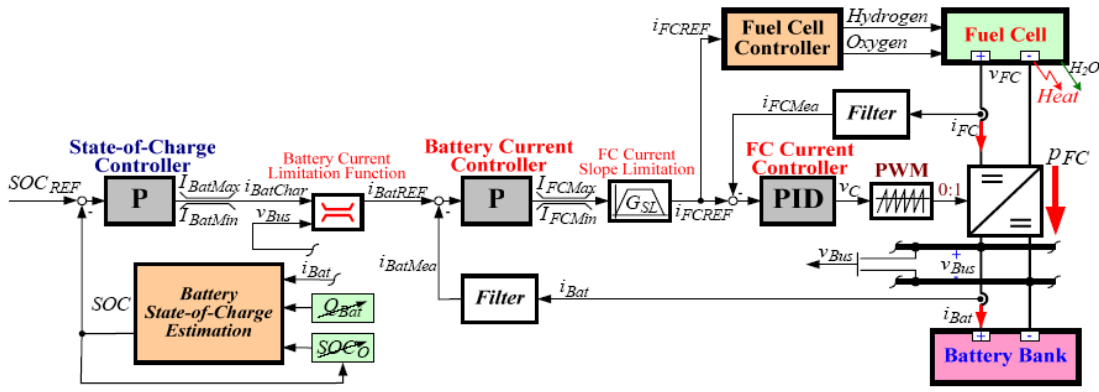


รูปที่ 1. โครงสร้างการควบคุมเซลล์เชื้อเพลิง

อย่างไรก็ตามการใช้งานเซลล์เชื้อเพลิงโดยลำพัง จะยังมีข้อจำกัดอยู่ คือ

- เซลล์เชื้อเพลิงไม่สามารถทำงานได้ทั้งสภาวะจ่ายและรับกำลังงานไฟฟ้า (Bidirectional energy or current) เหตุนี้เราจึงไม่สามารถถเหลได้เพราะระบบของรถไฟฟ้าเมื่อเกิดสภาวะเบรกหรือชะลอจะมีกำลังไฟฟ้าไหลย้อนกลับ (Regeneration)
- ต้องอุ่นเครื่อง 5 - 10 นาทีทุกครั้งก่อนใช้งาน
- เซลล์เชื้อเพลิงยังไม่เป็นที่แพร่หลาย จึงยังมีราคาแพง ส่วนใหญ่มีใช้ในขอบเขตงานค้นคว้าวิจัย [3]

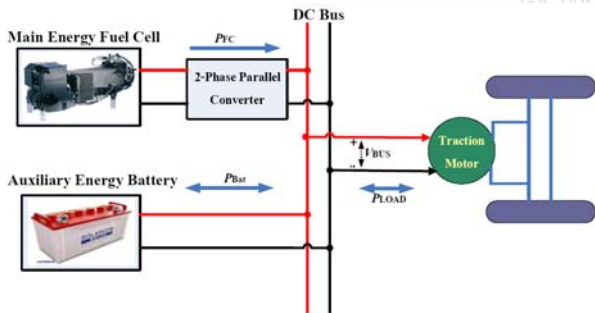
จากข้อด้อยของเซลล์เชื้อเพลิง เมื่อนำมาประยุกต์ใช้กับรถไฟฟ้า ต้องเข้าใจว่าระบบขับเคลื่อนของรถไฟฟ้าเป็นระบบที่มีความต้องการ



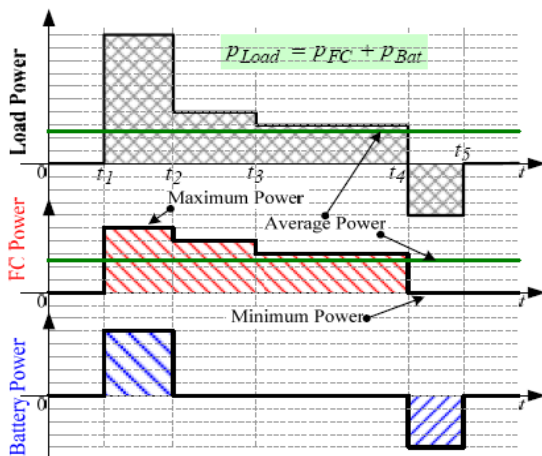
รูปที่ 4. เงื่อนไขการควบคุมแหล่งจ่ายแบบผสมผสาน

