

การควบคุมแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสมผสาน
ด้วยเซลล์แสงอาทิตย์และซูเปอร์คาปาซิเตอร์

นพดล หนั้วอินปັນ[†]

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ปีการศึกษา 2554

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การควบคุมแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสมผสานด้วยเซลล์แสงอาทิตย์และซูเปอร์คาปาซิเตอร์ Control of Hybrid DC Source Using Solar Cell and Super Capacitors
ชื่อ – นามสกุล	ร.อ.นพดล หนั้วอินปั้น
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วันชัย ทรัพย์สิงห์
อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม	รองศาสตราจารย์ ดร.ปฏิพัทธ์ ทวนทอง
ปีการศึกษา	2554

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



..... ประธานกรรมการ
()

..... กรรมการ
()

..... กรรมการ
()

..... กรรมการ
()

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี อนุมัติวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
()
วันที่ เดือน พ.ศ.

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การควบคุมแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสมผสานด้วยเซลล์แสงอาทิตย์และซูเปอร์คาปาซิเตอร์
ชื่อ – นามสกุล	ร.อ.นพดล หนัวินัน
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วันชัย ทรัพย์สิงห์
อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม	รองศาสตราจารย์ ดร.ปฏิพัทธ์ ทวนทอง
ปีการศึกษา	2554

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการควบคุมพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสมผสานด้วยเซลล์แสงอาทิตย์ และซูเปอร์คาปาซิเตอร์ เพื่อเป็นอุปกรณ์เก็บพลังงานไฟฟ้าที่มีแรงดันคงที่ โดยกำหนดให้เซลล์แสงอาทิตย์เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าหลักต่อเข้าบัสไฟฟ้ากระแสตรงขนาดแรงดัน 60 โวลต์ ผ่านวงจรทบทแรงดันชนิดเหลื่อมเฟสแบบ 4 เฟส และซูเปอร์คาปาซิเตอร์เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าเสริม โดยต่อผ่านวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ 2 ทิศทาง เพื่อเพิ่มสภาวะพลวัตของระบบขณะโหลดมีขนาดพิกัดกำลังไฟฟ้าสูง

ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้เซลล์แสงอาทิตย์ชนิดผลึกเดี่ยว พิกัดกำลังไฟฟ้า 200 วัตต์ 26 โวลต์ 7.7 แอมแปร์ และชุดวงจรอนุกรมของซูเปอร์คาปาซิเตอร์จำนวน 12 เซลล์ แต่ละตัวมีขนาด 1200 ฟารัด 2.7 โวลต์ เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้า วงจรทบทแรงดันและวงจรแปลงผันแบบ 2 ทิศทางใช้มอสเฟตกำลังเป็นสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ ความถี่ในการสวิตช์ 25 กิโลเฮิร์ตซ์ ควบคุมกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าทั้งสองให้ได้แรงดันคงที่บนบัสไฟตรง 60 โวลต์ ด้วยการควบคุมป้อนกลับแบบคาสเคดคอนโทรลชนิดตัวควบคุมแบบพี-ไอ โดยการประมวลผลทางคณิตศาสตร์บนบอร์ด DS1104 ของบริษัท dSPACE GmbH. ทั้งนี้โดยกำหนดการทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์และโหลดที่สภาวะต่าง ๆ

ผลการทดสอบ แสดงให้เห็นสมรรถนะของระบบควบคุมแรงดันบัสของแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่นำเสนอ สามารถรักษาระดับแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงคงที่ 60 โวลต์ตลอดเวลา โดยตอบสนองการทำงานของโหลดขณะสภาวะการทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์มีการเปลี่ยนแปลงพิกัดกำลังขาออกในช่วงเวลาตั้งแต่ 20.8 – 56 วินาที และสามารถควบคุมค่ากำลังไฟฟ้าขาออกขณะโหลดเต็มพิกัดภายในเวลา 2 – 10 วินาที ขึ้นอยู่กับพิกัดกำลังของเซลล์แสงอาทิตย์

คำสำคัญ: แหล่งจ่ายไฟตรงแบบผสม เซลล์แสงอาทิตย์ ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ คอนเวอร์เตอร์

Thesis Title	Control of Hybrid DC Source Using Solar Cell and Super capacitors
Name - Surname	Flt.Lt. Noppadol Newinpun
Program	Electrical Engineering
Thesis Advisor	Assistant Professor Dr. Wanchai Subsingha
Thesis Co-advisor	Associate Professor Dr. Phatiphat Thounthong
Academic Year	2011

ABSTRACT

This thesis presents the control of hybrid DC source using Solar Cell and Super capacitors in order to dedicate as a constant voltage energy source, Solar cell acts as a main source which is connected to a 60V DC via an interleaved 4-phase DC boost converter. Super capacitors Module is an auxiliary sources which is also connected to a DC bus via a bi-directional converter in order to fulfill dynamics performance of the system when a maximum power of load is applied.

In the Thesis, Single Crystal Solar cell 200 W, 26 V, 7.7A and a module of Super capacitors that connected in series circuit are used as energy sources, Each cell of Super capacitors is 1200 Farad 2.7 V. DC boost converter and bi-directional converter is implemented using 25 kHz switching frequency of power MOSFET as electronic switches in the circuit. The power control of both sources is applied by cascade feedback control loop using PI controller in order to keep constant voltage 60 V on DC bus. This control scheme is implemented using a digital signal processor board of DS1104 from dSPACE GmbH. Nevertheless, the experiment is set in various operating conditions of Solar Cell and loads.

The results show that the performance of the control scheme for regulating a constant output DC voltage along the test is always steady state at 60 V bus in various conditions of Solar Cell and loads is adequately within time response 20.8 - 56 second. However, it can regulate an output voltage while sudden maximum power load within time response 2-10 second depend upon the operating power of such Solar Cell in the test.

Keywords: hybrid dc sources, solar cell, super capacitor, convertor

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความเมตตากรุณาอย่างสูงจาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. วันชัย ทรัพย์สิงห์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก รองศาสตราจารย์ ดร. ปฏิพัทธ์ ทวนทอง อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม คณะกรรมการ ดร.กฤษณ์ชนม์ ภูมิภักดีพิชญ์ กรรมการ ดร.สุรินทร์ แห่งมงาม และผู้ทรงคุณวุฒิ น.ท.ดร.วรวุฒิ ประทุมชาติ ที่ได้ให้โอกาสและให้ความรู้แก่ผู้จัดทำ

ขอขอบพระคุณคณาจารย์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชา บ่มเพาะจนผู้วิจัยสามารถ นำเอาหลักการมาประยุกต์ใช้และอ้างอิงในงานวิจัยครั้งนี้ นอกเหนือจากนี้ขอขอบคุณผู้บริหาร มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ที่มอบทุนสนับสนุนพัฒนาบุคลากรตลอดระยะเวลาในการศึกษาของผู้วิจัย

ขอบพระคุณเจ้าหน้าที่ประจำศูนย์นวัตกรรมเทคโนโลยีไทย-ฝรั่งเศส ภาควิชาครุศาสตร์ ไฟฟ้า คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ รวมทั้ง นักศึกษาทุกคนที่ได้ให้ความกรุณาใช้เครื่องมือ อุปกรณ์ คำแนะนำ ตลอดจนความสะดวกในการทำ วิจัย

ขอบพระคุณผู้บังคับบัญชาของไฟฟ้า กรมช่างโยธาทหารอากาศ ที่ให้โอกาสทางการศึกษา ตั้งแต่เริ่มต้นจนถึงสิ้นสุดกระบวนการ

ท้ายสุดนี้ขอขอบพระคุณ คุณแม่ คุณพ่อ ที่ให้ชีวิต ความแกร่ง ความกล้า และการอบรมสั่ง สอนให้ผู้ทำวิจัยมีความอดทนต่อสู้กับอุปสรรคที่เกิดขึ้น พร้อมให้กำลังใจจนสามารถจัดทำ วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จด้วยดี

ประโยชน์อันใดก็ตามที่เกิดขึ้นจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ข้าพเจ้าขอมอบเป็นกุศลให้กับทุก ท่านที่กล่าวมาแล้วข้างต้นขอให้มีความสุข ความเจริญ สืบเนื่องตลอดไป

นพดล หนั้วอินปิ่น

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ค
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ง
กิตติกรรมประกาศ.....	จ
สารบัญ.....	ฉ
สารบัญตาราง.....	ช
สารบัญภาพ.....	ฉ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	3
1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	3
1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการของวิทยานิพนธ์.....	3
1.5 ประโยชน์ของวิทยานิพนธ์.....	4
2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	3
2.1 เซลล์แสงอาทิตย์.....	6
2.2 แหล่งเก็บสะสมพลังงานไฟฟ้า.....	22
2.3 ชุปเปอร์คาปาซิเตอร์.....	27
2.4 คอนเวอร์เตอร์.....	34
2.5 วงจรทบทแรงดันแบบขนานหลายเฟส.....	53
2.6 เทคนิคการอินเตอร์ลีฟ.....	54
2.7 การควบคุมกระแสในลูบปิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบขนานหลายเฟส.....	55
2.8 การออกแบบวงจรกำลังของคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง.....	57
2.9 ตัวควบคุมอัตโนมัติ.....	76
2.10 ทฤษฎีพื้นฐานการควบคุมแบบดิจิทัล.....	81
2.11 ตัวควบคุมแบบดิจิทัล.....	83
2.12 ตัวควบคุม dSPACE.....	85
2.13 โปรแกรม Matlab/Simulink.....	87

สารบัญ (ต่อ)

บทที่	หน้า
2.14 สรุป	88
3 ขั้นตอนการทดลอง	89
3.1 การออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์ทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบขนาน 4 เฟส	91
3.2 การออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ 2 ทิศทางแบบ 4 เฟส	107
3.3 การออกแบบส่วนควบคุมการผสมผสานกำลังงาน	125
3.4 การจัดการกำลังงานบน DC Bus	129
3.5 การกำหนดค่าพีคอนโทรล (P-Control)	133
3.6 การหาค่า K_p และ T_i	134
4 ผลการทดลอง	140
4.1 วัตถุประสงค์ของการทดสอบ	140
4.2 เครื่องมือวัดและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ	141
4.3 ลำดับขั้นตอนการทดสอบ	141
4.4 ข้อสังเกตจากการทดลอง	164
5 สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ	165
5.1 ข้อดีของระบบ	165
5.2 ข้อบกพร่องของระบบ	166
5.3 ข้อเสนอแนะสำหรับการพัฒนางานวิจัย	166
รายการอ้างอิง	167
ภาคผนวก	169
ภาคผนวก ก ลายวงจรพิมพ์และตำแหน่งการวางอุปกรณ์บูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์	170
ภาคผนวก ข ลายวงจรพิมพ์ การวางตำแหน่ง อุปกรณ์บูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส 2 ทิศทาง สำหรับซูเปอร์คาปาซิเตอร์	184
ภาคผนวก ค ส่วนประกอบการทดลองและข้อมูลทางเทคนิคของอุปกรณ์ที่สำคัญ	198
ภาคผนวก ง ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่	208
ประวัติผู้เขียน	224

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การเปรียบเทียบการทำงานของวงจรบั้ง วงจรบุงสต์และวงจรบั้ง-บุงสต์คอนเวอร์เตอร์	53
2.2 การเปรียบเทียบวงจรแม่เหล็กไฟฟ้าและวงจรไฟฟ้า	60
2.3 ข้อมูลลวดทองแดง	69
3.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการประลองบุงสต์คอนเวอร์เตอร์แบบ 4 เฟส	139
4.1 ข้อกำหนดทางไฟฟ้าของบุงสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์	144
4.2 ผลการประลองชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์	148
4.3 ผลการประลอง ชุดคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 ทิศทาง แบบขนาน 4 เฟส สำหรับซูเปอร์คาปาซิเตอร์	155



สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 การแบ่งกลุ่มของเซลล์แสงอาทิตย์.....	7
2.2 เซลล์แสงอาทิตย์สารกึ่งตัวนำประเภทซิลิคอนชนิดต่าง ๆ	8
2.3 ส่วนประกอบของเซลล์แสงอาทิตย์	8
2.4 การเคลื่อนที่ของกระแสไฟฟ้าในเซลล์แสงอาทิตย์.....	9
2.5 ตำแหน่งอิเล็กทรอนิกส์และโฮลก่อนรับพลังงานแสงอาทิตย์	10
2.6 ทิศทางการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนและ โฮลขณะรับพลังงานแสงอาทิตย์.....	10
2.7 การเกิดกระแสไฟฟ้าขณะรับพลังงานแสงอาทิตย์	11
2.8 การต่อวงจรสมมูลของเซลล์แสงอาทิตย์.....	12
2.9 ลักษณะกระแสและแรงดันไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์	13
2.10 กราฟกระแสกับแรงดันของเซลล์แสงอาทิตย์ (I-V Curve)	14
2.11 ไตอะแกรมทดสอบการวัดคุณลักษณะกระแสและแรงดันไฟฟ้า	14
2.12 แบบจำลองคุณลักษณะทางสถิติของเซลล์แสงอาทิตย์.....	15
2.13 กราฟกระแสและแรงดันที่อุณหภูมิและความเข้มแสงค่าต่าง ๆ	16
2.14 ผลของอุณหภูมิต่อแรงดันวงจรปิดและกระแสลัดวงจร.....	17
2.15 ผลของความต้านทานอนุกรมต่อลักษณะกระแสและแรงดัน.....	17
2.16 ผลของความต้านทาน Shunt ต่อลักษณะกระแสและแรงดัน	18
2.17 ไตอะแกรมปัจจัยการลดทอนของแผงเซลล์แสงอาทิตย์	19
2.18 ลักษณะของผิวหน้าของเซลล์ซึ่งผ่านการทำ surface texturing	19
2.19 การผลิตกระแสไฟฟ้าด้วยเซลล์แสงอาทิตย์แบบอิสระ	20
2.20 การผลิตกระแสไฟฟ้าด้วยเซลล์แสงอาทิตย์แบบต่อกับระบบจำหน่าย	21
2.21 การผลิตกระแสไฟฟ้าด้วยเซลล์แสงอาทิตย์แบบผสมผสาน	22
2.22 อัตราการประจุและคายประจุของแบตเตอรี่.....	23
2.23 โครงสร้างพื้นฐานของตัวเก็บประจุ.....	25
2.24 การทำงานขึ้นตอนการเก็บประจุ.....	26
2.25 การทำงานขึ้นตอนการคายประจุ	27
2.26 ลักษณะเฉพาะระหว่างพลังงานและกำลังของซูเปอร์คาปาซิเตอร์เทียบกับแบตเตอรี่ ชนิดต่าง ๆ	28

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
2.27 วงจรสมมูลของซูปเปอร์คาปาซิเตอร์	29
2.28 ลักษณะการคายประจุของชุดซูปเปอร์คาปาซิเตอร์เมื่อกระแสคงที่	31
2.29 ลักษณะการคายประจุของชุดซูปเปอร์คาปาซิเตอร์เมื่อพลังงานคงที่.....	31
2.30 วงจรสมมูลของวงจรทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	34
2.31 วงจรการทำงานของวงจรทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	35
2.32 สัญญาณต่าง ๆ ของวงจรทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	36
2.33 วงจรสมมูลของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง.....	41
2.34 วงจรการทำงานของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง.....	42
2.35 สัญญาณต่างๆ ของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	43
2.36 รูปวงจรสมมูลของวงจรทอน – ทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	46
2.37 การทำงานของวงจรทอน – ทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	47
2.38 วงจรทบแรงดันแบบหลายเฟส	54
2.39 การควบคุมกระแสแบบลูปปิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส	56
2.40 วงจรแม่เหล็กพื้นฐาน.....	58
2.41 กราฟความสัมพันธ์ฮิสเทอรีซิสลูป.....	59
2.42 วงจรแม่เหล็กไฟฟ้าและวงจรเทียบเคียง.....	60
2.43 ลักษณะของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่าง ๆ.....	62
2.44 ตัวอย่างของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่าง ๆ	62
2.45 เส้นโค้งฮิสเทอรีซิสของแกนเฟอร์ไรต์.....	63
2.46 ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสารชนิด 6H20 7H20 และ 7H10	64
2.47 ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุด นำกระแส	72
2.48 ตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต	73
2.49 ตัวอย่างของ Gate Charge Chart	73
2.50 ลักษณะการชาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแสและผลเมื่อเริ่มหยุด นำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต.....	74
2.51 พิกัด FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ IRFP250N	76

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
2.52 ไตอะแกรมของตัวควบคุมแบบพีไอ	78
2.53 ผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดของตัวควบคุมแบบพีไอ	78
2.54 วงจรควบคุมแบบพีไอ	78
2.55 วงจรควบคุมแบบพีไอปรับค่าอิสระต่อกัน	80
2.56 สัญลักษณ์ของสัญญาณ PWM	82
2.57 การเปรียบเทียบสัญญาณสามเหลี่ยมกับ ไซน์	82
2.58 ไตอะแกรมการควบคุมอัตโนมัติ	83
2.59 ระบบควบคุมแบบ Direct Digital Control	83
2.60 บล็อกไตอะแกรมของตัวควบคุมดิจิทัล	85
2.61 อุปกรณ์ควบคุม dSPACE	86
3.1 แผนภูมิกระบวนการวิจัย	90
3.2 แผนผังโครงสร้างการผสมผสานพลังงาน	91
3.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์สำหรับแผงเซลล์แสงอาทิตย์ชนิด 4 เฟส	92
3.4 วงจรตรวจจับกระแส	97
3.5 วงจรขั้วนำเกิด	99
3.6 การควบคุมกระแสแบบลูปปิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส	100
3.7 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์อ้างอิง	101
3.8 วงจรโมโนสเตเบิล มัลติไวเบเรเตอร์	102
3.9 วงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยม	104
3.10 วงจรมอดูเลตตามความกว้างของสัญญาณพัลส์ (PWM)	105
3.11 วงจรควบคุมแบบพีไอ สำหรับบัสต์คอนเวอร์เตอร์	106
3.12 ส่วนประกอบคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทางแบบ 4 เฟส สำหรับซูปเปอร์คาปาซิเตอร์	107
3.13 วงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทาง 4 เฟส สำหรับซูปเปอร์คาปาซิเตอร์	108
3.14 วงจรตรวจจับกระแส 1 เฟส	113
3.15 วงจรเดคไทม์	114
3.16 ช่วงเวลาของวงจรเดคไทม์	114
3.17 วงจรขั้วนำเกิด	115

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.18 วงจรกำเนิดสัญญาณควิตซ์ไซเกิด.....	116
3.19 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา 25 kHz	117
3.20 วงจรโมโนสเตเบิลสำหรับสัญญาณ A	119
3.21 การต่อวงจรโมโนสเตเบิลจำนวน 4 ชุด	120
3.22 วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย	121
3.23 วงจรควบคุมแบบพี-ไอ สำหรับคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทาง	123
3.24 แผนภาพระบบจัดการการผสมผสานกำลังงาน	125
3.25 ระบบจัดการด้านกำลังงานของโหนด เซลล์แสงอาทิตย์และซูเปอร์คาปาซิเตอร์	126
3.26 สภาวะขับเคลื่อนโดยเซลล์แสงอาทิตย์	127
3.27 สภาวะขับเคลื่อนโดยเซลล์แสงอาทิตย์ร่วมกับชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์	128
3.28 สภาวะขับเคลื่อนโดยเซลล์แสงอาทิตย์พร้อมประจุกลับ	128
3.29 สภาวะประจุนชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์	129
3.30 วงจรสมมูลการจัดการกำลังงานบน DC Bus	130
3.31 วงจรบล็อกไดอะแกรม DC Bus Voltage Control Loop	131
3.32 บล็อกไดอะแกรม Supercapacitor Charge Loop	132
3.33 การกำหนดค่าพารามิเตอร์ใน M-File MATLAB/Simulink	134
3.34 การตั้งค่า Graphical Tuning ใน Control and Estimation Tools Manager	135
3.35 การตั้งค่า Analysis Plots ใน Control and Estimation Tools Manager	135
3.36 การปรับ Phase Margin	136
3.37 การตรวจสอบ Step Response	137
3.38 การตรวจสอบ Compensator Editor ใน Control and Estimation Tools Manager	137
3.39 ระบบการควบคุมการผสมผสานกำลังงานทั้ง 2 แหล่งจ่าย	139
4.1 ห้องปฏิบัติการทดสอบแหล่งจ่ายไฟแบบผสมด้วยเซลล์แสงอาทิตย์และ ซูเปอร์คาปาซิเตอร์	140
4.2 วงจรทดสอบการส่งถ่ายพลังงานสำหรับบัสต์คอนเวอร์เตอร์ของเซลล์แสงอาทิตย์	142
4.3 วงจรทดสอบการส่งถ่ายพลังงานสำหรับบัสต์คอนเวอร์เตอร์สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์	142
4.4 การเตรียมอุปกรณ์ในการทดลอง	143

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.5 ผลการประลอง ชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์ ด้วยกระแสอ้างอิงที่ 5 A.....	145
4.6 ผลกระแสและแรงดัน อินพุตและเอาต์พุต ด้วยกระแสอ้างอิงที่ 5 A.....	146
4.7 กราฟผลการประลอง ชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์ ด้วยกระแสอ้างอิงที่ 40 A.....	146
4.8 ผลกระแสและแรงดัน อินพุตและเอาต์พุต ด้วยกระแสอ้างอิงที่ 40 A.....	147
4.9 ประสิทธิภาพของบวสคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟสสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์	149
4.10 วงจรทดสอบการส่งถ่ายพลังงานสำหรับบวสคอนเวอร์เตอร์ สำหรับซูปเปอร์คาปาซิเตอร์.....	149
4.11 วงจรทดสอบการส่งถ่ายพลังงานสำหรับบวสคอนเวอร์เตอร์ สำหรับซูปเปอร์คาปาซิเตอร์.....	150
4.12 การเตรียมอุปกรณ์ในการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ สำหรับซูปเปอร์คาปาซิเตอร์.....	151
4.13 ผลการประลอง ชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์ ด้วยกระแสอ้างอิงที่ 5 A.....	152
4.14 ผลกระแสและแรงดัน อินพุตและเอาต์พุต ด้วยกระแสอ้างอิงที่ 5 A.....	153
4.15 ผลการประลอง ชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์ ด้วยกระแสอ้างอิงที่ 40 A.....	154
4.16 ผลกระแสและแรงดัน อินพุตและเอาต์พุต ด้วยกระแสอ้างอิงที่ 40 A.....	154
4.17 ประสิทธิภาพของบวสคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส 2 ทิศทาง สำหรับซูปเปอร์คาปาซิเตอร์.....	156
4.18 ประสิทธิภาพของบวสคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส 2 ทิศทาง สำหรับซูปเปอร์คาปาซิเตอร์.....	157
4.19 วงจรประลองแหล่งจ่ายแบบผสมด้วยเซลล์แสงอาทิตย์และซูปเปอร์คาปาซิเตอร์	157
4.20 การเตรียมอุปกรณ์ในการทดสอบจ่ายกำลังงานแบบผสมด้วยเซลล์แสงอาทิตย์มีและ ซูปเปอร์คาปาซิเตอร์.....	158
4.21 ผลตอบสนอง กระแสและแรงดันที่ บัสและซูปเปอร์คาปาซิเตอร์จากเครื่องวัด ที่พิกัด 200 วัตต์	160
4.22 ผลตอบสนอง กระแสและแรงดันที่ บัสและซูปเปอร์คาปาซิเตอร์จากเครื่องวัด ที่พิกัด 300 วัตต์	162
4.23 ผลตอบสนอง กระแสและแรงดันที่ บัสและซูปเปอร์คาปาซิเตอร์จากเครื่องวัด ที่พิกัด 400 วัตต์	163

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

พลังงานไฟฟ้าเป็นหนึ่งในปัจจัยหลักพื้นฐานที่สำคัญในการตอบสนองความต้องการขั้นพื้นฐานของมนุษย์ รวมทั้งเป็นปัจจัยพื้นฐานการผลิตในภาคอุตสาหกรรม นับตั้งแต่มีการปฏิวัติอุตสาหกรรม อัตราความต้องการพลังงานของมนุษย์มีเพิ่มมากขึ้นอย่างรวดเร็วทุกปี ทำให้เกิดวิกฤตการณ์พลังงาน โดยปริมาณน้ำมัน มีจำนวนลดลงอย่างมาก และอาจจะหมดไปในอนาคต การพัฒนาแหล่งพลังงานทดแทนเป็นการดำเนินการอีกด้านหนึ่งที่หลายประเทศให้ความสำคัญ

พลังงานทดแทน หมายถึง พลังงานที่นำมาใช้ทดแทนพลังงานจากน้ำมันเชื้อเพลิง สามารถแบ่งตามแหล่งที่ได้มาเป็น 2 ประเภท คือ พลังงานทดแทนจากแหล่งที่ใช้แล้วหมดไป อาจเรียกว่าพลังงานสิ้นเปลือง ได้แก่ ถ่านหิน ก๊าซธรรมชาติ นิวเคลียร์ หินน้ำมัน และทรายน้ำมัน เป็นต้น และพลังงานทดแทนอีกประเภทหนึ่งเป็นแหล่งพลังงานที่ใช้แล้วสามารถหมุนเวียนมาใช้ได้อีก เรียกว่าพลังงานหมุนเวียน ได้แก่ แสงอาทิตย์ ลม ชีวมวล น้ำ และไฮโดรเจน เป็นต้น การศึกษาและพัฒนาพลังงานทดแทนเป็นการศึกษา ค้นคว้า ทดสอบ พัฒนา และสาธิต ตลอดจนส่งเสริมและเผยแพร่พลังงานทดแทน ซึ่งเป็นพลังงานที่สะอาด ไม่มีผลกระทบต่อสิ่งแวดล้อม และเป็นแหล่งพลังงานที่มีอยู่ในท้องถิ่น เช่น พลังงานลม แสงอาทิตย์ ชีวมวล และอื่นๆ เพื่อให้มีการผลิต และการใช้ประโยชน์อย่างแพร่หลาย มีประสิทธิภาพ และมีความเหมาะสมทั้งทางด้านเทคนิค เศรษฐกิจ และสังคม สำหรับผู้ใช้นิคม และชนบท ซึ่งในการศึกษา ค้นคว้า และพัฒนาพลังงานทดแทนดังกล่าว ยังรวมถึงการพัฒนาเครื่องมือ เครื่องใช้ และอุปกรณ์เพื่อการใช้งานมีประสิทธิภาพสูงสุดด้วย

ทั้งในสภาวะปัจจุบัน ความต้องการพลังงานไฟฟ้ามีเพิ่มมากขึ้นอย่างต่อเนื่อง ดังนั้นในการผลิตกระแสไฟฟ้าจึงจำเป็นต้องอาศัยแหล่งพลังงานทดแทนต่างๆ อาทิเช่น พลังงานแสงอาทิตย์ พลังงานน้ำ พลังงานลม เป็นต้น ซึ่งเป็นแหล่งพลังงานทดแทนที่ไม่มีวันหมด

ดังที่กล่าวมาแล้วนั้นนับเป็นเหตุให้เกิดการศึกษาวิทยานิพนธ์ขึ้นนี้ขึ้น โดยจะเน้นศึกษาเทคโนโลยีที่เคยมีผู้คิดค้นวิจัยแล้ว คือ เซลล์แสงอาทิตย์ มาเป็นแหล่งผลิตพลังงานไฟฟ้า รวมทั้งการเก็บพลังงานไว้ในอุปกรณ์เก็บพลังงานไฟฟ้า เพื่อสามารถนำกลับมาใช้ได้อีก เป็นการนำเสนอให้เห็นถึงการออกแบบและประดิษฐ์อุปกรณ์แปลงผัน เพื่อใช้ในการแปลงพลังงานไฟฟ้า รวมทั้งการเก็บรักษาพลังงานไฟฟ้า แล้วนำไปใช้ให้เกิดประโยชน์

เซลล์แสงอาทิตย์ (Solar Cell)[1] ถูกสร้างขึ้นมาครั้งแรกในปี ค.ศ. 1954 (พ.ศ. 2497) โดย แชปปีน (Chapin) ฟูลเลอร์ (Fuller) และเพียสัน (Pearson) แห่งเบลล์เทเลโฟน (Bell Telephone) โดย ทั้ง 3 ท่านนี้ได้ค้นพบเทคโนโลยีการสร้างรอยต่อ พี-เอ็น (P-N) แบบใหม่ โดยวิธีการแพร่สารเข้าไป ในผลึกของซิลิกอน จนได้เซลล์แสงอาทิตย์อันแรกของโลก ซึ่งมีประสิทธิภาพเพียง 6% ซึ่งปัจจุบันนี้ เซลล์แสงอาทิตย์ได้ถูกพัฒนาขึ้นจนมีประสิทธิภาพสูงกว่า 15% แล้ว เซลล์แสงอาทิตย์ เป็นอุปกรณ์ สำหรับเปลี่ยนพลังงานแสงอาทิตย์ให้เป็นพลังงานไฟฟ้าโดยการนำสารกึ่งตัวนำ (Semiconductors) ที่ นิยมใช้คือ ซิลิกอน (Si) ซึ่งมีราคาถูกที่สุดและมีมากที่สุดบนพื้น โลก มาผ่านกระบวนการทาง วิทยาศาสตร์เพื่อผลิตให้เป็นแผ่นบางบริสุทธิ์ และทันทีที่แสงตกกระทบบนแผ่นเซลล์ รังสีของแสงที่ มีอนุภาคของพลังงานประกอบที่เรียกว่า โฟตอน (Photon) จะถ่ายเทพลังงานให้กับอิเล็กตรอน (Electron)ในสารกึ่งตัวนำ จนมีพลังงานมากพอที่จะกระโดดออกมาจากแรงดึงดูดของอะตอม (Atom) และเคลื่อนที่ได้อย่างอิสระ ดังนั้นเมื่ออิเล็กตรอน เคลื่อนที่ครบวงจรจะทำให้เกิดไฟฟ้ากระแสตรงขึ้น ปกติแล้วซิลิกอนบริสุทธิ์นำไฟฟ้าได้ไม่คืบคั้น ดังนั้นจึงต้องเพิ่มสารเจือปนจำพวก ฟอสฟอรัส และ โบรอน (Br) การเพิ่มสารเจือปนนี้ไม่เพียงแต่ทำให้ซิลิกอนเป็นสื่อนำไฟฟ้าได้ แต่ยังช่วยให้ อิเล็กตรอนที่ถูกปล่อยให้เป็นอิสระไหลไปในทิศทางเดียวกัน การไหลของอิเล็กตรอนนี้เรียกว่า กระแส (Current) เมื่อทำขั้วไฟฟ้าด้านบนและด้านล่างของแผงพลังงานแสงอาทิตย์ ก็จะเป็นการแยก ประจุไฟฟ้าบวกและลบซึ่งทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าที่ขั้วทั้งสอง เมื่อนำขั้วไฟฟ้าของแผงพลังงาน แสงอาทิตย์ต่อเข้ากับอุปกรณ์ไฟฟ้ากระแสตรง กระแสไฟฟ้าจะไหลเข้าสู่อุปกรณ์เหล่านั้นและทำให้ สามารถทำงานได้

เมื่อพิจารณาลักษณะการผลิตไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์พบว่า เซลล์แสงอาทิตย์จะมี ประสิทธิภาพการผลิตไฟฟ้าสูงสุดในช่วงเวลากลางวัน ซึ่งสอดคล้องและเหมาะสมในการนำเซลล์ แสงอาทิตย์มาใช้ผลิตไฟฟ้า

การควบคุมการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงของแผงรับพลังงานแสงอาทิตย์และแบตเตอรี่ งาน วิทยานิพนธ์นี้จะใช้วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง แบบยกกระดบแรงดันไฟฟ้า (Boost Converter) เพื่อเป็นการลดจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้งาน และเพื่อป้องกันปัญหากระแสไฟฟ้าไม่ ต่อเนื่อง โดยมีการควบคุมพารามิเตอร์ต่างๆ ผ่านทาง DSP Board ร่วมกับ Simulink/MATLABb วิทยานิพนธ์นี้เป็นการศึกษาการจำลองผลและมีการสร้างชิ้นงานขึ้นเพื่อใช้ทดลองด้วย

1.2 วัตถุประสงค์

วิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการนำเสนอการควบคุมพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสมผสานด้วยเซลล์แสงอาทิตย์ และซูเปอร์คาปาซิเตอร์ โดยให้มีแรงดันที่บัสไฟฟ้ากระแสตรงคงที่ 60 V_{DC} โดยการควบคุมการป้อนกลับแบบ PI Control แบบ Cascade Control โดยประมวลผลสัญญาณควบคุมบอร์ดประมวลผล dSPACE DS1104

1.3 ขอบเขต

1.3.1 ออกแบบและสร้างวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์ขนาดไม่น้อยกว่า $800\text{ W } 60\text{ V}$

1.3.2 ออกแบบและสร้างวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ชนิดสองทิศทางสำหรับชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์ ขนาด $100\text{ F } , 25\text{ V } , 50\text{ A}$

1.3.3 ออกแบบระบบควบคุมแรงดันที่บัสขนาด 60 V เมื่อทำงานร่วมกับแหล่งจ่ายแรงดัน 2 ชนิด (ข้อ 1.3.1 และ 1.3.2)

1.3.4 ออกแบบการจำลองการทำงานของระบบด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink และประมวลผลการควบคุมการผลิตไฟฟ้ากระแสตรง โดยเซลล์แสงอาทิตย์และซูเปอร์คาปาซิเตอร์ โดยใช้ dSPACE ร่วมกับ MATLAB/Simulink

1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ

1.4.1 ศึกษาความรู้พื้นฐานและหลักการทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์

1.4.2 ศึกษาหลักการทำงานของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ และการนำไปใช้งาน

1.4.3 ศึกษาหลักการของวงจรแปลงผันแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (Boost Converter)

1.4.4 ศึกษาการควบคุมแบบ PI Control ชนิด Cascade Control

1.4.5 ศึกษาชุดควบคุม dSPACE DS1104

1.4.6 ออกแบบและสร้างวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์ขนาด 800 W

1.4.8 ออกแบบและสร้างวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ชนิดสองทิศทางสำหรับชุดคาปาซิเตอร์ขนาด $100\text{ F } 25\text{ V}$

1.4.9 ออกแบบและสร้างอุปกรณ์เชื่อมต่อไฟฟ้ากระแสตรง (DC bus) ขนาด 60 V

1.4.10 สร้างประมวลผลการควบคุมไฟฟ้ากระแสตรง โดยเซลล์แสงอาทิตย์ และซูเปอร์คาปาซิเตอร์ ด้วย MATLAB/Simulink

1.4.11 ติดตั้งอุปกรณ์ต่างๆ เพื่อทดสอบการควบคุมการผสมผสานไฟฟ้ากระแสตรง โดย เซลล์แสงอาทิตย์ และซูเปอร์คาปาซิเตอร์

1.4.12 จำลองโหลดในสถานะต่างๆ ทดแทนการใช้งาน โหลดจริง

1.4.13 บันทึกผลการทดสอบ สรุปผลการทดสอบ และวิเคราะห์การทำงานของอุปกรณ์ต่างๆ พร้อมทั้งปัญหาที่อาจจะเกิดขึ้น

1.5 ประโยชน์ที่ได้รับ

1.5.1 เพื่อให้เกิดความเข้าใจหลักการควบคุมแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสมผสาน ให้เป็นประโยชน์ต่อการพัฒนาแหล่งพลังงานทดแทนชนิดใหม่ๆ

1.5.2 เพื่อสามารถนำความรู้และผลงานการออกแบบการควบคุมการผสมผสานกำลังงานไฟฟ้านี้ไปใช้กับอุปกรณ์ต่างๆ ที่ต้องการ โดยใช้ไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 60 V_{DC}



บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

การจัดทำวิทยานิพนธ์เรื่อง “การควบคุมแหล่งจ่ายไฟตรงแบบผสมด้วยเซลล์แสงอาทิตย์และซูเปอร์คาปาซิเตอร์” จำเป็นต้องศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องดังต่อไปนี้

1. เซลล์แสงอาทิตย์ (Solar Cell)
2. แหล่งเก็บสะสมพลังงานไฟฟ้า (Auxiliary Source)
 - 2.1 แบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด (Lead-Acid Battery)
 - 2.2 คาปาซิเตอร์ (Capacitor)
 - 2.3 ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (Super Capacitor)
3. ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (Super Capacitor)
4. คอนเวอร์เตอร์ (Converter)
 - 4.1 คอนเวอร์เตอร์แบบทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (Boost Converter)
 - 4.2 คอนเวอร์เตอร์แบบทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (Buck Converter)
5. วงจรทบแรงดันขนานกันหลายเฟส (Multiphase Interleaved Boost Converter)
6. เทคนิคการอินเตอร์ลีฟ (Interleaved Technique)
7. การควบคุมกระแสในรูปปิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบขนานหลายเฟส
8. การออกแบบวงจรกำลังของคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง
9. ตัวควบคุมอัตโนมัติ (Automatic Controllers)
10. ทฤษฎีพื้นฐานการควบคุมแบบดิจิทัล
11. ตัวควบคุมแบบดิจิทัล
12. ตัวควบคุม dSPACE
13. โปรแกรม MATLAB/Simulink
14. สรุป

2.1 เซลล์แสงอาทิตย์ [1]

เซลล์แสงอาทิตย์ เป็นสิ่งประดิษฐ์กรรมทางอิเล็กทรอนิกส์ ที่สร้างขึ้นเพื่อเป็นอุปกรณ์สำหรับเปลี่ยนพลังงานแสงอาทิตย์ให้เป็นพลังงานไฟฟ้า โดยการนำสารกึ่งตัวนำ เช่น ซิลิกอน ซึ่งมีราคาถูกที่สุดและมีมากที่สุดบนพื้นโลกมาผ่านกระบวนการทางวิทยาศาสตร์เพื่อผลิตให้เป็นแผ่นบางบริสุทธิ์ และทันทีที่แสงตกกระทบบนแผ่นเซลล์ รังสีของแสงที่มีอนุภาคของพลังงานประกอบที่เรียกว่า โฟตอน จะถ่ายเทพลังงานให้กับอิเล็กตรอน ในสารกึ่งตัวนำจนมีพลังงานมากพอที่จะกระโดดออกมาจากแรงดึงดูดของอะตอม และเคลื่อนที่ได้อย่างอิสระ ดังนั้นเมื่ออิเล็กตรอนเคลื่อนที่ครบวงจรจะทำให้เกิดไฟฟ้ากระแสตรงขึ้น เมื่อพิจารณาถึงลักษณะการผลิตไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์พบว่า เซลล์แสงอาทิตย์จะมีประสิทธิภาพการผลิตไฟฟ้าสูงที่สุดในช่วงเวลากลางวัน ซึ่งสอดคล้องและเหมาะสมในการนำเซลล์แสงอาทิตย์มาใช้ผลิตไฟฟ้า เพื่อแก้ไขปัญหาการขาดแคลนพลังงานไฟฟ้าในช่วงเวลากลางวัน

2.1.1 การผลิตไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์มีจุดเด่นที่สำคัญ แตกต่างจากวิธีอื่นหลายประการ ดังต่อไปนี้

2.1.1.1 ไม่มีชิ้นส่วนที่เคลื่อนไหวในขณะที่ใช้งาน จึงทำให้ไม่มีมลภาวะทางเสียง

2.1.1.2 ไม่ก่อให้เกิดมลภาวะเป็นพิษจากขบวนการผลิตไฟฟ้า

2.1.1.3 มีการบำรุงรักษาน้อยมากและใช้งานแบบอัตโนมัติได้ง่าย

2.1.1.4 ประสิทธิภาพคงที่ไม่ขึ้นกับขนาด

2.1.1.5 สามารถผลิตเป็นแผงขนาดต่างๆ ได้ง่าย ทำให้สามารถผลิตได้ปริมาณมาก

2.1.1.6 ผลิตไฟฟ้าได้แม้มีแสงแดดอ่อนหรือมีเมฆ

2.1.1.7 เป็นการใช้พลังงานแสงอาทิตย์ที่ได้มาฟรีและมีไม่สิ้นสุด

2.1.1.8 ผลิตไฟฟ้าได้ทุกมุมโลกแม้บนเกาะเล็กๆ กลางทะเล บนยอดเขาสูง

2.1.1.9 ได้พลังงานไฟฟ้าโดยตรงซึ่งเป็นพลังงานที่นำมาใช้ได้สะดวกที่สุด

ดังนั้น ไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์จึงเป็นแหล่งพลังงานใหม่ของมนุษย์ทั่วโลก

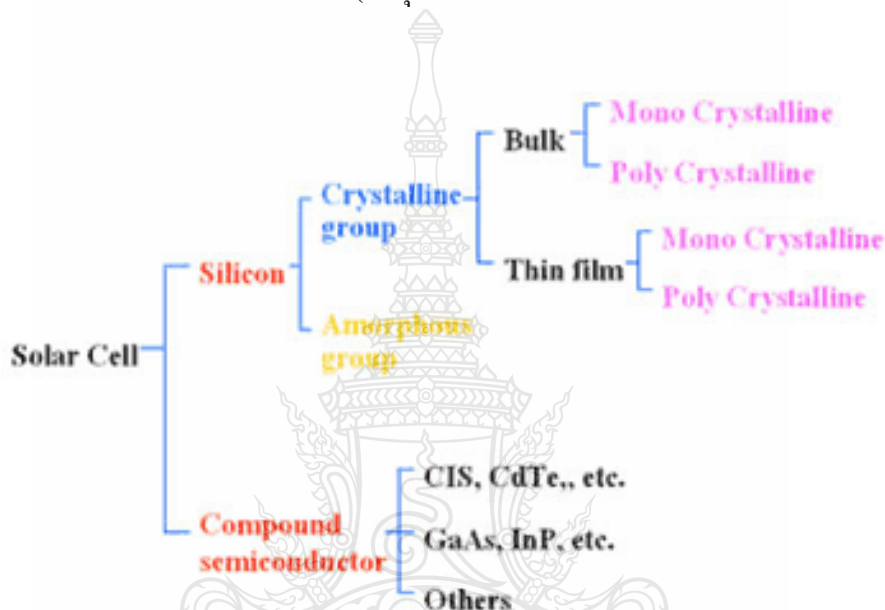
2.1.2 ประเภทของเซลล์แสงอาทิตย์

เซลล์แสงอาทิตย์ที่นิยมใช้กันอยู่ในปัจจุบันจะแบ่งออกเป็น 2 กลุ่มใหญ่ๆ คือ

2.1.2.1 กลุ่มเซลล์แสงอาทิตย์ที่ทำจากสารกึ่งตัวนำประเภทซิลิคอน จะแบ่งตามลักษณะของผลึกที่เกิดขึ้น คือ แบบที่เป็น รูปผลึก (Crystal) และแบบที่ไม่เป็นรูปผลึก (Amorphous) แบบที่เป็นรูปผลึก จะแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ ชนิดผลึกเดี่ยวซิลิคอน (Single Crystalline Silicon Solar

Cell) และ ชนิดผลึกรวมซิลิคอน (Poly Crystalline Silicon Solar Cell) แบบที่ไม่เป็นรูปผลึก คือ ชนิดฟิล์มบางอะมอร์ฟัสซิลิคอน (Amorphous Silicon Solar Cell)

2.1.2.2 กลุ่มเซลล์แสงอาทิตย์ที่ทำจากสารประกอบที่ไม่ใช่ซิลิคอน ซึ่งประเภทนี้จะเป็นเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีประสิทธิภาพสูง แต่มีราคาสูงมาก ไม่นิยมนำมาใช้บนพื้นโลก จึงใช้งานสำหรับดาวเทียมและระบบรวมแสงเป็นส่วนใหญ่ แต่การพัฒนาขบวนการผลิตสมัยใหม่จะทำให้มีราคาถูกลง และนำมาใช้มากขึ้นในอนาคต (ปัจจุบันนำมาใช้เพียง 7% ของปริมาณที่มีใช้ทั้งหมด)

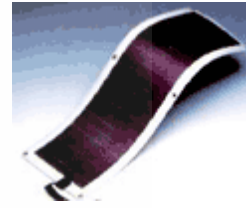
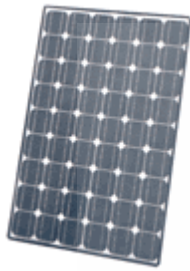
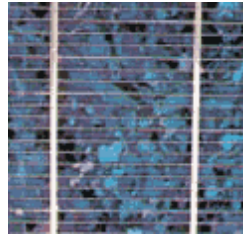
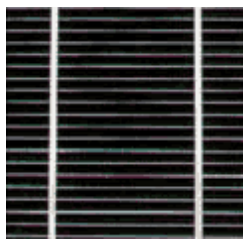