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่สูงๆในช่วงเวลาสั้นๆโดยเฉพาะช่วงเวลาที่เริ่มเคลื่อนที่และการลดความเร็วของรถ (รถไฟฟ้าจะใช้กำลังงานไฟฟ้าขณะเริ่มเคลื่อนที่หรือลดความเร็วมากเป็นสองเท่าเมื่อเทียบกับขณะขับเคลื่อนปกติ) [4] การนำเอาอุปกรณ์ที่มีความสามารถเป็นแหล่งเก็บกำลังงานไฟฟ้ามาใช้งานก็เพื่อเพิ่มความหนาแน่นของกำลังไฟฟ้า อุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติเหมาะสมและนำมาใช้ในบทความนี้คือ แบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด (รูปที่ 2 และรูปที่ 3)

บทความนี้ เป็นการนำเสนอวิธีการนำเอาแหล่งจ่ายกำลังงานไฟฟ้าหลัก (เซลล์เชื้อเพลิง: PEMFC) และอุปกรณ์เก็บกำลังงานไฟฟ้า (แบตเตอรี่) มาผสมผสานเพื่อให้เกิดเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงแรงดันขาออกที่ 60 V_{DC} โดยเสนอการหลักการและเงื่อนไขการควบคุมอย่างเป็นลำดับในส่วนที่ 2 ส่วนผลการทดสอบจะแสดงไว้ในส่วนที่ 3



รูปที่ 2. การผสมเซลล์เชื้อเพลิงและแบตเตอรี่เพื่อเป็นแหล่งจ่ายไฟตรง



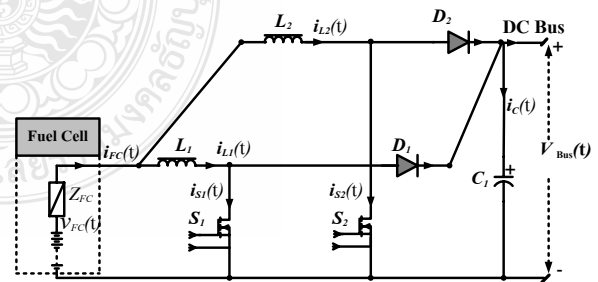
รูปที่ 3. ลักษณะกำลังงานที่เป็นเงื่อนไขการผสมผสาน

2. แหล่งจ่ายไฟตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิงและแบตเตอรี่

2.1 ลักษณะสมบัติทางไฟฟ้า

แรงดันของเซลล์เชื้อเพลิง (V_{FC}) จะมีค่าสูงสุดเมื่อไม่มีกระแสไหล แรงดันจะเริ่มลดลงเมื่อกระแสเพิ่มขึ้น ทั้งนี้ส่วนหนึ่งเกิดการสูญเสียใน Stack และความต้านทานภายในของเซลล์เชื้อเพลิง ที่กระแสฟัด ($i_{FCRated}$) แรงดันจะลดลงเหลือครึ่งหนึ่งเทียบกับสภาวะไร้โหลด [5] ส่วนคุณสมบัติของแบตเตอรี่ โดยพิจารณาความสัมพันธ์ของแรงดันขณะดิสชาร์จเทียบกับเวลา (Battery Voltage Curve) จะพบว่าขณะเริ่มดิสชาร์จ แรงดันที่ขั้วแบตเตอรี่จะลดลงอย่างรวดเร็วจนเป็นศูนย์ ซึ่งเกิดจากค่าความจุและความต้านทานภายในของแบตเตอรี่ จึงแก้ไขจุดอ่อนนี้ด้วยการนำแบตเตอรี่หลาย ๆ ลูกต่อร่วมกันที่เรียกว่า Battery Bank เพื่อใช้เป็นอุปกรณ์จัดเก็บกำลังงานไฟฟ้า

การนำเสนอเงื่อนไขการควบคุมแหล่งจ่ายแบบผสมผสานของเซลล์เชื้อเพลิงและแบตเตอรี่ (รูปที่ 4) เป็นการนำเสนอโดยการต่อเซลล์เชื้อเพลิงเข้ากับ DC Bus ผ่านบูชคอนเวอร์เตอร์แบบ 2 เฟส (รูปที่ 5) ส่วนแบตเตอรี่จะต่อตรงเข้ากับ DC Bus



รูปที่ 5. บูชคอนเวอร์เตอร์แบบ 2 เฟส (Fuel Cell Converter)

2.2 การควบคุมสภาวะของเซลล์เชื้อเพลิง

เมื่อเซลล์เชื้อเพลิงถูกสั่งทำงาน Fuel Cell Controller จะทำหน้าที่ควบคุมการไหลของเชื้อเพลิง (ไฮโดรเจน) เพื่อให้กระแสไฟฟ้าที่ได้จากเซลล์เชื้อเพลิงสอดคล้องกับกระแสเปรียบเทียบกับ i_{FCREF} ตามเงื่อนไขการควบคุม (Hybrid control algorithm) เหตุที่ต้องควบคุมเชื้อเพลิง เพื่อให้เกิดความสมดุลกันระหว่างกระแสไฟฟ้าที่ได้จากการทำปฏิกิริยาในเซลล์เชื้อเพลิงกับกระแสไฟฟ้าใช้งาน ดังนั้น ลูปในของลูบควบคุม จะควบคุมกระแสของเซลล์เชื้อเพลิงและกำลังงานไฟฟ้าที่

จ่ายไปยัง DC Bus โดยอ้างอิงจากกระแสเปรียบเทียบกับ i_{FCREF} ที่สร้างขึ้น (ตามรูปที่ 4) [5]

2.3 เงื่อนไขการควบคุม

กำลังงานที่ปรากฏบน DC Bus ได้จากการผสมผสานกำลังงานระหว่างแหล่งจ่ายหลักและอุปกรณ์เก็บกำลังงาน การควบคุมและจัดการ จะแบ่งสภาวะออกเป็น 3 โหมด (รูปที่ 3)

- **Charge Mode** เป็นสภาวะที่แหล่งจ่ายหลัก จ่ายกำลังงานไฟฟ้าให้กับอุปกรณ์เก็บกำลังงาน และ/หรือจ่ายให้กับ โหลด ($t_2 - t_1$)
- **Discharge Mode** เป็นสภาวะที่แหล่งจ่ายหลักและอุปกรณ์เก็บกำลังงานร่วมกันจ่ายกำลังงานไฟฟ้าให้กับโหลด ($t_1 - t_2$)
- **Recovery Mode** เป็นสภาวะที่โหลดจ่ายกำลังงานกลับคืนให้อุปกรณ์เก็บกำลังงานไฟฟ้า ($t_4 - t_5$)

แบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด เพราะมีข้อดีด้านหาง่ายและราคาถูก นำมาต่อเข้ากับ DC Bus ได้โดยตรงเพื่อให้จ่ายกำลังงานไฟฟ้าเสริมในบางช่วง เช่นขณะที่มอเตอร์เริ่มหมุนหรือเมื่อขณะลดความเร็ว เนื่องจากเซลล์เชื้อเพลิงจะมีไดนามิกส์ต่ำกว่าแบตเตอรี่ (แต่เซลล์เชื้อเพลิงสามารถเป็นแหล่งจ่ายให้กับแบตเตอรี่เพื่อให้แบตเตอรี่เก็บพลังงานไฟฟ้าสำรอง ไว้ใช้ตามเงื่อนไขได้)