ภาพที่ 2.1 การแบ่งกลุ่มของเซลล์แสงอาทิตย์

2.1.3 วัสดุที่ใช้ทำเซลล์แสงอาทิตย์

วัสดุสำคัญที่ใช้ทำเซลล์แสงอาทิตย์ ที่ใช้มากที่สุดในปัจจุบันได้แก่ สารซิลิคอน (Si) ซึ่งเป็นสารชนิดเดียวกับที่ใช้ทำชิพในคอมพิวเตอร์และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ซิลิคอนเป็นสารซึ่งไม่เป็นพิษ มีการนำมาผลิตเซลล์แสงอาทิตย์ใช้กันอย่างแพร่หลายเพราะมีราคาถูก คงทน และเชื่อถือได้ เซลล์แสงอาทิตย์ชนิดสารกึ่งตัวนำประเภทซิลิคอนชนิดต่างๆ แสดงดังภาพที่ 2.2 นอกจากนี้ยังมีวัสดุชนิดอื่นที่สามารถนำมาผลิตเซลล์แสงอาทิตย์ได้ เช่น แกลเลียมอาเซไนด์ (CIS) และแคดเมียมเทลลูไรด์ แต่ยังมีราคาสูง และบางชนิดยังไม่มีการพิสูจน์เรื่องอายุการใช้งานว่าสามารถใช้งานได้ยาวนาน

ข้อเสียของซิลิคอน(Si) คือการทำให้บริสุทธิ์และอยู่ในรูปสารที่พร้อมจะผลิตเซลล์แสงอาทิตย์มีราคาแพงและแตกหักง่ายในขบวนการผลิต



ก.) แบบผลึกเดี่ยว
(Single Crystal)

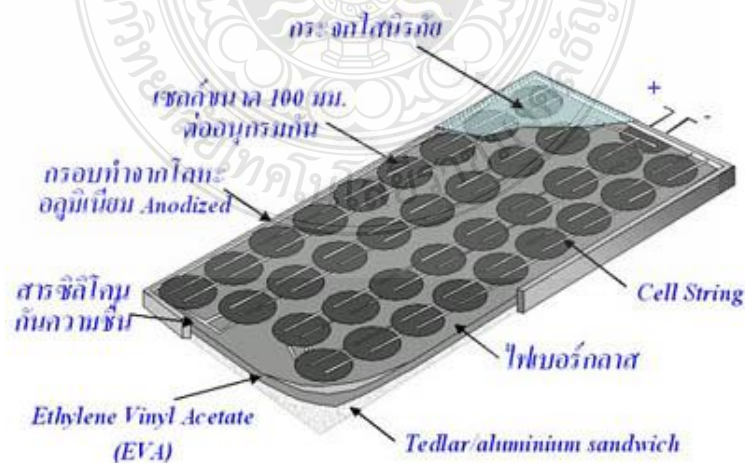
ข.) แบบผลึกกรวม
(Poly Crystal)

ค.) แบบอะมอร์ฟัส
(Amorphous)

ภาพที่ 2.2 เซลล์แสงอาทิตย์สารกึ่งตัวนำประเภทซิลิคอนชนิดต่างๆ

2.1.4 ส่วนประกอบของเซลล์แสงอาทิตย์

แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ผลิตขึ้นจากเซลล์แสงอาทิตย์เพียงเซลล์เดียวจะมีค่าต่ำมาก การนำมาใช้งานจะต้องนำเซลล์หลายๆ เซลล์ มาต่อกันแบบอนุกรมเพื่อเพิ่มค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าให้สูงขึ้น เซลล์ที่นำมาต่อกันในจำนวนและขนาดที่เหมาะสมเรียกว่า แผงเซลล์แสงอาทิตย์ (Solar Module หรือ Solar Panel)

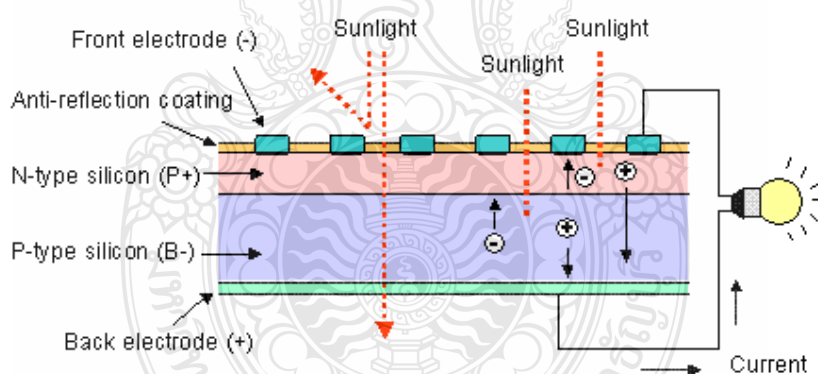


ภาพที่ 2.3 ส่วนประกอบของเซลล์แสงอาทิตย์

การทำเซลล์แสงอาทิตย์ให้เป็นแผงก็เพื่อความสะดวกในการนำไปใช้งาน ด้านหน้าของแผงเซลล์ ประกอบด้วย แผ่นกระจกที่มีส่วนผสมของเหล็กต่ำ ซึ่งมีคุณสมบัติในการยอมให้แสงผ่านได้ดี และยังเป็นเกราะป้องกันแผ่นเซลล์อีกด้วย แผงเซลล์จะต้องมีการ ป้องกันความชื้นที่ดีมาก เพราะจะต้องอยู่กลางแจ้งกลางฝนเป็นเวลายาวนาน ในการประกอบจะต้องใช้วัสดุที่มีความคงทนและป้องกันความชื้นที่ดี เช่น ซิลิโคนและ อีวีเอ (Ethylene Vinyl Acetate) เป็นต้น เพื่อเป็นการป้องกันแผ่นกระจกด้านบนของแผงเซลล์ จึงต้องมีการทำกรอบด้วยวัสดุที่มีความแข็งแรง แต่บางครั้งก็ไม่มี ความจำเป็น ถ้ามีการเสริมความแข็งแรงของแผ่นกระจกให้เพียงพอ ซึ่งก็สามารถทดแทนการทำกรอบได้เช่นกัน ดังนั้นแผงเซลล์จึงมีลักษณะเป็นแผ่นเรียบ (Laminate) ซึ่งสะดวกในการติดตั้ง

2.1.5 หลักการทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์

การทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์ เป็นขบวนการเปลี่ยนพลังงานแสงเป็นกระแสไฟฟ้าได้โดยตรง โดยเมื่อแสงซึ่งเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าและมีพลังงานกระทบกับสารกึ่งตัวนำ จะเกิดการถ่ายเทพลังงานระหว่างกัน พลังงานจากแสงจะทำให้เกิดการเคลื่อนที่ของกระแสไฟฟ้า (อิเล็กตรอน) ขึ้นในสารกึ่งตัวนำ จึงสามารถต่อกระแสไฟฟ้างดงกล่าวไปใช้งานได้ ดังแสดงในภาพที่ 2.4



ภาพที่ 2.4 การเคลื่อนที่ของกระแสไฟฟ้าในเซลล์แสงอาทิตย์

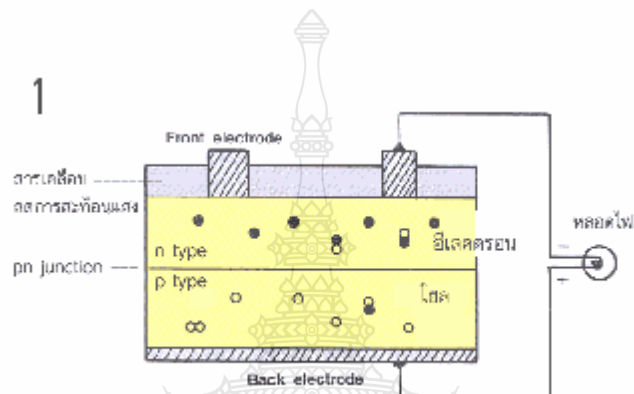
ลำดับขั้นตอนการทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์แบ่งได้เป็น 3 ขั้นตอนดังนี้

2.1.5.1 ขั้นตอนก่อนรับพลังงานแสงอาทิตย์

n - type ซิลิคอน ซึ่งอยู่ด้านหน้าของเซลล์ คือ สารกึ่งตัวนำที่ได้รับการโด๊ปปิ้งด้วยสารฟอสฟอรัส มีคุณสมบัติเป็นตัวให้อิเล็กตรอนเมื่อรับพลังงานจากแสงอาทิตย์

p - type ซิลิคอน คือสารกึ่งตัวนำที่ได้รับการโด๊ปปิ้งด้วยสารโบรอน ทำให้โครงสร้างของอะตอมสูญเสียอิเล็กตรอน (โฮล ,Hole) เมื่อรับพลังงาน จากแสงอาทิตย์จะทำหน้าที่

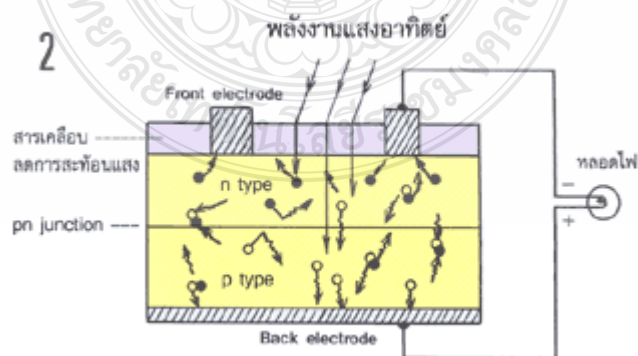
เป็นตัวรับอิเล็กตรอน เมื่อนำซิลิคอนทั้ง 2 ชนิด มาประกบต่อกันด้วย p - n junction จึงทำให้เกิดเป็น เซลล์แสงอาทิตย์ ในสถานะที่ยังไม่มีแสงแดด n - type ซิลิคอนซึ่งอยู่ด้านหน้าของเซลล์ ส่วนประกอบ ส่วนใหญ่พร้อมจะให้อิเล็กตรอน แต่ก็ยังมีโฮลปะปนอยู่บ้างเล็กน้อย ด้านหน้าของ n - type จะมีแถบ โลหะเรียกว่า Front Electrode ทำหน้าที่เป็นตัวรับอิเล็กตรอน ส่วน p - type ซิลิคอนซึ่งอยู่ด้านหลัง ของเซลล์ โครงสร้างส่วนใหญ่เป็นโฮล แต่ก็ยังมีอิเล็กตรอนปะปนบ้างเล็กน้อย ด้านหลังของ p - type ซิลิคอนจะมีแถบโลหะเรียกว่า Back Electrode ทำหน้าที่เป็นตัวรวบรวมโฮลดังแสดงในภาพที่ 2.5



ภาพที่ 2.5 ตำแหน่งอิเล็กตรอนและโฮลก่อนรับพลังงานแสงอาทิตย์

2.1.5.2 ขั้นตอนเมื่อรับพลังงานแสงอาทิตย์

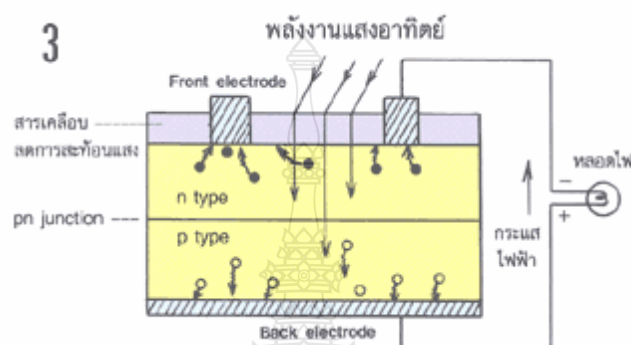
ตามภาพที่ 2.6 เมื่อมีแสงอาทิตย์ตกกระทบ แสงอาทิตย์จะถ่ายเทพลังงาน ให้กับอิเล็กตรอนและโฮล ทำให้เกิดการเคลื่อนไหว เมื่อพลังสูงพอทั้งอิเล็กตรอนและโฮลจะวิ่งเข้าหา เพื่อจับคู่กัน อิเล็กตรอนจะวิ่งไปยังชั้น n - type และโฮลจะวิ่งไปยังชั้น p - type



ภาพที่ 2.6 ทิศทางการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนและโฮลขณะรับพลังงานแสงอาทิตย์

2.1.5.3 ขั้นตอนการเกิดกระแสไฟฟ้า

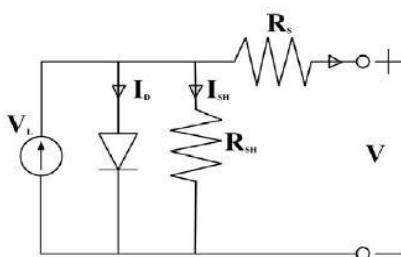
อิเล็กตรอนวิ่งไปรวมกันที่ Front Electrode และ โฮลวิ่งไปรวมกันที่ Back Electrode เมื่อมีการต่อวงจรไฟฟ้าจาก Front Electrode และ Back Electrode ให้ครบวงจร ก็จะเกิดกระแสไฟฟ้าขึ้น เนื่องจากทั้งอิเล็กตรอนและโฮลจะวิ่งเพื่อจับคู่กันดังแสดงในภาพที่ 2.7



ภาพที่ 2.7 การเกิดกระแสไฟฟ้าขณะรับพลังงานแสงอาทิตย์

2.1.6 ลักษณะกระแสและแรงดันของเซลล์แสงอาทิตย์ [2]

เซลล์แสงอาทิตย์ทำหน้าที่ผลิตกระแสไฟฟ้าเมื่อได้รับแสงที่มีระดับความเข้มเหมาะสมต่อช่วงการทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์นั้น การใช้งานต้องทราบสมบัติทางไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์โดยทั่วไปแสดงในรูปของความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสและแรงดันไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์เริ่มต้นที่วงจรสมมูลของเซลล์แสงอาทิตย์ดังแสดงภาพที่ 2.8 เป็นการต่อขนานระหว่างแหล่งกำเนิดแสงและไดโอด (รอยต่อ พี - เอ็น) นอกจากนี้ต่อขนานกับความต้านทาน Shunt (R_{SH}) และต่ออนุกรมกับความต้านทานอนุกรม ตามลำดับ จากการต่อวงจรสมมูลในภาพที่ 2.8 สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ 2.1 นั่นคือ ผลลัพธ์ของกระแสที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์เกิดมาจากกระแสที่ได้จากแหล่งพลังงานแสงหักลบด้วยกระแสที่ไหลผ่านไดโอด และกระแสที่ไหลผ่านความต้านทาน Shunt ในขณะที่กระแสไฟฟ้าไหลผ่านแต่ละส่วนต่างๆ ก็ทำให้เกิดค่าแรงดันไฟฟ้าในแต่ละจุดขึ้น



ภาพที่ 2.8 การต่อวงจรสมมูลของเซลล์แสงอาทิตย์

ดังสมการที่ 2.2 นั่นคือ แรงดันไฟฟ้า ณ จุดใดๆ เท่ากับ แรงดันไฟฟ้าที่ขาออกบวกด้วยผลคูณระหว่างกระแสไฟฟ้ากับความต้านทานอนุกรม

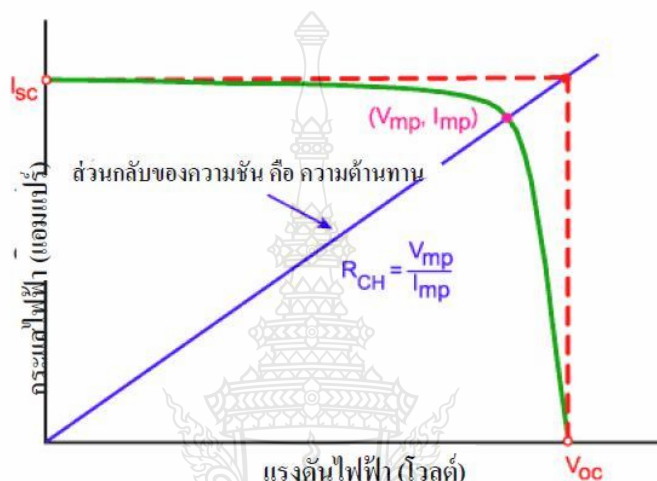
$$I = I_L - I_D - I_{SH} \quad (2.1)$$

$$V_j = V + IR_s \quad (2.2)$$

โดยที่	I	=	กระแสไฟฟ้าขาออก มีหน่วยเป็นแอมแปร์
	I_L	=	กระแสไฟฟ้าที่เกิดจากแหล่งพลังงานแสง มีหน่วยเป็นแอมแปร์
	I_D	=	กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านไดโอด มีหน่วยเป็นแอมแปร์
	I_{SH}	=	กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านความต้านทาน Shunt มีหน่วยเป็นแอมแปร์
	V_j	=	แรงดันไฟฟ้า ณ จุดใดๆ
	V	=	แรงดันไฟฟ้าขาออก มีหน่วยเป็นโวลต์
	I	=	กระแสไฟฟ้าขาออก มีหน่วยเป็นแอมแปร์
	R_s	=	ความต้านทานอนุกรม มีหน่วยเป็นโอห์ม

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการบ่งบอกประสิทธิภาพของเซลล์แสงอาทิตย์ประกอบด้วยกระแสลัดวงจร (I_{sc}) แรงดันวงจรเปิด (V_{oc}) และฟิลด์แฟกเตอร์ (FF) ในภาพที่ 2.9 แสดงกระแสลัดวงจรและแรงดันวงจรเปิดซึ่งจะทราบได้จากลักษณะกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า (I-V characteristic) นั่นคือกระแสไฟฟ้าขณะที่แรงดันไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์มีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งเป็นค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดและแรงดันไฟฟ้าขณะที่ไม่มีกระแสเป็นค่าแรงดันไฟฟ้าสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์ พารามิเตอร์ต่อไปคือ ฟิลด์แฟกเตอร์เป็นสัดส่วนระหว่างผลคูณแรงดันกับกระแสที่จุดทำงานสูงสุด

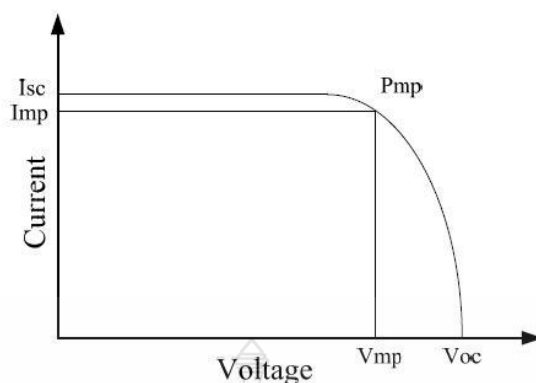
ของเซลล์แสงอาทิตย์และผลคูณของกระแสลัดวงจรกับแรงดันวงจรเปิดซึ่งมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง นอกจากนี้ อาจมีการพารามิเตอร์เกี่ยวกับความต้านทานในเซลล์แสงอาทิตย์ เป็นประโยชน์ต่อการติดตามพฤติกรรมของเซลล์แสงอาทิตย์และการพัฒนาเซลล์แสงอาทิตย์ โดยคิดจากสัดส่วนระหว่างค่าแรงดันที่จุดสูงสุดต่อกระแสทำงานสูงสุดหรืออาจใช้สัดส่วนระหว่างค่าแรงดันวงจรเปิดต่อกระแสลัดวงจร



ภาพที่ 2.9 ลักษณะกระแสและแรงดันไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์[2]

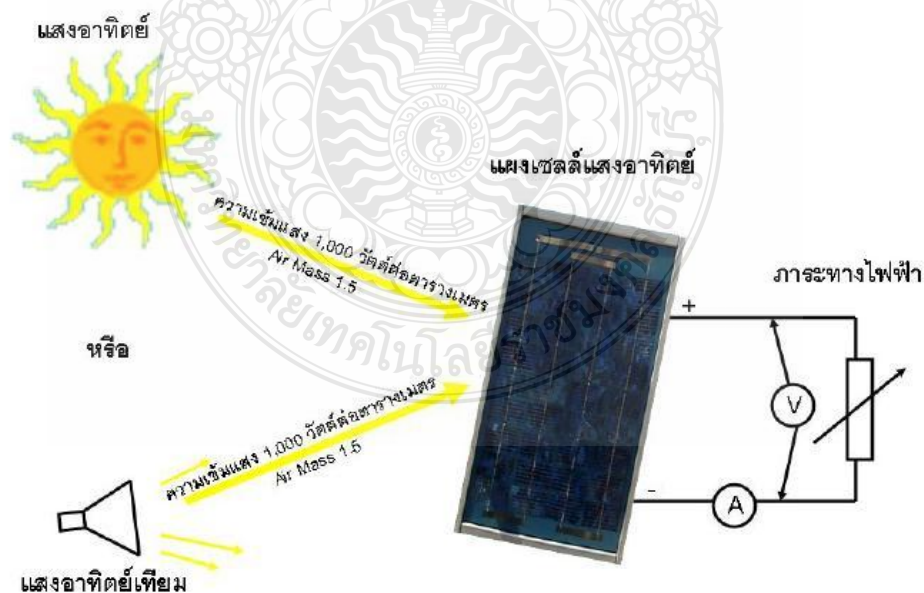
2.1.7 สมบัติทางไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์ สามารถแยกคุณสมบัติทางไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์ออกเป็นข้อต่างๆ ได้ดังนี้

2.1.7.1 ลักษณะของกระแสและแรงดันไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์ กระแสไฟฟ้าที่เซลล์แสงอาทิตย์ผลิตได้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง ปริมาณแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่ผลิตได้ขึ้นอยู่กับความเข้มแสงอาทิตย์ อุณหภูมิ ดังภาพที่ 2.10 ซึ่งแสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสกับค่าแรงดันไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์เมื่อเทียบกับโหลดที่แปรค่าตั้งแต่สภาวะลัดวงจร (Short Circuit) ถึงสภาวะวงจรเปิด (Open Circuit) โดยตัดแกนที่แรงดันเป็นศูนย์ จะได้ค่ากระแสที่สภาวะลัดวงจร (Short Circuit Current : I_{sc}) ส่วนจุดตัดแกนที่กระแสเท่ากับศูนย์จะได้ค่าแรงดันขณะวงจรเปิด (Open Circuit Voltage : V_{oc}) เมื่อนำค่ากระแสคูณกับแรงดันก็จะได้กำลังของเซลล์แสงอาทิตย์ ซึ่งในกราฟต้องมีเพียงจุดเดียวที่มีค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุด เราเรียกว่า กำลังไฟฟ้าที่จุดสูงสุด (Power at Maximum Point : P_{mp}) ส่วนกระแสกับแรงดันที่จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดคือ กระแสที่จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด (Current at Maximum Power Point : I_{mp}) กับแรงดันที่จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด (Voltage at Maximum Power Point : V_{mp}) ตามลำดับ



ภาพที่ 2.10 กราฟกระแสกับแรงดันของเซลล์แสงอาทิตย์ (I-V Curve)

ค่าสมรรถนะทางไฟฟ้าของแผงเซลล์สุริยะภายใต้เป็นผลที่ได้จากการทดสอบวัดคุณลักษณะกระแสและแรงดันไฟฟ้า (I-V Curve) โดยต่อภาระทางไฟฟ้าที่สามารถแปรค่าได้ตั้งแต่สภาวะวงจรเปิดไปจนถึงสภาวะลัดวงจรเข้ากับแผงแล้วฉายแสงให้กับแผงเซลล์ตามภาพที่ 2.11 โดยมีการควบคุมสภาวะแวดล้อมที่สภาวะการทดสอบมาตรฐาน (Standard Test Condition , STC) คือ ความเข้มแสงอาทิตย์ที่ 1,000 วัตต์ต่อตารางเมตร โดยมีสเปกตรัมของแสงที่ Air Mass (AM) 1.5 และอุณหภูมิด้านหลังแผงเท่ากับ 25 องศาเซลเซียส

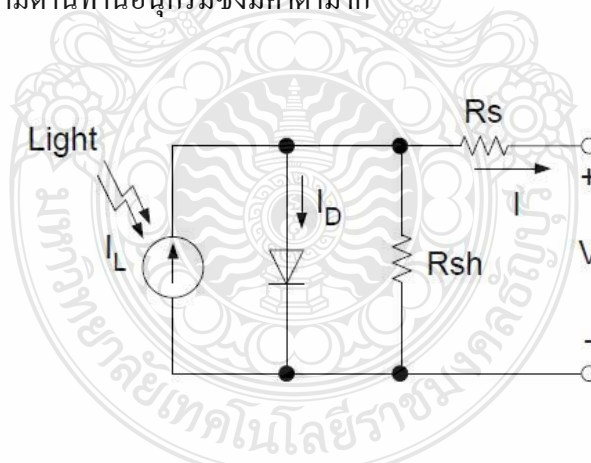


ภาพที่ 2.11 โดอะแกรมทดสอบการวัดคุณลักษณะกระแสและแรงดันไฟฟ้า

นอกจากนี้แผงบางยี่ห้อยังมีการแสดงเครื่องหมายรับรองคุณภาพแผงเซลล์แสงอาทิตย์ซึ่งได้รับการรับรองจากหน่วยงานต่างๆ มาตรฐานที่เกี่ยวข้องกับการทดสอบแผงเซลล์แสงอาทิตย์ที่เป็นตัวหลักสำหรับใช้ในการรับรองคุณภาพของแผงเซลล์แสงอาทิตย์คือ IEC 61215 สำหรับแผงเซลล์ชนิดผลึก , IEC 61646 สำหรับชนิดฟิล์มบาง และนอกจากนี้ก็ยังมีมาตรฐานทางด้านความปลอดภัย เช่น IEC 61730 สำหรับแผงทั้งสองชนิด TÜV Safety Class II และ UL 1703 เป็นต้น

2.1.7.2 วงจรสมมูลของแผงเซลล์แสงอาทิตย์[2]

การทำความเข้าใจในการทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์เมื่อได้รับแสงอาทิตย์ เราจึงแทนเซลล์แสงอาทิตย์ด้วยวงจรสมมูล (Equivalent Circuit) ดังแสดงในภาพที่ 2.12 ซึ่งประกอบด้วย แหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าต่อขนานกับไดโอด (รอยต่อ พี – เอ็น) โดยกำหนดให้แหล่งจ่ายกระแสเป็นแบบกระแสคงที่ซึ่งแปรผันตามความเข้มแสงที่ตกกระทบบนเซลล์แสงอาทิตย์ ความต้านทานอนุกรม (Series Resistance : R_s) เป็นค่าความต้านทานที่เกิดขึ้นจากจุดเชื่อมต่อ (Wiring Contact) ระหว่างตัวนำไฟฟ้ากับเซลล์ ส่วนความต้านทานขั้ว (Shunt Resistance) เกิดขึ้นเมื่อให้แรงดันไฟฟ้าในลักษณะไบอัสย้อนกลับให้กับไดโอดซึ่งทางอุดมคติจะไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลย้อนกลับ แต่ในความเป็นจริงนั้นก็มีกระแสไหลย้อนกลับในระดับต่ำ นั่นแสดงให้เห็นว่ามีเส้นทางที่กระแสไฟฟ้าสามารถไหลผ่านได้ ดังนั้นเราจึงแทนด้วยความต้านทานขั้วซึ่งมีค่าสูงมากเมื่อเทียบกับความต้านทานอนุกรมซึ่งมีค่าต่ำมาก



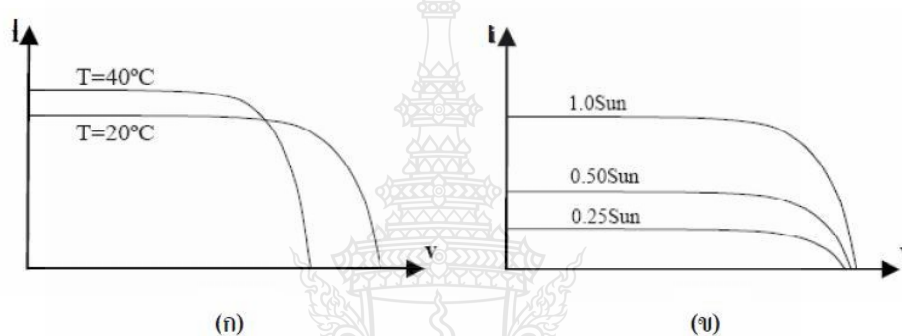
ภาพที่ 2.12 แบบจำลองคุณลักษณะทางสถิติของเซลล์แสงอาทิตย์

จากแบบจำลองทางสถิติในภาพที่ 2.12 จะได้สมการทางสถิติของเซลล์แสงอาทิตย์ซึ่งมีพื้นฐานมาจากทฤษฎีโซลิดสเตทฟิสิกส์ (Solid-state physic theory) ดังแสดงในสมการที่ 2.3

$$I = I_L - I_o \left\{ \exp \left[\frac{e(V - IR_s)}{AkT} \right] - 1 \right\} - \frac{V}{R_{SH}} \quad (2.3)$$

2.1.7.3 ผลกระทบจากความเข้มแสงอาทิตย์และอุณหภูมิ

เมื่อเซลล์แสงอาทิตย์ทำงานที่สภาวะแวดล้อมต่างๆ จะทำให้ได้ I-V Curve ที่ระดับต่างๆ ดังแสดงในภาพที่ 2.13 (ก) ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีค่าความเข้มแสงเท่ากันแต่ อุณหภูมิแวดล้อมมีค่าที่ต่างกัน ส่วนกรณีที่มีค่าอุณหภูมิแวดล้อมค่าเดียวกันแต่ความเข้มแสงมีค่าที่ ระดับต่างๆ จะได้ I-V Curve ดังแสดงในภาพที่ 2.13 (ข)

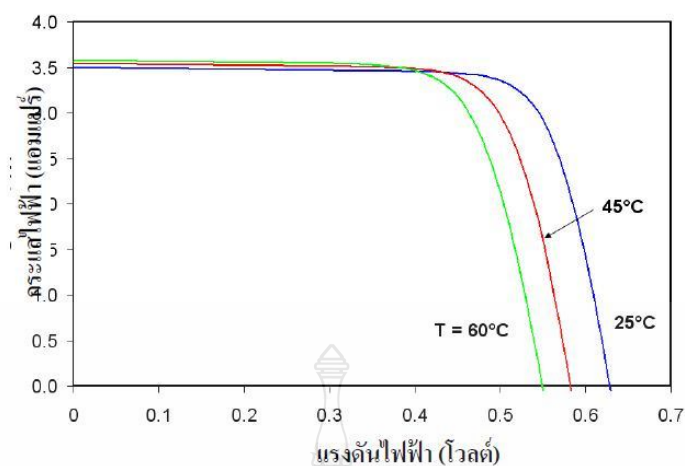


ภาพที่ 2.13 กราฟกระแสและแรงดันที่อุณหภูมิและความเข้มแสงค่าต่างๆ

จากภาพที่ 2.13 (ก) เป็นกรณีที่มีความเข้มแสงอาทิตย์คงที่แต่อุณหภูมิเพิ่มขึ้น มีผลทำให้ แรงดันของเซลล์แสงอาทิตย์ลดลง แต่กระแสไฟฟ้าที่เซลล์กลับมีค่าสูงขึ้น อีกกรณีจากภาพที่ 2.13 (ข) เมื่อความเข้มแสงเพิ่มขึ้น โดยที่อุณหภูมิไม่เปลี่ยนแปลงจะทำให้กระแสและแรงดันของเซลล์ แสงอาทิตย์มีค่าสูงขึ้นเช่นเดียวกัน

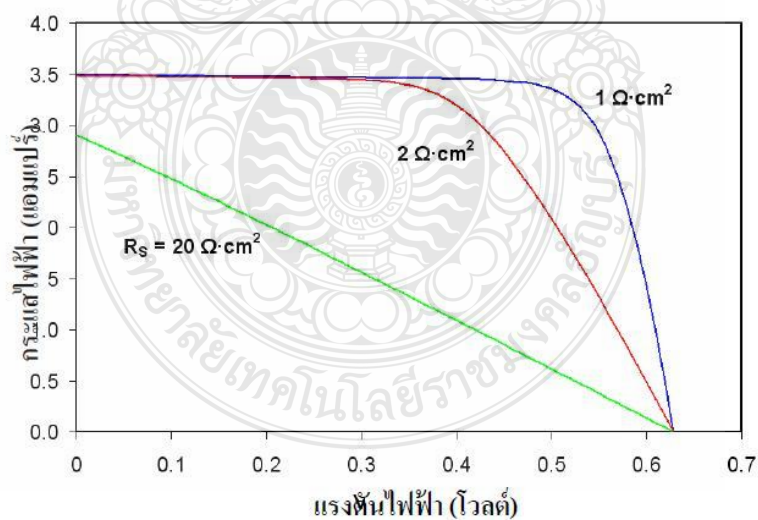
2.1.8 ปัจจัยที่ลดทอนประสิทธิภาพของเซลล์แสงอาทิตย์[2]

การทำงานและประสิทธิภาพของเซลล์แสงอาทิตย์ขึ้นกับทั้งปัจจัยภายนอกและสมบัติ ของเซลล์แสงอาทิตย์ ได้แก่ อุณหภูมิ ความเข้มแสงอาทิตย์ ความต้านทาน Shunt และความต้านทานอนุกรม เป็นต้น เซลล์แสงอาทิตย์มีสมบัติเหมือนกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทั่วไป ซึ่งจะมี ประสิทธิภาพการทำงานลดลงเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น นั่นคือ ในสภาวะที่อุณหภูมิสูงระยะห่างของ แถบพลังงานจะลดลงเป็นผลให้แรงดันขาออกของเซลล์แสงอาทิตย์มีค่าน้อยลงแต่ไม่ทำให้กระแส ลัดวงจรเปลี่ยนแปลงนัก ดังภาพที่ 2.14 ทั้งนี้ กระแสลัดวงจรหรือกระแสสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์ จะลดลงเมื่อความเข้มแสงอาทิตย์มีค่าน้อย อาจเนื่องจากเช่น ในวันที่ท้องฟ้ามีดริ่ม มีเมฆบดบัง การ บังเงาเนื่องจากเงาของต้นไม้ เป็นต้น



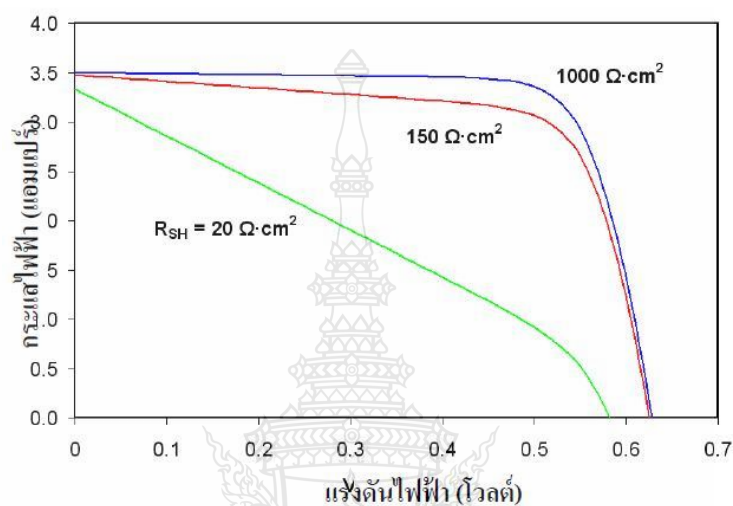
ภาพที่ 2.14 ผลของอุณหภูมิต่อแรงดันวงจรปิดและกระแสลัดวงจร

นอกจากนี้ ค่าความต้านทานอนุกรมที่เพิ่มขึ้นจะทำให้แรงดันขาออกมีค่าลดลงแต่จะไม่มีผลทำให้ค่าแรงดันวงจรเปิดลดลง หรือกล่าวได้ว่า ความต้านทานอนุกรมทำให้ค่าฟิลด์แฟกเตอร์ลดลง และหากค่าความต้านทานนี้มีมากๆ จะทำให้กระแสลัดวงจรลดลงลักษณะกระแสและแรงดันจะเป็นเส้นตรงดังภาพที่ 2.15



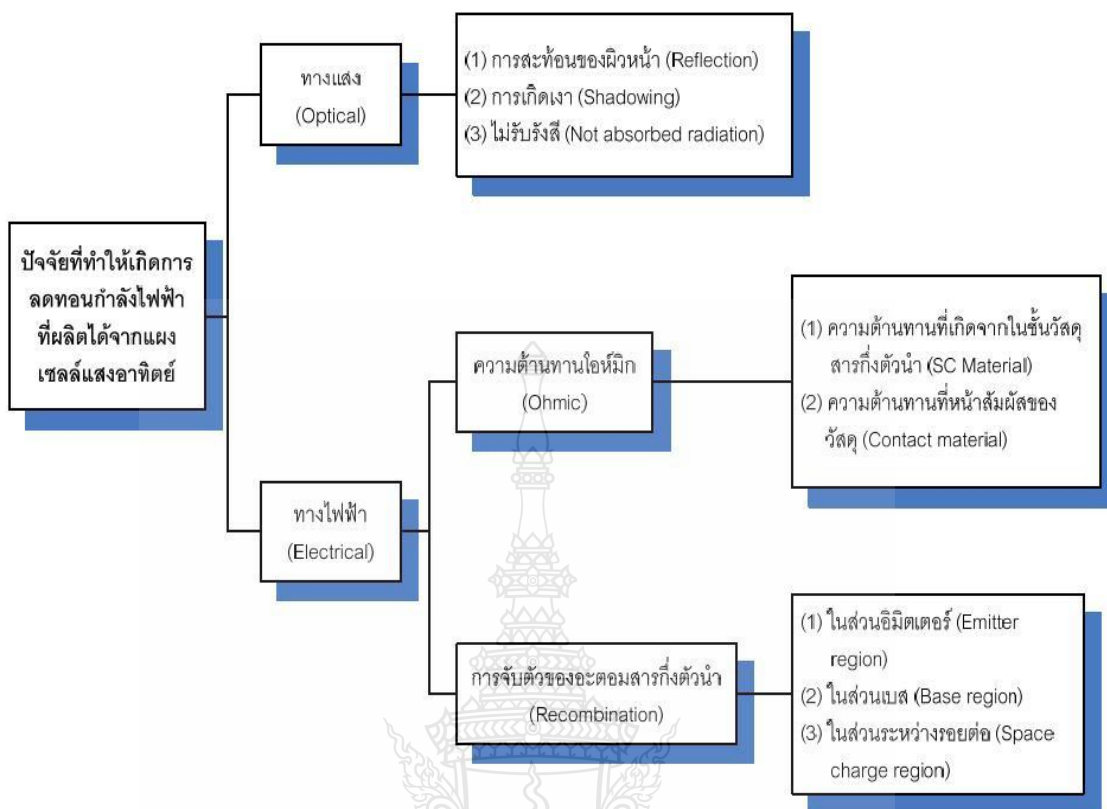
ภาพที่ 2.15 ผลของความต้านทานอนุกรมต่อลักษณะกระแสและแรงดัน

ส่วนความต้านทาน Shunt หากมีค่าลดลงเล็กน้อยจะไม่มีผลต่อแรงดันวงจรเปิดและกระแสลัดวงจร แต่หากค่าความต้านทาน Shunt มีค่าลดลงมากจะเป็นผลทำให้แรงดันวงจรเปิดและกระแสลัดวงจรมีค่าลดลงดังภาพที่ 2.16 และจะมีผลต่อค่าฟิลด์แฟกเตอร์ลดลงเช่นเดียวกับกรณีของความต้านทานอนุกรม



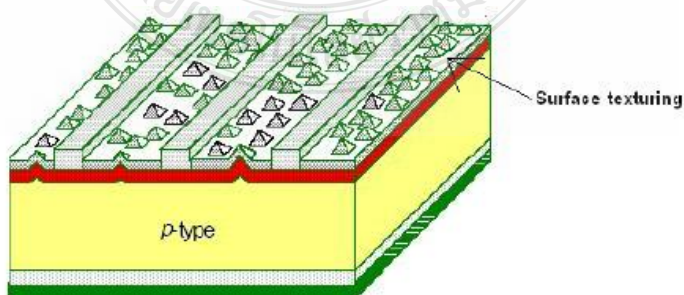
ภาพที่ 2.16 ผลของความต้านทาน Shunt ต่อลักษณะกระแสและแรงดัน

ปัจจัยที่ทำให้เกิดการลดทอนกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของแผงเซลล์แสงอาทิตย์มาจาก 2 ปัจจัยหลักคือ ปัจจัยทางด้านแสง (Optical Factor) และปัจจัยทางด้านไฟฟ้า (Electrical Factor) ดังแสดงในภาพที่ 2.17



ภาพที่ 2.17 ไคอะแกรมปัจจัยการลดทอนของแผงเซลล์แสงอาทิตย์

สำหรับทางด้านแสงนั้นมีการสะท้อน (Reflection) การบังเงา (Shadowing) และไม่รับรังสี (Not Absorbed Radiation) เป็นสาเหตุทำให้รับแสงได้ไม่ดี ซึ่งการลดการสะท้อนแสงนั้นทำได้โดยการเคลือบสารป้องกันการสะท้อน (Antireflection Coating) ลงบนผิวหน้าของเซลล์ และการทำเซอร์เฟซเทคเชอริง (Surface Texturing) ดังภาพที่ 2.18



ภาพที่ 2.18 ลักษณะของผิวหน้าของเซลล์ซึ่งผ่านการทำ Surface Texturing

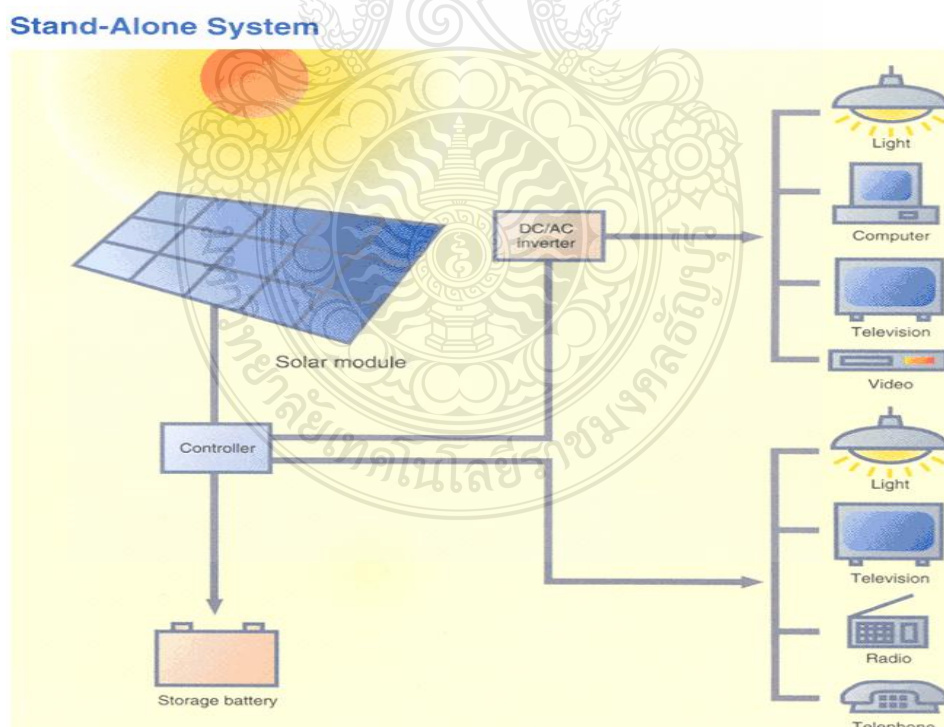
ส่วนปัจจัยทางด้านไฟฟ้าแบ่งการสูญเสียออกเป็น 2 ส่วนคือ โอมิก (Ohmic Losses) และการจับตัวของอะตอมสารกึ่งตัวนำ (Recombination) ด้านการสูญเสียอันเนื่องจากโอมิก นั้นเป็นผลที่เกิดขึ้นจากในตัววัสดุสารกึ่งตัวนำ โดยเฉพาะที่เกิดขึ้นบนชั้นอิมิตเตอร์ (Emitter Layer) ซึ่งส่วนที่ชั้นอิมิตเตอร์ถูกเชื่อมติดกับโลหะตัวนำฟิงเกอร์มีส่วนร่วมอยู่ด้วย รอยต่อระหว่างโลหะตัวนำกับสารกึ่งตัวนำทั้งด้านบนและล่างของตัวเซลล์ถูกแทนด้วยความต้านทานคอนแทค (Contact Resistance)

2.1.9 การผลิตไฟฟ้าด้วยเซลล์แสงอาทิตย์[1]