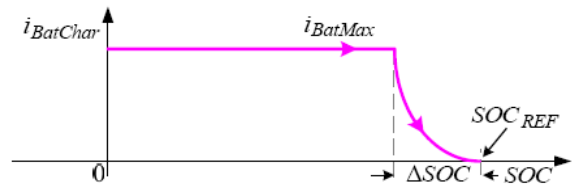
บทความนี้เลือกใช้การควบคุมแบบคาสเคด (Cascade Control) ชนิด 3 ลูป ลูปนอกจะควบคุมสภาวะ State-of-charge (SOC) ของแบตเตอรี่ โดยจะใช้ SOC_{REF} เป็นสัญญาณอ้างอิงเพื่อเปรียบเทียบกับ SOC และใช้กระแสอ้างอิง i_{BatREF} ควบคุมการเปลี่ยนแปลงของกระแสเอาต์พุตจากแบตเตอรี่เพื่อให้ได้ค่าตามต้องการ ลูปกลางเป็นลูปควบคุมกระแสของแบตเตอรี่ โดยนำ i_{BatREF} จากลูปนอกมาเป็นสัญญาณเปรียบเทียบกับและใช้ i_{FCREF} เป็นตัวควบคุมการเปลี่ยนแปลงของกระแสเอาต์พุตของเซลล์เชื้อเพลิง ส่วนลูปในสุดทำหน้าที่ควบคุมกระแสของเซลล์เชื้อเพลิง

2.3.1 ลูปควบคุมสภาวะ State-of-charge ของแบตเตอรี่

ค่า SOC สามารถประมาณการได้จาก

$$SOC(t) = SOC_0 + \frac{1}{Q_{Bat}} \int_{t_0}^t i_{Bat}(t) dt \quad (1)$$

เมื่อ SOC_0 หาได้จาก SOC [%] ของแบตเตอรี่ที่เวลา t_0 และ Q_{Bat} คือค่าความจุของแบตเตอรี่ (Ah) เพื่อเป็นการง่ายการชาร์จของแบตเตอรี่ จะมีค่ากระแสคงที่ (กระแสสูงสุด i_{BatMax} จะอยู่ประมาณ $Q_{Bat}/2 - Q_{Bat}/5$) เมื่อ SOC แตกต่างจาก SOC_{REF} [7] กระแสจะลดลงเมื่อ SOC ใกล้เคียงกับ SOC_{REF} และจะมีค่าเป็นศูนย์เมื่อ SOC เท่ากับ SOC_{REF} (รูปที่ 6) สิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงในการประยุกต์ใช้ในงานรถไฟฟ้าจะต้องตรวจสอบสภาพของแบตเตอรี่และเปลี่ยนทันทีเมื่อแบตเตอรี่เก่าหรือเสื่อมสภาพ [6]



รูปที่ 6. สภาวะการชาร์จประจุของแบตเตอรี่

ในการวิเคราะห์ SOC จะใช้ P-Controller โดยจะสร้างกระแสชาร์จของแบตเตอรี่ $i_{BatChar}$ แต่กระแสชาร์จจะถูกควบคุมปริมาณโดย i_{BatMax} ทั้งนี้ค่า P-Control gain (G_{SOC}) สามารถหาได้จาก

$$G_{SOC} = \frac{i_{BatMax}}{\Delta SOC} \quad (2)$$

เมื่อ ΔSOC หาได้จากเอกสารคู่มือแบตเตอรี่

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

เมื่อ V_{BusMax} หาได้จากค่าสูงสุดของแรงดัน DC Bus ส่วน ΔV_{Bus} หาได้จากเอกสารคู่มือของแบตเตอรี่

2.3.2 ลูปควบคุมกระแสแบตเตอรี่

ลูปควบคุมกระแสของแบตเตอรี่จะรับ i_{BatREF} จากลูปกำหนดค่า SOC P-Controller จะผลิต i_{FCREF} โดยควบคุมระดับให้อยู่ระหว่างค่ากระแสสูงสุด i_{FCMax} (ตามค่าพิกัดกระแสเซลล์เชื้อเพลิง) และค่ากระแสต่ำสุด i_{FCMin} (กำหนดไว้ที่ 0 A) กำหนดค่าความชันสูงสุดของ G_{SL} มีหน่วยเป็นแอมป์ต่อวินาที

เมื่อนำเอาลูปควบคุมกระแสของแบตเตอรี่มาทำการ Transfer Function แบบลูปเปิดก็จะเขียนเป็นรูปใหม่ (ไม่คำนึงค่าสูญเสีย) ได้คือ

$$v_{FC}(t) \cdot i_{FC}(t) = v_{Bus}(t) \cdot i_{Bat}(t) + p_L(t) \quad (4)$$

ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงกำลังงานของโหลดจะพิจารณาหาค่าได้จากสมการ (4) จะได้เป็น

$$\tilde{i}_{FC}(t) = \frac{V_{Bus}}{V_{FC}} \tilde{i}_{Bat}(t) \quad (5)$$

เมื่อ V_{Bus} และ V_{FC} คือค่าของ DC Bus และแรงดันของเซลล์เชื้อเพลิงตามลำดับ

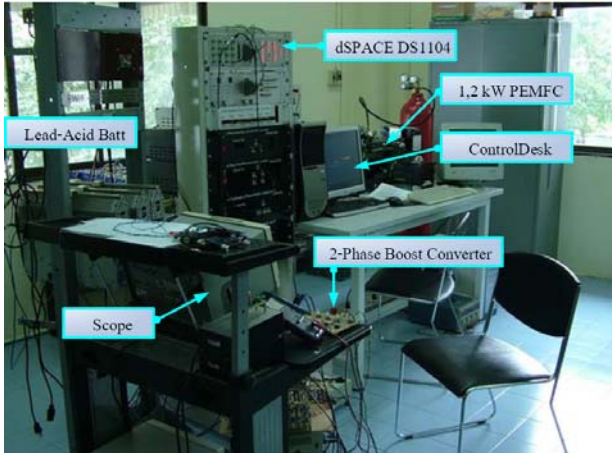
เช่นเดียวกันจากการทำ Transfer Function ลูปเปิดจะสามารถหาค่าอัตราขยาย ที่จะใช้งานได้ดังนี้

$$\left. \frac{\tilde{i}_{BatMea}(s)}{\tilde{i}_{BatREF}(s)} \right|_{OL} = \frac{P-controller}{G_{iBat}} \cdot \frac{\tilde{i}_{Bat}(s)/\tilde{i}_{FC}(s)}{V_{FC}} \cdot \frac{filter}{G_{Bat}} \cdot \frac{1}{T_{Bat}s + 1} \quad (6)$$

ส่วนสาเหตุที่ต้องมีส่วนควบคุมการกรองความถี่ต่ำ (First-order low pass filter) (6) ก็เพื่อลดสัญญาณรบกวนอันเกิดจากสถานะ สวิตซ์ซึ่งในวงจรคอนเวอร์เตอร์

3. ผลการทดลอง

ผลการทดลองจากห้องทดสอบ (รูปที่ 7) โดยเป็นการย่อส่วนลง เพื่อให้เหมาะสม อุปกรณ์จัดเก็บกำลังงานไฟฟ้าจะเป็นแบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด 12V, 11 Ah ต่ออนุกรมกัน 5 ลูก (55 Ah ตามคู่มือ) เซลล์เชื้อเพลิง PEMFC “Heliocentris and Ballard Power System” Nexa® Power Module 1.2 kW, 26 V, 46 A, ผลิตโดยบริษัท Heliocentris Energiesysteme GmbH



รูปที่ 7. ห้องทดสอบระบบการผสมผสานแหล่งพลังงาน

ค่าพารามิเตอร์ที่สัมพันธ์กันของ ลูปแบตเตอรี่ SOC และลูปกำหนดกระแสแบตเตอรี่ จะแสดงรายละเอียดในตารางที่ 1 และ 2 ตามลำดับ ค่าความชัน (G_{SL}) ของกระแสของเซลล์เชื้อเพลิงจะกำหนดให้อยู่ที่ 4 A/s (เป็นค่าตามประสบการณ์) ลูปควบคุมกระแสของแบตเตอรี่จะใช้การควบคุมแบบ Rail-Time โดยการใช dSPACE ความถี่สวิตซ์ที่ 25 kHz และใช้ ControlDesk เป็นตัวควบคุมพารามิเตอร์