การผลิตกระแสไฟฟ้าด้วยเซลล์แสงอาทิตย์ สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ระบบใหญ่ๆด้วยกันคือ

2.1.9.1 การผลิตกระแสไฟฟ้าด้วยเซลล์แสงอาทิตย์แบบอิสระ (PV Stand Alone System)

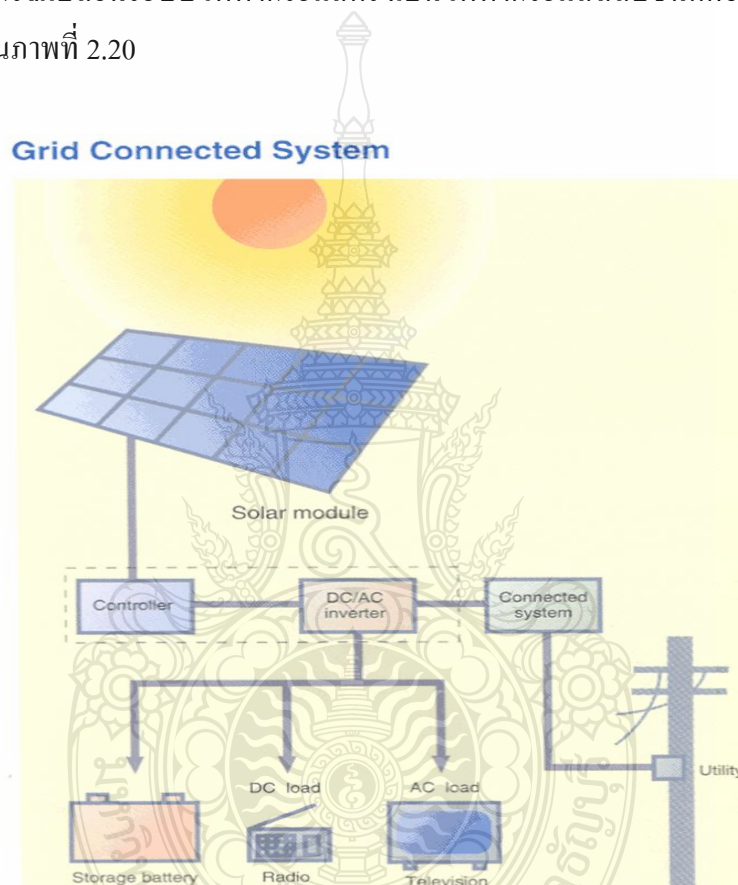
เป็นระบบผลิตไฟฟ้าที่ได้รับการออกแบบสำหรับใช้งานในพื้นที่ชนบทที่ไม่มีระบบสายส่งไฟฟ้า อุปกรณ์ระบบที่สำคัญประกอบด้วยแผงเซลล์แสงอาทิตย์ อุปกรณ์ควบคุมการประจุแบตเตอรี่ แบตเตอรี่ และอุปกรณ์เปลี่ยนระบบไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับแบบอิสระ ดังแสดงในภาพที่ 2.19



ภาพที่ 2.19 การผลิตกระแสไฟฟ้าด้วยเซลล์แสงอาทิตย์แบบอิสระ (PV Stand-Alone System)

2.1.9.2 การผลิตกระแสไฟฟ้าด้วยเซลล์แสงอาทิตย์แบบต่อกับระบบจำหน่าย (PV Grid Connected System)

เป็นระบบผลิตไฟฟ้าที่ถูกออกแบบสำหรับผลิตไฟฟ้าผ่านอุปกรณ์เปลี่ยนระบบไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ เข้าสู่ระบบสายส่งไฟฟ้าโดยตรง ใช้ผลิตไฟฟ้าในเขตเมือง หรือพื้นที่ที่มีระบบจำหน่ายไฟฟ้าเข้าถึง อุปกรณ์ระบบที่สำคัญประกอบด้วยแผงเซลล์แสงอาทิตย์ อุปกรณ์เปลี่ยนระบบไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับชนิดต่อกับระบบจำหน่ายไฟฟ้า ดังแสดงในภาพที่ 2.20

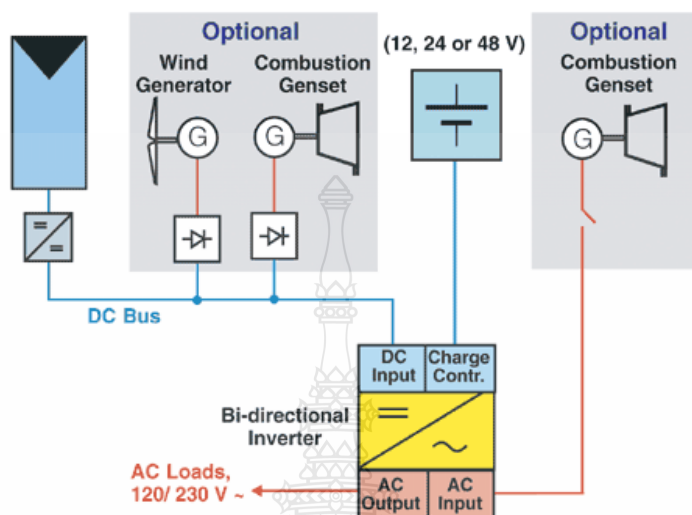


ภาพที่ 2.20 การผลิตกระแสไฟฟ้าด้วยเซลล์แสงอาทิตย์แบบต่อกับระบบจำหน่าย (Grid Connected System)

2.1.9.3 การผลิตกระแสไฟฟ้าด้วยเซลล์แสงอาทิตย์แบบผสมผสาน (PV Hybrid System)

เป็นระบบผลิตไฟฟ้าที่ถูกออกแบบสำหรับทำงานร่วมกับอุปกรณ์ผลิตไฟฟ้าอื่นๆ เช่น ระบบเซลล์แสงอาทิตย์กับพลังงานลม และเครื่องยนต์ดีเซล ระบบเซลล์แสงอาทิตย์

กับพลังงานลม และไฟฟ้าพลังน้ำ เป็นต้น โดยรูปแบบระบบจะขึ้นอยู่กับกรอกแบบตามวัตถุประสงค์โครงการเป็นกรณีเฉพาะ ดังแสดงในภาพที่ 2.21



ภาพที่ 2.21 การผลิตกระแสไฟฟ้าด้วยเซลล์แสงอาทิตย์แบบผสมผสาน (PV Hybrid system)

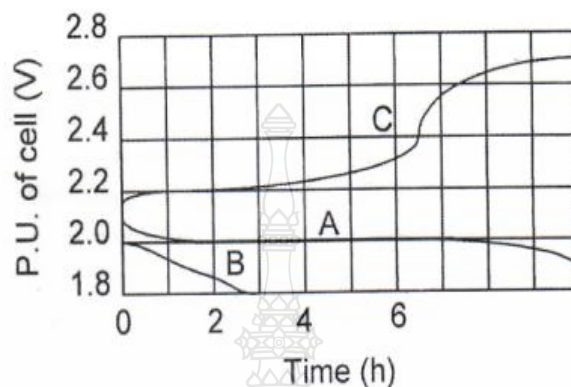
2.2 แหล่งเก็บสะสมพลังงานไฟฟ้า (Auxiliary Source)

งานวิจัยนี้ได้ศึกษาคุณสมบัติของแหล่งเก็บสะสมพลังงานไฟฟ้าแบบต่างๆ ที่ได้รับจากแผงเซลล์แสงอาทิตย์ ได้แก่ แบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด (Lead – Acid Battery), ตัวเก็บประจุ (Capacitor) และซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (Super Capacitor) ซึ่งหากพิจารณาคุณสมบัติของแหล่งเก็บสะสมพลังงานแต่ละประเภทสามารถแยกพิจารณาคุณสมบัติ ข้อดีและข้อด้อย ในการนำไปใช้งานร่วมกับพลังงานที่ได้จากแผงเซลล์แสงอาทิตย์ เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุดในการรับพลังงานจากแผงเซลล์แสงอาทิตย์ รวมทั้งประสิทธิภาพในการจ่ายพลังงานที่เก็บไว้ให้กับโหลดที่ต้องการ

2.2.1 แบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด (Lead-Acid Battery)[3,6]

คุณสมบัติของแบตเตอรี่ชนิดนี้ เมื่อคายประจุ (Discharge) จะทำให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ขั้วลดลงด้วยอัตราที่ขึ้นอยู่กับกรอกจ่ายกระแสไฟฟ้า โดยความสามารถจ่ายกำลังงานของแบตเตอรี่เป็นแอมป์ชั่วโมง (Ah) ซึ่งกำหนดให้แบตเตอรี่จ่ายกระแสไฟฟ้าออกไปคงที่เป็นเวลา 10 ชั่วโมงก่อนที่แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ขั้วจะลดลงถึงจุดต่ำสุดที่กำหนด (ประมาณ 1.6 - 1.8 โวลต์ต่อเซลล์) ซึ่งแสดงให้เห็นในกราฟ A ของภาพที่ 2.22 ส่วนกราฟ B เป็นการเปลี่ยนแปลงของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเป็น 2.5 เท่า ของอัตราปกติ ซึ่งเป็นอัตราการจ่ายกระแสที่สูงมาก ทำให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ขั้วลดลงถึง

จุดที่กำหนดเร็วขึ้น กราฟ C แสดงการประจุแบตเตอรี่อย่างรุนแรง โดยแรงเคลื่อนไฟฟ้าจะเพิ่มขึ้นจาก 2 โวลต์ต่อเซลล์ไปจนถึงค่าสูงสุดที่กำหนด (2.6-2.7 โวลต์ต่อเซลล์) แสดงว่าแบตเตอรี่ได้รับการประจุเต็มแล้ว



ภาพที่ 2.22 อัตราการประจุและคายประจุของแบตเตอรี่

แบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด โดยทั่วไปพบว่าได้นำมาใช้ในงานในมอเตอร์รถยนต์ แบตเตอรี่ในระบบการสำรองข้อมูล และการประยุกต์ใช้ในงานไฟฟ้าต่างๆ ที่ต้องการมีการประจุพลังงานไฟฟ้าในแบตเตอรี่ ซึ่งแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรดได้รับความนิยมนำมาใช้งานในปัจจุบัน อย่างไรก็ตามแบตเตอรี่เหล่านี้ก็ยังคงมีข้อบกพร่อง โดยเป็นสิ่งสำคัญมากที่ต้องตระหนักถึงอันตรายและข้อเสียของแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด ก่อนที่จะนำไปใช้งานในวงจรไฟฟ้าต่างๆ

ข้อคำนึงในการพิจารณาการนำแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรดไปใช้งาน สามารถแบ่งเป็น 4 ข้อดังนี้

2.2.1.1 อันตรายจากการลุกไหม้ของสารเคมีในแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด

สารอิเล็กโทรไลต์ในแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรดทั่วไป ประกอบด้วยกรดซัลฟิวริกประมาณร้อยละ 36 และน้ำประมาณร้อยละ 64 สารละลายกรดชนิดนี้อาจจะเป็นสาเหตุให้เกิดการลุกไหม้ของสารเคมีได้ ดังนั้นควรคำนึงถึงความระมัดระวังเป็นอย่างสูงเมื่อต้องมีการทำงานในบริเวณแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด

2.2.1.2 การดีดไฟง่ายของแก๊สขณะการประจุพลังงานไฟฟ้า

เมื่อทำการประจุพลังงานไฟฟ้าให้กับแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด สารอิเล็กโทรไลต์บางชนิดอาจจะมีฤทธิ์ระเหยและแก๊สไฮโดรเจนอาจจะหลุดออกมาจากช่องระบาย ซึ่งแก๊ส

ไฮโดรเจนนี้สามารถลุดคไฟได้ง่าย ดังนั้นขณะประจุพลังงานไฟฟ้าหรือการจัดเก็บแบตเตอรี่ตะกั่วกรดควรให้ห่างจากประกายไฟ

2.2.1.3 แบตเตอรี่มีน้ำหนักมาก

แบตเตอรี่ตะกั่ว-กรดประกอบขึ้นจากตะกั่วจำนวนมากรวมทั้งขั้วไฟฟ้าทำมาจากแผ่นออกไซด์ของตะกั่ว โดยแช่อยู่ในสารละลายกรดอิเล็กโทรไลต์ แบตเตอรี่รถยนต์หนึ่งลูกอาจมีน้ำหนักอยู่ระหว่าง 30 – 60 ปอนด์ การยกแบตเตอรี่ดังกล่าวในลักษณะที่ไม่ถูกต้องอาจเป็นสาเหตุให้เกิดการบาดเจ็บได้

2.2.1.4 การระเหยของสารละลายอิเล็กโทรไลต์

แบตเตอรี่ตะกั่ว-กรดทั่วไปจะบรรจุเซลล์แบตเตอรี่อย่างน้อยหนึ่งช่องต่อเซลล์ ซึ่งสารอิเล็กโทรไลต์อาจระเหยผ่านช่องนี้ได้ ในขณะที่แบตเตอรี่กำลังประจุพลังงานไฟฟ้า ถ้าระดับสารอิเล็กโทรไลต์อยู่ต่ำกว่าที่กำหนดไว้ แบตเตอรี่อาจจะหยุดการทำงานอย่างไม่ถูกต้อง ดังนั้นเมื่อเกิดกรณีนี้ขึ้นต้องทำการเติมน้ำกลั่นในช่องเซลล์แบตเตอรี่เพื่อให้สารอิเล็กโทรไลต์อยู่ในระดับปกติ การเลือกใช้งานแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรดยังคงเป็นอันตรายต่อสภาพแวดล้อมในขณะที่ยังมีการเลือกใช้และไม่สามารถนำกลับมาใช้ใหม่อย่างยั่งยืนหรือประจุได้นานก็ตามซึ่งสารตะกั่วเป็นพิษอย่างมากต่อทั้งมนุษย์และสัตว์โดยเฉพาะอย่างยิ่งสิ่งมีชีวิตในน้ำ รวมทั้งอันตรายจากกรดซัลฟิวริกที่ยังรั่วไหลจากแบตเตอรี่เข้าสู่แหล่งน้ำ พื้นดินและกระจายในอากาศ อย่างไรก็ตามแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรดได้นำกลับมาใช้ใหม่อย่างได้ผลมากกว่าผู้จำหน่ายแบตเตอรี่รถยนต์ยอมเลือกใช้แบตเตอรี่ที่นำกลับมาใช้ใหม่ ร้านค้าปลีกแบตเตอรี่ส่วนใหญ่จะเก็บรวบรวมแบตเตอรี่เก่าเพื่อนำไปรีไซเคิล

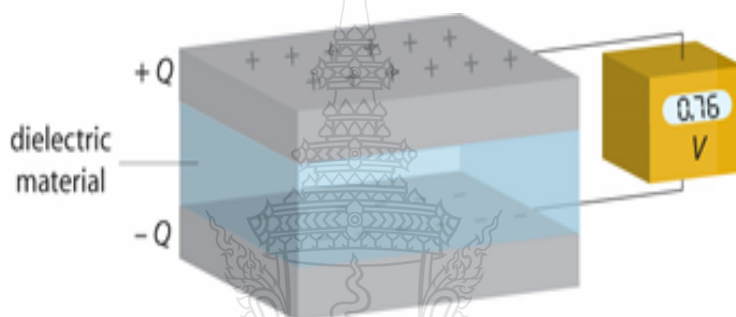
เมื่อพิจารณาข้อคำนึงในการเลือกใช้แบตเตอรี่ตะกั่ว-กรดเป็นแหล่งเก็บสะสมพลังงานไฟฟ้าแล้วจะเห็นได้ว่าแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด มีคุณสมบัติการประจุ คายประจุไฟฟ้า ข้อคำนึงสำคัญๆ ที่ต้องระมัดระวังและเป็นอันตรายอย่างยิ่งในการเลือกนำมาใช้งานเพื่อเก็บสะสมพลังงานไฟฟ้า ดังนั้นจึงต้องมีการศึกษาแหล่งเก็บสะสมพลังงานไฟฟ้าอื่นที่มีความเหมาะสมและปลอดภัยมากขึ้น

2.2.2 คาปาซิเตอร์ (Capacitor)

คาปาซิเตอร์ หรือตัวเก็บประจุ เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อย่างหนึ่ง ทำหน้าที่เก็บพลังงานในสนามไฟฟ้า ที่สร้างขึ้นระหว่างคู่ฉนวน โดยมีค่าประจุไฟฟ้าเท่ากัน แต่มีชนิดของประจุตรงข้ามกัน บางครั้งเรียกตัวเก็บประจุนี้ว่า คอนเดนเซอร์ (Condenser) เป็นอุปกรณ์พื้นฐานสำคัญในงานอิเล็กทรอนิกส์ และพบได้แทบทุกวงจรไฟฟ้า

2.2.2.1 ลักษณะทางกายภาพ

ตัวเก็บประจุนั้นประกอบด้วยขั้วไฟฟ้า (หรือเพลต) 2 ขั้ว แต่ละขั้วจะเก็บประจุชนิดตรงกันข้ามกัน ทั้งสองขั้วมีสภาพความจุ และมีฉนวนหรือ ไดอิเล็กตริกเป็นตัวแยกกันกลาง ซึ่งทำด้วยฉนวนไฟฟ้า เช่น กระดาษ ไมก้า เซรามิก หรืออากาศ เป็นต้น ดังแสดงในภาพที่ 2.23 ประจุนั้นถูกเก็บไว้ที่ผิวหน้าของเพลต โดยมีไดอิเล็กตริกกั้นเอาไว้ โดยทั่วไปการเรียกชื่อประเภทของตัวเก็บประจุชนิดค่าคงที่ตามสารที่ใช้ทำแผ่นไดอิเล็กตริก เช่น ตัวเก็บประจุชนิดเซรามิก เนื่องจากใช้แผ่นไดอิเล็กตริกเป็นเซรามิกเป็นต้น แต่ละเพลตของตัวเก็บประจุจะเก็บประจุชนิดตรงกันข้าม แต่มีปริมาณเท่ากัน ดังนั้นปริมาณประจุสุทธิในตัวเก็บประจุจึงมีค่าเท่ากับศูนย์เสมอ



ภาพที่ 2.23 โครงสร้างพื้นฐานของตัวเก็บประจุ

ตัวแปรที่ให้ค่าของตัวเก็บประจุมากหรือน้อยมีอยู่ 3 ประการ คือ

1. พื้นที่แผ่นเพลตที่วางขนานกัน ตัวเก็บประจุที่มีพื้นที่แผ่นเพลตมากก็ยังมีค่าความจุมาก
2. ระยะห่างระหว่างแผ่นเพลต ยิ่งมีความห่างของแผ่นเพลตมากขึ้นค่าความจุก็ยิ่งลดลง
3. ชนิดของสารที่ใช้ทำแผ่นไดอิเล็กตริก ค่าความจุจะเปลี่ยนแปลงไปตามชนิดของสารที่ใช้ทำแผ่นไดอิเล็กตริก

หน่วยของตัวเก็บประจุคือ "ฟารัด" (Farad) เขียนสัญลักษณ์ย่อว่า "F" ในทางปฏิบัติถือว่าหนึ่งฟารัดมีค่ามาก ส่วนใหญ่ค่าที่ใช้จะอยู่ในช่วง ไมโครฟารัดถึงพิโกฟารัด หนึ่งไมโครฟารัดมีค่าเท่ากับหนึ่งในล้านของฟารัด (1 ไมโครฟารัดเท่ากับ 0.000001 ฟารัด) ใช้สัญลักษณ์ " μF " (Microfarad) และ หนึ่งพิโกฟารัดมีค่าเท่ากับหนึ่งในล้านของหน่วยไมโครฟารัด (1 พิโกฟารัดเท่ากับ 0.000001 ไมโครฟารัด) ใช้สัญลักษณ์ว่า "pF" (Pico farad)

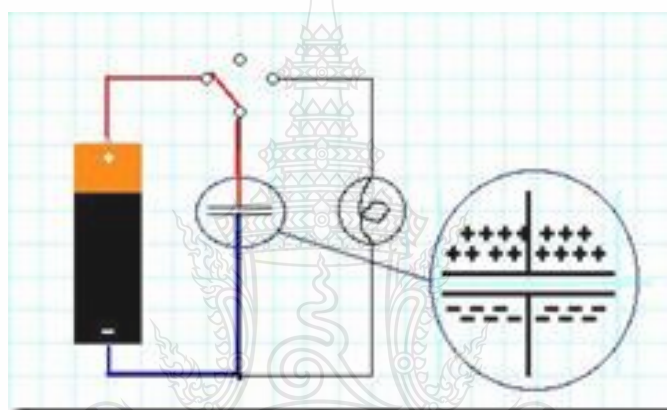
$$1 \mu\text{F} = 1/1,000,000 \text{ F} = 0.000001 \text{ F}$$

$$1 \text{ pF} = 1/1,000,000 \mu\text{F} = 0.000001 \mu\text{F}$$

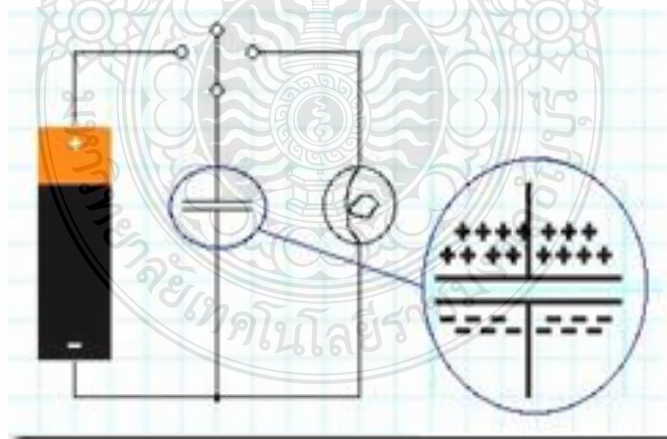
2.2.2.2 การทำงานของตัวเก็บประจุ

- การเก็บประจุ

การเก็บประจุ คือ การเก็บอิเล็กตรอนไว้ที่แผ่นเพลตของตัวเก็บประจุ เมื่อนำแบตเตอรี่ต่อกับตัวเก็บประจุ อิเล็กตรอนจากขั้วลบของแบตเตอรี่ จะเข้าไปรวมกันที่แผ่นเพลต ทำให้เกิดประจุลบขึ้นและยังส่งสนามไฟฟ้าไปผลักอิเล็กตรอนของแผ่นเพลตตรงข้าม ซึ่งโดยปกติในแผ่นเพลตจะมี ประจุเป็น + และ - ปะปนกันอยู่ เมื่ออิเล็กตรอนจากแผ่นเพลตนี้ถูกผลักให้หลุดออกไปแล้วจึงเหลือประจุบวกมากกว่าประจุลบ ยิ่งอิเล็กตรอนถูกผลักออกไปมากเท่าไร แผ่นเพลตนั้นก็จะเป็นบวกมากขึ้นเท่านั้น ดังแสดงในภาพที่ 2.24 (ก)



(ก)

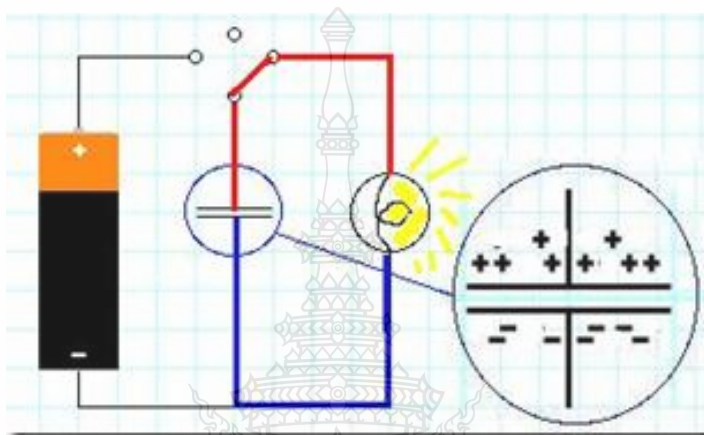


(ข)

ภาพที่ 2.24 การทำงานขั้นตอนการเก็บประจุ

- การคายประจุ

ตัวเก็บประจุที่ถูกประจุแล้ว ถ้าเรายังไม่นำขั้วตัวเก็บประจุมาต่อกัน อิเล็กตรอนก็ยังคงอยู่ที่แผ่นเพลต ดังแสดงในภาพที่ 2.24 (ข) แต่ถ้ามีการครบวงจร ระหว่างแผ่นเพลตทั้งสองเมื่อไร อิเล็กตรอนก็จะวิ่งจากแผ่นเพลตทางด้านลบ ไปครบวงจรที่แผ่นเพลตบวกทันที เราเรียกว่า "การคายประจุ" ดังแสดงในภาพที่ 2.25



ภาพที่ 2.25 การทำงานขั้นตอนการคายประจุ

เมื่อเทียบคุณสมบัติของตัวเก็บประจุกับแบตเตอรี่แล้วจะเห็นได้ว่าตัวเก็บประจุมีความหนาแน่นของพลังงานไฟฟ้าอยู่ในระดับที่ต่ำมากซึ่งน้อยกว่าร้อยละ 1 ของแบตเตอรี่และนอกจากนี้ตัวเก็บประจุสามารถประจุหรือถ่ายประจุไฟฟ้ากระแสสูงๆ ได้แต่เฉพาะในช่วงเวลาที่สั้นมาก เนื่องจากค่าความจุที่น้อยมากของตัวเก็บประจุ

2.3 ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (Super Capacitor)[4,7,8,9]

ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ นับเป็นแหล่งเก็บสะสมพลังงานไฟฟ้าที่กำลังจะกลายสุดยอดแบตเตอรี่แบบใหม่ ซึ่งมีได้รับการปรับปรุงแหล่งพลังงานให้มีประสิทธิภาพดีกว่าแบตเตอรี่ทั่วไป ได้มีการผลิตซูเปอร์คาปาซิเตอร์ให้มีหลากหลายขนาด ตั้งแต่ขนาดเท่าแอสตัมป์ถึงชุดแบตเตอรี่รถยนต์ ด้วยน้ำหนักที่เบาและราคาที่ย่อมเยาของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ จึงได้รับการนำไปใช้งานด้านอิเล็กทรอนิกส์ โทรศัพท อากาศยาน และยานยนต์ต่างๆ ด้วย

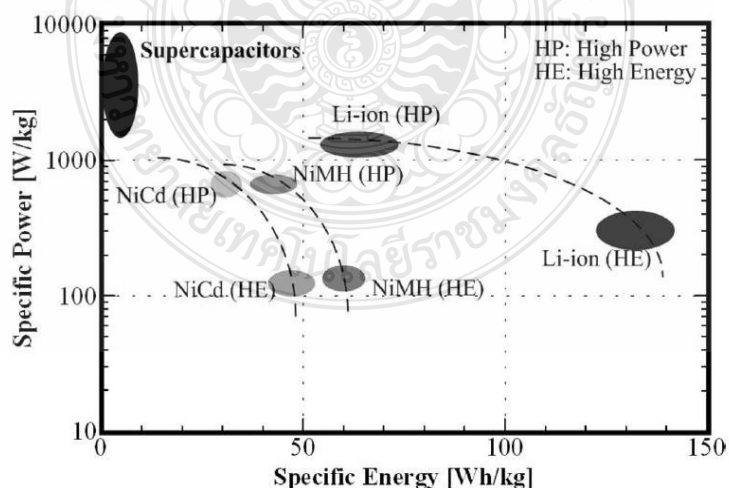
ซูเปอร์คาปาซิเตอร์มีการเริ่มใช้งาน โดยกิจการทหารสหรัฐอเมริกาในการสตาร์ทเครื่องยนต์ของรถถังและเรือดำน้ำ ในปัจจุบันการประยุกต์ใช้งานส่วนใหญ่ใช้ในอุปกรณ์ขนาดเล็ก

อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์พกพา และรถยนต์พลังงานไฟฟ้าร่วมเป็นต้น องค์การนาซ่า (NASA) มีโครงการวิจัยเพื่อใช้งานซูเปอร์คาปาซิเตอร์ในรถไฟฟ้าโดยเรียกว่ารถโดยสารไฟฟ้า ซึ่งพลังงานจะถูกใช้ในการเริ่มการทำงานของเครื่องยนต์และการเร่งความเร็ว และเก็บพลังงานกลับคืนจากการเบรกหรือหยุดของรถโดยสาร ระหว่างการวิ่งทดสอบรถโดยสารได้รับการติดตั้งซูเปอร์คาปาซิเตอร์จำนวน 30 ชุด ซึ่งแต่ละชุดมีน้ำหนัก 32 กิโลกรัมและปลดปล่อยพลังงานถึง 50 kJ ที่แรงดันไฟฟ้า 200 V สามารถทำให้รถโดยสารวิ่งไปได้ไกลถึง 4 ไมล์

ในรถยนต์พลังงานร่วมส่วนใหญ่มักใช้ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ขนาด 42 V บริษัทเจนเนอรัลมอเตอร์มีการพัฒนารถกระบะด้วยเครื่องยนต์ V8 ที่ใช้งานซูเปอร์คาปาซิเตอร์แทนแบตเตอรี่ทั่วไปทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องยนต์เพิ่มขึ้น 14% การป้อนพลังงานของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ผ่านอุปกรณ์แปลงพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับ นอกจากนี้บริษัทโตโยต้ายังได้มีการพัฒนาเครื่องยนต์ดีเซลให้ใช้งานเทคโนโลยีเดียวกันนี้ด้วยซึ่งรถยนต์สามารถใช้น้ำมันเพียง 2.7 ลิตรต่อระยะทาง 100 กิโลเมตร

ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ไม่สามารถทดแทนแบตเตอรี่ได้ทั้งหมด แต่หากเป็นการผสมผสานการใช้งานระหว่างซูเปอร์คาปาซิเตอร์และแบตเตอรี่พร้อมกันแล้วอาจมีความเป็นไปได้ในการทดแทนแบตเตอรี่โดยซูเปอร์คาปาซิเตอร์

ซูเปอร์คาปาซิเตอร์จำเป็นต้องเก็บสะสมพลังงานและใช้งานอย่างพื้นฐานระหว่างแบตเตอรี่และอุปกรณ์ต่างๆ ซูเปอร์คาปาซิเตอร์สามารถเก็บและคายประจุได้มากกว่าล้านครั้ง ซึ่งแบตเตอรี่ไม่สามารถทำได้ ในไม่ช้าอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ส่วนใหญ่จะต้องใช้เลือกใช้ซูเปอร์คาปาซิเตอร์



ภาพที่ 2.26 ลักษณะเฉพาะระหว่างพลังงานและกำลังของซูเปอร์คาปาซิเตอร์เทียบกับแบตเตอรี่ชนิดต่างๆ

การเปรียบเทียบของเทคโนโลยีแหล่งเก็บสะสมพลังงานดังแสดงในภาพที่ 2.26 พบว่า แบตเตอรี่ มีความหนาแน่นพลังงานใหญ่ที่สุด (หมายความว่าพลังงานที่บรรจุต่อหน่วยน้ำหนักมากกว่าเทคโนโลยีอื่นๆ) ซึ่งมีความสำคัญต่อการตัดสินใจเลือกใช้ให้เหมาะกับแต่ละพลังงาน สิ่งเหล่านี้คือคุณประโยชน์ของคาปาซิเตอร์ ในช่วงเวลาน้อยกว่า 0.1 วินาที พลังงานสามารถเปลี่ยนถ่ายจากตัวเก็บประจุได้ที่อัตราที่สูงมากได้ ในทางตรงกันข้าม แบตเตอรี่ที่มีขนาดเท่ากันอาจจะไม่สามารถป้อนพลังงานที่ต้องการในช่วงเวลาที่เท่ากัน

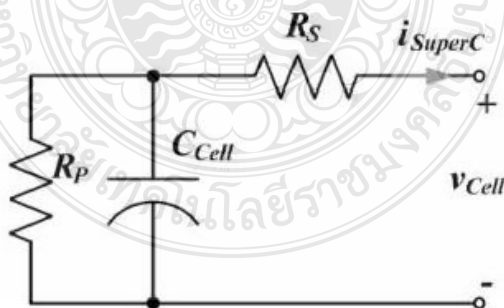
นอกจากนี้ข้อบกพร่องใหญ่ของแบตเตอรี่คือเวลาที่ใช้ในการประจุซ้ำ ถูกจำกัดโดยกระแสขณะประจุไฟฟ้า ในทางตรงกันข้าม ซุปเปอร์คาปาซิเตอร์สามารถประจุไฟฟ้าในช่วงเวลาที่สั้นโดยขึ้นอยู่กับปริมาณกระแสในการประจุที่สูงจากแหล่งจ่าย

แรงดันของตัวเก็บประจุ $V_C(t)$ สามารถหาได้จากสมการพื้นฐานสมการที่ 2.4 นี้

$$V_C(t) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i_C(t) dt \quad (2.4)$$

2.3.1 รูปแบบโครงสร้างของซุปเปอร์คาปาซิเตอร์

โครงสร้างของซุปเปอร์คาปาซิเตอร์ถือได้ว่าสมบูรณ์แบบมากเพราะจำแนกปัจจัยโครงสร้างออกอย่างง่ายดาย หลายๆ รูปแบบใช้หลักการแผ่นฉนวน 2 ชั้น ในการใช้งานปัจจุบันมีการลดขนาดโครงสร้างให้เล็กลง ดังแสดงในภาพที่ 2.27 สำหรับซุปเปอร์คาปาซิเตอร์ ที่มีช่วงเวลาในการทำงานเพียงไม่กี่วินาที



ภาพที่ 2.27 วงจรสมมูลของซุปเปอร์คาปาซิเตอร์

วงจรสมมูลของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ประกอบด้วยส่วนหลักๆ 3 ส่วนคือ ตัวคาปาซิเตอร์ (C_{Cell}), ตัวต้านทานอนุกรม (R_S) ซึ่งเรียกว่าความต้านทานอนุกรมสมมูล หรือ (ESR, Equivalent Series Resistance) และ ความต้านทานขนาน (R_p) ซึ่งถือว่าเป็นกระแสรั่วไหลพบได้ในตัวเก็บประจุทั่วไป โดยกระแสรั่วไหลนี้มีค่าเพียงไม่กี่มิลลิแอมป์ในซูเปอร์คาปาซิเตอร์ขนาดใหญ่

ในการประยุกต์ใช้งานต้องต่อตัวเก็บประจุหลายๆ ตัวพร้อมกันทั้งแบบอนุกรมหรืออาจจะต่อแบบขนาน ร่วมกันก็ได้ โดยจะเรียงต่อกันเป็นแนว (“Bank”) ตามขนาดแรงดันและค่าความจุที่ต้องการ โดยทั่วไปแล้วมักจะใช้การต่อแบบอนุกรม

ขนาดของตัวเก็บประจุที่คลาดเคลื่อน ไปส่งผลต่อค่าแรงดันที่ต้องจ่ายให้กับวงจรและแรงดันนี้จะทำหน้าที่ควบคุมการทำงานด้วยแรงดันที่คงที่ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของกระแสที่รั่วไหล ด้วยเหตุนี้การปรับสมดุลของกระแสไฟฟ้าในวงจรถูกควบคุมโดยแรงดันของตัวเก็บประจุ ซึ่งการเลือกขนาดแรงดันที่ต้องการต้องคำนวณขนาดค่าตัวเก็บประจุที่ต้องการ ในการวิเคราะห์การประยุกต์ใช้งานต่างๆ สิ่งแรกที่ต้องคำนึงคือการหาค่าที่มีผลต่อตัวแปรต่างๆ ของระบบที่ต้องเลือกใช้ งานซูเปอร์คาปาซิเตอร์ดังนี้

2.3.1.1 แรงดันสูงสุด (Maximum Voltage, (V_{CMax}))

2.3.1.2 แรงดันปกติ (Working Voltage, (V_{CNom}))

2.3.1.3 แรงดันต่ำสุด (Minimum Allowable Voltage, (V_{CMin}))

2.3.1.4 กระแสที่ต้องการ (Current Requirement, (I_C)) หรือกำลังที่ต้องการ P_C

2.3.1.5 เวลาในการประจุ (t_d)

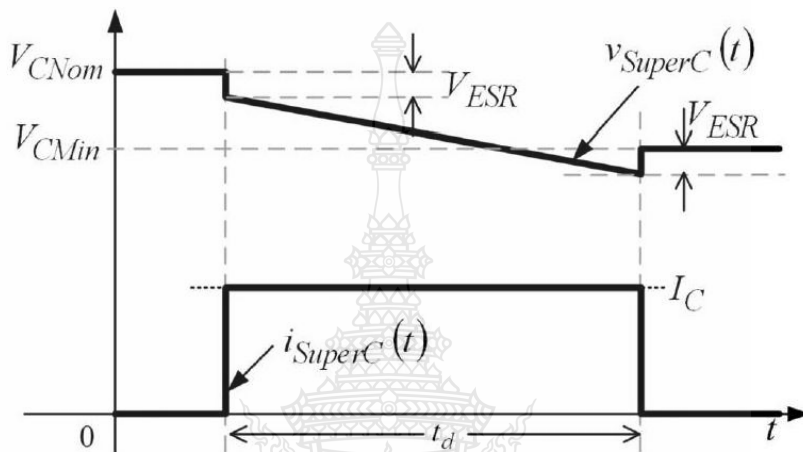
2.3.1.6 ค่าความเก็บประจุของเซลล์, C_{Cell}

2.3.1.7 แรงดันของแต่ละเซลล์, V_{Cell}

การต่อซูเปอร์คาปาซิเตอร์หลายๆ เซลล์แบบอนุกรมในชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์นั้นทำให้ผลรวมของ ESR เพิ่มขึ้นและผลรวมของค่าความเก็บประจุลดลง กำหนดให้ n_s คือจำนวนของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ที่ต่อกันแบบอนุกรม และ V_{CMax} คือค่าแรงดันสูงสุดของค่าความเก็บประจุ ดังนั้น ผลรวมของ ESR และ ค่าความเก็บประจุ C_{SuperC} ของชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์สามารถหาได้จากสมการที่ 2.5

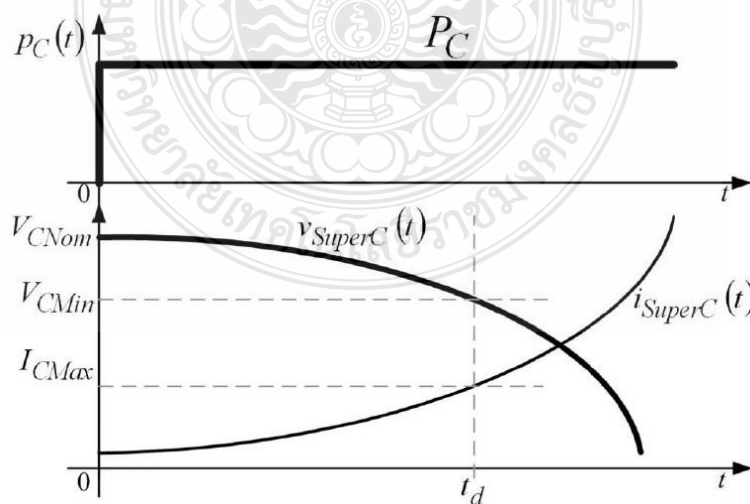
$$\left. \begin{aligned} V_{CMax} &= n_s V_{Cell} \\ ESR &= n_s R_S \\ C_{SuperC} &= \frac{C_{Cell}}{n_s} \end{aligned} \right\} \quad (2.5)$$

คุณลักษณะการคายประจุของชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์ภายใต้ค่ากระแสที่ดังแสดงในภาพที่ 2.28 ค่ากระแสที่การคายประจุ I_C ซึ่งถือว่ามีประโยชน์มากในการคำนวณหาตัวแปรต่างๆของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ แต่ไม่เหมาะสมที่จะนำไปใช้ในการเลือกขนาดของซูเปอร์คาปาซิเตอร์เพื่อประยุกต์ใช้งานที่มีค่ากำลังที่ ยกตัวอย่างเช่น การใช้งานในรถยนต์พลังงานไฟฟ้า เป็นต้น ในอีกสถานการณ์จากวัฏจักรการขับเคลื่อนเพื่อคำนวณหาขนาดของชุดอุปกรณ์เก็บสะสมพลังงาน



ภาพที่ 2.28 ลักษณะการคายประจุของชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์เมื่อกระแสที่

ลักษณะการคายประจุของชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์เมื่อกำหนดให้พลังงานคงที่ P_C ดังแสดงในภาพที่ 2.29



ภาพที่ 2.29 ลักษณะการคายประจุของชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์เมื่อพลังงานคงที่

การคำนวณหาค่าความเก็บประจุที่น้อยที่สุดที่ต้องการ C_{Min} ซึ่งวิธีหนึ่งคือการเขียนสมการกำลังโดยไม่คิดค่าการสูญเสีย (ESR) เมื่อกำหนดให้ค่า P_C มีค่าคงที่จะได้สมการที่ 2.6

$$\frac{1}{2} C_{Min} (V_{CNom}^2 - v_{SuperC}^2(t)) = P_C t_d \quad (2.6)$$

โดยที่ $V_{SuperC}(t)$ คือค่าแรงดันที่ขั้วซูเปอร์คาปาซิเตอร์ จากนั้นจะได้ว่า

$$C_{Min} = \frac{2P_C t_d}{V_{CNom}^2 - V_{CMin}^2} \quad (2.7)$$

โดยกำหนดให้ พลังงานเป็นค่าคงที่ V_{CMin} คือแรงดันของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ที่น้อยที่สุด และสามารถคำนวณหากระแสสูงสุด I_{CMax} ได้จากสมการที่ 2.6 และ สมการที่ 2.7 เขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} V_{CMin} &= \sqrt{V_{CNom}^2 - \frac{2P_C t_d}{C_{Min}}} \\ I_{CMax} &= \frac{P_C}{\sqrt{V_{CNom}^2 - (2P_C t_d / C_{Min})}} \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

การเปลี่ยนแปลงของค่า C_{CMax} และ C_{SuperC} นั้นจะขึ้นอยู่กับจำนวนของเซลล์ในแต่ละแถวที่ต่ออนุกรมกัน ซึ่งระดับแรงดันนั้นจะมีความสำคัญมาก แต่ตัวเก็บประจุจะเสียหายทันทีถ้ากระแสมีค่าสูงเกินไป ซึ่งสันนิษฐานว่า ตัวเก็บประจุจะไม่รับประจุเกินกว่าค่าแรงดันสูงสุดของเซลล์ทั้งหมด

โดยทั่วไปค่า C_{CMin} จะมีค่าเท่ากับ $\frac{V_{CMax}}{2}$ จากสมการที่ 2.6 ดังนั้นผลลัพธ์ที่ได้ก็ยังคงเหลือพลังงานอยู่ 25%

ในการประยุกต์ใช้งานในวงจรที่มีค่ากระแสสูงนั้นผลกระทบของค่า ESR จะเกิดขึ้นในวงจรได้ พลังงานที่สูญเสียไป (E_{loss}) ใน ESR เช่น ภายในสายสัญญาณ, จุดต่อต่างๆ และ วงจรแปลงผันแรงดัน ซึ่งจะเป็นผลต่อจำนวนตัวเก็บประจุที่จะต้องนำมาใช้งาน การคำนวณหาค่าความสูญเสียภายใน ESR หาได้จากสมการที่ 2.9

$$\left. \begin{aligned} E_{loss} &= \int_0^{t_d} i_{SuperC}^2(\tau) ESR d\tau \\ &= P_C ESR C_{Min} \ln\left(\frac{V_{CNom}}{V_{CMin}}\right) \end{aligned} \right\} \quad (2.9)$$

การคำนวณจำเป็นต้องหาค่าความเก็บประจุ C_{SuperC} ซึ่งจากสมการที่ 2.6 สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ 2.10

$$\frac{1}{2} C_{SuperC} (V_{CNom}^2 - V_{CMin}^2) = P_C t_d + E_{loss} \quad (2.10)$$

ดังนั้นจากสมการที่ 2.6 และ สมการที่ 2.10 รวมสมการกัน ได้ดังสมการที่ 2.11

$$\left. \begin{aligned} C_{SuperC} &= (1 + \chi) C_{Min} \\ \chi &= \frac{E_{loss}}{P_C t_d} \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

โดยที่ χ คือผลลัพธ์อัตราส่วนของพลังงาน คุณสมบัติใหม่ๆ ของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ เช่น ความคล่องตัวในการทำงาน ความสามารถในการเก็บพลังงานและคายพลังงาน ทำให้ซูเปอร์คาปาซิเตอร์กลายเป็นอนาคตของแบตเตอรี่

2.3.1 ข้อดีของซูเปอร์คาปาซิเตอร์

2.3.1.1 วัฏจักรการทำงานอย่างไม่จำกัดของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ อายุการใช้งานในช่วงเวลา 10 ถึง 12 ปี สามารถรับและคายพลังงาน ได้มากกว่า 1,000,000 ครั้ง

2.3.1.2 มีค่า Impedance ที่ต่ำมาก

2.3.1.3 สามารถประจุพลังงานไฟฟ้าได้ในเวลาไม่กี่วินาที

2.3.1.4 ไม่มีอันตรายเมื่อมีการประจุไฟฟ้าไฟเกิน (Overcharge)

2.3.1.5 ประสิทธิภาพการทำงานสูงมากกว่าร้อยละ 95

2.3.1.6 ซูเปอร์คาปาซิเตอร์มีราคาค่อนข้างถูกเมื่อเทียบกับปริมาณวัตต์

2.3.2 ข้อเสียของซูเปอร์คาปาซิเตอร์

2.3.2.1 ค่าความหนาแน่นพลังงานน้อย เพียงแค่ 10 % – 20 % ของแบตเตอรี่ทั่วไป

2.3.2.2 ชุปเปอร์คาปาซิเตอร์แต่ละเซลล์มีแรงดันน้อย การต่อแบบอนุกรมจึงจะทำให้มีแรงดันที่สูงขึ้น รวมทั้งต้องมีการสมดุลแรงดันเมื่อมีการต่อมากกว่า 3 เซลล์ ในแต่ละชุดอนุกรม

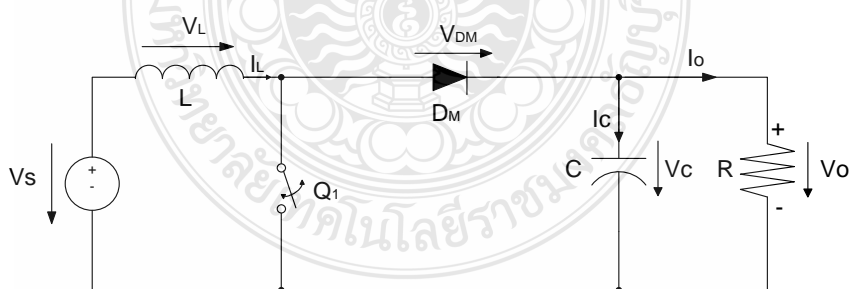
2.3.2.3 มีการคายประจุเองสูง อัตราการคายประจุเองของชุปเปอร์คาปาซิเตอร์สูงกว่าแบตเตอรี่ทั่วไป

2.3.2.4 ชุปเปอร์คาปาซิเตอร์จำเป็นต้องมีการควบคุมและสวิตซ์ซึ่งด้วยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ซับซ้อน

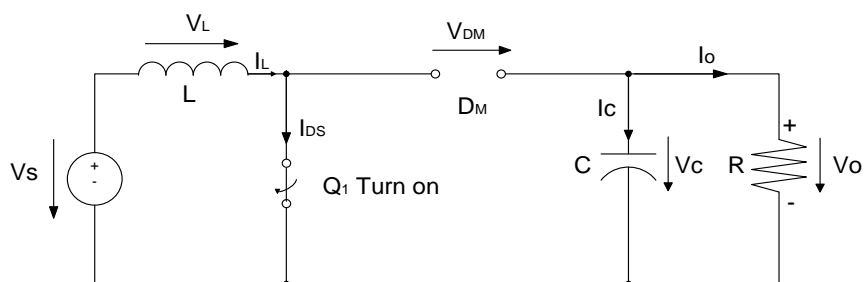
2.4 คอนเวอร์เตอร์[5]

2.4.1 คอนเวอร์เตอร์แบบทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (Boost Converter)

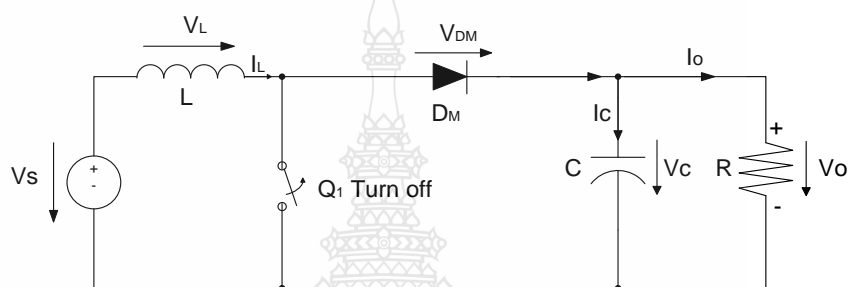
คอนเวอร์เตอร์แบบทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นสวิตซ์ซึ่งชนิดหนึ่งที่ทำงานได้โดยใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และอุปกรณ์ความถี่สูงทำการปรับเปลี่ยนระดับแรงดันเอาต์พุต ให้สูงกว่าระดับแรงดันอินพุต โดยอาศัยคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำความถี่สูงในการเก็บและคายพลังงาน การทำให้ระดับแรงดันเอาต์พุตสูงกว่าระดับแรงดันอินพุตจึงเรียกว่า “สเต็ปอัพคอนเวอร์เตอร์ (Step-up Converter)” จะประกอบไปด้วย 2 ส่วนหลักคือ ส่วนของวงจรกำลัง ประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง ตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุต ไดโอดกำลังทำหน้าที่สวิตซ์ อีกส่วนคือวงจรกรองแรงดัน เป็นวงจรทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ วงจรสมมูลของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแสดงดังภาพที่ 2.30 การทำงานของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแสดงดังภาพที่ 2.31 และการวิเคราะห์ค่าจะได้สัญญาณต่างๆ ดังปรากฏในภาพที่ 2.32



ภาพที่ 2.30 วงจรสมมูลของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง



ก) โหมดที่ 1 สวิตช์ปิด

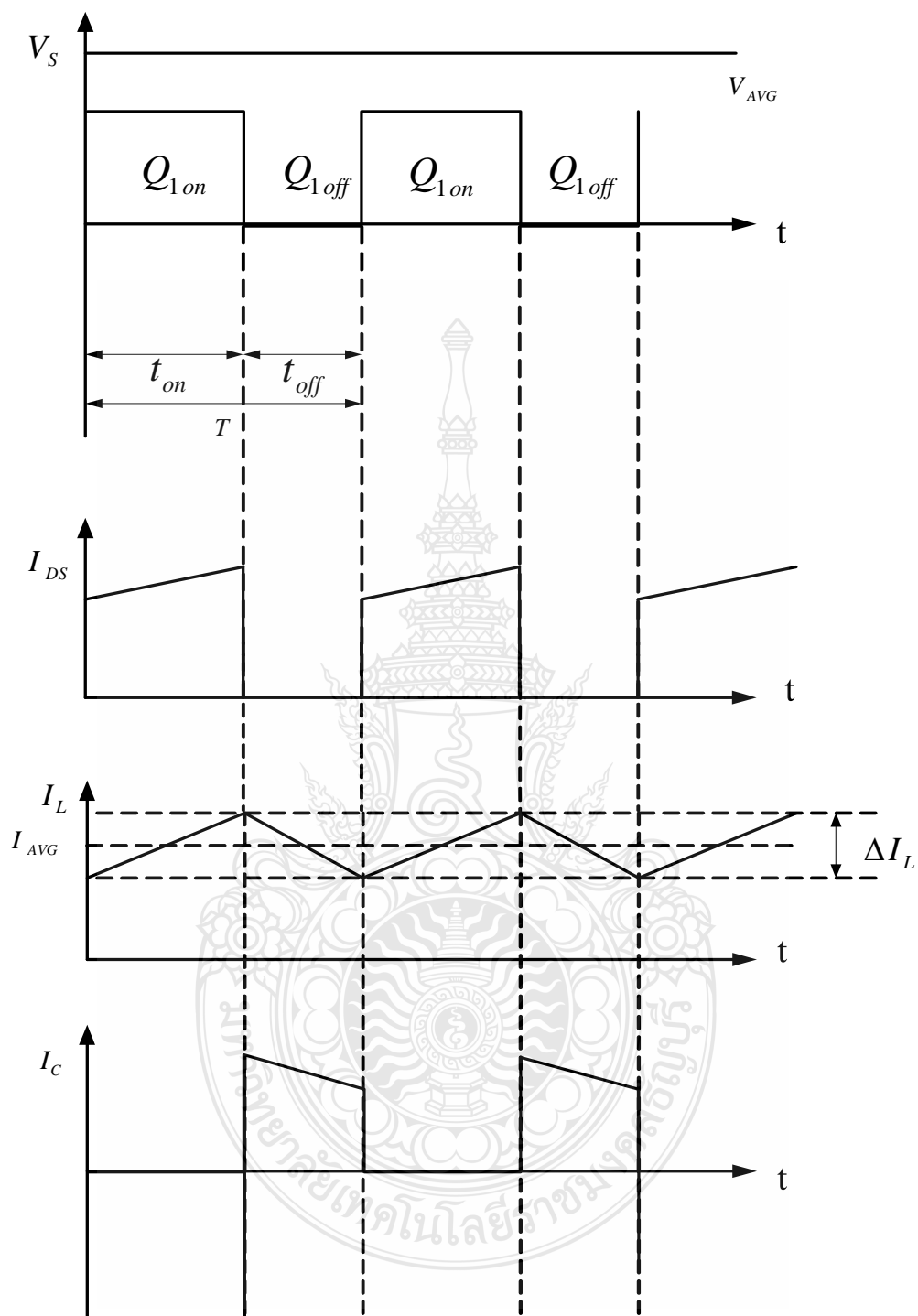


ข) โหมดที่ 2 สวิตช์เปิด

ภาพที่ 2.31 วงจรการทำงานของวงจรทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

เมื่อ D คือ วัฏจักรงาน (Duty Cycle)

T คือ คาบเวลาการทำงานของวัฏจักรงาน



ภาพที่ 2.32 สัญญาณต่างๆ ของวงจรหม้อแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

2.4.1.1 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 2.12

$$V_S = V_L = L \frac{I_2 - I_1}{t_{on}} = \frac{L\Delta I}{t_{on}} \quad (2.12)$$

สมการที่จะหาค่าเวลาในช่วงที่เพาเวอร์มอสเฟต Turn ON ได้จากสมการที่ 2.13

$$t_{on} = \frac{L\Delta I}{V_S} \quad (2.13)$$

พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำสามารถหาได้จากสมการที่ 2.14

$$E = \frac{1}{2} L(\Delta I)^2 = \frac{1}{2L} V_S^2 t_{on}^2 \quad (2.14)$$

2.4.1.2 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 จ่ายให้กับ โหลดและชาร์จประจุให้แก่ตัวเก็บประจุเป็นผลให้ I_L ตกลงใน ช่วงเวลา t_2

$$V_O - V_S = L \frac{I_2 - I_1}{t_{off}} \quad (2.15)$$

$$\text{หรือ} \quad V_O - V_S = L \frac{\Delta I}{t_{off}} \quad (2.16)$$

สามารถที่จะหาค่าเวลาในช่วงที่เพาเวอร์มอสเฟต Turn OFF ได้จากสมการที่ 2.17

$$t_{off} = L \frac{\Delta I}{V_o - V_s} \quad (2.17)$$

การเปลี่ยนแปลงของกระแสของตัวเหนี่ยวนำระหว่างค่ากระแส พีค-ทู-พีค (Peak - to - Peak) คือ กระแสกระเพื่อมเมื่อพิจารณาที่สถานะคงที่โดยให้ช่วงเวลา t_{on} และ t_{off} จากสมการที่ 2.17 มีค่าเท่ากัน คำนวณหากระแสกระเพื่อมได้ดังนี้

$$\Delta I = \frac{V_s t_{on}}{L} = \frac{(V_o - V_s) t_{off}}{L} \quad (2.18)$$

แทนค่า $t_{on} = DT$ และ $t_{off} = (1-D)T$ ลงในสมการที่ 2.18 จะได้ดังสมการที่ 2.19

$$V_s DT = (V_o - V_s)(1-D)T = V_o(1-D)T - V_s(1-D)T \quad (2.19)$$

จากสมการที่ 2.19 เมื่อทำให้อยู่ในรูปอย่างง่ายได้

$$V_s DT = V_o(1-D)T - V_s T + V_s DT \quad (2.20)$$

หรือ

$$V_s = V_o(1-D) \quad (2.21)$$

ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยจากวงจรทบแรงดันจะได้ดังสมการที่ 2.22

$$V_o = \frac{V_s}{1-D} \quad (2.22)$$

สมการที่ 2.22 แสดงถึงแรงดันเอาต์พุต ถ้าสวิทช์เปิดตลอดเวลาและ D มีค่าเป็นศูนย์แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับกับแรงดันอินพุต ขณะที่วัฏจักรงาน มีค่าเพิ่มขึ้น ตัวส่วนในสมการที่ 2.22 จะมีขนาดเล็กลงและเอาต์พุตจะมีค่าแรงดันมากกว่าอินพุต แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดัน

อินพุตและค่าวัฏจักรงาน ขณะวัฏจักรงานมีค่าเข้าใกล้ 1 แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเข้าใกล้อนันต์ (Infinity) หากพิจารณาค่ากำลังไฟฟ้าด้านอินพุตเท่ากับด้านเอาต์พุตจะได้ว่า

$$V_s I_s = \eta V_o I_o$$

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

แทนค่าแรงดันเอาต์พุตในสมการที่ 2.23

$$V_s I_s = \frac{V_s I_o}{1-D} \quad (2.23)$$

ฉะนั้นกระแสอินพุตเฉลี่ยจะได้

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

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

$$T = \frac{1}{f} = t_{on} + t_{off} = \frac{L\Delta I}{V_s} + \frac{L\Delta I}{V_o - V_s} + \frac{L(\Delta I)V_o}{V_s(V_o - V_s)} \quad (2.24)$$

เมื่อจัดรูปสมการที่ 2.24 ใหม่จะได้ค่ากระแสแฉกระยะเฟรมของตัวเหนี่ยวนำดังสมการที่ 2.25

$$\Delta I = \frac{V_s(V_o - V_s)T}{LV_s} = \frac{V_s[V_s/(1-D) - V_o]}{fLV_o} \quad (2.25)$$

และจะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจรทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ดังสมการที่ 2.26

$$L = \frac{V_s D}{f\Delta I} \quad (2.26)$$

2.4.1.3 แรงดันกระเพื่อมด้านเอาต์พุต (Output Voltage Ripple)

การทำงานของวงจรทบทแรงดันจะต้องได้แรงดันเอาต์พุตสูงกว่าแรงดันด้านอินพุต ถ้าไม่เป็นเช่นนั้นแสดงว่าตัวเหนี่ยวนำไม่คายพลังงานเสริมแรงดันด้านอินพุต เมื่อมอสเฟต Turn ON แรงดันเอาต์พุตจะได้ออกจากการคายประจุของตัวเก็บประจุเพียงอย่างเดียว เพราะฉะนั้นขนาดของตัวเก็บประจุจะขึ้นอยู่กับขนาดของแรงดันเอาต์พุตและ โหมคการทำงาน จึงจำเป็นต้องให้ขนาดของตัวเก็บประจุมีขนาดใหญ่ เพื่อที่จะให้ขนาดของแรงดันกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุตมีขนาดลดลงตัวเก็บประจุจะคายพลังงานให้เอาต์พุตในช่วงเวลาที่มอสเฟต Turn ON โดยหาค่าตัวเก็บประจุได้จากค่ากระแสเอาต์พุตในช่วงเวลาดังกล่าว

$$\Delta V_C = V_C - V_C(0) = \frac{1}{C} \int_{t_{off}}^{t_{on}} I_O dt = \frac{I_O t_{on}}{C} \quad (2.27)$$

หากพิจารณาจากช่วงเวลา t_{on} ในคอนเวอร์เตอร์จะมีความถี่ในการสวิตช์เมื่อพิจารณาให้อยู่ในเทอมของเอาต์พุตซึ่งจะได้จากสมการที่ 2.17 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

$$t_{on} = T - \frac{V_S T}{V_O} = \frac{V_O - V_S}{fV_O} \quad (2.28)$$

แทนค่า t_{on} ลงในสมการที่ 2.28 จะได้ดังสมการที่ 2.29

$$\Delta V_C = \frac{I_O (V_O - V_S)}{V_O f C} = \frac{I_O (V_O - V_S)}{f C V_S / (1-D)} \quad (2.29)$$

จากสมการที่ 2.29 เขียนให้อยู่ในรูปอย่างง่ายจะได้

$$\Delta V_C = \frac{[I_o(V_o - V_s + DV_s)/(1-D)]}{fCV_s/(1-D)} = \frac{I_o D}{fC} \quad (2.30)$$

ดังนั้น

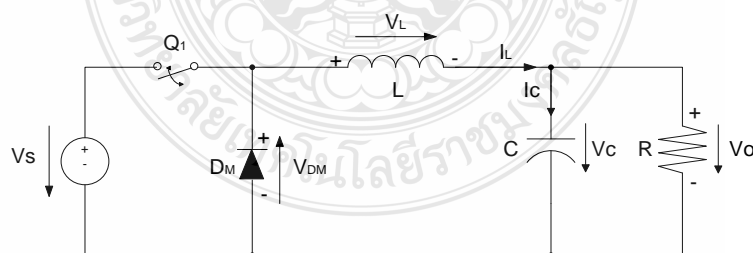
$$\Delta V_C = \Delta V_o \quad (2.31)$$

ตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตของวงจรทอนแรงดันจะหาได้จากสมการที่ 2.32

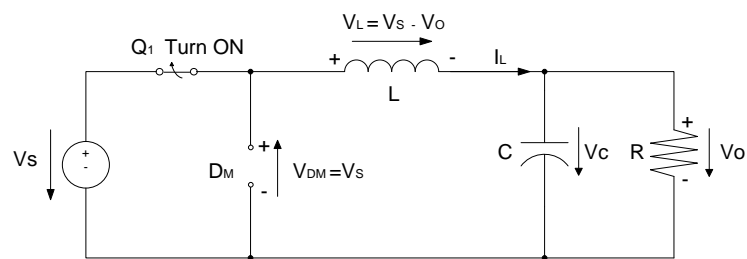
$$C = \frac{I_o D}{f\Delta V_o} \quad (2.32)$$

2.4.2 คอนเวอร์เตอร์แบบทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (Buck Converter)

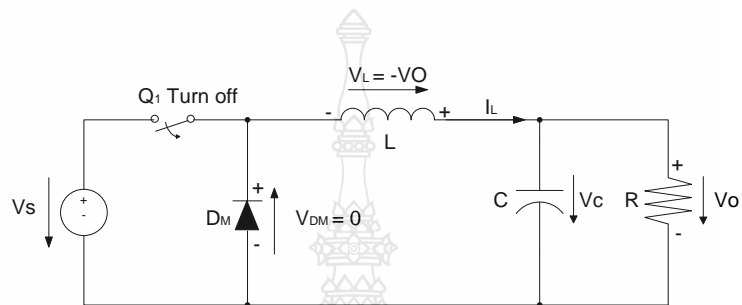
หลักการทำงานของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์ เป็นการออกแบบเพื่อให้แรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตมีปริมาณต่ำกว่าด้านอินพุต และมีปริมาณแรงดันตามที่ต้องการ โดยเริ่มต้นจากเงื่อนไขที่ว่าแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในคาบเวลามีค่าเท่ากับศูนย์ จากนั้นสามารถหากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้ การวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมด จะต้องวิเคราะห์ในสถานะอยู่ตัว วงจรสมมูลของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง แสดงดังภาพที่ 2.33 และวงจรการทำงานของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง แสดงดังภาพที่ 2.34



ภาพที่ 2.33 วงจรสมมูลของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง



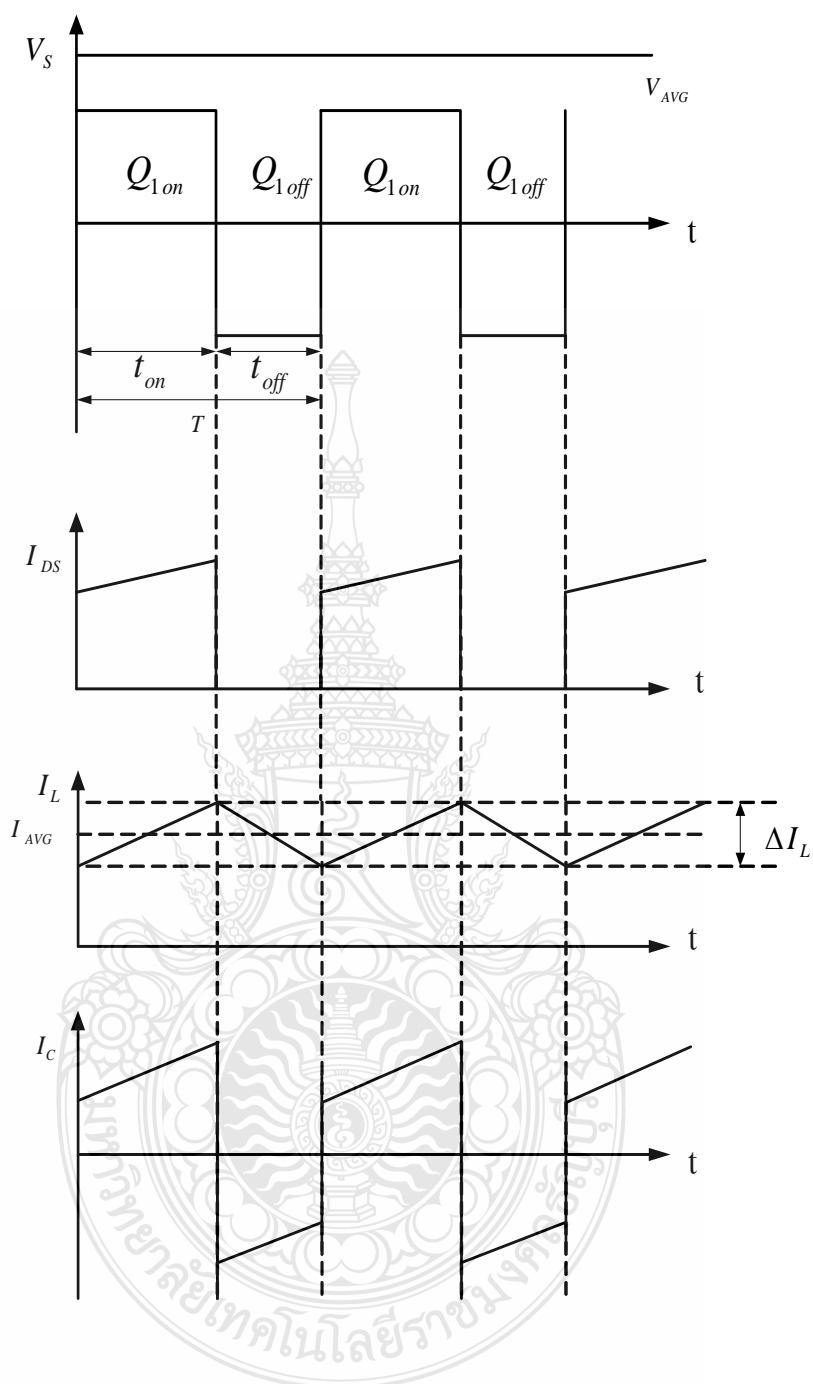
ก) โหมดที่ 1 สวิตช์ปิด



ข) โหมดที่ 2 สวิตช์เปิด

ภาพที่ 2.34 วงจรการทำงานของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง





ภาพที่ 2.35 สัญญาณต่างๆ ของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

2.4.2.1 วิเคราะห์เมื่อสวิตช์ปิด

จากภาพที่ 2.34 (ก) เป็นการทำงานโหมดที่ 1 จะได้สัญญาณต่างๆ ดังปรากฏในภาพที่ 2.35 ($0 < t \leq t_{on}$) 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 2.33

$$V_s = V_L + V_o \quad (2.33)$$

หรือ

$$V_L = V_s - V_o$$

แต่

$$V_L = L \frac{di_L}{dt}$$

จะได้

$$L \frac{di_L}{dt} = V_s - V_o$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (2.34)$$

dt ในกรณีอยู่ในช่วงเวลานำกระแส คือ $dt = DT$

$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT \quad (2.35)$$

2.4.2.2 วิเคราะห์เมื่อสวิตช์เปิด

จากภาพที่ 2.34 (ข) เป็นการทำงานโหมด 2 จะได้สัญญาณต่างๆ ดังปรากฏในภาพที่ 2.47 ($t_1 < t \leq t_{off}$) มอสเฟต Q_1 ทำงานสวิตช์เปิด ($t = t_1$) แรงดันเหนี่ยวนำย้อนกลับของตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งต่ออนุกรมอยู่กับตัวต้านทาน R ทำให้อาตัพุดมีค่ามากขึ้นจนทำให้ D_M ทำงานจึงทำให้ตัวเหนี่ยวนำคายพลังงานออกมาเปรียบเสมือนเป็นแหล่งจ่ายตัวหนึ่ง ทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวต้านทาน ดังสมการที่ 2.36

$$V_D = V_L + V_o \quad (2.36)$$

แต่ $V_D = 0V$ จะได้

$$V_L + V_o = 0$$

$$V_L = -V_o$$

$$\begin{aligned} V_L = -V_o &= L \frac{di_L}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} &= \frac{\Delta i_{L,off}}{\Delta t} = \frac{-V_o}{L} \end{aligned} \quad (2.37)$$

dt ในกรณี อยู่ในช่วงเวลาหยุดนำกระแส คือ $dt = (1-D)T$ สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังสมการที่ 2.38

$$\Delta i_{L,off} = -\left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T \quad (2.38)$$

แทนค่า $t_{on} = DT$ และ $t_{off} = (1-D)T$ ลงในสมการที่ 2.38 กับสมการที่ 2.35 จะได้

$$\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0 \quad (2.39)$$

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)DT + \left[\left(\frac{-V_o}{L}\right)(1-D)T\right] = 0 \quad (2.40)$$

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L}\right) - \left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D) = 0$$

$$(V_s - V_o)D - (V_o)(1-D) = 0$$

$$V_s D - V_o D - V_o(1-D) = 0$$

$$V_s D - V_o D - V_o + V_o D = 0$$

$$V_s D - V_o = 0$$

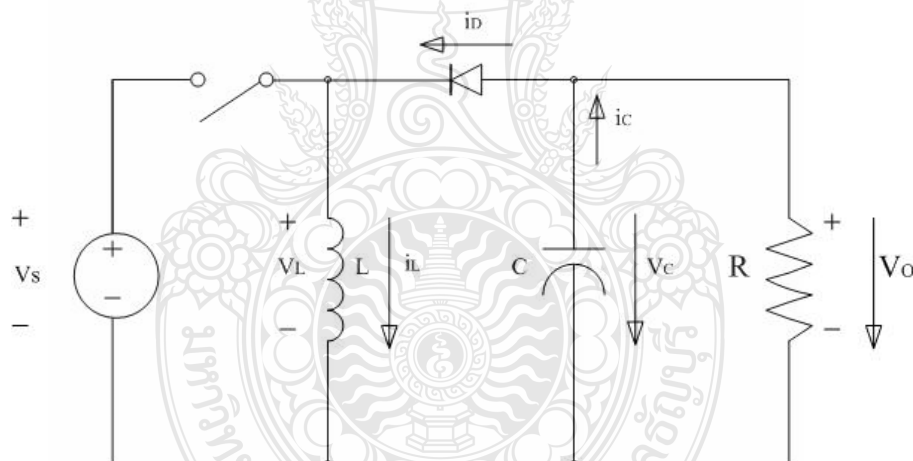
$$V_s D = V_o$$

$$\frac{V_o}{V_s} = D \quad (2.41)$$

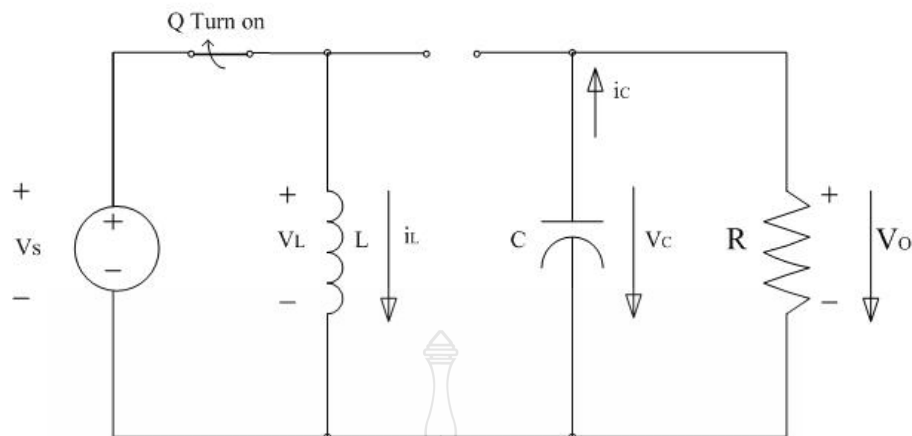
จากสมการที่ 2.41 อัตราขยายแรงดันจะมีค่าสูงสุดไม่เกิน 100 % ตามค่า D วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกน้อยกว่า หรือเท่ากับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ซึ่งขึ้นอยู่กับค่า D โดยการปรับค่า D สามารถปรับได้ตั้งแต่ศูนย์ถึงหนึ่ง

2.4.3 คอนเวอร์เตอร์แบบทอน – ทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (Buck - Boost Converter)

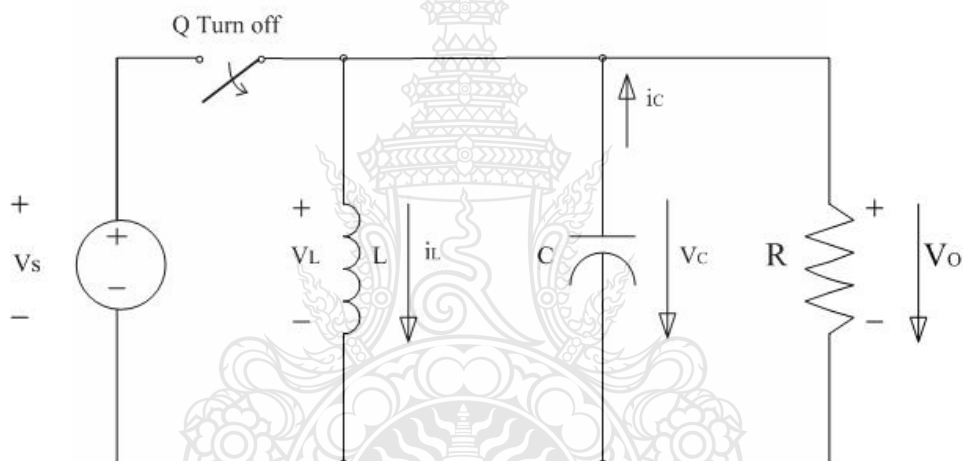
คอนเวอร์เตอร์แบบทอน – ทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง เป็นสวิตช์ซึ่งชนิดหนึ่งที่สามารถทำงานได้โดยใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และอุปกรณ์ความถี่สูงทำการปรับเปลี่ยนระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกให้ต่ำกว่าหรือสูงกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าได้ โดยอาศัยคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำความถี่สูงในการเก็บและคายพลังงาน การทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบทอน – ทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออก มีค่าเพิ่มขึ้นหรือลดลงตามต้องการนั้น เริ่มต้นจากข้อกำหนดที่ว่าแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลาจะเท่ากับศูนย์ ซึ่งจะทำได้หาค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ได้โดยการวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมดในช่วงสภาวะอยู่ตัว วงจรสมมูลของวงจรทอน – ทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง แสดงดังภาพที่ 2.36



ภาพที่ 2.36 รูปวงจรสมมูลของวงจรทอน – ทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง



ก) โหมดที่ 1 สวิตช์ปิด



ข) โหมดที่ 2 สวิตช์เปิด

ภาพที่ 2.37 การทำงานของวงจรทอน – ทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

2.4.3.1 วิเคราะห์เมื่อสวิตช์ปิด

จากภาพที่ 2.37 (ก) เป็นการทํางานโหมดที่ 1 มอสเฟต Q_1 ทํางานสวิตช์ปิด ($t=0$) กระแสอินพุตไหลผ่าน Q_1 และตัวเหนี่ยวนำ ทำให้กระแสของตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นจาก I_1 ที่ $t=0$ เป็น I_2 ที่เวลา $t=t_1$ โดยกระแสไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงจะไหลผ่านสวิตช์ และผ่านตัวเหนี่ยวนำ ในขณะที่ไดโอดจะถูกไบอัสย้อนกลับ จะได้สมการของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำดังแสดงในสมการที่ 2.42

$$-V_s + v_L = 0 \quad (2.42)$$

หรือ $v_L = V_s$

ซึ่ง $v_L = L \frac{di_L}{dt}$

จะได้ $V_s = L \frac{di_L}{dt}$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L} \quad (2.43)$$

dt ในกรณีอยู่ในช่วงเวลานำกระแส คือ $dt = DT$ จะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วยอัตราคงที่และถือว่าการเพิ่มของกระแสเป็นเชิงเส้น ทำให้สามารถคำนวณได้จาก

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_s}{L} \quad (2.44)$$

$$\Delta i_{L,on} = \frac{V_s DT}{L} \quad (2.45)$$

2.4.3.2 วิเคราะห์เมื่อสวิตช์เปิด

จากภาพที่ 2.37 (ข) เป็นการงานโหมด 2 มอสเฟต Q_1 ทำงานสวิตช์เปิด กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดไม่ได้ ไดโอดจะถูกไบอัสไปหน้า ทำให้เกิดการนำกระแสไฟฟ้า ซึ่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะไหลอย่างต่อเนื่อง ถ้ากำหนดให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกคงที่ จะได้สมการของแรงดันไฟฟ้าดังนี้

$$-v_L + V_o = 0 \quad (2.46)$$

จะได้ว่า $v_L = V_o$

จาก
$$v_L = L \frac{di_L}{dt}$$

จะได้
$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{V_o}{L} \quad (2.47)$$

dt ในกรณีอยู่ในช่วงเวลาหยุดนำกระแส คือ $dt = (1-D)T$ สามารถจัดให้อยู่ในรูปสมการใหม่ได้ ดังสมการที่ 2.48

$$\Delta i_{L,off} = \left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T \quad (2.48)$$

แทนค่า $t_{on} = DT$ และ $t_{off} = (1-D)T$ ลงในสมการที่ 2.45 และสมการที่ 2.48 จะได้สมการที่ 2.49

$$\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0 \quad (2.49)$$

จะได้
$$\left(\frac{V_s}{L}\right)DT + \frac{(V_o)(1-D)T}{L} = 0 \quad (2.50)$$

$$V_s D + (V_o)(1-D) = 0$$

$$V_o(1-D) = -V_s D$$

$$\frac{V_o}{V_s} = -\frac{D}{1-D} \quad (2.51)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = -(D) \left(\frac{1}{1-D}\right) \quad (2.52)$$

จากสมการที่ 2.51 จัดรูปใหม่ได้ดังสมการที่ 2.52 พบว่าอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าของ วงจรทอน – ทบแรงดัน เป็นผลคูณของอัตราขยายแรงดันของวงจรบ็ีกและวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ อย่างไรก็ตามแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรบ็ีก-บูสต์คอนเวอร์เตอร์ จะมีทิศทางตรงกันข้ามกับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า

2.4.4 การหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรบีก-บูสต์คอนเวอร์เตอร์

กำหนดให้การสูญเสียในวงจรบีก-บูสต์คอนเวอร์เตอร์เป็นศูนย์ กำลังที่จ่ายจากแหล่งจ่ายกำลังจะเท่ากับกำลังที่โหลดได้รับเงื่อนไขจะได้ดังสมการที่ 2.53

$$v_L P_s = P_o = \frac{V_o^2}{R} \quad (2.53)$$

$$P_s = V_s I_s \quad (2.54)$$

$$V_s I_s = \frac{V_o^2}{R}$$

เนื่องจากกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลออกจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจะมีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำดังสมการที่ 2.55

$$I_s = I_L D \quad (2.55)$$

$$V_s I_L D = \frac{(V_o)^2}{R}$$

$$I_L = \frac{V_o^2}{V_s R D} \quad (2.56)$$

$$V_o = V_s \left(\frac{-D}{1-D} \right)$$

$$V_o^2 = V_s^2 \left(\frac{D^2}{(1-D)^2} \right)$$

$$I_L = \frac{V_s^2 \left(\frac{D^2}{(1-D)^2} \right)}{V_s R D}$$

$$I_L = \frac{V_s D}{R(1-D)^2} \quad (2.57)$$

กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุดหาได้จากการรวมค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยกับค่าการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในช่วงเวลาขณะนำกระแส ดังแสดงในสมการที่ 2.45

$$\Delta i_{L,on} = \frac{V_s DT}{L}$$

ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุดคือ

$$i_{L,max} = i_L + \frac{\Delta i_L}{2}$$

$$i_{L,max} = \frac{V_s D}{R(1-D)^2} + \frac{1}{2} \left(\frac{V_s}{L} DT \right) \quad (2.58)$$

$$i_{L,min} = \frac{V_s D}{R(1-D)^2} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_s}{L} DT \right) \quad (2.59)$$

สมมติให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นแบบต่อเนื่อง และมีค่าเป็นบวกเสมอ ดังนั้นค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด ที่ทำให้วงจรบิก-บูสต์คอนเวอร์เตอร์ทำงานได้ในขอบเขตระหว่างโหมดกระแสต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องคือการกำหนดให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นศูนย์

$$i_{L,min} = \frac{V_s D}{R(1-D)^2} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_s}{L} DT \right) = 0 \quad (2.60)$$

$$\frac{V_s D}{R(1-D)^2} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_s}{L} DT \right)$$

$$\frac{1}{R(1-D)^2} = \frac{1}{2Lf}$$

$$L_{\min} = \frac{(1-D)^2 R}{2f} \quad (2.61)$$

การปรับค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด จากสมการที่ 2.61 สามารถทำได้โดยการปรับที่ค่า D ความต้านทานโหลด R หรือค่าความถี่สวิตซ์ซิ่ง f

2.4.5 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก

ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก จะคล้ายกับวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นการต่อขั้วของตัวเก็บประจุซึ่งจะกลับตรงข้ามกันเพราะแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีขั้วตรงข้ามกับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า

การคำนวณหาค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจากยอดถึงยอด ซึ่งหาได้จากกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

$$\Delta Q = C\Delta V_o = I_o\Delta t_{on}$$

$$I_o = \frac{V_o}{R}$$

$$t_{on} = DT$$

$$\Delta V_o = \frac{I_o\Delta t_{on}}{C} = \frac{V_oDT}{RC}$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT}{RC} \quad (2.62)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad (2.63)$$

เมื่อจะลดอัตราระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก จะทำได้โดยการลดค่า D หรือการเพิ่มค่าความต้านทานโหลด R ค่าตัวเก็บประจุ C หรือค่าความถี่สวิตซ์ซิ่ง f ให้สูงขึ้น

เพื่อความเข้าใจมากยิ่งขึ้นจึงขอสรุปเปรียบเทียบการทำงานของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์ วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์และวงจรบัก-บูสต์คอนเวอร์เตอร์ ดังแสดงในตารางที่ 2.1 ซึ่งจะเปรียบเทียบ

ประเด็นต่างๆ คือ อัตราการขยายแรงดัน อัตราการล่อกลืนของแรงดันไฟฟ้าด้านออก ค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง รวมถึงเงื่อนไขการทำงานที่ต้องการ เพื่อช่วยให้สามารถนำไปใช้เป็นข้อมูลในการออกแบบวงจรต่างๆ ต่อไป

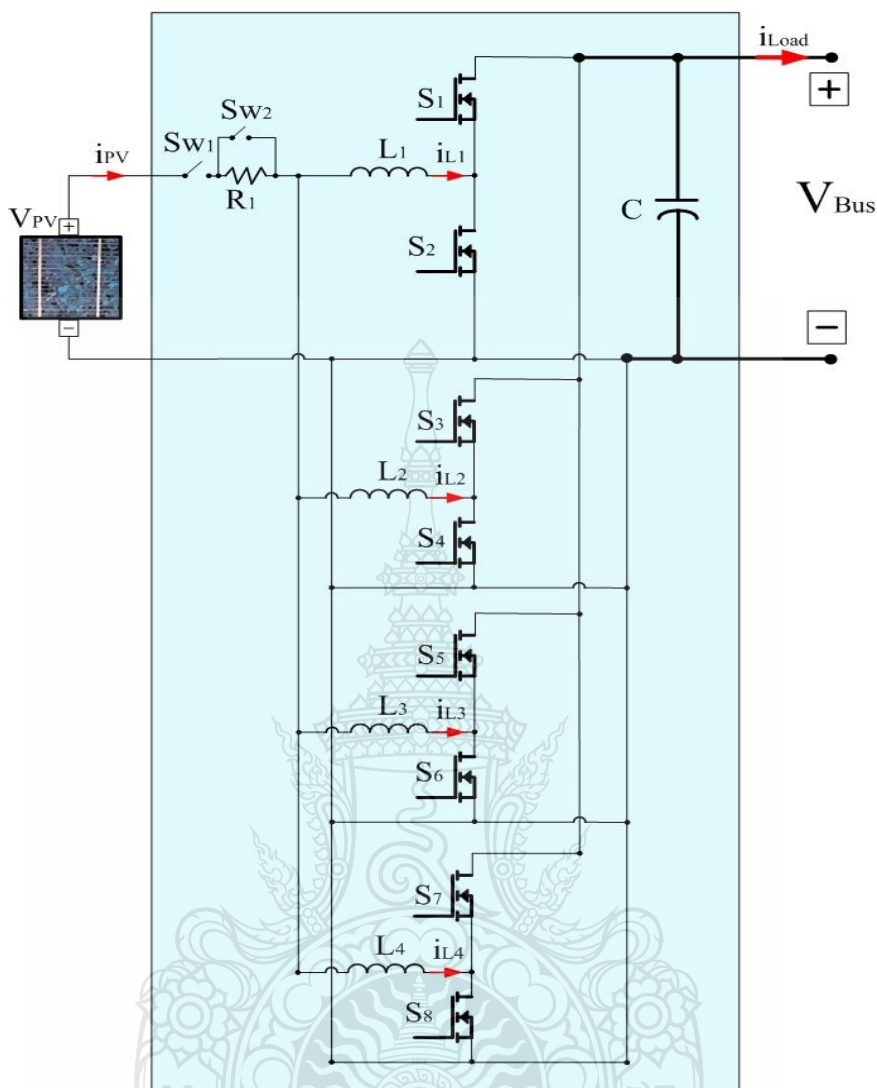
ตารางที่ 2.1 การเปรียบเทียบการทำงานของวงจรบู้ก, วงจรบูสต์ และวงจรบู้ก-บูสต์คอนเวอร์เตอร์

	วงจรบู้กคอนเวอร์เตอร์	วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์	วงจรบู้ก-บูสต์คอนเวอร์เตอร์
อัตราการขยายแรงดัน $\left(\frac{V_o}{V_s}\right)$	D	$\frac{1}{1-D}$	$-\frac{1}{1-D}$
อัตราการล่อกลืนของแรงดันไฟฟ้าด้านออก $\left(\frac{\Delta V_o}{V_o}\right)$	$\frac{1-D}{8LCf^2}$	$\frac{D}{RCf}$	$\frac{D}{RCf}$
ค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด (L_{\min})	$\frac{(1-D)R}{2f}$	$\frac{D(1-D)^2 R}{2f}$	$\frac{(1-D)^2 R}{2f}$

2.5 วงจรทบทแรงดันแบบขนานหลายเฟส

ข้อดีของวงจรทบทแรงดัน (Boost Converter) คืออุปกรณ์ต่อใช้งานร่วมมีจำนวนน้อย และทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง (Continues Mode) การสูญเสียในอุปกรณ์จึงน้อยแต่การทำงานของวงจรทบทแรงดันเพียงเฟสเดียวยังมีข้อด้อยคือ

- การออกแบบตัวเหนี่ยวนำและขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ ยังมีขนาดใหญ่
- กระแสกระเพื่อม (High Ripple Current) ที่แผงเซลล์แสงอาทิตย์ยังคงสูงซึ่งจะส่งผลทำให้อายุการใช้งานของแผงเซลล์แสงอาทิตย์สั้นลงด้วย



ภาพที่ 2.38 วงจรทบทแรงดันแบบหลายเฟส (Multiphase Interleaved Boost Converter)

2.6 เทคนิคการอินเทอร์ลีฟ (Interleaved Technique)[3]