ตารางที่ 1. ค่าความสัมพันธ์ของตัวแปรต่าง ๆ ของแบตเตอรี่ SOC

SOC_{REF}	Q_{Bat}	I_{BatMax}	ΔSOC	V_{BusMax}	ΔV_{Bus}	G_{SOC}
100 %	11 Ah	6.6 A	1.5 %	61 V	2 V	3

ตารางที่ 2. ค่าความสัมพันธ์ตัวแปรต่าง ๆ ของกระแสแบตเตอรี่

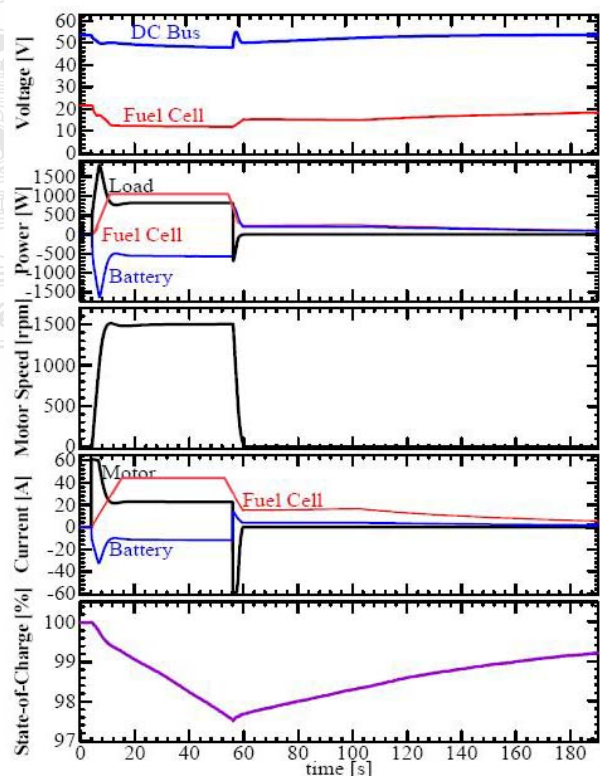
G_{SL}	I_{FCMax}	I_{FCMin}	G_{iBat}	G_{Bat}	T_{Bat}
4 A/s	46 A	0 A	30	1	31.8

จากการทดลองในห้องทดสอบ จำลองการทำงานเหมือนจริงทุกประการโดยการต่อแอกที่โพลต์เข้ากับ DC Bus โหลดที่ใช้จะเป็นมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ในรูปที่ 8 จะแสดงให้เห็นรูปคลื่นต่างๆ ที่วัดผลได้ขณะมอเตอร์ถูกขับเคลื่อน ประกอบไปด้วย แรงดันของ DC Bus แรงดันของเซลล์เชื้อเพลิง ความเร็วรอบของมอเตอร์ กำลังงาน

ของเซลล์เชื้อเพลิง แบตเตอรี่และโหลด (มอเตอร์) กระแสของเซลล์เชื้อเพลิง แบตเตอรี่และโหลด (มอเตอร์) และสุดท้ายจะเป็นสถานะ State-of-charge ของแบตเตอรี่ ขณะที่มอเตอร์ยังไม่ทำงานรูปคลื่นจะแสดงค่ากำลังงานของเซลล์เชื้อเพลิง แบตเตอรี่ และSOC อยู่ที่ 100% มอเตอร์เริ่มหมุนจนถึงความเร็วรอบสูงสุด 1,500 รอบ/นาที ใช้เวลา 4 Sec ทั้งนี้จะสังเกตได้ว่า

- แบตเตอรี่สามารถจ่ายกำลังงานได้ถึง 1800-W ตามความต้องการของโหลด (มอเตอร์) ขณะเริ่มเร่งความเร็ว
- กระแสของเซลล์เชื้อเพลิงจะมีอัตราความชันที่ 4A/s และจ่ายกระแสได้ในระดับสูงสุดที่ 46 A
- ขณะเดียวกันกระแสของแบตเตอรี่ที่มีค่าลดลง (negative) ขณะที่มอเตอร์เพิ่มความเร็ว จะเริ่มมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนมีค่าอยู่ที่ -10 A เพราะสถานะคงที่ของกำลังโหลด (ราว ๆ 1000 W) ซึ่งตำแหน่งนี้จะเป็นตำแหน่งที่เซลล์เชื้อเพลิงจ่ายกำลังงานได้สูงสุด (ประมาณ 1000 W)