การนำวงจรทบทแรงดันมาต่อขนานกันหลายๆ เฟสเพื่อแก้ปัญหาที่กล่าวมาข้างต้นดังจะเห็นได้จากภาพที่ 2.38 ซึ่งเป็นการนำวงจรทบทแรงดันมาต่อขนานกัน จนถึง N ตัว วิธีการนี้เป็นการเพิ่มความสามารถในการจ่ายกระแสทางด้านเอาต์พุตให้มากขึ้น มีข้อดีคือสามารถลดกระแสกระเพื่อมทางด้านอินพุต มีชื่อเรียกว่า “เทคนิคการอินเทอร์ลีฟ (Interleaved Techniques)” วิธีการขนานวงจรทบทแรงดันจะมีการแยกการสวิตช์ของสวิตช์แต่ละตัวให้มีมุมต่างกันเพื่อที่สวิตช์จะได้ไม่ทำงานพร้อมกันสามารถคำนวณได้จากสูตร

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

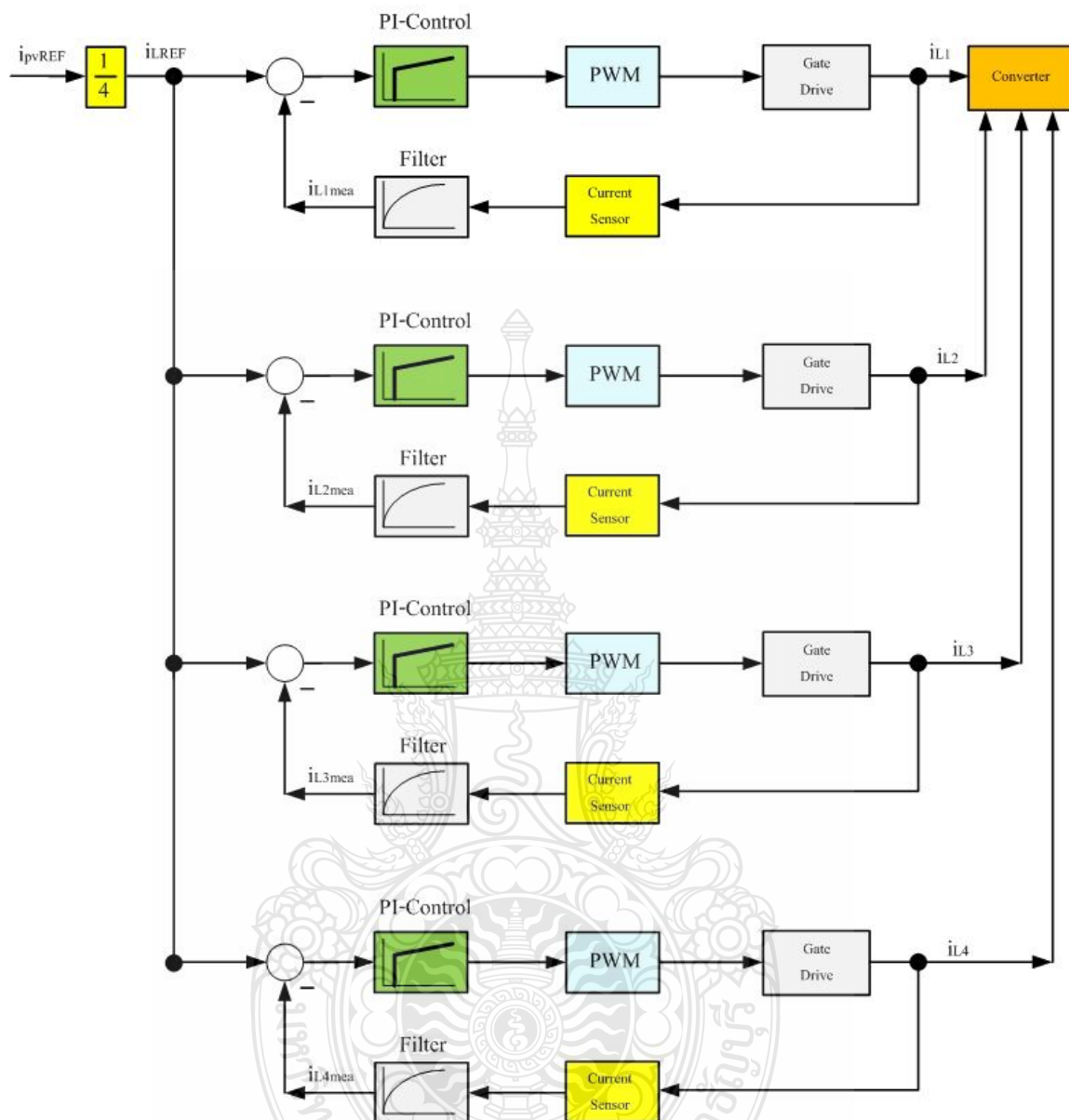
เมื่อ N คือจำนวนของวงจรทบทแรงดันที่นำมาต่อขนานกัน

จากสูตรการหามุมในการสวิตช์จะเห็นว่าเมื่อมีจำนวนวงจรต่อขนานมากขึ้นจะทำให้มุมจุดเริ่มต้นในการสวิตช์จะน้อยลง เมื่อมีสวิตช์ที่นำกระแสมากขึ้นการกระเพื่อมของกระแสจะน้อยลง และกระแสจะไหลผ่านสวิตช์ทุกตัวที่ต่ออยู่ในวงจร ดังนั้นกระแสรวมทางด้านเอาต์พุตจะมากกว่าวงจรทบทแรงดันปกติทั่วไปและกระแสกระเพื่อมยังน้อยลงด้วย นอกจากนี้วงจรทบทแรงดันแบบหลายเฟสยังมีข้อดีคือ

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

2.7 การควบคุมกระแสในรูปปีคของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบขนานหลายเฟส

วงจรภาคควบคุมทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของวงจรทบทแรงดันเพื่อให้วงจรทบทแรงดันสามารถรักษาระดับการจ่ายกระแสให้คงที่เป็นไปตามสัญญาณคำสั่ง ภาพที่ 2.51 จะเห็นว่ารูปกระแสจะมีจำนวน 4 เฟส แต่สัญญาณคำสั่ง (i_{PVREF}) จะมีเพียงสัญญาณเดียว ดังนั้นทุกรูปได้สัญญาณคำสั่งที่เหมือนกันแต่สัญญาณจะถูกหารลงตามจำนวนวงจรที่ต่อขนาน 4 ตัว ซึ่งโครงการนี้สามารถส่งสัญญาณคำสั่งกระแสได้ตั้งแต่ 0-50 A ถ้าส่งสัญญาณคำสั่ง 50 A ซึ่งจะถูกหาร 4 ดังนั้นแต่ละเฟสจะทำงานเฟสละ 12.5 A



ภาพที่ 2.39 การควบคุมกระแสแบบลูปิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส

งานวิจัยนี้ได้มีการควบคุมแบบ ควบคุมลูปิดกระแส คือการนำกระแสที่ไหลในแต่ละเฟส มาคำนวณ สำหรับงานวิทยานิพนธ์นี้เลือกวัดกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเพราะสามารถนำไปคลั่ง ผ่านอุปกรณ์วัดกระแสได้ง่าย กระแสแต่ละสาขาจะถูกวัดด้วยเซนเซอร์วัดกระแส (Hall Current) แต่ เซนเซอร์วัดกระแส i_{LMea} นี้จะส่งสัญญาณเอาท์พุตออกมาเป็นกระแส ดังนั้นจะต้องมีการเปลี่ยน กระแสเป็นแรงดันโดยใช้วงจรบัฟเฟอร์ (Buffer) จากนั้นจะนำแรงดันที่วัดได้ไปผ่านวงจรฟิลเตอร์

แบบออเดอร์ที่ 1 (First Order Filter) เพื่อที่จะกรองสัญญาณรบกวน (Harmonic) อันเนื่องมาจากการสวิตช์ที่ความถี่สูงของวงจรกำลัง เป็นวิธีการผิดพลาดในการคำนวณ ต่อจากนั้นเข้าวงจรเปรียบเทียบ (Comparator) เพื่อหาค่าผิดพลาด (Error) เมื่อได้ค่าผลลัพธ์ก็จะถูกส่งเข้าวงจรควบคุมบูรณาการรวมหน่วยแบบพี-ไอ (PI Controller) เพื่อทำการชดเชยค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมอ้างอิงจะได้ผลลัพธ์ออกมาคือได้ พัลส์บิวเอ็ม (PWM) มีค่า T-on ต่างกันก่อนที่จะนำไปขับขาเกตของมอสเฟสจะต้องผ่านวงจรขับเกตเพื่อทำการแยกกราวด์ระหว่างวงจรควบคุมกับกราวด์วงจรกำลังให้ออกจากกันและยกระดับสัญญาณให้สูงมากขึ้นเพื่อที่จะสั่งให้มอสเฟสทำงานได้มอสเฟสแต่ละตัวจะทำงานต่างเฟสกัน 90 องศา ซึ่งที่กล่าวมาเป็นการอธิบายการทำงานเพียงเฟสเดียวซึ่ง 4 เฟสก็ทำงานเหมือนกันทุกตัวแต่แยกกันทำงานโดยอิสระจากกันดังที่แสดงในภาพที่ 2.39

2.8 การออกแบบวงจรกำลังของคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

2.8.1 ตัวเหนี่ยวนำ (Inductor)

ตัวเหนี่ยวนำเป็นอุปกรณ์ที่ทำงานโดยอาศัยคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้า การที่จะเข้าใจ การออกแบบตัวเหนี่ยวนำจะต้องทำความเข้าใจเกี่ยวกับ ทฤษฎีทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยตัวเหนี่ยวนำมีหน้าที่สำคัญมากในการเก็บพลังงานและคายพลังงานในคอนเวอร์เตอร์แบบทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

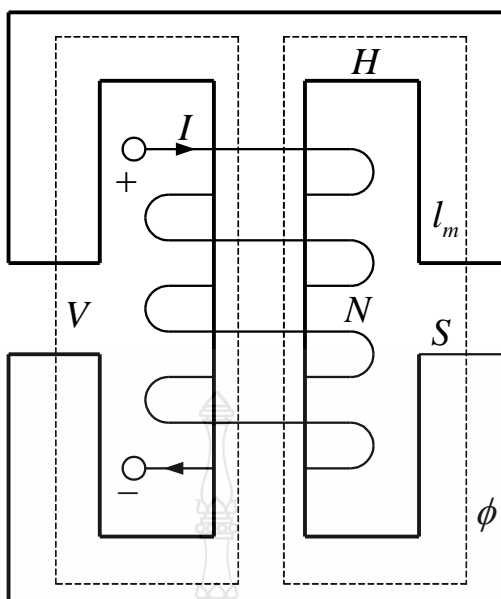
2.8.1.1 แม่เหล็กไฟฟ้าพื้นฐาน

ในทฤษฎีของแม่เหล็กไฟฟ้ากฎพื้นฐานทางแม่เหล็กไฟฟ้าพิจารณาจากการจ่ายกระแสไฟฟ้าเข้าไปในขดลวดโดยมีตัวแปร 2 ตัวที่เกี่ยวกับสนามแม่เหล็ก ตัวแปรแรก ได้แก่ ความเข้มของสนามแม่เหล็ก (Field Intensity Vector) ใช้ตัวย่อคือ H มีหน่วยเป็น A/m ตามกฎของแอมแปร์ที่กำหนดดังสมการที่ 2.54

$$Hl_m = Ni \quad (2.54)$$

ตัวแปรที่สอง ได้แก่ ความหนาแน่นของสนามแม่เหล็ก (Flux Density) ใช้ตัวย่อ B มีหน่วยเป็นเทสลา (Tesla) จากกฎของฟาราเดย์ ดังสมการที่ 2.55

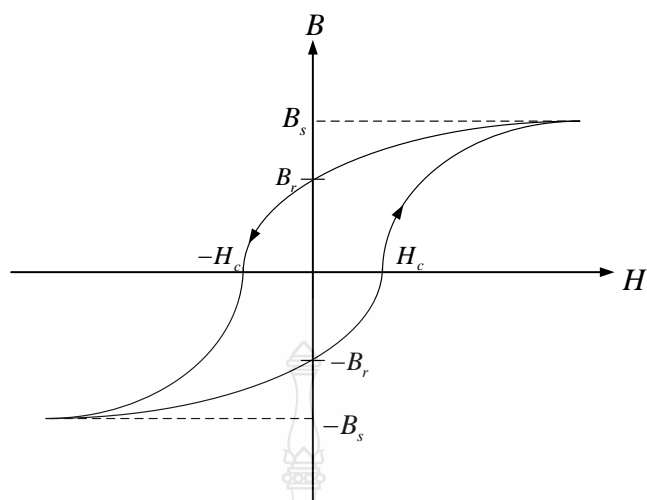
$$V = N \frac{d(BS)}{dt} = N \frac{d\Phi}{dt} = \frac{d\lambda}{dt} \quad (2.55)$$



ภาพที่ 2.40 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 ดังแสดงในภาพที่ 2.41



ภาพที่ 2.41 กราฟความสัมพันธ์ฮิสเตอร์ีซิสลูป

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

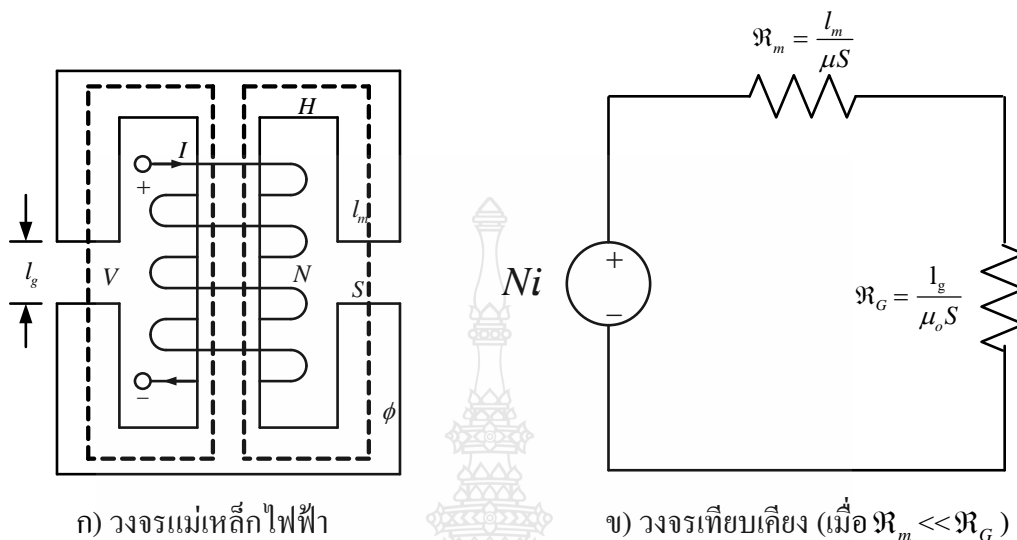
(Magneto motive force, mmf) ดังสมการที่ 2.56

$$mmf = NI \quad (2.56)$$

โดยที่ mmf จะทำให้เกิด H ขึ้นมาโดยที่ H ก็คือ mmf ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของ Magnetic Path ดังนั้นจะได้ค่า H ดังสมการที่ 2.57

$$H = \frac{mmf}{l_m} = \frac{NI}{l_m} \quad (2.57)$$

สามารถเขียนวงจรแม่เหล็กไฟฟ้า (Magnetic Circuit) แทนด้วยวงจรไฟฟ้า (Electric Circuit) และค่าเทียบเคียงดังภาพที่ 2.42 และตารางที่ 2.2 ตามลำดับ



ภาพที่ 2.42 วงจรแม่เหล็กไฟฟ้าและวงจรเทียบเคียง

ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบวงจรแม่เหล็กไฟฟ้าและวงจรไฟฟ้า

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

ค่า Reluctance (\mathfrak{R}) ของวงจรแม่เหล็กไฟฟ้าหาได้จากสมการที่ 2.58

$$\mathfrak{R} = \frac{1}{\mu S} \quad (2.58)$$

และส่วนกลับของค่า Reluctance (\mathfrak{R}) คือค่า Permeance (P) โดยสามารถหาได้จากสมการที่ 2.59

$$P = \frac{1}{\mathfrak{R}} = \frac{\mu S}{l} \quad (2.59)$$

ค่าความเหนี่ยวนำ (Inductance ,L) สามารถหาค่าได้ดังนี้

$$L = \frac{\lambda}{I} = \frac{N\phi}{I} = \frac{N^2}{R} = N^2 P = \frac{N^2 \mu S}{l} \quad (2.60)$$

วงจรแม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อมี Air Gap

$$\phi = \frac{NI}{\mathfrak{R}_g + \mathfrak{R}_m} = (P_g + P_m)NI \quad (2.62)$$

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

\mathfrak{R}_m คือ Reluctance ของแกนเหล็ก

ในทางปฏิบัตินั้น $\mathfrak{R}_m \ll \mathfrak{R}_g$ ดังนั้นจะหาค่าความเหนี่ยวนำ (Inductance) ได้จากสมการที่ 2.63

$$L = N^2 P_g = \frac{N^2 \mu_0 S}{l_g} \quad (2.63)$$

2.8.1.2 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 นอกจากจะผสมซิลิกอนแล้วยังมีสารแม่เหล็กที่ผสมสารอื่นๆ เช่น โคบอลต์ นิกเกิล โมลิบดีนัม เป็นต้น ซึ่งทำงานได้ถึงความถี่ประมาณ 20 kHz แต่มีราคาแพงกว่าเหล็ก

ผสมซิลิกอน ซึ่งเฟอร์ไรต์เป็นเซรามิกประกอบไปด้วยออกไซด์ของเหล็ก สังกะสี แมงกานีส หรือนิกเกิล เฟอร์ไรต์ชนิด MnZn มีความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าชนิด NiZn แต่ทำงานได้ถึงความถี่ประมาณ 1 MHz ซึ่งต่ำกว่าชนิด NiZn ซึ่งทำงานได้ถึง 1 MHz เฟอร์ไรต์มีหลากหลายชนิดตามแต่ละสูตรผสมและมีเลขรหัสต่างๆ เช่น 6H20 7H10 และ 3C6 เป็นต้น

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งโดยทั่วไปจะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกันดังภาพที่ 2.43 เช่น แกนแบบ EI EE EER หรือแกนแบบ POT เป็นต้นปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะการประกบคู่กัน เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นนั้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็ก ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้



ภาพที่ 2.43 ลักษณะของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆ



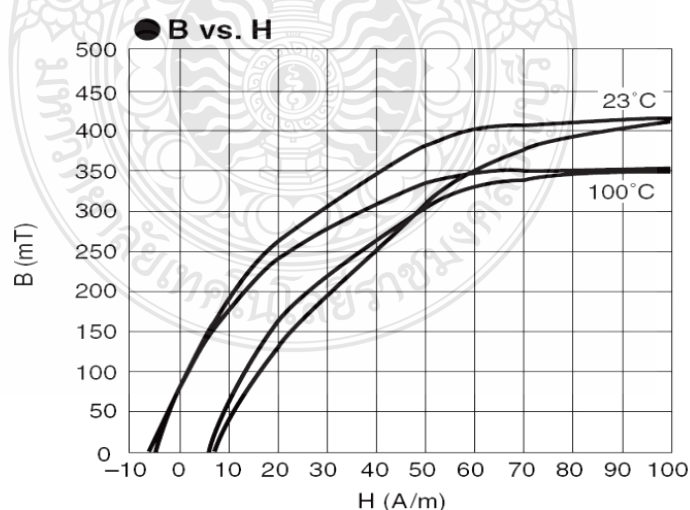
ภาพที่ 2.44 ตัวอย่างของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆ

ก) ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกันจะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกันด้วย ถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมียุทธศาสตร์ของคุณสมบัติของเนื้อสารแสดงไว้เสมอข้อมูลที่สำคัญควรทำความเข้าใจและศึกษาไว้คือ เส้นโค้งฮิสเทอรีซิส (Hysteresis Curve) และค่าการสูญเสียของแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

เส้นโค้งฮิสเทอรีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกนเฟอร์ไรต์ ภาพที่ 2.44 จะแสดงเส้นโค้งฮิสเทอรีซิสของแกนเฟอร์ไรต์จากรูปจะเห็นว่าค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กจะมีค่ามากขึ้น เมื่อความเข้มของสนามแม่เหล็กมีค่าเพิ่มจนถึงจุดหนึ่งซึ่งค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มของสนามแม่เหล็กแล้วก็ตาม จากจุดดังกล่าวจะเห็นว่าแกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก

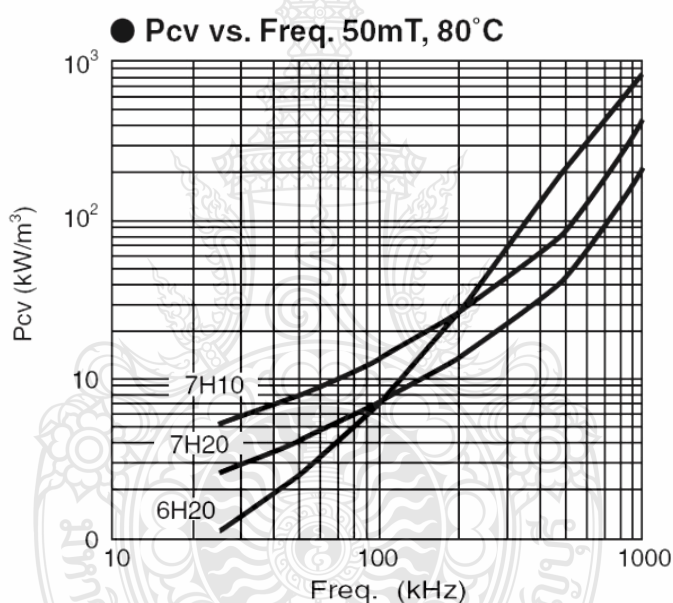
โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟของเส้นโค้งฮิสเทอรีซิสเพียงครั้งเดียวเนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเทอรีซิสจะมีลักษณะเหมือนกันทุกประการเพียงแต่จะมีลักษณะกลับทิศทางกันเท่านั้น ดังนั้นการใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์ในตัวเหนี่ยวนำจึงควรกำหนดค่าความหนาแน่น ฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานมีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์เพื่อความปลอดภัย



ภาพที่ 2.45 เส้นโค้งฮิสเทอรีซิสของแกนเฟอร์ไรต์

ข) ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ จะทำให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อน ซึ่งมีสาเหตุหลัก 2 ประการ คือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเตอร์รีซิสของแกน (Hysteresis Loss) และการสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนเฟอร์ไรต์ (Eddy Current Loss) ที่ความถี่ 100 kHz การสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนจะมีค่าน้อยสำหรับแกนที่มีขนาดใหญ่ไม่มากนัก ดังนั้นการสูญเสียที่ก่อให้เกิดความร้อนในแกนอาจพิจารณาได้จากการสูญเสียทางฮิสเตอร์รีซิส ของแกนเพียงอย่างเดียว ตัวอย่างกราฟแสดงค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์แสดงไว้ใน ภาพที่ 2.46 ปกติ ค่ากำลังสูญเสียจะถูกระบุไว้เป็นกิโลวัตต์ต่อหนึ่งลูกบาศก์เมตร (kW / m^3) และมีค่าขึ้นกับค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ความถี่ในการใช้งานรวมถึงอุณหภูมิขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์



ภาพที่ 2.46 ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสารชนิด 6H20 7H20 และ 7H10

2.8.1.3 บอบบี้ (Bobbin)

บอบบี้หรือแบบรองพัน ปกติทำจากพลาสติก ชนิดทนความร้อนได้สูง และไม่ติดไฟ บอบบี้จะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้นและป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์ บอบบี้มีขนาดมาตรฐานตามมาตรฐานแกนเฟอร์ไรต์ บอบบี้ส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและการบัดกรีติดกับแผ่น PCB

2.8.1.4 ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวดของตัวเหนี่ยวนำสวิตชิง ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยา พันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่ใช้พันนั้นขึ้นอยู่กับกระแสที่ไหลผ่านขดลวด ความถี่ และผลข้างเคียงอื่นๆ

2.8.1.5 เทปฉนวน (Insulation Tape)

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

2.8.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ (Inductor)

2.8.2.1 ข้อกำหนดในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำสวิตชิง

1. ขนาดและรูปร่างรวมทั้งความถี่ของกระแสและแรงดัน
2. กำลังสูญเสีย ประสิทธิภาพหรืออุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น
3. คุณสมบัติทางไฟฟ้าและเชิงกลอื่น

2.8.2.2 จิตจำกัดในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำสวิตชิง

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

เนื่องด้วยข้อจำกัดของแกนเหล็ก (Saturation or Core loss) สามารถออกแบบหาค่าความหนาแน่นสูงสุดของเส้นแรงแม่เหล็กได้จากสมการที่ 2.64

$$B_{\max} = \frac{\phi_{\max}}{S} = \frac{\lambda_{\max}}{SN} = \frac{LI_{\text{peak}}}{SN} \quad (2.64)$$

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 เส้นแรงแม่เหล็กที่เกี่ยวข้องขดลวดทั้งหมด

L คือ ค่าความเหนี่ยวนำ (เฮนรี่: H)

I_{peak} คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (แอมแปร์: A)

เนื่องด้วยข้อจำกัดของลวดทองแดง โดยคำนึงถึงความสูญเสียที่เกิดจากลวดทองแดง (Copper Loss: P_{cu}) สามารถหาค่าดังกล่าวได้จากสมการที่ 2.65

$$P_{cu} = I_{rms}^2 R \quad (2.65)$$

เมื่อ P_{cu} คือ ค่าความสูญเสียในขดลวด (วัตต์: W)

I_{rms} คือ ค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านขดลวด (แอมแปร์: A)

R คือ ค่าความต้านทานทางไฟฟ้า (โอห์ม: Ω)

เมื่อ R หาได้จากสมการที่ 2.66

$$R = \frac{\rho l}{A_w} \quad (2.66)$$

เมื่อ ρ คือ ค่าความต้านทานจำเพาะสำหรับทองแดงมีค่า $1.724 \times 10^{-8} \Omega/m$

l คือ ความยาวของลวดตัวนำ (เมตร: m)

A_w คือ พื้นที่หน้าตัดของขดลวด (ตารางมิลลิเมตร: m^2)

2.8.3 การเลือกหรือกำหนดขนาดแกนเหล็กโดยใช้วิธีการคำนวณแบบ A_p (Area Approach)

วิธีนี้เป็นการออกแบบที่ใช้ค่า T_{rise} ซึ่งอาศัยความหนาแน่นของกระแสของลวดตัวนำ ($J = 100 - 1000 A/cm^2$) โดยคำนวณหาขนาดของแกนเหล็กดังสมการที่ 2.67

$$N = \frac{LI_{peak}}{B_{max} S} \quad (2.67)$$

$$kW = \frac{NI_{rms}}{J} = NA_w \quad (2.68)$$

แทนค่า N จะได้

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

เพราะฉะนั้นจะได้ว่า

$$A_p = WS = \frac{LI_{peak}I_{rms}}{B_{max}Jk} \quad (2.69)$$

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

2.8.4 ขั้นตอนการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

2.8.4.1 กำหนดความหนาแน่นของกระแส (J) ในช่วง $2.5-10 A/mm^2$ ซึ่งขึ้นอยู่กับภาระระบายความร้อนกำหนดค่า 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 $B_{max} = \Delta B_{max} - \frac{\Delta B}{2}$

2.8.4.2 คำนวณหา A_p ได้จากสมการที่ 2.70

$$A_p = \frac{LI_{peak}I_{rms}}{B_{max}JK} \quad (2.70)$$

2.8.4.3 การเลือกขนาดของแกนเหล็กที่มี A_p ใกล้เคียงกับค่า A_p ที่ได้จากการคำนวณในข้อที่ 2.8.4.2

2.8.4.4 กำหนดหาจำนวนรอบของขดลวดจากสมการที่ 2.71

$$N = \frac{LI_{peak}}{B_{max} S} \quad (2.71)$$

เมื่อ S มีหน่วยเป็น mm^2

2.8.4.5 กำหนดหาพื้นที่หน้าตัดของขดลวดจากสมการที่ 2.72

$$A_w = \frac{I_{rms}}{J} \quad (2.72)$$

กำหนดหาเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวดได้จากสมการที่ 2.73

$$d = \sqrt{\frac{4A_w}{\pi}} \quad (2.73)$$

การเลือกใช้ลวดที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางใกล้เคียงกับค่า d ที่คำนวณได้

2.8.4.6 ทดสอบว่าสามารถพันขดลวดลงใน W ได้หรือไม่ จากสมการที่ 2.74

$$W = (N \times \text{พื้นที่หน้าตัดขดลวดที่ใช้จริง}) / k \quad (2.74)$$

2.8.4.7 กำหนดหาค่าความกว้างของ Air Gap (l_g) ได้จากสมการที่ (2.75)

$$l_g = \frac{\mu_0 N^2 S}{2L} \quad (2.75)$$

เมื่อพันขดลวดเสร็จแล้วทำการวัดค่าความเหนี่ยวนำ (L) ที่ได้แล้วตรวจสอบว่าตรงตามต้องการหรือไม่ ถ้าไม่ได้ตามต้องการให้ปรับขนาดความกว้างของ Air Gap จนกระทั่งได้ค่าความเหนี่ยวนำตามต้องการ

ตารางที่ 2.3 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

2.8.5 การเลือกตัวเก็บประจุในวงจรกำลังของวงจรทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

ในวงจรกำลังของวงจรทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงตัวเก็บประจุกำลังมีหน้าที่เก็บพลังงานในรูปประจุไฟฟ้าและทำการจ่ายแรงดันออกให้กับเอาต์พุตหรือคายประจุไฟฟ้าเมื่อมอสเฟตอยู่ในช่วงเวลา Turn On และเก็บประจุเมื่ออยู่ในช่วงเวลา Turn Off โดยจะต้องเลือกตัวเก็บประจุที่สามารถทนแรงดันได้เท่ากับแรงดันทางด้านเอาต์พุต หากเลือกตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่จะช่วยให้ส่วนของการลดแรงดันกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุต

การเลือกขนาดของตัวเก็บประจุจะพิจารณาได้จากสมการ 2.76 ทั้งนี้จะสัมพันธ์กับค่าแรงดันกระเพื่อมทางเอาต์พุต (ΔV_o), กระแสเอาต์พุต (I_o), ค่าตัวดีไซเกิลสูงสุด และความถี่ในการสับสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์ (f_s)

$$C = \frac{I_{O(\max)} D_{\max}}{f \Delta V_o} \quad (2.76)$$

เมื่อ $I_{O(\max)}$ คือ กระแสสูงสุดทางด้านเอาต์พุต

$D_{(\max)}$ คือ ตัวดีไซเกิลสูงสุด

ดังนั้นจากสมการที่กล่าวมาแล้วข้างต้น จึงหาค่าความต้านทานสมมูลอนุกรมของตัวเก็บประจุ (Equivalent Series Resistance: ESR) หาได้จากสมการที่ 2.77

$$ESR \leq \frac{\Delta V_o}{\left[\frac{I_{O(\max)}}{1 - D_{\max}} + \frac{\Delta I_L}{2} \right]} \quad (2.77)$$

2.8.6 เพาเวอร์มอสเฟต (POWER MOSFET) อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์

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

2.8.6.1 กำลังสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ 2 ลักษณะคือกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะและกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสเพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสสั้นมากเพราะตามโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีกระแสประจุเกิดขึ้น อย่างไรก็ตามเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสค่อนข้างสูง การสูญเสียกำลังขณะนำกระแสจึงสูงกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้นแต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักใช้งานที่ความถี่สูง การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (Turn On Time) ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกันจึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาดังแสดงในภาพที่ 2.47 ดังนั้นกำลังงานสูญเสียเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_D สามารถหาได้จากสมการที่ 2.78

$$P_D = P_{SW(on)} + P_{SW(off)} + P_C \quad (2.78)$$

$$P_{SW(on)} = \frac{0.5I_{PK(on)}V_{in}t_r}{T} \quad (2.79)$$

$$P_{SW(off)} = \frac{0.5I_{PK(on)}V_{in}t_f}{T} \quad (2.80)$$

$$P_C = I_{D,rms}^2 \times R_{DS}T_j \quad (2.81)$$

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

$P_{SW(off)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส

P_C คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

$I_{PK(on)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส

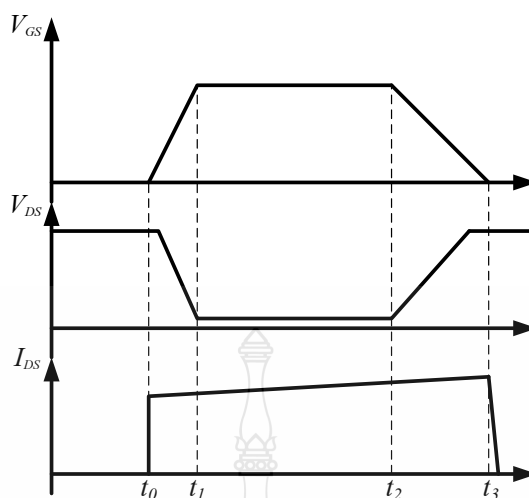
$I_{D,rms}$ คือ ค่ากระแส rms

R_{DS} คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนกับซอร์ส

$T_{(j)}$ คือ อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

t_r คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

t_f คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต



ภาพที่ 2.47 ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส

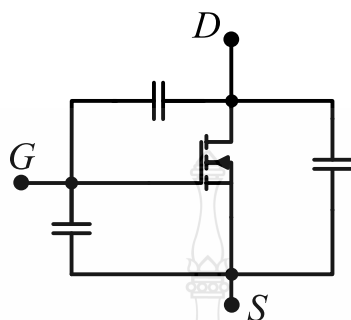
2.8.6.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอส ในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขในการไบแอสแตกต่างกัน สำหรับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อมีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของเพาเวอร์มอสเฟต แต่ใช้กระแสต่ำในการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำงานได้และยุ่งยากน้อยกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตามเพื่อให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด จึงจำเป็นต้องศึกษาเงื่อนไขต่างๆ สำหรับการบังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแสเป็นอันดับแรกเสียก่อน

2.8.6.3 ค่าความจุไฟฟ้าทางด้านอินพุต (Input Capacitance)

เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตเหมือนมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆ ขาต่างๆ ของเพาเวอร์มอสเฟตดังภาพที่ 2.48 ตัวเก็บประจุเหล่านี้ บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต จะต้องทำให้ตัวเก็บประจุทำการคายประจุออกไปจนแรงดันที่ตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS}

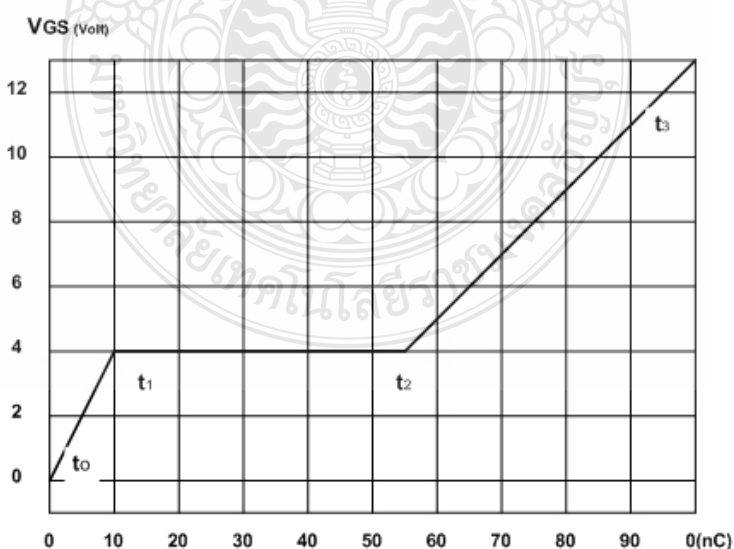
มีค่าลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส โดยทั่วไปแล้วค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต



ภาพที่ 2.48 ตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

2.8.6.4 การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ

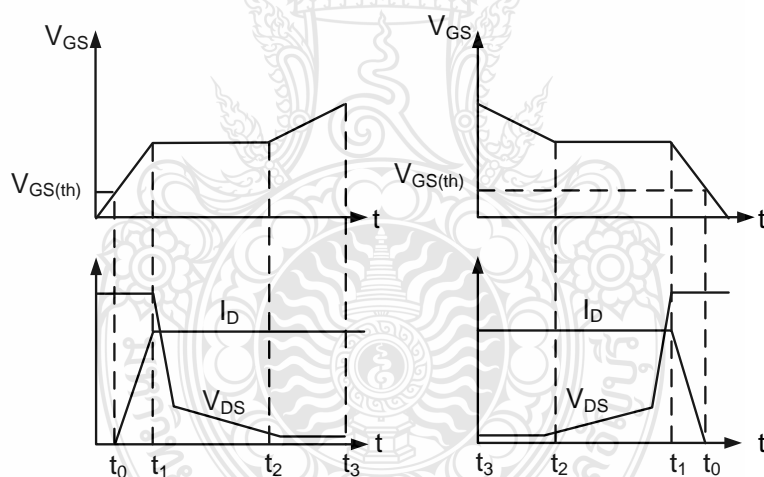
ปกติแล้วผู้ผลิตมักจะให้กราฟของค่าแรงดัน V_{GS} ที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ค่าประจุสะสมที่ขาเกตเพิ่มขึ้นหรือที่เรียกว่า Gate Charge Chart มาในคู่มือมอสเฟตด้วย กราฟนี้มีประโยชน์มาก ในการคำนวณค่ากระแสไบแอสเกต และเวลาในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต



ภาพที่ 2.49 ตัวอย่างของ Gate Charge Chart

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มชาร์จประจุที่ขาเกตจนกระทั่งพ้นช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแส เมื่อแรงดันที่ขาเกตมากกว่า แรงดันขีดเริ่ม ($V_{GS(th)}$) จึงเริ่มมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สที่เวลา t_0 ของแรงดันจะยังไม่ลดลงจนกว่าจะผ่านเวลาเท่ากับ t_1 แรงดันตกคร่อมเดรนและซอร์ส V_{DS} จึงมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วจากค่าแรงดัน ที่ประมาณ 90 เปอร์เซ็นต์จนเหลือเพียง 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันตกคร่อม V_{DS} สูงสุด เพาเวอร์มอสเฟตจะนำกระแสได้อย่างเต็มที่ในช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_1 ถึง t_2 นี้เอง และแรงดันที่ตกคร่อมขาเกต V_{GS} จะคงที่จนกว่าเพาเวอร์มอสเฟตจะสามารถนำกระแสได้อย่างเต็มที่ ดังแสดงในภาพที่ 2.49 ในช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์ส จะมีค่าลดลงได้เรื่อยๆ หากมีการสะสมประจุต่อไป ในช่วงเวลา t_1 ถึง t_2 แต่ประจุสะสมที่เพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดการหน่วงขณะเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องใช้เวลามากในการคายประจุส่วนเกินทิ้งไป

ดังนั้นการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ขาเกตด้วยแรงดันสูงเกินความจำเป็นจะทำให้ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสเพิ่มขึ้น ซึ่งเป็นผลเสีย



ภาพที่ 2.50 ลักษณะการชาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแสและผลเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดประจุสะสมขึ้นขณะนำกระแส การหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจึงทำได้ง่าย ๆ ด้วยการคายประจุที่ขาเกตทิ้งไปเช่นเดียวกับขณะเริ่มนำกระแส และถ้าขนาดกระแสเพื่อชาร์จประจุและคายประจุมีค่าเท่ากัน ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากันด้วยยกเว้นหากมีประจุสะสมมากในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 การหยุดนำกระแสจะมี

ช่วงเวลาหนึ่งเพิ่มขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการคายประจุส่วนเกินทิ้งไป จากภาพที่ 2.50 เพาเวอร์มอสเฟตแต่ละเบอร์ จะนำมาหาค่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_r และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส t_f ได้จากสมการที่ 2.82

$$t = \frac{Q_G}{I_G} \quad (2.82)$$

เมื่อ Q_G คือ ค่าประจุที่ได้จากกราฟ มีหน่วยเป็น คูลอมป์

I_G คือ ค่ากระแสที่ใช้ซาร์จประจุที่ค่ากระแสคงที่มีหน่วยเป็น แอมป์

กราฟ Gate Charge Chart ที่ได้จากคู่มือ ปกติในการวัดผู้ผลิตจะกำหนดให้กระแสเกต I_G สำหรับซาร์จประจุค่าคงที่ในการใช้งานจริงแล้ววงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตอาจให้ค่า I_G ไม่คงที่ จึงจำเป็นต้องใช้ข้อมูลที่นอกเหนือจากข้อมูลใน Gate Charge Chart จะเห็นได้ว่าการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสได้นั้น จะต้องมีการซาร์จประจุและคายประจุที่ขาเกต วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องมีลักษณะของการจ่ายและรับกระแส (Source and Sink) ได้ที่ประมาณ 200 ถึง 400 มิลลิแอมป์ด้วยและต้องให้แรงดันที่ขาเกต V_{GS} มีค่ามากพอจะระบุไว้ในคู่มือแต่ละเบอร์ เพื่อที่เพาเวอร์มอสเฟตจะทำงานได้อย่างเต็มที่ด้วย

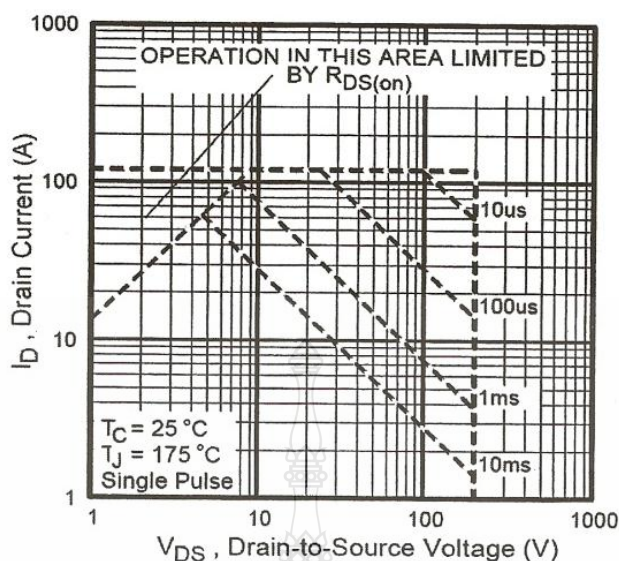
2.8.6.5 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส $R_{DS(on)}$ จะมีค่าเพิ่มขึ้น เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิถกความปลอดภัย ในกราฟดังแสดงในภาพที่ 2.51 อัตราทนกำลังสูญเสียสูงสุดจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัว

2.8.6.6 พิกัดความปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังความปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตต้องพิจารณา 4 ส่วนดังนี้

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



ภาพที่ 2.51 พิกัด FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ IRFP250N

2.8.7 ไดโอดชนิดกลับคืนสถานะใหม่ได้เร็ว (Ultra Fast and Hyper Fast Diode)

ไดโอดชนิดกลับคืนสถานะใหม่ได้เร็ว (Ultra Fast and Hyper Fast Diode) เหมาะสำหรับงานที่มีความถี่สูงมาก การทำงานจึงต้องการให้ไดโอดที่นำกระแสอยู่ เปลี่ยนสถานะหยุดนำกระแสอย่างรวดเร็วขณะที่ไดโอดนำกระแสจะมีประจุไฟฟ้าที่รอยต่อของสารพีและเอ็นเหมือนตัวเก็บประจุและเมื่อมีแรงดันไบอัสย้อนกลับอย่างทันทีทันใด จะมีกระแสไหลย้อนกลับผ่านไดโอดในเวลาชั่วขณะหนึ่ง ช่วงเวลานี้เรียกว่าช่วงเวลาในการฟื้นตัวย้อนกลับ (Reverse Recovery Time) ซึ่งไดโอดชนิดกลับคืนสถานะใหม่ได้เร็ว Ultra Fast Diode มีช่วงเวลาในการฟื้นตัวย้อนกลับประมาณ 100 ถึง 75 นาโนวินาที ส่วนไดโอดชนิดกลับคืนสถานะใหม่ได้เร็ว Hyper Fast Diode มีช่วงเวลาในการฟื้นตัวย้อนกลับมีค่าน้อยกว่า 55 นาโนวินาที การทำงานของไดโอดนั้นมีขีดจำกัด ทั้งทางด้านกระแสและแรงดัน สามารถหารายละเอียดของข้อมูลได้จากบริษัทผู้ผลิต

2.9 ตัวควบคุมอัตโนมัติ (Automatic Controllers)[7]

ตัวควบคุมอัตโนมัติมีหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณทางออกของระบบ กับค่าที่ต้องการควบคุม หรือค่าที่ใช้อ้างอิง ผลของการเปรียบเทียบได้ค่าที่เบี่ยงเบนหรือค่าผิดพลาด ตัวควบคุมอัตโนมัตินี้จะนำสัญญาณที่เบี่ยงเบนไปสร้างสัญญาณเพื่อควบคุมให้ระบบลดค่าผิดพลาดเหล่านั้นจนกลายเป็นศูนย์หรือน้อยที่สุดเท่าที่ตัวควบคุมจะสามารถทำได้

ในงานวิจัยนี้จะใช้ตัวควบคุมแบบ พีไอ (PI-Controller) ในการควบคุมระดับกระแสที่ไหลจากแบตเตอรี่ให้คงที่ ตัวควบคุมแบบพีไอ เป็นการนำข้อดีของการควบคุมแบบพี มารวมกับข้อดีของตัวควบคุมแบบไอ

ภาคควบคุมแบบพีไอ (PI – Controller)

ตัวควบคุมแบบพีไอนี้ เป็นการนำเอาคุณสมบัติของตัวควบคุมแบบพี กับตัวควบคุมแบบไอมารวมกัน ดังนั้นสัญญาณที่ออกจากตัวควบคุมชนิดนี้คือ สัญญาณทางออก เท่ากับ สัญญาณทางออกแบบพี รวมกับสัญญาณทางออกแบบไอ

$$V_{out}(s) = G_p \cdot V_{in}(s) + \frac{1}{T_i} \int_0^t V_{in} dt \quad (2.83)$$

แปลงลาปลาซได้

$$V_{out}(s) = G_p \cdot V_{in}(s) \cdot \left(1 + \frac{1}{T_r s}\right) \quad (2.84)$$

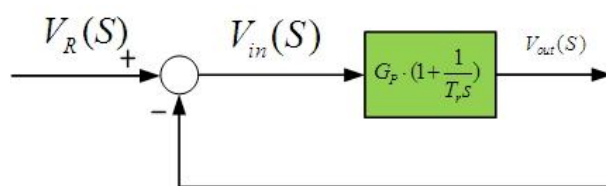
เมื่อ $T_r = G_p \cdot T_i$

จากสมการที่ 2.84 เขียนเป็นฟังก์ชันโอนย้าย ได้ดังสมการที่ 2.85

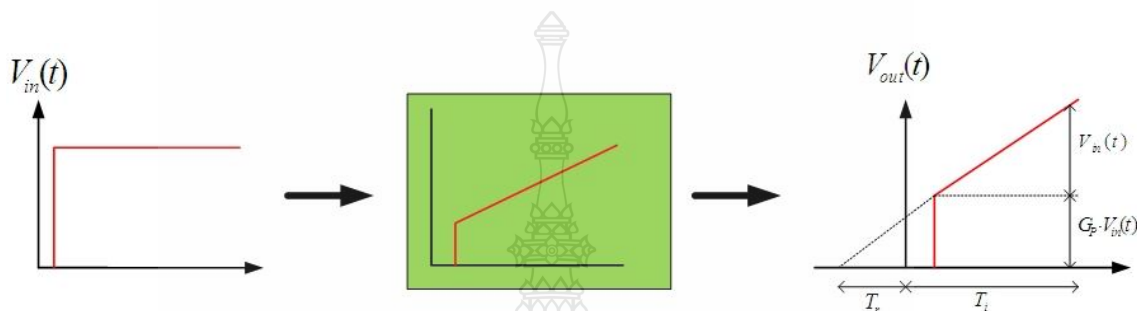
$$F(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = G_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_r s}\right) \quad (2.85)$$

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

จากสมการที่ 2.85 นำมาเขียนเป็นภาพบล็อกและแสดงผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันได ได้ดังภาพที่ 2.52 และภาพที่ 2.53

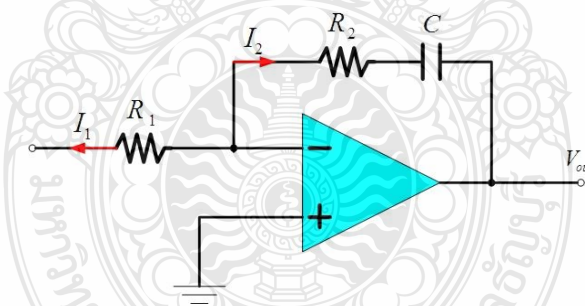


ภาพที่ 2.52 ไคอะแกรมของตัวควบคุมแบบพีไอ



ภาพที่ 2.53 ผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดของตัวควบคุมแบบพีไอ

จากบล็อกไคอะแกรมสามารถสร้างเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ได้ ดังภาพที่ 2.54



ภาพที่ 2.54 วงจรควบคุมแบบพีไอ

จากวงจรในภาพที่ 2.54 พิจารณาที่ขาอินเวอร์ตติ้ง (Inverting) ได้ดังนี้

$$I_1 = -I_2$$

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

$$= -R_1 I_2(t)$$

$$\begin{aligned} V_{out}(t) &= -(I_2(t) \cdot R_2 + V_C(t)) \\ &= -\left(I_2(t) \cdot R_2 + \frac{1}{C} \int_0^t I_2 dt \right) \\ &= -\left(V_{in}(t) \cdot \frac{R_2}{R_1} + \frac{V_{in}(t)}{C \cdot R_1} \right) \\ &= -\left(\frac{V_{in}(t)}{R_1} \right) \left(R_2 + \frac{1}{C} \right) \end{aligned}$$

เขียนเป็นฟังก์ชันโอนย้ายได้ดังสมการที่ 2.86

$$F(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = -\frac{1}{R_2} \left(R_2 + \frac{1}{Cs} \right) \quad (2.86)$$

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

$$F(s) = -G_p \left(1 + \frac{1}{T_r s} \right) \quad (2.87)$$

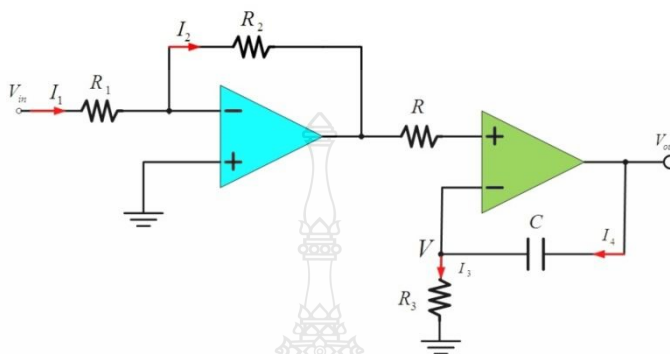
เมื่อ $G_p = \frac{R_2}{R_1}$

$$T_r = R_2 \cdot C \quad ; \text{ Reset Time}$$

$$T_i = R_1 \cdot C \quad ; \text{ Integrating Time}$$

การควบคุมแบบพีไอ (PI - Controller) เป็นการนำคุณสมบัติของการควบคุมทั้งแบบพีคอนโทรลและแบบไอคอนโทรลมารวมกัน การควบคุมมีการตอบสนองที่เร็ว และระบบมีความแม่นยำสูงรวมทั้งความผิดพลาดมีค่าน้อยที่สุดที่สภาวะคงตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.34 เมื่อปรับค่า R_2 ทำให้อัตราขยาย G_p และเวลาอัตรส่วนจัดใหม่ T , เปลี่ยนการปรับค่าควบคุมแบบพีกับไอนั้นไม่เป็นอิสระต่อกันดังนั้นวงจรในภาพที่ 2.67 เป็นการแก้ปัญหาดังกล่าว



ภาพที่ 2.55 วงจรควบคุมแบบพีไอปรับค่าอิสระต่อกัน

จากวงจรในภาพที่ 2.55 สามารถแปลงลาปลาซได้ดังนี้

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

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

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

(2.88)

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

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

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

(2.89)

จากสมการที่ 2.88 ซึ่งมีค่าเท่ากับสมการที่ 2.89 ดังนั้นจึงได้ดังนี้

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

$$F(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = -\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{1}{R_3Cs}\right) V_{out}(s) \quad (2.90)$$

เปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ได้ดังนี้

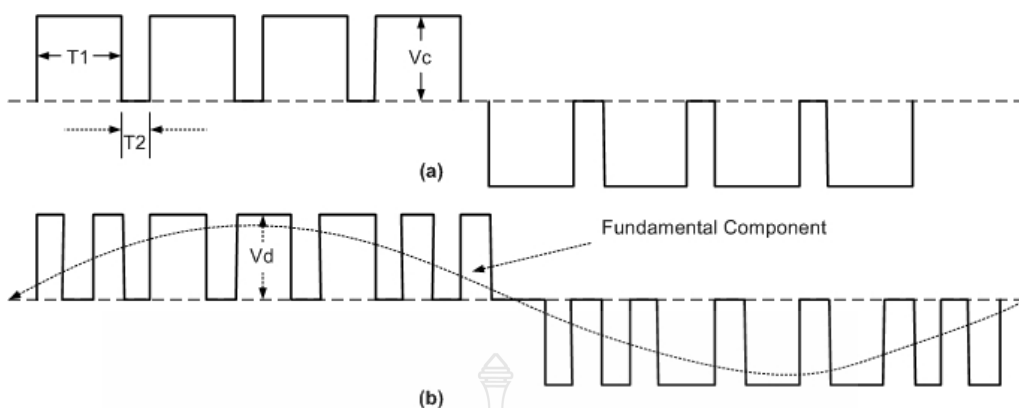
$$G_p = \frac{R_2}{R_1}$$

$$T_r = R_3C$$

สรุป วงจรควบคุมแบบพีไอในภาพที่ 2.67 มีข้อดีกว่าวงจรควบคุมแบบพี-ไอในภาพที่ 2.66 ซึ่งสามารถปรับค่าพีและไอได้อย่างอิสระต่อกัน รวมทั้งสามารถปรับค่าตัวควบคุมพีได้จาก R_2 และปรับค่าตัวควบคุมไอได้จาก R_3

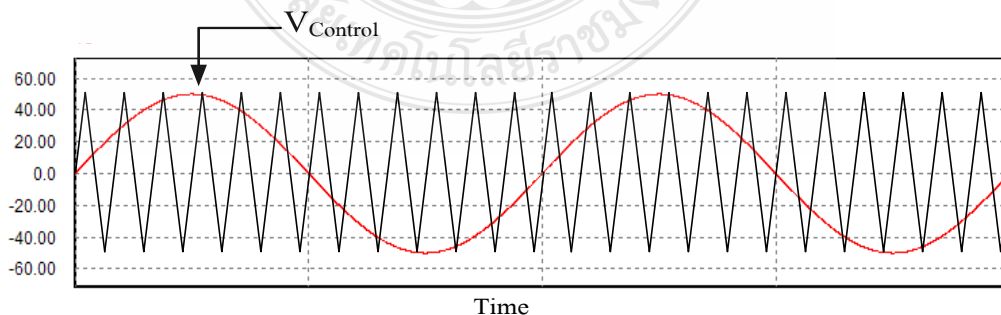
2.10 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการมอดูเลตแบบปรับความกว้างพัลส์ (PWM)

การมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse Width - Modulation ; PWM) คือ การแปลงค่าแอมพลิจูดของสัญญาณให้อยู่ในรูปของความกว้างพัลส์ โดยถ้าสัญญาณมีแอมพลิจูดค่าความกว้างพัลส์ก็จะแคบ ถ้าสัญญาณแอมพลิจูดสูงความกว้างพัลส์ก็จะกว้าง ค่าแอมพลิจูดที่นำมาแปลงเป็นความกว้างพัลส์นี้จะได้มาจากการแซมปลิง (Sampling) สัญญาณ แล้วนำค่าที่แซมปลิงได้นี้ไปสร้างพัลส์ที่มีแอมพลิจูดคงที่ แต่ความกว้างแปรผันตรงกับขนาดสัญญาณที่ถูกแซมปลิง ดังนั้นถ้าสัญญาณอินพุตถูกแซมปลิง n ครั้งต่อไซเคิลก็จะได้สัญญาณพัลส์ออกมา n ลูกต่อไซเคิล ลักษณะสัญญาณ PWM แสดงในภาพที่ 2.56



ภาพที่ 2.56 สัญลักษณ์ของสัญญาณ PWM

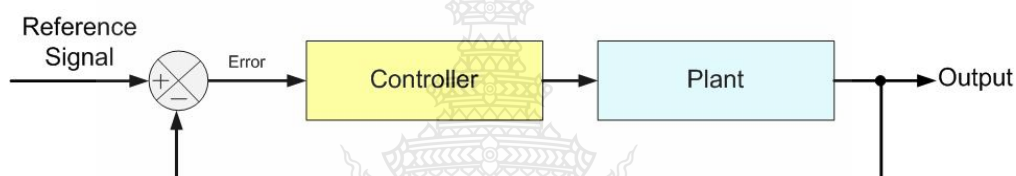
จากภาพที่ 2.56 (a) เป็นการสร้างสัญญาณ PWM จากสัญญาณอินพุตที่เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมซึ่งไม่แสดงให้เห็นลักษณะของสัญญาณอินพุตในรูปนี้) เนื่องจากสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมมีแอมพลิจูดคงที่ ดังนั้นรูปคลื่น PWM ที่ได้จะมีความกว้างพัลส์คงที่ จากรูปมีพัลส์ใน 1 ไซเคิล แสดงว่ามี การแซมปลิง 8 ครั้งใน 1 ไซเคิลนั่นเองจากภาพที่ 2.56 (b) เป็นการสร้างพัลส์ PWM จากรูปคลื่นไซน์ ซึ่งแสดงในภาพด้วยเส้นประจะเห็นได้ว่ามีค่าแอมพลิจูดต่ำๆ พัลส์จะแคบ ที่แอมพลิจูดสูงๆ พัลส์จะ กว้าง ทำให้ PWM ของรูปคลื่นมีลักษณะที่เริ่มจากพัลส์แคบๆก่อนแล้วค่อยๆ กว้างขึ้นเรื่อยๆ จนถึงจุด พิก (Peak) ของพัลส์รูปคลื่นไซน์จะกว้างที่สุดแล้ว จะค่อยๆ ลดความกว้างลงเรื่อยๆ จนเป็นศูนย์แล้ว จึงเริ่มกลับค่าเป็นลบ โดยรูปคลื่นในช่วงบวกและลบจะสมมาตรซึ่งกันและกัน จะนำหลักการพื้นฐาน (PWM) มาใช้โดยการนำเอาสัญญาณ 2 สัญญาณมาเปรียบเทียบกัน (Comparator) แล้วนำสัญญาณที่ ได้จากการเปรียบเทียบไปสับสวิทช์ควบคุมโหลดจะนำสัญญาณสามเหลี่ยมและสัญญาณ ไซน์มา เปรียบเทียบกันดังแสดงในภาพที่ 2.57



ภาพที่ 2.57 การเปรียบเทียบสัญญาณสามเหลี่ยมกับไซน์

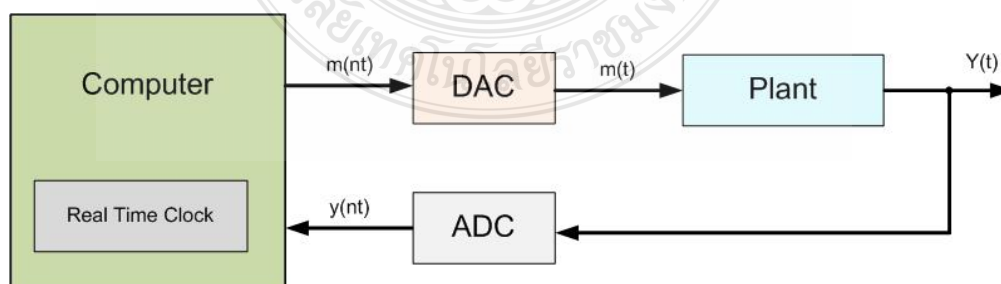
ในการควบคุมระดับแรงดันไฟของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิง ซึ่งโดยทั่วไปจะใช้เทคนิคการควบคุมความกว้างของพัลส์ (PWM) ซึ่งเป็นการควบคุมโดยการเปลี่ยนแปลงช่วงเวลาที่อยู่ประณสวิตชิงอิเล็กทรอนิกส์ เช่น ทรานซิสเตอร์ , มอสเฟต , ไอจีบีที หรืออื่นๆ เป็นผลให้เกิดการควบคุมแรงดันที่เอาต์พุตให้ได้ค่าตามที่ต้องการ ซึ่งข้อดีของการควบคุมแรงดันแบบ PWM คือสามารถรักษาระดับแรงดันให้มีความคงที่สูงเพราะมีการป้อนกลับระดับแรงดันจากเอาต์พุตมาใช้ในการควบคุมด้วยรวมทั้งทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานในการควบคุมแรงดันต่ำ ส่งผลให้มีเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิต่อการใช้งานสูง

2.11 การควบคุมแบบดิจิทัล (Digital Control)[8,9,10]



ภาพที่ 2.58 ไลอะแกรมการควบคุมอัตโนมัติ

จากภาพที่ 2.58 เป็นบล็อกไลอะแกรมของระบบควบคุมอัตโนมัติ ซึ่งมีการใช้ชุดไมโครคอนโทรลเลอร์ในการทำหน้าที่ควบคุมกระบวนการภายในระบบให้เป็นไปตามวัตถุประสงค์ที่ต้องการ โดยการเปรียบเทียบสัญญาณเอาต์พุตที่ได้กับสัญญาณอ้างอิง (Referece) แล้วทำการวิเคราะห์ คำนวณ และกำหนดตัวแปร คำสั่งควบคุม (Plant) จากนั้นจะส่งค่าตัวแปรและคำสั่งควบคุมไปปรับแต่งกระบวนการหรือระบบต่อไป



ภาพที่ 2.59 ระบบควบคุมแบบ Direct Digital Control

ในระบบดิจิทัลคอนโทรล มีการใช้คอมพิวเตอร์ทำหน้าที่เป็นตัวควบคุมในลูปควบคุม (Control Loop) โดยตรง ซึ่งเราจะเรียกระบบควบคุมในลักษณะนี้ว่า DDC (Direct Digital Control) ดังแสดงในภาพที่ 2.59

คอมพิวเตอร์จะทำหน้าที่เป็นคอนโทรลเลอร์ ในรูปของฟังก์ชันควบคุม (Control Function) ซึ่งเป็นซอฟต์แวร์ (Software) และจะถูกกระตุ้นการทำงานในทุกๆ คาบเวลา (Period, T) คอมพิวเตอร์จะอ่านค่า $y(nt)$ ที่เป็นดิจิทัล จากการแปลงสัญญาณแอนาลอก เป็นสัญญาณดิจิทัล (ADC) เข้ามาและฟังก์ชันควบคุมก็ทำการวิเคราะห์และเปลี่ยนสัญญาณ $y(nt)$ ให้เป็นสัญญาณ $m(nt)$ ในลักษณะของดิจิทัลที่มีค่าที่เหมาะสมและส่งผ่านไปยังวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนาลอก (DAC) เพื่อกลับไปปรับแต่งตามกระบวนการหรือระบบต่อไป ในรอบการทำงานนั้นจะเกิดซ้ำกันทุกๆ ช่วงคาบเวลา ดังนั้นคอมพิวเตอร์หรือโปรแกรมในการควบคุมจะต้องสามารถคำนวณค่าต่างๆ ให้ทันภายในคาบเวลาที่กำหนด

สรุปข้อดีของตัวควบคุมแบบดิจิทัล (Digital Controller) คือการเปลี่ยนอัลกอริทึม หรือโปรแกรมการควบคุมทำได้ง่าย ระบบการคำนวณที่ซับซ้อนสามารถทำได้ง่ายกว่าระบบแอนาลอก มีปัญหาเกี่ยวกับสัญญาณรบกวนภายในมีน้อยกว่าระบบแอนาลอก

นิยามของ DDC Algorithm ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ในส่วนที่นำฟังก์ชันการควบคุมมาใช้ในเครื่องควบคุมดิจิทัล ซึ่งก็คือซอฟต์แวร์ หรือโปรแกรมคำสั่งการทำงาน (Computer Instruction) ของคอมพิวเตอร์นั่นเอง โดยที่โปรแกรมเหล่านี้จะถูกกำหนดให้อยู่ในรูปของสมการของการคำนวณทางคณิตศาสตร์ที่เกี่ยวกับฟังก์ชันควบคุมแต่ละตัว และจะต้องไม่เกินขีดความสามารถการทำงานของซีพียูคอมพิวเตอร์ตัวนั้นๆ รูปแบบสมการที่เกี่ยวกับฟังก์ชันควบคุมเหล่านี้ที่เรียกว่า “DDC Algorithm” ซึ่งอัลกอริทึม (Algorithm) ในการเขียนโปรแกรมของเครื่องควบคุมดิจิทัลก็มีหลายรูปแบบ ตัวอย่างเช่น พีไออัลกอริทึม (PI Algorithm) เป็นต้น

ระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง (Discrete Time System) เนื่องจากเครื่องควบคุมดิจิทัลไม่สามารถทำงานในลักษณะต่อเนื่อง (Continuous) ได้ดังนั้นเครื่องควบคุมจะทำการรับค่าข้อมูลอินพุต (Input Data) และส่งค่าข้อมูลเอาต์พุต (Output Data) ออกมาเฉพาะที่ตำแหน่ง “Sampling Point” เท่านั้นเราเรียกระบบที่มีสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตลักษณะนี้ว่า “Discrete Time System”

สำหรับในระบบแอนาลอกซึ่งมีสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตแบบต่อเนื่อง สามารถที่จะใช้สมการอนุพันธ์ (Differential Equation) เป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ สำหรับวิเคราะห์และศึกษาพฤติกรรม ตลอดจนช่วยในการออกแบบระบบแต่สำหรับในระบบแต่สำหรับในระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง (Discrete Time System) สัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตมีลักษณะไม่ต่อเนื่อง แต่จะปรากฏเป็นช่วงๆ ตามจังหวะการทำงานของตัวสุ่ม (Sampler) ดังนั้นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ที่ใช้จึงอยู่ในรูปของ “Finite Differences”

2.11.1 ตัวควบคุมดิจิทัล (Digital Controller)

ตัวควบคุมจะรับสัญญาณดิจิทัล Discrete Time Error ; $e(nT)$ ผ่านเข้าทาง อินพุตและส่งสัญญาณ Discrete Time Control ; $m(nT)$ ออกทางเอาต์พุต ดังแสดงในภาพที่ 2.60



ภาพที่ 2.60 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมดิจิทัล

พิจารณาที่ $t = nT$ ทางด้านเอาต์พุตจะได้ $m(nT)$ ในขณะเดียวกัน ทางด้านอินพุตก็จะได้ $e_n = e(nT)$ ด้วยค่าของ m_n จะขึ้นอยู่กับฟังก์ชันภายในตัวควบคุมนี้

2.12 ตัวควบคุม dSPACE[11,13]

ในปัจจุบันได้มีการนำคอมพิวเตอร์มาใช้งานควบคุมอุปกรณ์ต่างๆ ในด้านอุตสาหกรรม อย่างแพร่หลาย เช่น ระบบควบคุมในรถยนต์ ระบบควบคุมกระบวนการต่างๆ และระบบควบคุมหุ่นยนต์ เป็นต้น แต่การเขียนโปรแกรมเพื่อวิเคราะห์ระบบ รวมทั้งการทำให้คอมพิวเตอร์สามารถเชื่อมต่อและควบคุมอุปกรณ์ต่างๆ ได้นั้น ผู้ที่ทำการเขียนโปรแกรมต้องมีความรู้ทั้งทางด้านซอฟต์แวร์และฮาร์ดแวร์ของคอมพิวเตอร์เป็นอย่างดี อีกทั้งการเขียนซอฟต์แวร์ยังเป็นลักษณะการเขียนฮาร์ดโค้ด ทำให้การนำคอมพิวเตอร์มาควบคุมอุปกรณ์ต่างๆ มีค่าใช้จ่ายสูงและใช้เวลาในการออกแบบนาน ดังนั้นเพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าวจึงได้มีการพัฒนาซอฟต์แวร์ที่เรียกว่า MATLAB/SUMULINK ขึ้นมา โดยใช้ลักษณะการเขียนโปรแกรมร่วมกันระหว่างฮาร์ดโค้ดและบล็อกไดอะแกรม เพื่อช่วยลดปัญหาการเขียนโปรแกรมแบบเดิมลงได้มาก อีกทั้งยังสามารถนำบล็อกไดอะแกรมที่สร้างขึ้นมานำกลับมาใช้ใหม่ได้ จึงทำให้ MATLAB/SUMULINK เป็นโปรแกรมที่นิยมใช้กันอย่างกว้างขวางทั้งในอุตสาหกรรมและเพื่อการศึกษา



ก) ตัวควบคุม dSPACE DS1104



ข) R&D Controller Board

ภาพที่ 2.61 อุปกรณ์ควบคุม dSPACE

รูปแบบการใช้งาน Real – Time Interface (RTI) เป็นซอฟต์แวร์ที่จากบริษัท dSPACE เป็นผู้ผลิตและพัฒนาเพื่อทำให้ MATLAB/ Simulink สามารถสั่งงานการควบคุมที่ผลิตโดย dSPACE ได้แบบเวลาจริง (Real Time) ในการใช้งานนั้นผู้ใช้งานจะต้องมีการควบคุมที่ผลิตโดย dSPACE ติดตั้งอยู่ในเครื่องคอมพิวเตอร์เรียบร้อยแล้ว จากนั้นทำการติดตั้งซอฟต์แวร์ RTI ที่มีให้มาในคอมพิวเตอร์ หลังจากติดตั้งแล้วจะพบว่า Simulink Library Brower ของการ์ดที่ติดตั้งปรากฏอยู่ตัวอย่างของการ์ดรุ่น DS1104 R&D Controller Board ดังแสดงในภาพที่ 2.61

RTI สามารถกำหนดการควบคุมแบบเวลาจริง (Real Time) โดยใช้ MATLAB/Simulink ในการสร้างโปรแกรมและสั่งการควบคุมดังกล่าว ซึ่งการควบคุมของ dSPACE จะมีซอฟต์แวร์เสริมชื่อ “Control Desk” ที่จะมีความโดดเด่นในการสร้าง GUI เพื่อสังเกตการณ์เปลี่ยนแปลงค่าของตัวแปรต่างๆ ได้ทันทีที่โปรแกรมทำงาน

2.13 โปรแกรม Matlab/Simulink[12,14]

2.13.1 Matlab คือโปรแกรมที่รวบรวมไว้สำหรับการคำนวณที่เป็นตัวเลขซึ่งใช้ในการทำงานร่วมกับเมทริกซ์โดยจะรวมเป็นอินเตอร์เฟซสำหรับผู้ที่มีประสิทธิภาพกับกราฟิก ทั้ง 2 มิติ และ 3 มิติ รวมทั้งไลบรารีที่ครอบคลุมเกี่ยวกับเทคนิคการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์ โดย Matlab ไม่ได้จำกัดแต่การเขียนโปรแกรมเท่านั้นแต่ยังช่วยให้ผู้ใช้งานสามารถวิเคราะห์และมองเห็นภาพข้อมูล พร้อมทั้งพัฒนาอัลกอริทึมที่มีประสิทธิภาพในการทำงานอีกด้วย

2.13.2 Simulink คือ โปรแกรมแบบตอกลับที่รวมเข้าไว้ใน Matlab เพื่อใช้ในการสร้างโมเดลการวิเคราะห์และการจำลอง ซึ่งมีการติดต่อกับผู้ใช้งานแบบกราฟิกในรูปแบบบล็อกไดอะแกรมของแบบจำลองนั้นๆ ด้วยวิธีการลากและปล่อยบล็อกไดอะแกรมลงในพื้นที่ที่มีการจำลองสร้างขึ้น คุณลักษณะขั้นสูงของ Simulink จะเป็นไปตามเงื่อนไขในการดำเนินงานระบบย่อย ถ้ามีการเลือกกรณีของระบบย่อยและในขณะที่ระบบย่อยทำงานซ้ำจะได้ข้อมูลและสัญญาณที่เหมาะสมกับการออกแบบของตัวควบคุมที่ซับซ้อน

บล็อกไลบรารีขนาดใหญ่ของ Simulink ได้รับการปรับปรุงโดย dSPACE โดยเฉพาะการสนับสนุนอุปกรณ์ I/O (Input/Output) โดยสามารถใช้บล็อกไดอะแกรมเหล่านี้เพื่อสร้างการตั้งค่าการทดลองแบบเรียลไทม์ได้ทั้งหมด รวมทั้ง I/O และการเตรียมใช้งานโดยที่ไม่ต้องมีการเขียนโค้ดโปรแกรมดังกล่าว

2.12.3 Control Desk คือโปรแกรมที่ใช้ในการสร้าง วิเคราะห์ แล้วทำการจำลองการทำงานของแบบจำลองบล็อกไดอะแกรม ซึ่งเป็นงานที่ซับซ้อนโดยสามารถแก้ไขได้ด้วยโปรแกรม Matlab/Simulink ด้วยการสนับสนุนของบล็อกไลบรารีที่มีมากมาย โดยเฉพาะการเลือกใช้บล็อกไลบรารีของ dSPACE สำหรับสนับสนุนอุปกรณ์ I/O

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ มีการใช้งาน Matlab/Simulink ร่วมกับ dSPACE โดยเชื่อมต่อการทำงานและควบคุมโดย Control Desk ในการควบคุมการทำงานทั้งหมดของคอนเวอร์เตอร์ทบแรงดันแบบขนาน 4 เฟสสำหรับแผงเซลล์แสงอาทิตย์ และ คอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทาง 4 เฟสสำหรับซูเปอร์คาปาซิเตอร์

2.14 สรุป

จากการศึกษาภาคทฤษฎีที่เกี่ยวข้องขั้นตอนลดจนหลักการที่จะนำมาใช้ในงานวิจัย ทำให้เกิดแนวคิดในการดำเนินการเพื่อนำเอาเซลล์แสงอาทิตย์และชุดชุปเปอร์คาปาซิเตอร์มาผสมผสานเพื่อให้เกิดเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงขนาดแรงดัน 60 โวลต์ โดยการนำวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อใช้งานกับแผงเซลล์แสงอาทิตย์ต้องทำงานในโหมดต่อเนื่องเท่านั้นเพื่อหลีกเลี่ยงการเกิดแรงดันลดต่ำลงและกำลังทางด้านเอาต์พุตยังคงต่ำอยู่ ไม่เหมาะกับการนำไปใช้งานกับโหลดกำลังสูง ดังนั้นจึงต้องมีการชดเชยกำลังด้านเอาต์พุตด้วยชุดชุปเปอร์คาปาซิเตอร์ ซึ่งชุดชุปเปอร์คาปาซิเตอร์มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และความจุพลังงานสูงมาก เพื่อเสริมกำลังด้านเอาต์พุต รวมถึงการกระเพื่อมของกระแสทางด้านอินพุตทั้งจากเซลล์แสงอาทิตย์ (I_{PV}) และชุดชุปเปอร์คาปาซิเตอร์ (I_{SC}) ซึ่งจะเกิดขึ้นเนื่องจากการเก็บและคายพลังงานของตัวเหนี่ยวนำที่อยู่ในคอนเวอร์เตอร์ โดยจะมีผลต่อการทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์และชุดชุปเปอร์คาปาซิเตอร์ ดังนั้นจึงใช้หลักการขนานวงจรคอนเวอร์เตอร์ (Interleaved Technique) มาแก้ปัญหาเพื่อทำให้กระแสกระเพื่อมลดลง และยังเป็นการเพิ่มความสามารถในการจ่ายพลังงานด้านเอาต์พุตของวงจร

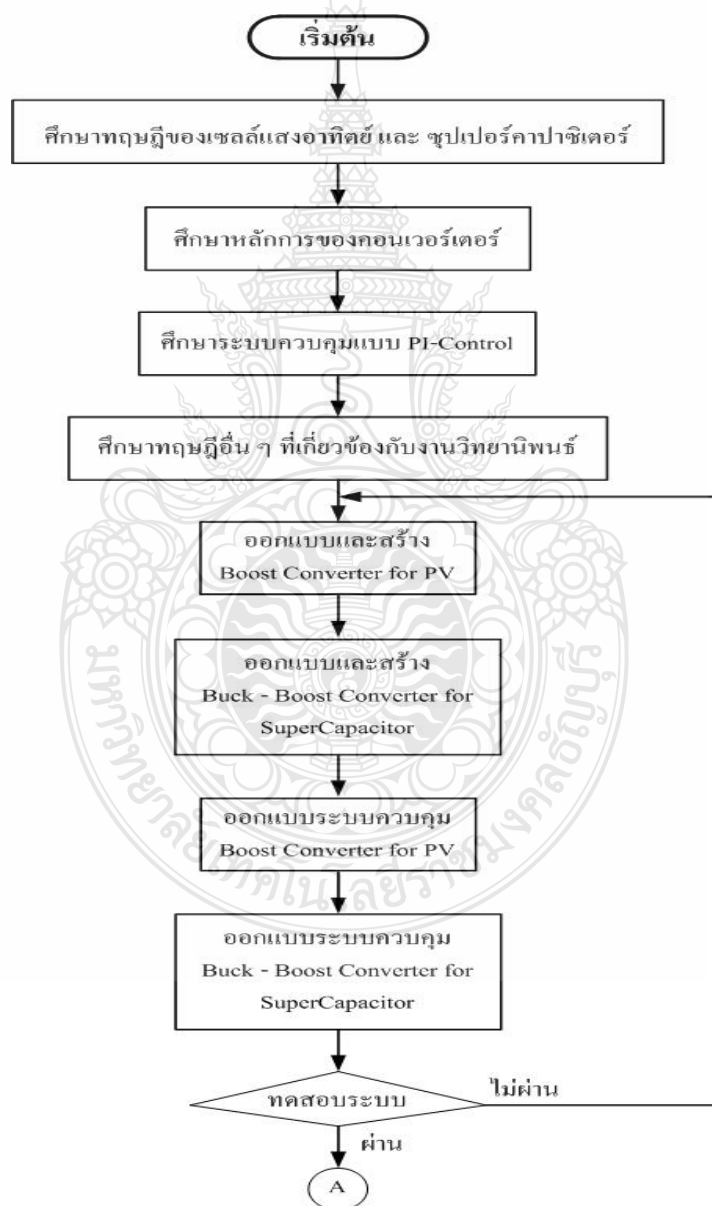


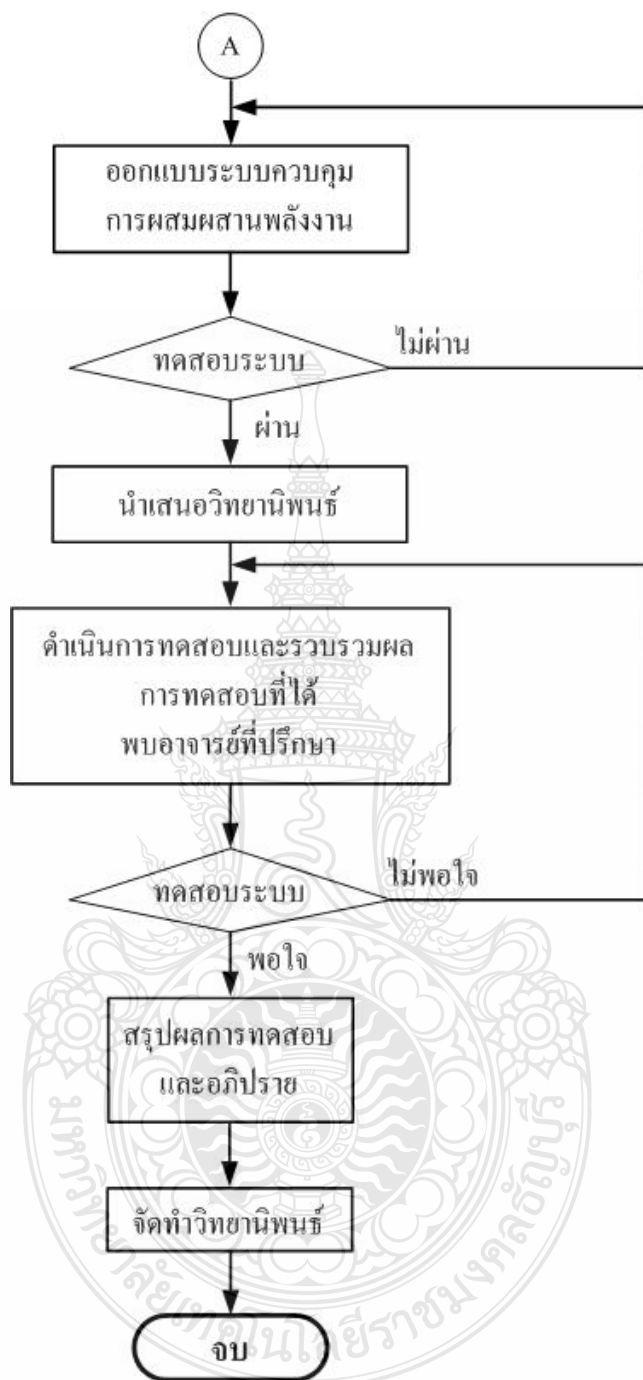
บทที่ 3

วิธีดำเนินการวิจัย

ขั้นตอนการดำเนินการ

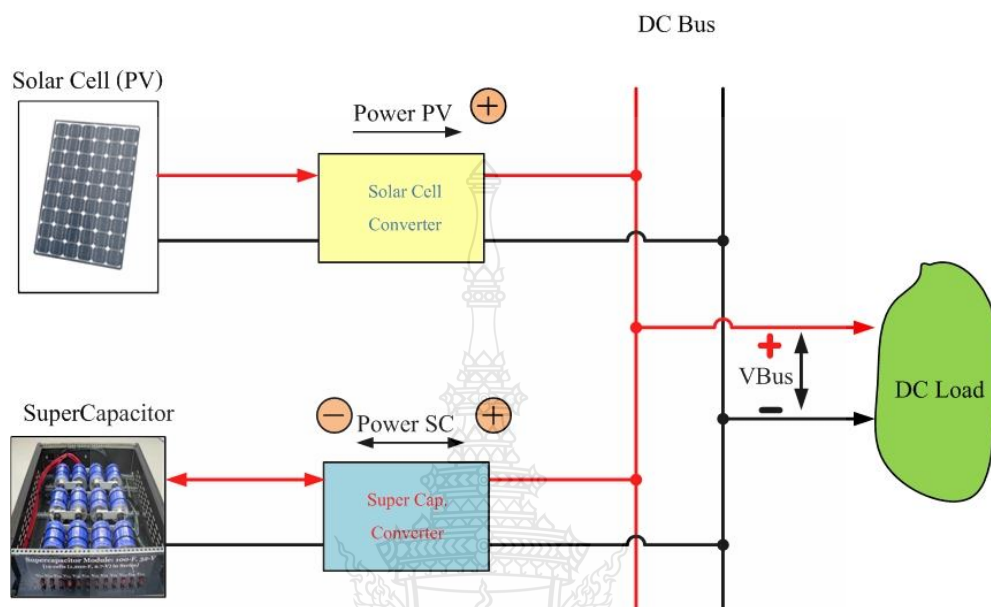
ขั้นตอนงานวิจัย การศึกษาระบบควบคุมพลังงานไฟตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง และ แบตเตอรี่ สามารถแสดงเป็นแผนภูมิกระบวนการวิจัยได้ดังภาพที่ 3.1





ภาพที่ 3.1 แผนภูมิกระบวนการวิจัย

วิทยานิพนธ์เรื่องการควบคุมแหล่งจ่ายไฟตรงแบบผสมด้วยเซลล์แสงอาทิตย์และซูเปอร์คาปาซิเตอร์ ผู้จัดทำได้นำทฤษฎีและความรู้ในหลาย ๆ เรื่องมาใช้ออกแบบร่วมกัน โดยเขียนเป็นแผนผังโครงสร้างงานวิจัยได้ดังภาพที่ 3.2



ภาพที่ 3.2 แผนผังโครงสร้างการผสมผสานพลังงาน

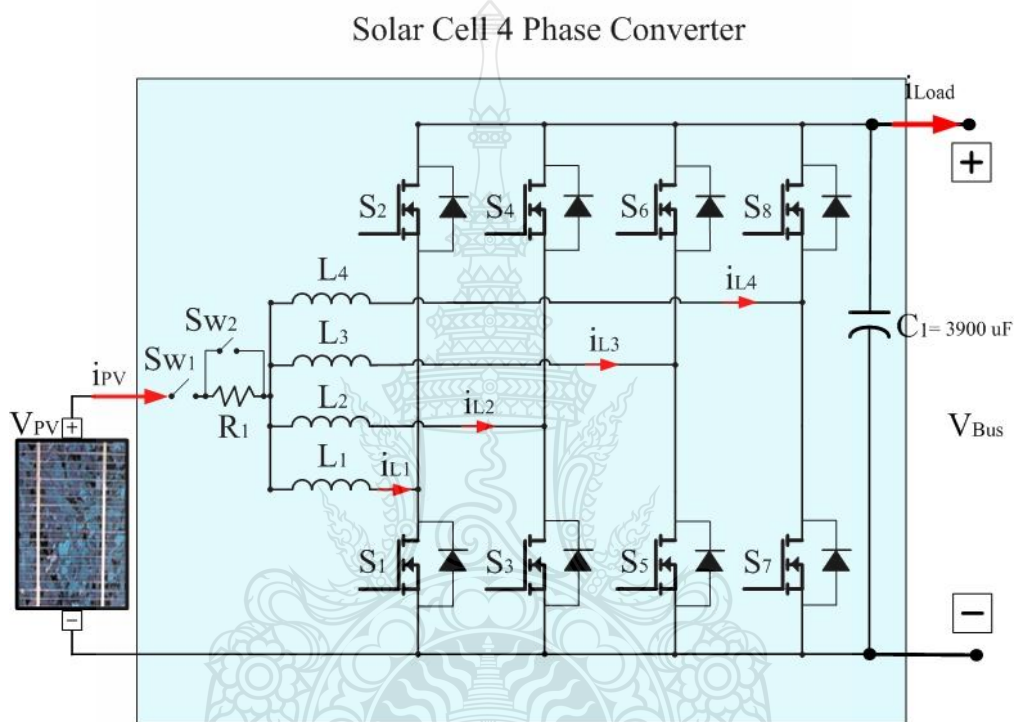
3.1 การออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์ทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบขนาน 4 เฟส

วงจรกำลังของคอนเวอร์เตอร์ทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงประกอบไปด้วยอุปกรณ์ที่สำคัญคือตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง (L) อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่สวิตช์ และตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต วงจรกำลังต้องมีความสามารถทำงานได้ปกติที่ขนาดพิกัดกระแสและแรงดันที่ใช้ งาน โดยกำหนดให้ความถี่ที่ใช้ในงานวิจัยมีค่า 25 kHz ซึ่งเป็นความถี่ในการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ แต่เนื่องจากแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบทบทแรงดันยังมีส่วนของแรงดันกระเพื่อม ดังนั้นจึงต้องออกแบบให้มีวงจรกรองแรงดัน (Filter) เพื่อลดแรงดันกระเพื่อม

จากภาพที่ 3.3 เป็นส่วนของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส มีเพาเวอร์มอสเฟตทำหน้าที่เป็นสวิตช์ การทำงานของสวิตช์กำหนดให้สวิตช์ S1 และ S2 ทำงานที่ 0 องศา สวิตช์ S3 และ S4 ทำงานที่ 90 องศา สวิตช์ S5 และ S6 ทำงานที่ 180 องศา ส่วนสวิตช์ S7 และ S8 ทำงานที่ 270 องศา รับคำสั่งสวิตช์มาจากวงจรจับเกตซึ่งจะต่อเข้าที่จุด v_{GS1} ถึง v_{GS8}

ในการออกแบบวงจรกำลังมีส่วนประกอบที่จะแสดงให้เห็นดังนี้

- การคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง
- การเลือกอุปกรณ์ในการสวิตช์
- การเลือกไดโอดชนิดกลับคืนสภาวะใหม่ได้เร็ว
- การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต



ภาพที่ 3.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์สำหรับแผงเซลล์แสงอาทิตย์ชนิด 4 เฟส

3.1.1 การคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง [3]

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ตัวเหนี่ยวนำเป็นอุปกรณ์ที่มีสำคัญ โดยมีหน้าที่เก็บและคายกำลังงานซึ่งเป็นผลให้ระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุตมีค่าสูงกว่าระดับแรงดันทางด้านอินพุต การคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำ สามารถหาได้จากสมการที่ 3.1