หลังจากช่วงเวลา $t = 56$ s มอเตอร์จะลดความเร็วจนหยุดนิ่ง จุดนี้กำลังงานของโหลดจะสูงสุดประมาณที่ -600 W ดังนั้นจุดนี้จึงเป็นตำแหน่งที่สำคัญที่แบตเตอรี่จะต้องเริ่มทำการ Charged พลังงานโดยจะรับพลังงานจากเซลล์เชื้อเพลิงและมอเตอร์ ผ่าน DC Bus สุดท้ายเมื่อ แบตเตอรี่ SOC อยู่ที่ 98% ที่ $t = 106$ s กระแสชาร์จของแบตเตอรี่จะลดลงอย่างอัตโนมัติ เพราะว่า $\Delta SOC = 1.5\%$ และ $G_{SOC} = 3$ กระแสของเซลล์เชื้อเพลิงจะลดเช่นกัน และจะมีค่าเป็นศูนย์เมื่ออยู่ในสถานะ 100% SOC



รูปที่ 8. ผลตอบสนองของกระแส, แรงดัน, ความเร็วรอบ, กำลังของโหลด

4.สรุปผล

บทความนี้เป็นกรนำเสนอรายละเอียดถึงวิธีการ การผสมผสานเซลล์เชื้อเพลิงและแบตเตอรี่โดยกำหนดเงื่อนไขให้เซลล์เชื้อเพลิงเป็นแหล่งจ่ายพลังงานให้กับโหลด แบตเตอรี่จะเป็นตัวเก็บประจุเมื่อเซลล์เชื้อเพลิงจ่ายกำลังงานเกินความต้องการ เป็นวิธีที่ง่ายเหมาะกับการนำไปเป็นแหล่งกำลังงานแบบผสมผสานเพื่อจ่ายให้กับเครื่องจักร(รถไฟฟ้า) โดยผลที่ได้ยังไม่พบปัญหาหรือข้อต่อใด ๆ การทดลองจะใช้แบตเตอรี่ 12 V, 11Ah 5 ลูกต่ออนุกรมกัน เซลล์เชื้อเพลิงแบบ PEMFC 1.2 kW โหลดจะเป็นมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงต่อเข้ากับ DC Bus ผลการทดลองที่ได้จะเป็นการบันทึกผลในขณะที่มอเตอร์ขับเคลื่อน ผลที่ได้มีความสอดคล้องกับวัตถุประสงค์เป็นอย่างดี

อ้างอิง

- [1] M. Granovskii, I. Dincer, and M. A. Rosen, "Environmental and economic aspects of hydrogen production and utilization in fuel cell vehicle," *J. Power Sources*, vol. 157, pp. 411-412, June 19, 2006
- [2] T. Gilchrist, "Fuel cells to the fore [electric vehicles] *IEEE Spectrum*, vol.35 pp. 35-40, Nov.1998
- [3] P. Thounthong "Fuel Cell/Battery Powered Electric Vehicle System" *EECON-29*, pp.361-364, Nov 2006
- [4] K. J. Kelly and A. Rajagopalan, "Benchmarking of OEM Hybrid Electric Vehicles at NREL: MilestoneReport," U.S. Department of Energy (DOE), Contract No. DE-AC36-99-GO10337, Aug. 2001.
- [5] P. Thounthong, S. Raél and B. Davat, "Control of fuel cell/supercapacitors hybrid power sources," in *Proc. 2005 IEEE-IECON05*, North Carolina-USA, Nov. 6-10, 2005, pp. 768-773.
- [6] E. Meissner and G. Richter, "Battery monitoring and electrical energy management: precondition for future vehicle electric power systems," *J. Power Sources*, vol. 116, pp. 79-98, July 2003.



ประเสริฐ สารการ สำเร็จการศึกษาปริญญาตรี จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล เชียงใหม่ ศึกษาในระดับวิศวกรรมศาสตร์มหาบัณฑิต (ไฟฟ้ากำลัง) มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล รัตนบุรี ปัจจุบันทำงานอยู่ที่ บจก. อาควา นิชิฮาระ คอร์ปอเรชั่น อ.นครหลวง จ. พระนครศรีอยุธยา ตำแหน่งผู้ช่วยผู้จัดการโรงงาน



วันชัย ทรัพย์สิงห์ สำเร็จการศึกษา คอ.บ. (วิศวกรรมไฟฟ้า) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ ป.บัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) จากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย วศ.ม.(วิศวกรรมไฟฟ้า) สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ Ph.D (Electrical Engineering), UNN, Newcastle, England, ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล รัตนบุรี



ปฏิพัทธ์ ทวนทอง สำเร็จการศึกษาปริญญาตรี และโท (วิศวกรรมไฟฟ้า) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ, Ph.D. จาก Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL) Nancy, France. ปัจจุบันเป็นอาจารย์ภาคครุศาสตร์ไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – นามสกุล	นายประเสริฐ สารการ
วัน เดือน ปีเกิด	23 ตุลาคม 2507
ที่อยู่	329/24 หมู่บ้านจตุรรัตน์เดอะซิตี ถ.เทศบาล 2 ต.ปากเพรียว อ.เมือง จ.สระบุรี 18000
ประวัติการศึกษา	สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตภาคพายัพ ปี 2531
ประวัติการทำงาน	
พ.ศ. 2531-2540	หัวหน้าฝ่ายซ่อมบำรุงไฟฟ้า บจก. สหโมเสกอุตสาหกรรม
พ.ศ. 2540-2545	ผู้จัดการฝ่ายผลิตและซ่อมบำรุง บจก. สยามปูนขาว
พ.ศ. 2545-2546	ผู้จัดการฝ่ายผลิต หจก. ไบโอดีเอ็ม โปรดักซ์
พ.ศ. 2546-2551	ผู้จัดการโรงงาน บจก. สยามผลิตภัณฑ์ปูนขาว
พ.ศ. 2551- ปัจจุบัน	ผู้จัดการฝ่ายผลิต บจก. อakwa นิชิฮาระ คอร์ปอเรชั่น

ผลงานวิจัยตีพิมพ์

1. แหล่งจ่ายไฟตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิงและแบตเตอรี่ สำหรับประยุกต์ใช้กับรถไฟฟ้า “Fuel Cell/Battery Hybrid DC Sources for Electric Vehicle Application” 1st Electrical Engineering Network 2008 (EENET 2008) 19-21 พฤศจิกายน 2551 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล
2. แหล่งจ่ายไฟตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิงและแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด สำหรับประยุกต์ใช้ในรถไฟฟ้า “Fuel Cell/Lead-Acid Battery Hybrid DC Sources for Electric Vehicle Application” การประชุมเชิงวิชาการเครือข่ายพลังงานแห่งประเทศไทย ครั้งที่ 5 (E-NETT5-2009) 29 เมษายน – 1 พฤษภาคม 2552 มหาวิทยาลัยนเรศวร พิษณุโลก
3. บุสต์คอนเวอร์เตอร์แบบ 4 เฟส สำหรับประยุกต์ใช้กับเซลล์เชื้อเพลิง “4 - Phase Boost Converter for Fuel Cell Application” EECON32 28-30 ตุลาคม 2552 มหาวิทยาลัยมหิดล
4. 4-Phase Interleaved Technique Boost Converter for Fuel Cells Application การประชุมเชิงวิชาการเครือข่ายพลังงานแห่งประเทศไทย ครั้งที่ 6 (E-NETT6-2010) 5-7 พฤษภาคม 2553 โรงแรม สอติเคย์ อินน์ รีสอร์ท รีเจนท์ บีช ชะอำ เพชรบุรี มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ (Acceptance)