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

เมื่อ L คือ ค่าตัวเหนี่ยวนำ

V_{PV} คือ แรงดันด้านอินพุตมีค่า 25 V

f_s คือ ความถี่สวิตช์ซึ่งที่ใช้ในวงจร มีค่า 25 kHz

ΔI_L คือ กระแสกระเพื่อมทางอินพุต กำหนดให้มีค่า 1.5 A (13% ของกระแสอินพุต)

D คือ วัฏจักรงาน (Duty Cycle) หาได้จาก

$$D = 1 - \frac{V_{PV}}{V_{Bus}} = 1 - \frac{25}{60} = 0.583$$

V_{Bus} คือ แรงดันด้านเอาต์พุต มีค่า 60 V

แทนค่าเพื่อหาตัวเหนี่ยวนำ

$$L = \frac{25V \times 0.583}{1.5A \times 25kHz} = 106\mu H$$

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

3.1.1.1 ในขั้นแรก พิจารณาจากขีดจำกัดและข้อกำหนดในการคำนวณหา A_p ในสมการที่ 2.69 ในบทที่ 2 กำหนดค่าต่าง ๆ ดังนี้ $J = 4 \text{ A/mm}^2 = 4 \times 10^6 \text{ A/m}^2$, $k = 0.65$, กระแสเอาต์พุต (I_{rms}) = 11.5 A, กระแสเอาต์พุตสูงสุด (I_{peak}) = 12.25 A, $\Delta I = 2(I_{peak} - I_{rms}) = 1.5 \text{ A}$ และ $B = 0.5 \text{ T}$ แทนค่าได้ดังนี้

$$A_p = \frac{LI_{peak}I_{rms}}{B_{max}JK} = \frac{106 \times 10^{-6} \times 12.25 \times 11.5}{0.5 \times 4 \times 10^6 \times 0.65} = 20048 \text{ mm}^3$$

3.1.1.2 ขั้นต่อมาทำการเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ที่มีค่า A_p มากกว่าที่ได้คำนวณจากขั้นตอนที่ 1 โดยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์เบอร์ EE55/55/21 ซึ่งมีค่าเกี่ยวพันดังนี้

$$A_p = 20048 \text{ mm}^3, A_w = 379 \text{ mm}^2, S = 354 \text{ mm}^2$$

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

3.1.1.3 การคำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดตัวเหนี่ยวนำโดยกำหนดให้ค่าต่างๆ ดังนี้

$$L=106 \mu H, I_{peak} = 12.25 A, B_{max} = 0.5 \mu T, S = 354 mm^2$$

ทำการแทนค่าเพื่อหาจำนวนรอบของขดลวดตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งการคำนวณหาค่า A_p ในสมการที่ 2.67 ในบทที่ 2

$$N = \frac{LI_{peak}}{B_{max} S} = \frac{106 \times 10^{-6} \times 12.25}{0.5 \times 10^{-6} \times 354} = 7 \text{ รอบ}$$

3.1.1.4 การคำนวณหาขนาดของลวดตัวนำ (A_w) ซึ่งการคำนวณตามสมการที่ 2.72 ในบทที่ 2 ดังนี้

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

3.1.1.5 การเลือกเบอร์ลวดทองแดงให้มีขนาดของลวดตัวนำที่ใหญ่กว่าค่าที่ได้จากการคำนวณจากข้อ 3.1.1.4 โดยคำนวณเส้นผ่าศูนย์กลางของขดลวดได้จากสมการที่ 2.76 ในบทที่ 2 ดังนี้

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

จากข้อมูลขนาดลวดทองแดงตามตารางที่ 2.2 ในบทที่ 2 เลือกขดลวดเบอร์ 12 AWG มีเส้นผ่าศูนย์กลาง 2.05 mm มากกว่าที่ได้คำนวณไว้เนื่องจากเส้นผ่าศูนย์กลางมีผลต่อการไหลของกระแสในขดลวดถ้าค่าน้อยกว่าที่คำนวณได้กระแสจะไหลได้ไม่ถึงที่ต้องการ

3.1.1.6 การคำนวณหาพื้นที่หน้าตัดของลวดที่ใช้งานจริงกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ดังนี้

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

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

$$W \text{ ที่ใช้ได้ต้องมีค่า } \leq 397 \text{ mm}^2$$

3.1.1.7 การคำนวณหาค่าความกว้างของ Air Gab (l_g) จากสมการที่ (2.77) ในบทที่ 2 ได้ดังนี้

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

จากการคำนวณหาขนาดของลวดทองแดง จำนวนรอบของลวดทองแดง ขนาดพื้นที่หน้าตัดของลวด รวมทั้งการหาค่าความกว้างของ Air gab ได้ตามที่ต้องการแล้ว ในวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจึงควรเลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์ขนาดเบอร์ EE55/55/21 โดยใช้ลวดทองแดงเบอร์ 12 AWG มีการพันลวดทองแดงดังกล่าวจำนวน 27 รอบ ซึ่งมีระยะความกว้างของ Air gap เท่ากับ 0.004102 mm

3.1.2 อุปกรณ์สวิตชิง

อุปกรณ์สวิตชิงในวงจรคอนเวอร์เตอร์ทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง จะต้องเป็นอุปกรณ์ที่ทำงานได้ดีที่ความถี่สูง เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ในงานวิจัยนี้เลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟตทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์สวิตชิง เพราะนอกจากสามารถทำงานที่ความถี่สูงตั้งแต่ 20 kHz ถึง 400 kHz แล้วเวลาในการสับสวิตช์อยู่ในช่วงนาโนวินาที และวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตสามารถทำได้ง่าย เพราะควบคุมด้วยแรงดันและกระแสอินพุตค่าต่ำ ๆ โดยเลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟต เบอร์ IXFN 130N30 ของบริษัท IXYS ซึ่งมีคุณลักษณะสมบัติต่าง ๆ ที่สำคัญดังนี้ ความต้านทานระหว่างขาเดรนและซอร์สขณะนำกระแส $R_{DS(on)} = 18\text{m}\Omega$ ทนแรงดันตกคร่อมระหว่างขาเดรนและขาซอร์ส $V_{DSS} = 300\text{V}$, กระแสเดรนสูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ $I_D = 130\text{A}$, เวลาคืนสภาพของเพาเวอร์มอสเฟต $t_{rr} \leq 250\text{nS}$

3.1.3 การเลือกไดโอดชนิดกลับคืนสถานะใหม่ได้เร็ว (Ultra Fast and Hyper Fast Diode) งานวิจัยนี้เลือกใช้ไดโอดชนิดกลับคืนสถานะใหม่ได้เร็ว (Ultra Fast and Hyper Fast Diode) เหมาะสำหรับงานที่มีความถี่สูงมาก การทำงานต้องการให้ไดโอดที่นำกระแสอยู่เปลี่ยนสถานะเป็นหยุดนำกระแสอย่างรวดเร็ว มีช่วงเวลาในการฟื้นตัวย้อนกลับประมาณ 40 ns ถึง 150 ns โดยจะพิจารณากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดได้จากสมการที่ 3.2

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

ไดโอดสำหรับเรียงกระแสด้านเอาต์พุตจะต้องสามารถทนกระแสสูงสุดขณะนำกระแสได้ งานวิจัยนี้เลือกใช้ไดโอด เบอร์ MUR3020PT ซึ่งทนกระแสได้ 30 A

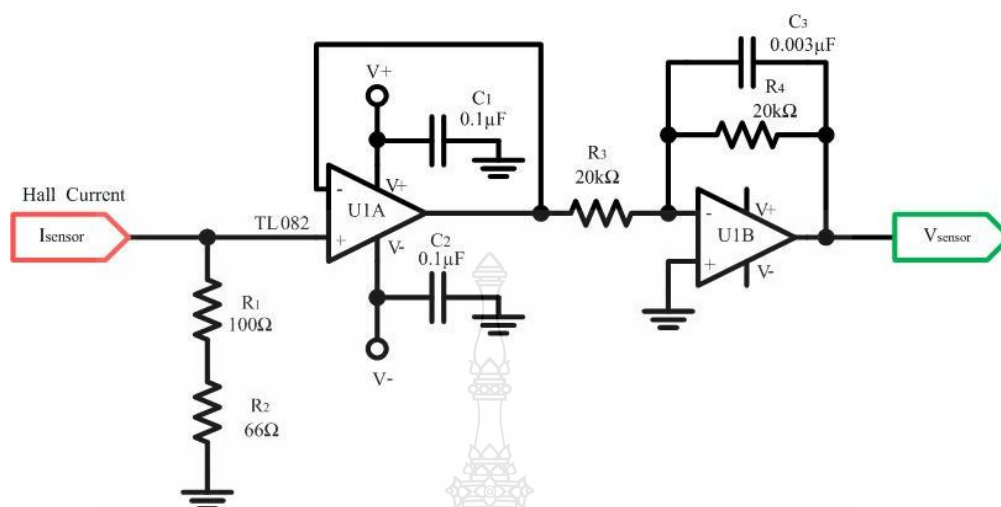
3.1.4 ตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุต

วงจรภาคกำลังของคอนเวอร์เตอร์ทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง มีการเลือกใช้ตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุตซึ่งหน้าที่เก็บพลังงานในรูปแบบของประจุไฟฟ้าและทำการจ่ายแรงดันออกให้กับเอาต์พุตหรือภาระ (Load) หรือคายประจุไฟฟ้าเมื่ออุปกรณ์สวิตช์ Turn On และทำการเก็บประจุเมื่ออุปกรณ์สวิตช์ Turn Off ดังนั้นจำเป็นต้องเลือกตัวเก็บประจุที่สามารถทนแรงดันได้เท่าหรือมากกว่าแรงดันเอาต์พุต หากเลือกตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่จะมีส่วนช่วยในการลดแรงดันกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุต โดยคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุได้จากสมการที่ 3.3

$$C_{Bus} = \frac{\eta \cdot P_{PV} \cdot D}{V_{Bus} \cdot \Delta V_{Bus} \cdot (4f_s)} = \frac{80 \times 100 \times 0.583}{60 \times 1 \times (4 \times 25 \text{ kHz})} = 777.3 \mu\text{F} \quad (3.3)$$

เมื่อ	C_{Bus}	คือ ค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต
	V_{Bus}	คือ แรงดันเอาต์พุต มีค่า 60 V
	P_{PV}	คือ กำลังไฟฟ้าของเซลล์โซลาร์เซลล์
	D	คือ วัฏจักรงาน (Duty Cycle) มีค่า 0.583
	f_s	คือ ความถี่สวิตช์ที่ใช้ในวงจร มีค่า 25 kHz
	ΔV_{Bus}	คือ แรงดันกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุตกำหนดให้มีค่า 1V (ประมาณ 1.5 % ของแรงดันเอาต์พุต)
	η	คือ ประสิทธิภาพ 80 %

งานวิจัยนี้เลือกใช้ตัวเก็บประจุต้านแรงดันเอาต์พุตขนาด $470 \mu F$ 100 V



ภาพที่ 3.4 วงจรตรวจจับกระแส

3.1.5 วงจรตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

การตรวจจับกระแสเป็นสิ่งสำคัญในการควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบลูบปิด วงจรควบคุมแบบพีไอ (PI Controller) ที่เลือกใช้จะแยกอิสระออกจากกัน ดังนั้นวงจรตรวจจับก็จะต้องมี 4 ชุด อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ตรวจจับกระแสคือ ฮอลล์เซ็นเซอร์ (Hall Current Sensor) เบอร์ LA55-P ของบริษัท LEM ซึ่งมี Conversion Ratio 1:1000 แบบใช้ลวดตัวนำคล้องผ่าน สัญญาณเอาต์พุตเป็นกระแสมีอัตราส่วน $50 \text{ A} = 50 \text{ mA}$ การนำสัญญาณเอาต์พุตที่วัดได้ไปใช้งานจะต้องมีวงจรเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดัน ตามภาพที่ 3.4 วงจรจะใช้หลักการของวงจรแบ่งแรงดัน (Voltage Divider) คำนวณหา R_1 และ R_2 ได้จากสมการที่ 3.4

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

เมื่อมีกระแสไหลผ่านเซ็นเซอร์ตรวจวัดค่ากระแสเต็มพิกัด (Rated Current) เท่ากับ 40 mA จากการคล้องกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำของ Hall Current จำนวน 1 รอบจะได้กระแสเท่ากับ 10 mA ที่สัญญาณแรงดันอ้างอิง (U_{ref}) เท่ากับ 10 V จึงได้คล้องกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำของ Hall Current จำนวน 2 รอบซึ่งจะทำให้ได้ค่ากระแสทางด้านเอาต์พุตของเซ็นเซอร์สูงสุดเพิ่มขึ้น 2 เท่า และกำหนดกระแสไหลผ่านเต็มพิกัด (Rated Current) เท่ากับ 100 mA ดังนั้น

$$R_{div} = \frac{10V}{100mA} = 100\Omega$$

เมื่อ I_{sensor} คือ กระแสที่เซนเซอร์สามารถวัดได้เมื่อมีกระแสไหลผ่านเต็มพิกัด (Rated Current)

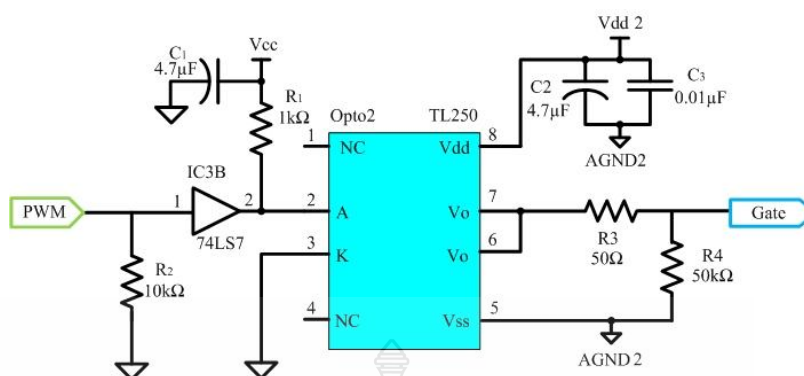
U_{ref} คือ แรงดันที่เหมาะสมในการนำมาเข้าวงจรชัมมิ่ง (Comparator)

R_{div} คือ ค่าความต้านทานสำหรับแบ่งแรงดัน (Voltage Divider)

เมื่อกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน R_1 และ R_2 จะถูกเปลี่ยนให้เป็นแรงดัน จะผ่านเข้าสู่อปแอมป์ $U1A$ และ $U1B$ ตามลำดับ ต่อจากนั้นจะเข้าสู่วงจรชัมมิ่ง (Comparator) เพื่อหาค่าผิดพลาด (Error) ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบสัญญาณผิดพลาดกับสัญญาณอ้างอิง (i_{PVREF}) ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จากการเปรียบเทียบจะถูกส่งเข้าสู่วงจรควบคุมแบบพี-ไอ (PI Controller) เพื่อทำการชดเชยค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้น แล้วจึงนำสัญญาณที่ได้ดังกล่าวเข้าสู่วงจรสร้างสัญญาณพัลส์ PWM ต่อไป

3.1.6 วงจรขับนำเกต

สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์มีลักษณะเป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมสัญญาณนี้ถูกส่งไปยังวงจรสร้างสัญญาณขับนำเกต ด้วยไอซีสร้างสัญญาณขับนำเกต เบอร์ TLP250 เพื่อควบคุมการทำงานของมอเตอร์ วงจรสร้างสัญญาณขับนำเกตแสดงดังภาพที่ 3.5 จากวงจรสัญญาณด้านเข้าเป็นสัญญาณที่ถูกส่งมาจากวงจรมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์มีขนาดแรงดัน 0 V ถึง 5 V สัญญาณนี้ถูกส่งเข้าไปไบอัสให้ LED ใน TLP250 นำกระแส โดยมีความต้านทาน 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

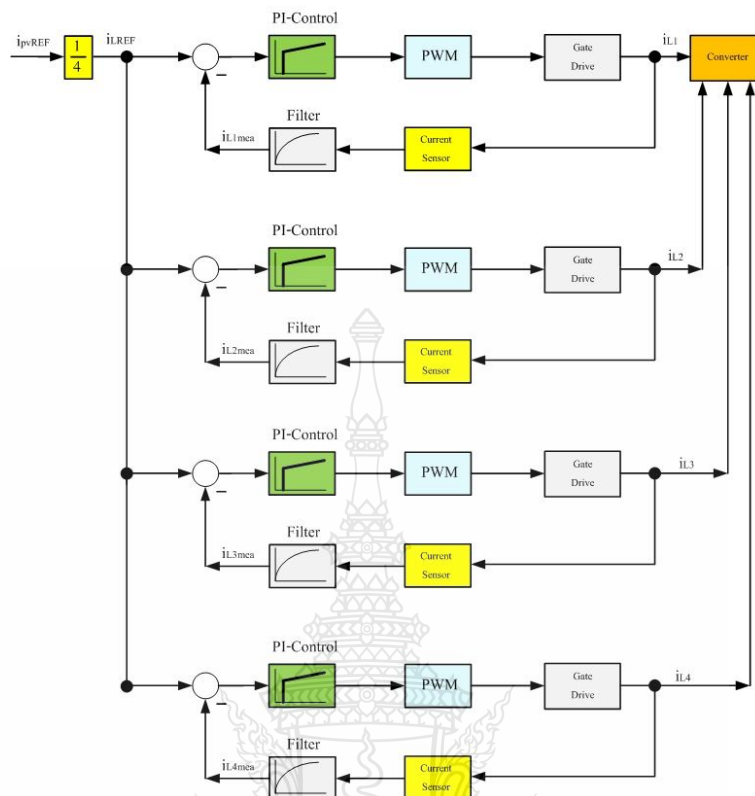


ภาพที่ 3.5 วงจรขับนำเกต

3.1.7 วงจรภาคควบคุม

วงจรภาคควบคุมทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของวงจรถอนเวอร์เตอร์ทบทแรงดัน เพื่อให้วงจรถอนเวอร์เตอร์ทบทแรงดันสามารถรักษาระดับการจ่ายกระแสให้คงที่เป็นไปตามสัญญาณคำสั่ง ซึ่งกระแสที่ต้องการมีจำนวน 4 เฟส แต่สัญญาณคำสั่ง (i_{PVREF}) จะมีเพียงสัญญาณเดียว ดังนั้นทุกคู่ได้สัญญาณคำสั่งที่เหมือนกันแต่สัญญาณจะถูกหารลงตามจำนวนวงจรที่ต่อขนาน 4 ชุด ซึ่งงานวิจัยนี้สามารถส่งสัญญาณคำสั่งกระแสได้ตั้งแต่ 0-40 A ถ้าส่งสัญญาณคำสั่ง 40 A จะถูกหาร 4 ดังนั้นแต่ละเฟสจะทำงานเฟสละ 10 A

จากภาพที่ 3.6 กำหนดให้มีการควบคุมลูปปิดกระแสคือจะมีการนำกระแสที่ไหลในแต่ละเฟสมาคำนวณ โดยจะเลือกวัดกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเพราะสามารถนำไปคล้องผ่านอุปกรณ์วัดกระแสได้ง่าย กระแสแต่ละเฟสจะถูกวัดด้วยเซนเซอร์วัดกระแส (Hall Current) แต่เซนเซอร์วัดกระแส $i_{L_{mea}}$ นี้จะส่งสัญญาณเอาต์พุตออกมาเป็นกระแส ดังนั้นจะต้องมีการเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันโดยใช้วงจรบัฟเฟอร์ (Buffer) จากนั้นจะนำแรงดันที่วัดได้ไปผ่านวงจรฟิลเตอร์แบบอันดับที่ 1 (First Order Filter) เพื่อที่จะกรองสัญญาณรบกวนจากฮาร์โมนิกส์อันเนื่องมาจากการสวิตช์ที่ความถี่สูงของวงจรถองกำลัง เป็นวิธีลดความผิดพลาดในการคำนวณ จากนั้นจึงต่อเข้าวงจรชัมมิ่ง (Comparator) เพื่อหาค่าความผิดพลาด (Error) เมื่อได้ค่าผลลัพธ์ก็จะถูกส่งเข้าวงจรควบคุมบูรณาการรวมหน่วย แบบ พีไอ (PI Controller) เพื่อทำการชดเชยค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมอ้างอิง จะได้ผลลัพธ์คือ PWM มีค่า T_{on} ต่างกัน ก่อนที่จะนำไปขับขาเกตของมอดเฟสจะต้องผ่านวงจรขับเกตเพื่อทำการแยกกราวด์ระหว่างวงจรถองกำลังกับกราวด์วงจรถองกำลังให้ออกจากกันและยกระดับสัญญาณให้สูงมากขึ้นเพื่อที่จะส่งสัญญาณให้มอดเฟสทำงานได้ มอดเฟสแต่ละตัวจะทำงานต่างเฟสกัน 90 องศา



ภาพที่ 3.6 การควบคุมกระแสแบบลูปิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส

ในวงจรควบคุมกระแสแบบลูปิดตามภาพที่ 3.6 จะประกอบไปด้วยการออกแบบส่วนต่างๆ ดังนี้

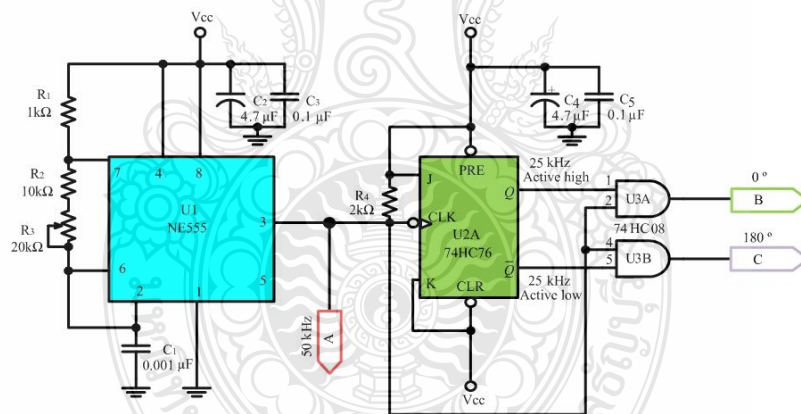
- วงจรสร้างกระแสอ้างอิง
- วงจรสร้างสัญญาณพัลส์อ้างอิง
- วงจรควบคุมการเลื่อนเฟส
- วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม
- วงจรมอดูเลตตามความกว้างของสัญญาณพัลส์ (PWM)
- วงจรควบคุมกระแสแบบพีไอ (PI-Controller)

การควบคุมกระแสที่ใช้ในงานวิจัยนี้ควบคุมด้วยชุด dSPACE รุ่น DS1104 ผ่านทางชุดควบคุมที่สามารถปรับเปลี่ยนได้จากการเขียน โปรแกรมจำลองการทำงานบนเครื่องคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ร่วมกับ Control Desk Software

3.1.8 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์อ้างอิง

ในการออกแบบวงจรมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ สัญญาณพาหะที่ใช้ในการมอดูเลตเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม โดยก่อนที่จะได้สัญญาณสามเหลี่ยม การสร้างสัญญาณพัลส์โดยใช้ไอซีเบอร์ 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 สัญญาณที่หักมุมเฟสกัน 180 องศา ดังนั้นสัญญาณพัลส์นี้จะเป็นสัญญาณหลักที่ใช้ในการสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม



ภาพที่ 3.7 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์อ้างอิง

จากคู่มือการใช้งานของไอซีเบอร์ LM555/NE555/SA555 บริษัท Fairchild Semiconductor สามารถหาความถี่ที่วงจรในภาพที่ 3.7 กำเนิดออกมาได้จากสมการที่ 3.5 ดังนี้

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

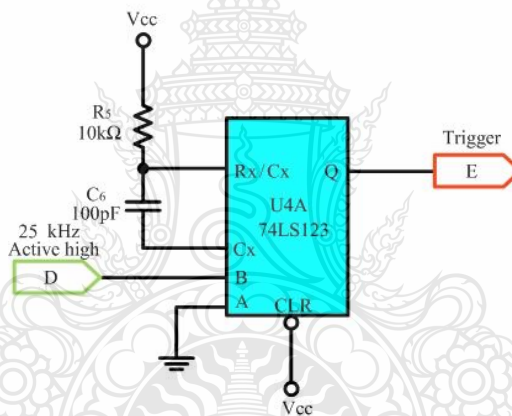
เมื่อ $R_A = R_2 + R_3$

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

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

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

$$R_A = 13.9k\Omega$$



ภาพที่ 3.8 วงจรโมโนสเตเบิล มัลติไวเบเรเตอร์

3.1.9 วงจรควบคุมการหลอมนเฟส

คอนเวอร์เตอร์มีการสวิตช์ที่หลอมนเฟสกัน 90 องศา จากนั้นจะผ่านไอซีเบอร์ 74LS123 เพื่อให้สัญญาณพัลส์ที่ได้มีการหลอมนเฟสกัน 90 องศาเช่นกัน ไอซีเบอร์ 74LS123 เป็น วงจรหน่วงเวลาชนิดโมโนสเตเบิล มัลติไวเบเรเตอร์ (Monostable Multivibrator) จำนวน 2 ชุด การทำงานจะขึ้นอยู่กับเปลี่ยนแปลงของสัญญาณขาเข้า โดยสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากไอซีเบอร์ SN74LS123 ทั้งสองตัวนี้ก็จะได้สัญญาณพัลส์จำนวน 4 พัลส์ที่มีการหลอมนเฟสกัน 90 องศา ดังภาพที่ 3.7 การคำนวณคาบเวลาของวงจรโมโนสเตเบิล 74LS123 เพื่อทริกขา B ของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 ซึ่งมีเวลา Rise Time = $25\mu s$ ดังนั้นจึงต้องการค่าเวลาการทำงานของโมโนสเตเบิล อย่าง

น้อย $25\mu s$ จึงเลือกเวลาทำงานของโมนอสเตเบิลไว้ที่ $1\mu s$ โดยใช้วงจรนี้ 4 วงจรสำหรับ 4 เฟสแต่มีค่าใช้งานเท่ากัน

จากภาพที่ 3.8 เริ่มต้นจากจุด D เป็นอินพุตรับสัญญาณ 25 kHz จากวงจรสร้างสัญญาณพัลส์อ้างอิง และที่จุด E เป็นเอาต์พุตที่แต่ละเฟสได้มีการเลื่อนเฟส 90 องศา เพื่อไปควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์ของวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมต่อไป

ในการคำนวณค่าเวลาของโมนอสเตเบิล (t_w) จากคู่มือใช้งานไอซีเบอร์ TC74HC123AP สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 3.6

$$\begin{aligned} t_w &= R_5 C_6 \\ R_5 &= \frac{t_w}{C_6} \end{aligned} \quad (3.6)$$

เมื่อ t_w คือ ความกว้างพัลส์ของวงจรโมนอสเตเบิลที่ต้องการ คือ $1\mu s$ เลือกค่าตัวเก็บประจุ $C_6 = 100 pF$ แทนค่าลงในสมการที่ 3.6 ซึ่งจะได้ดังนี้

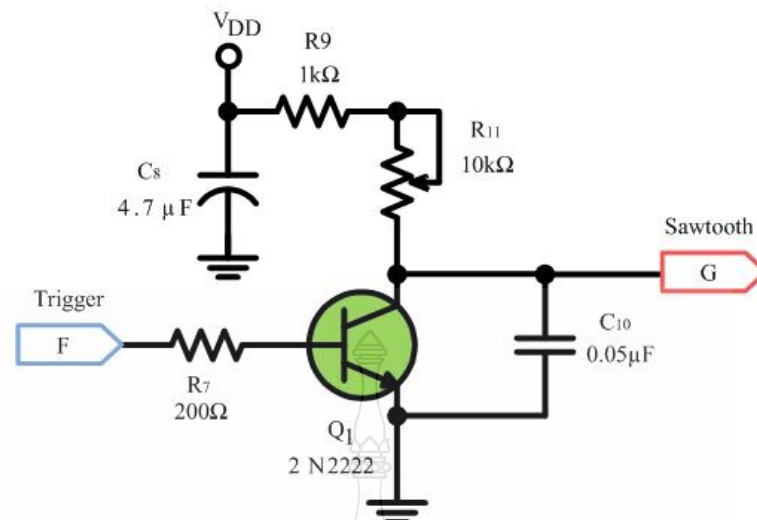
$$\begin{aligned} R_5 &= \frac{1\mu s}{100 pF} \\ t_w &= 10 k\Omega \end{aligned}$$

ซึ่ง $R_5 = 10 k\Omega$

3.1.10 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม

ในการออกแบบมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ สัญญาณพาหะที่ใช้ในการมอดูเลต สัญญาณสามเหลี่ยมหลังจากที่ได้สัญญาณพัลส์ที่มีการกำหนดให้มีความต่างเฟสกันเฟสละ 90 องศา และใช้หลักการของการเก็บและคายประจุของตัวเก็บประจุที่เกิดจากการเปิด-ปิดสวิตซ์ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 เพื่อทำให้เกิดสัญญาณสามเหลี่ยม

วงจรกำเนิดสัญญาณพื้นฐานคือส่วนที่ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณพัลส์เป็นสัญญาณพื้นฐาน โดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 และวงจร RC จำนวน 4 วงจรสำหรับสัญญาณ 4 เฟสทำงานห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า



ภาพที่ 3.9 วงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยม

วงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมดังแสดงในภาพที่ 3.9 เพื่อให้เกิดความเข้าใจได้ง่ายในการคำนวณ กำหนดให้ $R_S = R_9 + R_{11}$ ในงานวิจัยนี้ต้องการสัญญาณฟันเลื่อยความถี่ 25 kHz ซึ่งมีคาบเวลา 40 μs และจุดสูงสุดของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่าเท่ากับ 5 V ดังนั้นต้องเลือกใช้ตัวเก็บประจุ $C_{10} = 0.05 \mu\text{F}$ เราสามารถคำนวณหาค่า R_S ได้จากสมการที่ 3.7 ดังนี้

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

เมื่อ V_O คือ ความแรงของสัญญาณฟันเลื่อย ณ เวลาที่ต้องการ

V_{DD} คือ แรงดันไฟเลี้ยงที่ป้อนให้วงจร

V_{CO} คือ แรงดันค้ำที่ตัวเก็บประจุก่อนประจุมีค่าเท่ากับ V_{CEsat} ของทรานซิสเตอร์ 0.3 V

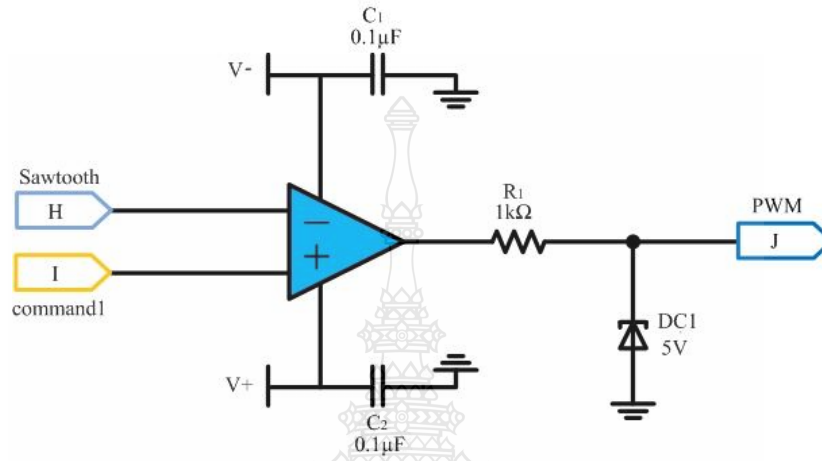
t คือ คาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อย

ดังนั้น $R_S = 2.1 \text{k}\Omega$

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

3.1.11 วงจรมอดูเลตตามความกว้างของสัญญาณพัลส์ (PWM)

วงจรมอดูเลตทำหน้าที่มอดูเลตสัญญาณที่ได้จากตัวควบคุมในรูปปิดของกระแสกับสัญญาณพาหะที่เป็นสัญญาณสามเหลี่ยมวงจรมอดูเลตตามความกว้างของสัญญาณพัลส์ แสดงดังภาพที่ 3.10



ภาพที่ 3.10 วงจรมอดูเลตตามความกว้างของสัญญาณพัลส์ (PWM)

3.1.12 วงจรควบคุมกระแสแบบพี-ไอ (PI-Controller)

วงจรถวลคุมกระแสเป็นวงจรที่ทำหน้าที่ควบคุมให้ระดับการจ่ายกระแสจนถึงแม้ว่าโหลดทางไฟฟ้าจะมีการเพิ่มขึ้น โดยวงจรมอดูเลตจะใช้วงจรถวลคุมเปรียบเทียบ (Comparator) โดยใช้ชิปแอมป์เบอร์ TL082 ต่อเป็นแบบ Adder ที่มีอัตราขยายเท่ากับ 1 สัญญาณที่ได้จากจุดนี้คือสัญญาณความผิดพลาดของแรงดัน (U_{err}) และถูกส่งต่อไปยังวงจรถวลคุมต่อไป งานวิจัยเลือกใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ (PI-Controller) โดยสมการตัวควบคุมกระแสที่แสดงในสมการที่ 3.8

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

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

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

โดยที่อัตราขยายของ K_p หาได้จากสมการที่ 3.9

$$K_p = \frac{R_9 + R_{10}}{R_8} \tag{3.9}$$

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

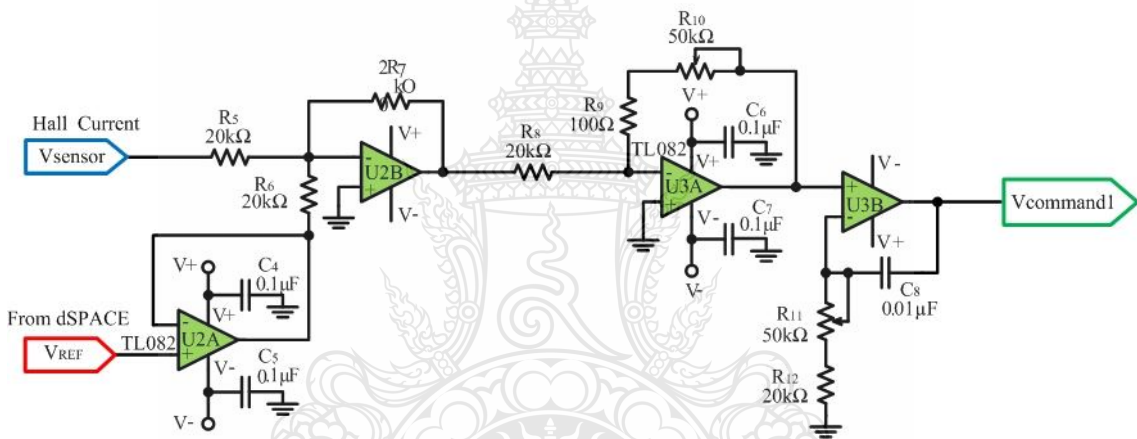
$$K_p = 0.175$$

และหาค่าเวลาได้จากสมการที่ 3.10

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

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

$$T_i = 0.541$$



ภาพที่ 3.11 วงจรควบคุมแบบพีไอ สำหรับมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์

วงจรถวลคุมแบบ พีไอ (PI-controller) เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ในการควบคุมให้ระดับการจ่ายกระแสให้คงที่ถึงแม้ว่าโหลดทางเอาต์พุตจะมีการเปลี่ยนแปลง ดังภาพที่ 3.11 จุดต่ออินพุต V_{REF} เป็นจุดรับสัญญาณคำสั่งจาก dSPACE เพื่อควบคุมการจ่ายกระแสของวงจรทบแรงดันทั้งหมด จุดต่ออินพุต V_{senser} เป็นจุดรับการป้อนกลับของค่ากระแสจาก Hall Sensor กระแสที่ได้แปลงเป็นแรงดันแล้ว ส่วน U2B เป็นวงจรรวมสัญญาณ (Comparator) ระหว่างสัญญาณคำสั่ง V_{REF} กับสัญญาณ V_{senser} เพื่อหาค่าผิดพลาด (Error) เมื่อได้ค่าผลลัพธ์ก็จะถูกส่งเข้าวงจรถวลคุมบูรณาการรวมหน่วยแบบ PI-Controller โดยที่กล่าวมาเป็นเพียงการทำงานของวงจร PI-controller เพียง 1 วงจรในงานวิจัยนี้เราได้ใช้วงจร PI-controller จำนวน 4 วงจรสำหรับชุดวงจรถวลคุมคอนเวอร์เตอร์จำนวน 1 ชุด

3.2 การออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทางแบบ 4 เฟส

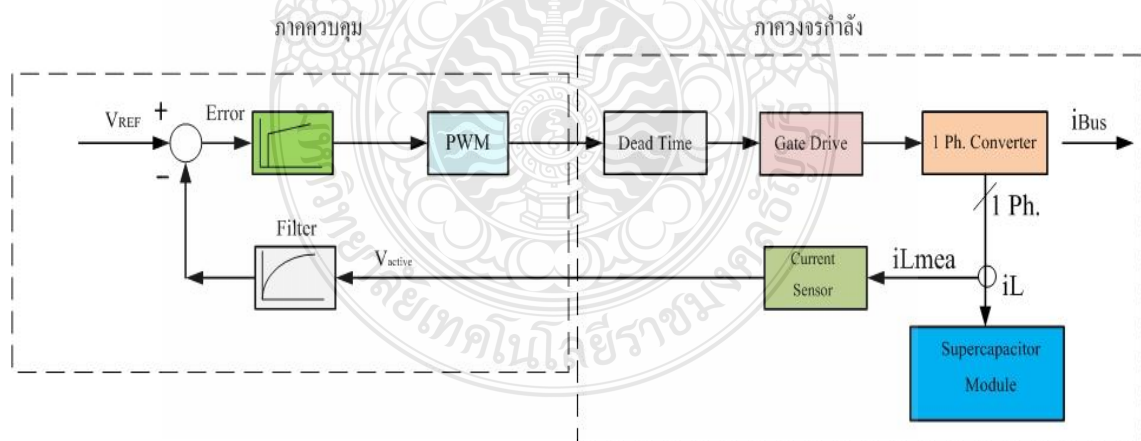
ชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (Super Capacitors Module) คืออุปกรณ์ที่ใช้ในการเก็บสะสมพลังงานไฟฟ้า ซึ่งมีหน้าที่รับพลังงานไฟฟ้าที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์มาเก็บสะสมไว้ และสามารถจ่ายพลังงานไฟฟ้าที่เก็บไว้ออกมาจ่ายให้กับโหลดเมื่อโหลดมีความต้องการพลังงานมากกว่าที่เซลล์แสงอาทิตย์ที่จ่ายให้ได้ ซึ่งงานวิจัยนี้พิจารณาถึงการควบคุมการทำงานของชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์ โดยการใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ 2 ทิศทางแบบ 4 เฟส เพื่อทำหน้าที่ควบคุมการรับ-จ่ายพลังงานไฟฟ้าระหว่างชุดคาปาซิเตอร์กับบัสกระแสไฟตรง (DCbus)

สำหรับการออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ 2 ทิศทางแบบ 4 เฟสนั้นเนื้อหาและวิธีการคำนวณในส่วนนี้บางส่วนคล้ายคลึงกับหัวข้อที่ 3.1 จึงจะมีบางส่วนที่ไม่ขอกล่าวถึง หลักการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ 2 ทิศทางแบบ 4 เฟส มีหลักเกณฑ์ที่สำคัญคือ

- เมื่อแหล่งจ่ายทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกำลังงานให้กับโหลด วงจรคอนเวอร์เตอร์จะทำงานเป็นลักษณะ วงจรทบแรงดัน (Boost Converter)

- เมื่อแหล่งจ่ายทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์เก็บกำลังงานที่ไหลย้อนกลับมาจากโหลด วงจรคอนเวอร์เตอร์จะทำงานเป็นลักษณะ วงจรทอนแรงดัน (Buck Converter)

องค์ประกอบสำหรับการออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ 2 ทิศทางแบบ 4 เฟส สามารถเขียนเป็นไดอะแกรมได้ดังนี้

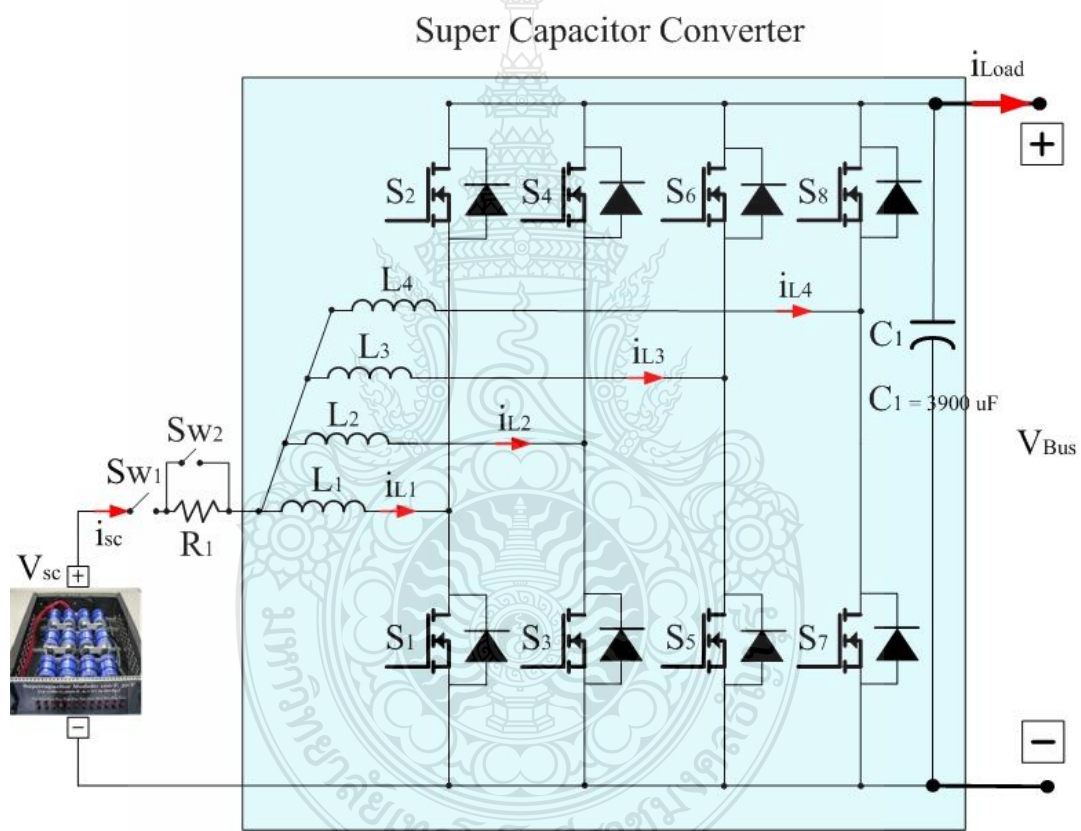


ภาพที่ 3.12 ส่วนประกอบคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทางแบบ 4 เฟส สำหรับซูเปอร์คาปาซิเตอร์

จากภาพที่ 3.12 จะแบ่งการทำงานออกเป็นสองส่วน ได้แก่

3.2.1 ภาควงจรทำหน้าที่รับคำสั่งจากภายนอกแล้วป้อนคำสั่งให้ภาคกำลังทำงานตามที่ได้รับคำสั่งมา โดยจะมีตัวตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านภาคกำลังกลับมาเปรียบเทียบกับคำสั่งที่ได้รับมา จะต้องมีค่าใกล้เคียงกันมากที่สุด

3.2.2 ภาควงจรกำลังทำหน้าที่สวิตช์ตามสัญญาณ PWM ที่ได้รับมาจากภาควงจรควบคุม กระแสที่ไหลจะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับความกว้างพัลส์ที่ส่งมา ถ้าความกว้างพัลส์ที่ส่งมามีความกว้างน้อย กระแสที่ไหลในภาคกำลังจะน้อยแต่ถ้าความกว้างพัลส์ที่ส่งมากว้างมาก วงจรภาคกำลังก็จะนำกระแสมากขึ้นด้วย



ภาพที่ 3.13 วงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทาง 4 เฟส สำหรับชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์

จากภาพที่ 3.13 แสดงส่วนของวงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทางแบบ 4 เฟส โดยมีเพาเวอร์มอสเฟตทำหน้าที่เป็นสวิตช์ รับคำสั่งการสวิตช์ซึ่งมาจากตัวขับเคลื่อนต่อเข้าที่จุด S1 ถึง S8

ในวงจรภาคกำลังจะประกอบไปด้วยการออกแบบส่วนต่างๆ ดังนี้

- การคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง
- การเลือกอุปกรณ์สวิตซ์
- การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต

3.2.3 การคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง

ตัวเหนี่ยวนำเป็นอุปกรณ์ที่มีความสำคัญมาก ซึ่งมีหน้าที่เก็บและคายกำลังงานมีผลทำให้ระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุตมีค่าสูงกว่าระดับแรงดันทางด้านอินพุต การคำนวณหาขนาดของตัวเหนี่ยวนำสามารถหาได้จากสมการที่ 3.11

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

- เมื่อ L_{\min} คือ ค่าตัวเหนี่ยวนำต่ำสุดที่สามารถใช้งานได้ ในวงจร
 f คือ ความถี่สวิตซ์ที่ใช้ในวงจร (วิทยานิพนธ์นี้ใช้ค่า $f = 25 \text{ kHz}$)
 R คือ ค่าความต้านทานโหลดของวงจรหาได้จากสมการที่ (3.12)

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

- เมื่อ V_{bus} คือ แรงดันด้านเอาต์พุตที่ต้องการมีค่า 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

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

$V_{SC\max}$ คือ แรงดันของซูบเปอร์คาปาซิเตอร์สูงสุด คือ 25V

$i_{SC\max}$ คือ กระแสของซูบเปอร์คาปาซิเตอร์สูงสุด คือ 40A

แทนค่าลงในสมการที่ 3.14

$$P_{i\max} = 25 \times 40 = 1000W$$

แทนค่า $P_{i\max}$ ลงในสมการที่ 3.13 เพื่อหา $P_{O\min}$

$$P_{O\min} = \eta_{\min} P_{i\max}$$

$$P_{O\min} = \frac{80}{100} \times 1000 = 800W$$

แทนค่า $P_{O\min}$ ลงในสมการที่ 3.12

$$R = \frac{V_{Bus}^2}{P_{O\min}} = \frac{60^2}{800} = 4.5\Omega$$

จากสมการที่ 3.1 D คือ วัฏจักรงาน (Duty Cycle) หาได้ดังนี้

$$D = 1 - \frac{V_{SC}}{V_{Bus}} = 1 - \frac{25}{60} = 0.42$$

แทนค่าลงในสมการที่ 3.11 เพื่อหาค่าตัวเหนี่ยวนำ

$$L_{\min} = \frac{0.42(1-0.42)^2 \times 4.5}{2 \times 25kHz} = 12.72\mu H$$

ดังนั้นเมื่อ $L = 12.72\mu H$, $I_{peak} = 10A$, $B_{\max} = 0.025\mu T$, $S = 354mm^2$ (พื้นที่ของแกน EE55) จะหาจำนวนรอบของขดลวดตัวนำได้ดังนี้

$$N = \frac{LI_{peak}}{B_{\max}S} = \frac{12.72 \times 10^{-6} \times 10}{0.025 \times 10^{-6} \times 354} = 14.37 \text{ รอบ}$$

3.2.4 การเลือกอุปกรณ์สวิทซ์

จากเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้น งานวิจัยนี้จึงได้เลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต เบอร์ IXFN 130N30 ของบริษัท IXYS ซึ่งมีคุณลักษณะสมบัติต่างๆ ที่สำคัญดังนี้

ความต้านทานระหว่างขาเดรนและซอร์ส ขณะนำกระแส $R_{DS(on)} = 18m\Omega$

แรงดันตกคร่อมระหว่างขาเดรนและขาซอร์ส $V_{DS} = 300V$

กระแสเดรน $I_{D25} = 130A$ (สามารถทนกระแสไหลผ่านได้สูงสุด 130A)

เวลาดับสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟต $t_{rr} = 250ns$

3.2.5 การหาค่าตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุต

วงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทางแบบ 4 เฟส สำหรับชุดขับเปอร์คาปาซิเตอร์ การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุตของวงจรได้จากสมการที่ 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) = 0.42
	R	คือ ค่าความต้านทาน โหลดของวงจร
	f	คือ ความถี่สวิทซ์ที่ใช้ในวงจร มีค่า 25 kHz

แทนค่าในสมการที่ 3.15 เพื่อหา ΔV_{Bus} ได้ดังนี้

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

ดังนั้น

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

หาค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต

$$C = \frac{D}{R_f \cdot \frac{\Delta V_{Bus}}{V_{Bus}}} = \frac{0.42}{4.5 \times 25 \times 10^3 \times 0.01} = 373 \mu F$$

ดังนั้นจึงต้องเลือกใช้ตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตของวงจรที่มีขนาดสูงกว่า $373 \mu F$ และสามารถทนแรงดันได้ไม่น้อยกว่าแรงดันเอาต์พุตที่ $60V$

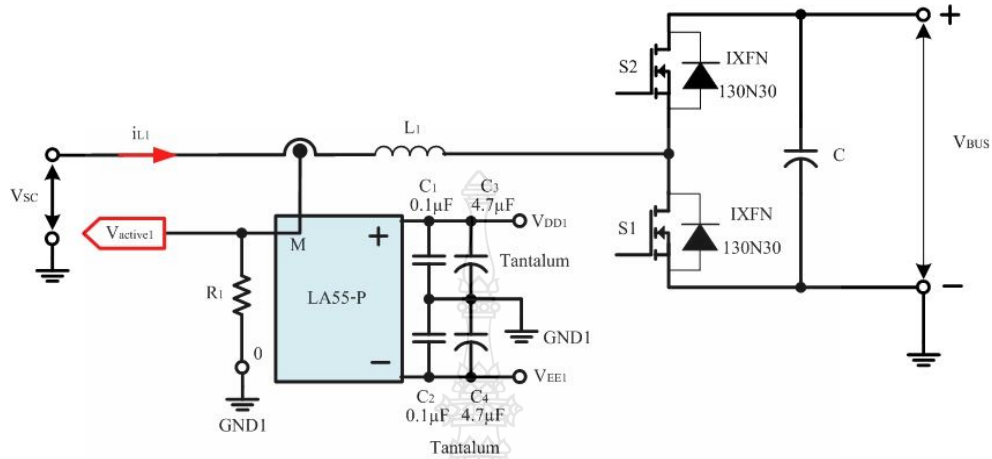
3.2.6 การตรวจวัดค่ากระแส

การตรวจวัดค่ากระแสต้องมีการออกแบบวงจรตรวจจับกระแสซึ่งทำหน้าที่ตรวจวัดกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเพื่อให้วงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานแบบลูปปิดของกระแส วงจรตรวจจับกระแสนี้มี 4 วงจรสำหรับกระแส 4 เฟส โดยมีการออกแบบที่เหมือนกันโดยใช้ตัวตรวจจับกระแสแบบฮอลล์เซ็นเซอร์ (Hall Sensor) เบอร์ LA55-P ของบริษัท LEM เช่นเดิม

การออกแบบคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทางแบบ 4 เฟส กำหนดให้สามารถจ่ายกระแสไฟฟ้าได้ตั้งแต่ $-40A$ ถึง $40A$ กระแสส่วนที่มีค่าลบ คือ การทำงานของคอนเวอร์เตอร์โหมคจ่ายกระแสชาร์จเข้าสู่ชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (Buck Converter) พิกัดการชาร์จสูงสุดนี้กำหนดจากความสามารถในการชาร์จของชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (Super Capacitors Module) ที่ใช้ในงานวิจัย ขนาด $100 F$, $32V$ [12-Cells ($1,200 F$, $2.7V$) in Series] และส่วนที่กระแสไฟฟ้าที่มีค่าบวก คือ การทำงานของคอนเวอร์เตอร์โหมคจ่ายกระแสออกจากชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (Boost Converter) สูงสุด $40A$ โดยเซนเซอร์จะทำหน้าที่เปลี่ยนกระแสที่ไหลผ่านคอนเวอร์เตอร์ให้เป็นแรงดันเพื่อส่งให้กับวงจรควบคุมแบบพีไอ (PI Controller) เปรียบเทียบกับแรงดันคำสั่ง V_{REF} ที่ได้รับมาจาก dSPACE ว่ามีค่าเท่ากันหรือไม่ ถ้ากระแสที่ไหลในคอนเวอร์เตอร์ (i_L) ยังน้อยกว่าคำสั่งที่รับจาก V_{REF} ส่วนควบคุมแบบพีไอ จะปรับ PWM เพิ่มขึ้นจนกว่าค่า i_{Lmea} จะมีค่าเท่ากับคำสั่งที่รับจาก V_{REF} การป้อนกลับของกระแสแสดงดังภาพที่ 3.12

การออกแบบ สามารถควบคุมการจ่ายกระแสจากชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์ได้โดยป้อนแรงดันคำสั่ง V_{REF} เพื่อควบคุม i_L เพื่อออกแบบให้วงจรทั้ง 4 เฟสมีการจ่ายกระแสเท่ากัน ดังนั้นในแต่ละเฟส วงจรต้องจ่ายกระแสที่จุด i_L ได้ $-10A$ ถึง $10A$ โดยที่จุดรับคำสั่งของคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 4 เฟสนั้น ต่อขนานกันอยู่ เมื่อป้อนคำสั่งเข้ามา วงจรแต่ละเฟสจะจ่ายกระแสเท่ากัน โดย V_{REF} ที่รับมาได้รับการออกแบบมาให้มีค่าอยู่ในช่วง $-10V$ ถึง $10V$ ดังนั้นการตรวจสอบกระแสที่ไหลจากชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์ i_L เท่ากับกระแสอ้างอิงหรือไม่ สามารถตรวจสอบจากแรงดันคำสั่ง V_{REF} เปรียบเทียบกับค่า

ความผิดพลาด (Error) ที่ได้จากเซนเซอร์ ซึ่งเอาต์พุตของเซนเซอร์ที่ใช้เป็นค่ากระแส (Current) จึงต้องแปลงค่ากระแสให้เป็นแรงดัน (Voltage) โดยต่อตัวต้านทานเข้าไปดังแสดงในภาพที่ 3.14



ภาพที่ 3.14 วงจรตรวจจับกระแส 1 เฟส

วงจรตรวจจับกระแสขนาด 1 เฟสดังแสดงในภาพที่ 3.14 มีจุดต่ออินพุต S1 และ S2 เป็นส่วนของสัญญาณขั้วเบสที่รับจากวงจรขั้วเบส ส่วนจุดต่อเอาต์พุต $V_{active1}$ เป็นส่วนของแรงดันป้อนกลับที่แปลงจากกระแสที่เซนเซอร์ตรวจวัดได้เพื่อป้อนเข้าวงจรเปรียบเทียบในวงจรควบคุมแบบพีไอ (PI-Controller) กระแสที่ไหลในแต่ละเฟสมีค่าสูงสุด 10A จะได้กระแสเอาต์พุตของเซนเซอร์ 10mA แต่เพื่อให้ได้ความละเอียดในการวัดสูงขึ้นจึงพันลวดตัวนำที่จุดวัด i_L ผ่านเซนเซอร์ 2 รอบ ซึ่งจะทำให้ได้ค่ากระแสทางด้านเอาต์พุตของเซนเซอร์สูงสุดเพิ่มขึ้น 2 เท่า เป็น 20mA ด้วย เลือக்க่า R_1 เพื่อเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันได้จากสมการที่ 3.16

$$R_1 = \frac{V_{active\ max}}{i_{Lmea\ max}} \tag{3.16}$$

เมื่อ $V_{active\ max}$ คือ แรงดันสูงสุดที่ผ่านการแปลงจากกระแสจากเซนเซอร์คือ 10V

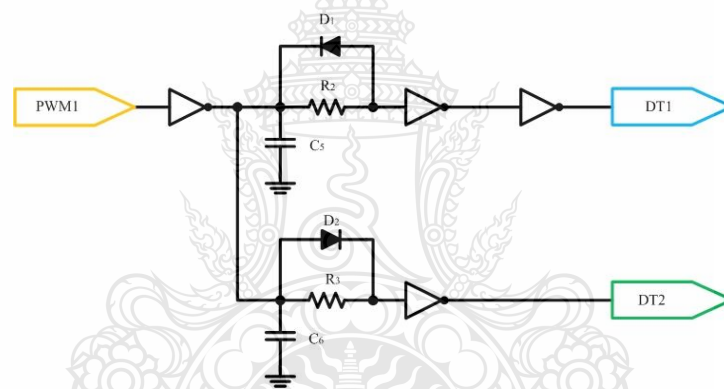
$i_{Lmea\ max}$ คือ กระแสสูงสุดที่วัดได้จากเซนเซอร์ คือ 20mA

แทนค่าลงสมการที่ 3.7 ได้ดังนี้

$$R_1 = \frac{10V}{20mA} = 500\Omega$$

3.2.7 วงจรเดดไทม์ (Dead Time Circuit)

วงจรเดดไทม์ ดังแสดงในภาพที่ 3.15 ซึ่งทำหน้าที่ในการหน่วงสัญญาณคำสั่งสวิตช์ เพื่อป้องกันไม่ให้ชุดสวิตช์ทั้ง 2 ตัวในแต่ละเฟสทำงานพร้อมกัน โดยสัญญาณคำสั่งสวิตช์จะถูกหน่วงด้วยตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุในขอบขาขึ้น เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการลัดวงจร (Short circuit) ของสวิตช์ทั้ง 2 ชุด และเมื่อสัญญาณอินพุตเป็น High หลังจากผ่านรีเลย์ก็จะเป็น Low ตัวเก็บประจุซึ่งมีแรงดันสูงอยู่จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน เมื่อระดับแรงดันที่ตัวเก็บประจุต่ำถึงระดับที่รีเลย์มองเป็น Low สัญญาณเอาต์พุตเป็น High ช่วงนี้จะไม่มีการทำงานเพราะกระแสไหลผ่านไดโอดมาชาร์จตัวเก็บประจุแล้วเต็มทันที ทำให้เอาต์พุตของรีเลย์อีกตัวเป็น Low การปรับค่าความต้านทานจะทำให้ระยะเวลาหน่วงเวลาเปลี่ยนไป ลักษณะการหน่วงเวลาของวงจรเดดไทม์ (Dead Time) แสดงดังภาพที่ 3.16



ภาพที่ 3.15 วงจรเดดไทม์



ภาพที่ 3.16 ช่วงเวลาของวงจรเดดไทม์

จากภาพที่ 3.15 เป็นวงจรเดคไทม์ จุดต่อ PWM1 เป็นจุดรับสัญญาณที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณ PWM ส่วนทางด้านเอาต์พุตจุดต่อ DT1 และ DT2 เป็นส่วนที่ได้ถูกกำหนดเดคไทม์แล้วเพื่อส่งต่อไปยังวงจรขับเคลื่อนต่อไป

ข้อมูลของไอซีนอตเกตเบอร์ 74LS14 ที่ใช้ในวงจรเดคไทม์สัญญาณอินพุตที่ทำให้เอาต์พุตเป็นลอจิก 1 คือ แรงดันอินพุต 1.6V เพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้มีเวลาในการคืนสภาพ (t_{rr}) $\leq 2503\text{ns}$ คำนวณเวลาที่เพาเวอร์มอสเฟตตัวแรกทำงานได้เต็มที่และตัวที่สองหยุดทำงานทันทีควรห้วงเวลาเท่ากับ $2t_{rr}$ ดังนั้นเวลาที่ใช้ในช่งหน่วงมีค่า $(250\text{ns}) \times (2) = 500\text{ns}$ หรือ $0.5\mu\text{s}$ จึงกำหนดเวลาห้วงประมาณ $1\mu\text{s}$ เลือกใช้ค่า $C_5 = 3\text{nF}$ คำนวณหาค่า R_2 ได้จากสมการที่ 3.17

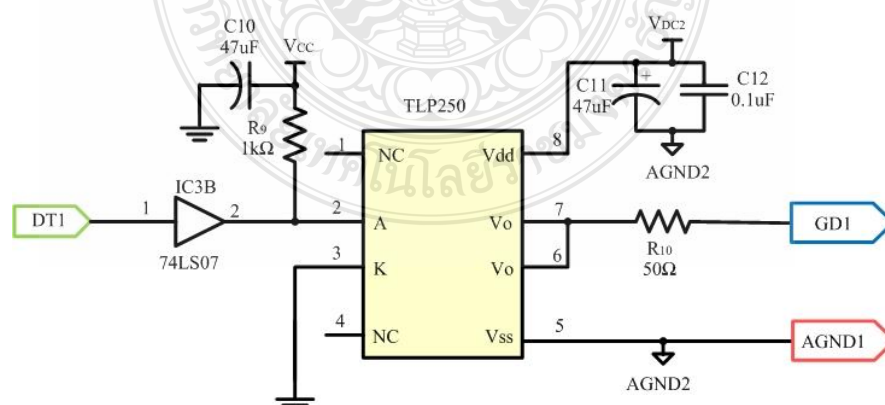
$$V_{C5} = V_{CC}(1 - e^{-t_{d2}/R_2C_5}) \quad (3.17)$$

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

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

3.2.6 วงจรขับนำเกิดด้วยไอซี TLP250

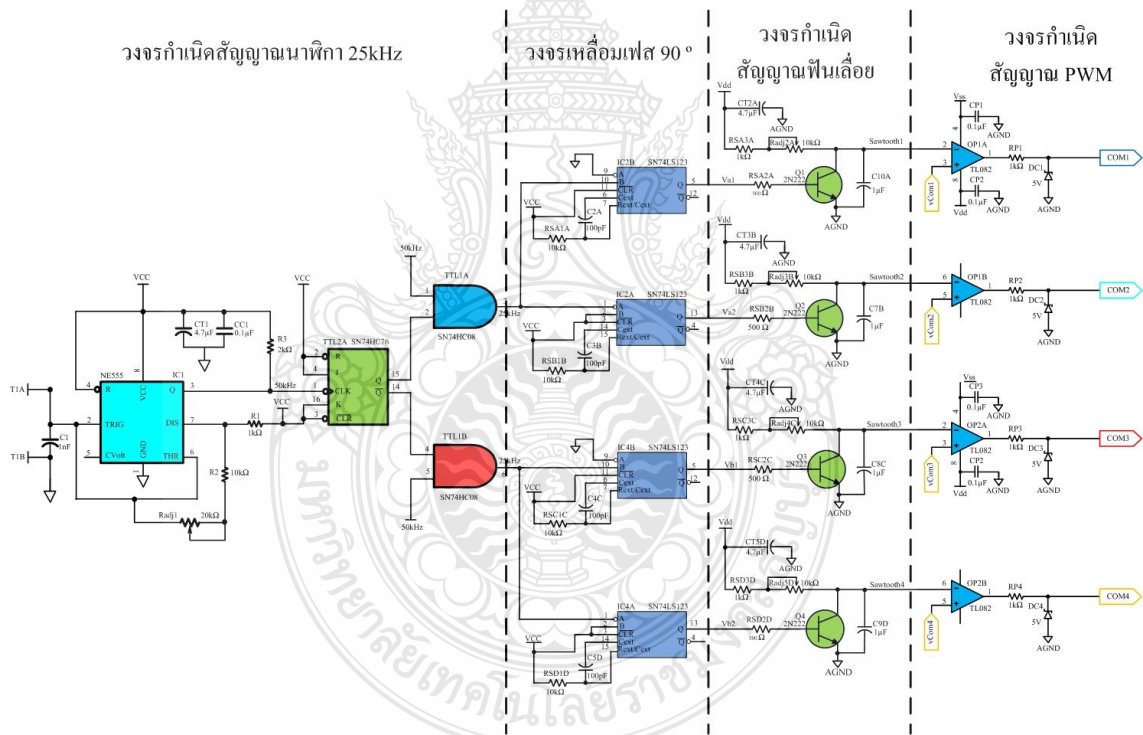
การขับนำเกิดนั้นได้มีการออกแบบโดยใช้ไอซี TLP250 ซึ่งจะมีลักษณะเดียวกับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบทบแรงดันไฟฟ้า ในหัวข้อ 3.1.5



ภาพที่ 3.17 วงจรขับนำเกิด

3.2.8 วงจรกำเนิดพัลส์วิดท์มอดูเลชัน

การออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทาง แบบ 4 เฟส ที่ใช้ในการวิจัยนี้ การออกแบบวงจรเริ่มต้นจากการนำสัญญาณนาฬิกา 50kHz มาเข้าวงจรแบ่งสัญญาณนาฬิกาให้เหลือสัญญาณนาฬิกา 25kHz ตามที่งานวิจัยนี้ต้องการ จากนั้นนำสัญญาณดังกล่าวเข้าสู่วงจรเลื่อนเฟส 90 องศา เพื่อให้ได้สัญญาณนาฬิกา 25 kHz จำนวน 4 สัญญาณที่มีความแตกต่างของเฟสเท่ากับ 90 องศา จากนั้นนำสัญญาณทั้ง 4 เป็นสัญญาณอินพุตให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย (Saw Tooth) แล้วนำสัญญาณฟันเลื่อยทั้ง 4 ผ่านวงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (PWM) โดยใช้สัญญาณฟันเลื่อยแต่ละสัญญาณจะทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณจากวงจรควบคุมแบบ พีไอ (PI-controller) ซึ่งเอาต์พุตที่ได้คือสัญญาณ PWM จำนวน 4 สัญญาณ (COM1, COM2, COM3 และ COM4 ตามลำดับ) เพื่อนำไปควบคุมการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟตในวงจรคอนเวอร์เตอร์ ต่อไป



ภาพที่ 3.18 วงจรกำเนิดสัญญาณดิวตีไซเคิล

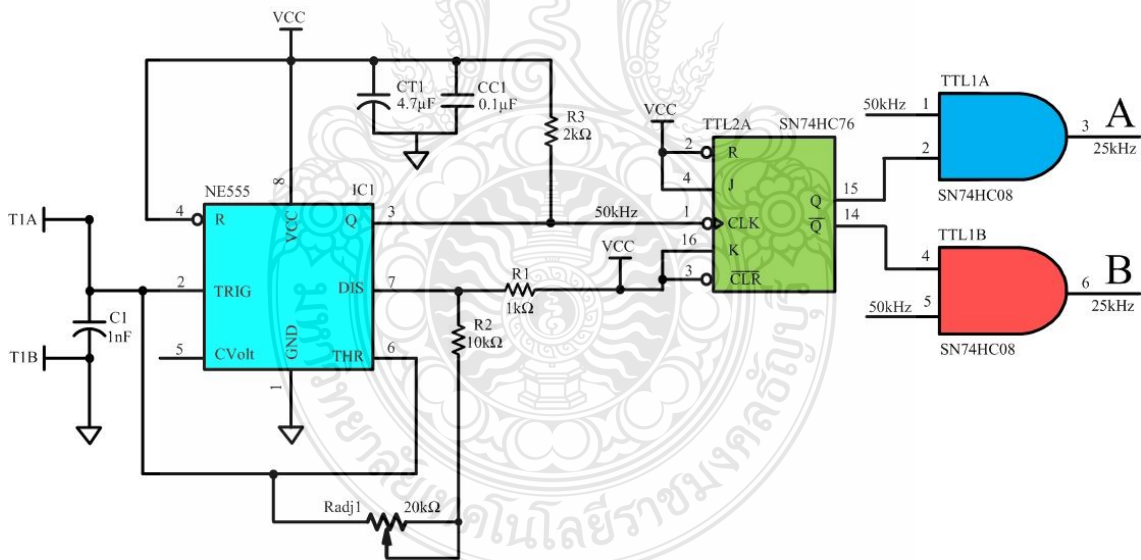
วงจรกำเนิดสัญญาณดิวตีไซเคิล (Duty Cycle) ดังแสดงในภาพที่ 3.18 จุดเชื่อมต่อสัญญาณอินพุตของวงจร vCom1 , vCom2 , vCom3 และ vCom4 เป็นจุดรับสัญญาณที่ได้จากวงจรควบคุมกระแสแบบพี-ไอ (PI-controller) เพื่อนำมาสัญญาณมาเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ได้จากวงจร

กำเนิดสัญญาณพื่นถี่ความถี่ 25kHz ซึ่งจะทำให้ได้เอาต์พุตที่จุด $COM1$, $COM2$, $COM3$ และ $COM4$ เป็นสัญญาณพัลส์วิตต์มอดูเลชั่นส่งไปยังวงจรเดคไทม์ต่อไป

ส่วนของวงจรถ้ากำเนิดสัญญาณ Duty Cycle แบ่งออกได้เป็น 4 ส่วนคือ วงจรถ้ากำเนิดสัญญาณนาฬิกา 25kHz , วงจรเหลื่อมเฟส 90 องศา , วงจรถ้ากำเนิดสัญญาณพื่นถี่ และวงจรถ้ากำเนิดสัญญาณ PWM โดยแต่ละส่วนมีการออกแบบวงจรถ้าต่อไปนี้

3.2.9 วงจรถ้ากำเนิดสัญญาณนาฬิกา 25kHz

วงจรถ้ากำเนิดสัญญาณนาฬิกา 25kHz ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณพัลส์ความถี่ 25 kHz ในการกำหนดการทำงานของวงจรถ้าคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทางแบบ 4 เฟส โดยเริ่มต้นจากการต่อวงจรจากไอซีเบอร์ NE555 เพื่อกำเนิดสัญญาณนาฬิกา 50kHz แล้วทำการส่งสัญญาณดังกล่าว ไปที่ ไอซี TTL2Aเบอร์ SN74HC76 โดยนำ output ที่ได้ส่งต่อไปยัง ไอซี TTL1A และ TTL1B ซึ่งเป็นไอซีเบอร์ SN74HC08 เพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณ 50kHz เพื่อให้กำเนิดสัญญาณ 25kHz จำนวน 2 สัญญาณ คือ สัญญาณ A และ B ซึ่งนำสัญญาณทั้งสองดังกล่าวส่งต่อไปยังวงจรถ้าภาคอื่นต่อไป ส่วนของวงจรถ้ากำเนิดสัญญาณนาฬิกา 25 kHz แสดงดังภาพที่ 3.19



ภาพที่ 3.19 วงจรถ้ากำเนิดสัญญาณนาฬิกา 25 kHz

จากคู่มือการใช้งานไอซีเบอร์ LM555/NE555/SA555 ของบริษัท Fairchild Semiconductor สามารถคำนวณหาค่าความถี่ของวงจรถ้าในภาพที่ 3.19 กำเนิดสัญญาณนาฬิกาออกมาได้จากสมการที่ 3.18

$$f = \frac{1.44}{(R1 + 2(Ra))C1} \quad (3.18)$$

เมื่อ $Ra = R2 + Radj1$

ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ต้องการคือ 50kHz โดยเลือกค่า $R1 = 1\text{k}\Omega$ และ $C1 = 1\text{nF}$ สามารถคำนวณหาค่าความต้านทาน Ra ได้ดังนี้

$$50 \times 10^3 = \frac{1.44}{(1 \times 10^3 + 2Ra) \times 1 \times 10^{-9}}$$

$$Ra = \frac{\left(\frac{1.44}{1 \times 10^{-9} \times 50 \times 10^3} - 1 \times 10^3 \right)}{2}$$

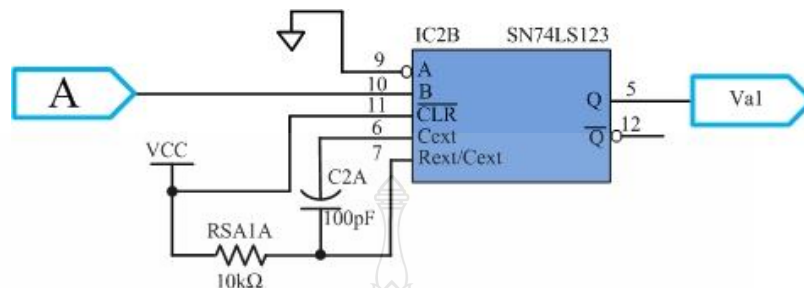
$$Ra = 13.9\text{k}\Omega$$

งานวิจัยนี้ได้ออกแบบให้ค่าความต้านทาน Ra เป็นความต้านทานต่ออนุกรมกับความต้านทานปรับค่าได้เพื่อป้องกันความผิดพลาดและเพื่อความสะดวกในการปรับจูนค่าความถี่ของสัญญาณนาฬิกา โดยเลือกใช้งานตัวต้านทานปรับค่า $Radj1 = 20\text{k}\Omega$ ร่วมกับตัวต้านทานค่าคงที่ $R2 = 10\text{k}\Omega$ ดังนั้นจึงทำให้วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาสามารถปรับความถี่ได้ตั้งแต่ 23.607 kHz ถึง 68.571 kHz มีค่าวัฏจักรงาน (Duty Circle) $D = 0.5$ เพื่อปรับให้ได้ Output (Q) ความถี่สัญญาณนาฬิกาใกล้เคียงความถี่ 50 kHz ซึ่งจะมีผลทำให้ได้สัญญาณนาฬิกาที่ A และ B มีค่าใกล้เคียงความถี่ 25kHz มากที่สุด

3.2.10 วงจรเหลี่ยมเฟส

วงจรเหลี่ยมเฟสในชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทาง แบบ 4 เฟส งานวิจัยนี้ได้ออกแบบให้แต่ละเฟสมีการเหลี่ยมเฟสกัน 90 องศา โดยแยกสัญญาณที่ได้รับจากวงจรถ่ายสัญญาณนาฬิกา 25kHz จำนวน 2 ชุด คือ สัญญาณนาฬิกา A และ สัญญาณนาฬิกา B โดยแต่ละสัญญาณจะแยกเป็นอินพุตให้วงจรโมนอสเตเบิลแบบทริกซ์ จำนวน 2 วงจร ซึ่งแต่ละชุดจะเหลี่ยมเฟสกัน 180 องศา โดยเอาต์พุตที่ได้จะถูกส่งสัญญาณไปยังวงจรถ่ายสัญญาณฟันเลื่อย (SawTooth) จำนวน 4 วงจร การออกแบบวงจรเหลี่ยมเฟสนี้ทำได้โดยการใช้ไอซีโมนอสเตเบิลแบบทริกซ์ (Retrigable Monostable Multivibrator) ไอซีเบอร์ 74LS123 เช่นเดิม การออกแบบความกว้างพัลส์ที่ต้องการจาก

วงจรคือ $t_w = 1\mu s$ โดยกำหนดจาก Rise Time ของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 ที่ใช้ในวงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย ซึ่งมีเวลา Rise Time = 25ns



ภาพที่ 3.20 วงจรโมโนสเตเบิลสำหรับสัญญาณ A

จุดต่อสัญญาณอินพุต 25 kHz รับสัญญาณนาฬิกาจากวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา 25 kHz ส่วนจุด Va1 เป็นเอาต์พุตแต่ละเฟสที่ได้รับการเลื่อนเฟสแล้วส่งไปยังวงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อยต่อไป

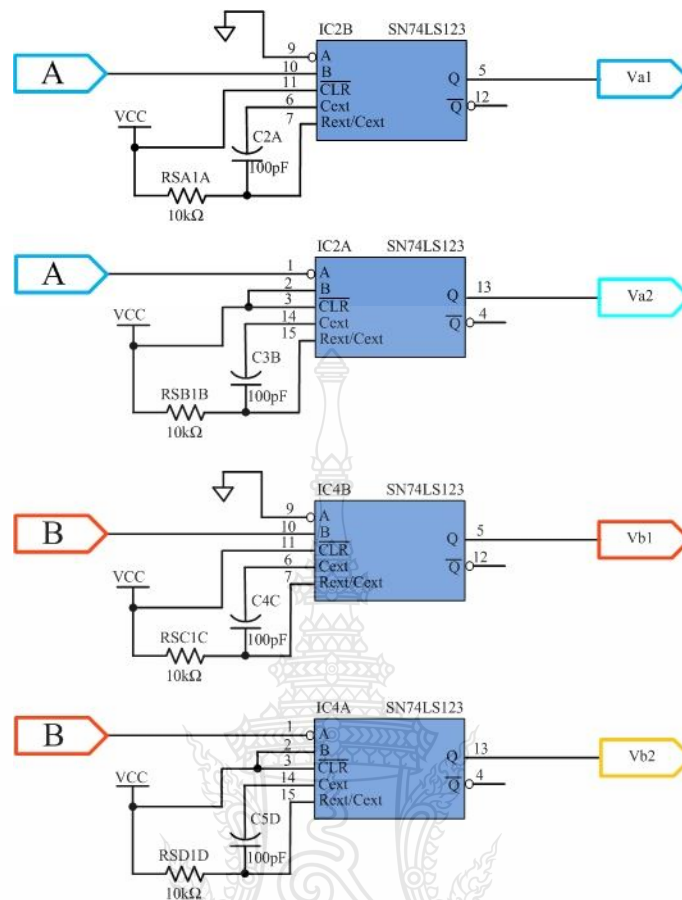
วงจรโมโนสเตเบิลดังแสดงในภาพที่ 3.20 ในการคำนวณหาค่าช่วงเวลาของวงจรโมโนสเตเบิล (t_w) ของไอซี IC2B , IC2A , IC4B และ IC4A เบอร์ SN74LS123 ซึ่งสามารถคำนวณหาช่วงเวลาดังกล่าวได้จากสมการที่ 3.19

$$t_w = RSA1A * C2A \quad (3.19)$$

ดังนั้น

$$RSA1A = \frac{1 \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-12}} = 10k\Omega$$

สำหรับงานวิจัยนี้ใช้ชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทางแบบ 4 เฟส สำหรับชุดซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ ต้องใช้วงจรโมโนสเตเบิลจำนวน 4 ชุด โดยทั้ง 4 ชุดจะต้องเลื่อนเฟสกัน 90 องศา ดังแสดงในภาพที่ 3.21



ภาพที่ 3.21 การต่อวงจรโมโนสเตเบิลจำนวน 4 ชุด

จากภาพที่ 3.21 แสดงวิธีการทำงานของวงจรโมโนสเตเบิลจำนวน 4 ชุด โดยชุดที่ 1 (IC2B) ทำการป้อนสัญญาณนาฬิกา 25kHz เข้าที่ขา B (ขา 10) ส่วนที่ขา A (ขา 9) ให้ลอจิก “0” (ต่อกับกราวด์) เอาต์พุต Q (ขา 5) ของวงจรนี้คือสัญญาณพัลส์ Va1 เมื่อได้รับสัญญาณนาฬิกาช่วงขอบขาขึ้น

วงจรโมโนสเตเบิลชุดที่ 2 (IC2A) ป้อนสัญญาณนาฬิกา 25kHz เข้าที่ขา A (ขา 1) ส่วนที่ขา B (ขา 2) ป้อนลอจิก “1” (VCC) ดังนั้นเอาต์พุตของวงจรชุดนี้จะได้สัญญาณพัลส์ที่เอาต์พุต Va2 เมื่อได้รับสัญญาณช่วงขอบขาลงของสัญญาณนาฬิกา

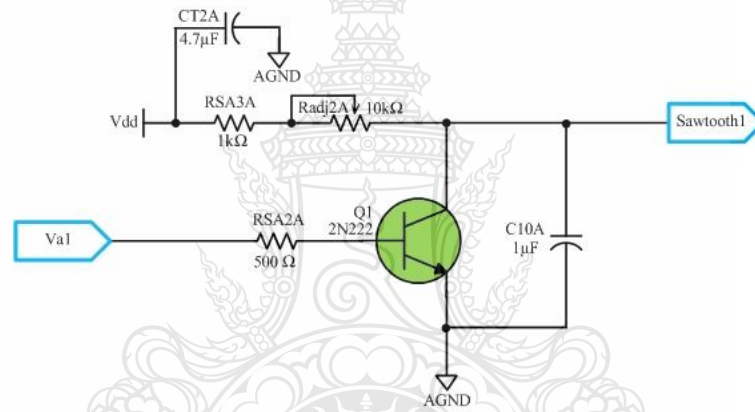
วงจรโมโนสเตเบิลชุดที่ 3 (IC4B) ป้อนสัญญาณนาฬิกา 25kHz เข้าที่ขา B (ขา 10) ส่วนที่ขา A (ขา 9) ให้ลอจิก “0” (ต่อกับกราวด์) ดังนั้นเอาต์พุต Q (ขา 5) ของวงจรนี้คือสัญญาณพัลส์ Vb1 เมื่อได้รับสัญญาณนาฬิกาช่วงขอบขาขึ้น

วงจรโมโนสเตเบิลชดที่ 4 (IC4A) ป้อนสัญญาณนาฬิกา 25kHz เข้าที่ขา A (ขา 1) ส่วนที่ขา B (ขา 2) ป้อนลอจิก “1” (VCC) ดังนั้นเอาต์พุตของวงจรชุดนี้จะได้สัญญาณพัลส์ที่เอาต์พุต Vb2 เมื่อได้รับสัญญาณช่วงขอบขาลงของสัญญาณนาฬิกา

เมื่อสัญญาณนาฬิกาที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกามีค่าวัฏจักรงาน (Duty Circle) $D = 0.5$ ดังนั้นสัญญาณที่จุด Va1, Va2, Vb1 และ Vb2 เหลื่อมเฟสกัน 90 องศา

3.2.11 วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย (Saw Tooth)

วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย ทำหน้าที่เป็นวงจรเปลี่ยนสัญญาณพัลส์จากวงจรโมโนสเตเบิลให้เป็นสัญญาณฟันเลื่อย โดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 และวงจร RC โดยออกแบบวงจรแสดงดังภาพที่ 3.22



ภาพที่ 3.22 วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย

จากภาพที่ 3.22 กำหนดให้ $R3a = RSA3A + RSA3A + Radj2A$ ซึ่งสัญญาณฟันเลื่อยมีความถี่ 25 kHz ซึ่งได้จากวงจรโมโนสเตเบิล (Va1) มีคาบเวลา $40\mu s$ และจุดสูงสุดของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่า 5V โดยการเลือกใช้ตัวเก็บประจุ $C10A = 1\mu F$ เราสามารถคำนวณหาค่า $R3a$ ได้โดยให้สมการที่ 3.20

$$V_o = Vdd - (Vdd - Vco)e^{-t/R3a*C10A} \tag{3.20}$$

ดังนั้น

$$R3a = 800 \frac{\log e}{\log 1.47} = 2.1k\Omega$$

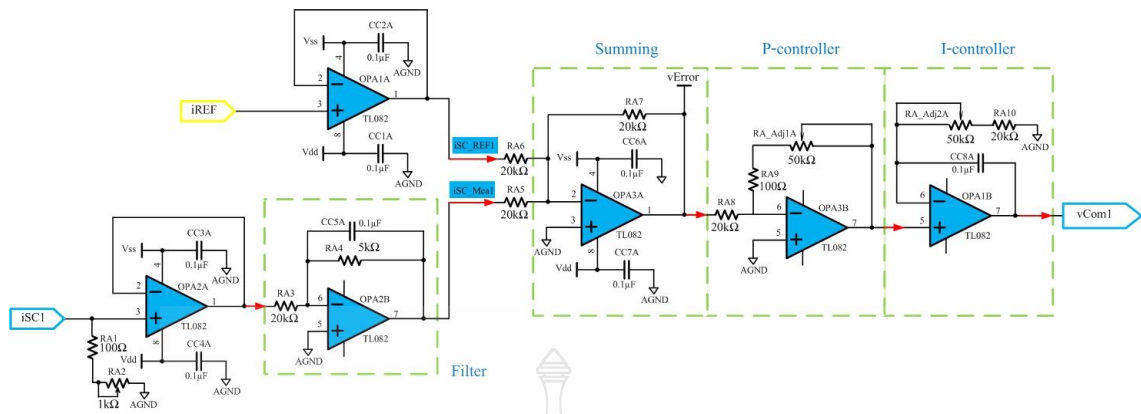
การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อยนั้นได้เลือกใช้ความต้านทานแบบปรับค่าได้ ($R_{adj2A} = 10k\Omega$) ต่ออนุกรมกับความต้านทานแบบคงที่ ($R_{SA3A} = 1k\Omega$) เพื่อความสะดวกในการปรับตั้งค่าและป้องกันความผิดพลาด โดยให้ค่า R_{3a} มีค่าความต้านทานครอบคลุมถึงค่า $2.1k\Omega$ งานวิจัยนี้จึงเลือกใช้งาน $R_{SA3A} = 1k\Omega$ อนุกรมกับตัวต้านทานปรับค่าได้ $R_{adj2A} = 10k\Omega$ เพื่อให้สามารถปรับสัญญาณฟันเลื่อยให้ได้ค่าตามที่ต้องการ

3.2.12 วงจรควบคุมแบบพี-ไอ (PI-Controller)

การออกแบบวงจรควบคุมแบบพี-ไอในชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทางแบบ 4 เฟส ในงานวิจัยนี้ได้มีการออกแบบชุดควบคุมการทำงานออกเป็น 4 เฟสขนานการทำงานกัน โดยมีวงจรควบคุมกระแสแบบพี-ไอ เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ควบคุมให้ระดับการจ่ายกระแสคงที่ในแต่ละเฟส ถึงแม้ว่าภาระโหลดรวมจะมีการเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งการออกแบบวงจรควบคุมแบบพีไอในแต่ละเฟสได้แสดงดังภาพที่ 3.23 โดยมีจุดต่ออินพุต $iREF$ เป็นจุดรับสัญญาณคำสั่งอ้างอิงจาก dSPACE โดยได้เชื่อมสัญญาณดังกล่าวในแต่ละเฟสทำหน้าที่กำหนดการจ่ายกระแสของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 4 เฟสพร้อมกัน

ส่วนจุดต่ออินพุต $iSC1$ เป็นจุดต่อรับการป้อนกลับค่าสัญญาณกระแสจากเซนเซอร์กระแสในเฟสที่ 1 ซึ่งได้รับการแปลงสัญญาณกระแสให้เป็นสัญญาณแรงดันแล้ว จากวงจรตรวจจับกระแส และจุดต่อเอาต์พุต $vCom1$ เป็นจุดต่อสัญญาณออกจากตัวควบคุมแบบพีไอของวงจรเฟสที่ 1 โดยจะส่งสัญญาณไปให้วงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์วิดต์มอดูเลชัน (PWM) เพื่อควบคุมการสวิตช์เพาเวอร์มอสเฟตต่อไป

วงจรออปแอมป์ OPA1A และ OPA2A เป็นวงจรที่ออกแบบเพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการดึงกระแสที่จุด $iREF$ และ $iSC1$ ซึ่งอาจทำให้แรงดันของสัญญาณทั้ง 2 จุดลดลง จนกระทั่งการทำงานของคอนเวอร์เตอร์เกิดการผิดพลาดได้ ส่วนวงจร OPA2B เป็นวงจรกรองแรงดัน (Filter) เพื่อกรองแรงดัน $iSC1$ จากเซนเซอร์กระแสให้มีความเรียบมากที่สุด เนื่องจากสัญญาณที่ได้จากเซนเซอร์กระแสยังมีการกระเพื่อมตามลักษณะของ $iL1$ สำหรับวงจร OPA3A เป็นวงจรรวมสัญญาณ (Summing) ระหว่างสัญญาณคำสั่ง $iREF$ กับสัญญาณ $iSC1$ แต่เนื่องจาก $iSC1$ ถูกกลับเฟสสัญญาณจาก วงจร OPA2B เพราะต้องการป้อนกลับค่ากระแสแบบลบ ทำให้เอาต์พุต ($vError$) ที่ได้จากวงจรรวมสัญญาณ (Summing) เป็นผลต่างของ $iREF - iSC1$ ซึ่งจะถูกส่งสัญญาณต่อไปยังวงจรควบคุมกระแสแบบพี-ไอ



ภาพที่ 3.23 วงจรควบคุมแบบพี-ไอ สำหรับคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทาง

สำหรับขั้นตอนนี้ผู้จัดทำวิทยานิพนธ์กำหนดให้ค่า K_p ของ P-Controller = 0.285 และค่า T_i ของ I-Controller = 2.085 ms ในภาพที่ 3.23 ทำให้ได้การตอบสนองต่อคำสั่ง $iREF$ ได้ในเวลาที่ต้องการ ดังนั้นเราสามารถคำนวณหาค่าอุปกรณ์ต่างๆ ดังนี้

จากสมการการโอนย้ายของวงจรควบคุมแบบพี-ไอ แบบอิสระต่อกันดังแสดงในสมการที่ 3.21

$$\frac{vCom1(s)}{vError(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \tag{3.21}$$

เมื่อ $vCom1(s)$ คือ แรงดันเอาต์พุตของตัวควบคุมแบบพี-ไอ ของเฟสที่ 1
 $vError(s)$ คือ แรงดันผลต่างของสัญญาณ $iREF - iSC1$
 โดยที่อัตราขยายของ K_p หาได้จากสมการที่ 3.22

$$K_p = \frac{RA9 + RA_Adj1A}{RA8} \tag{3.22}$$

ในการออกแบบเลือกค่าความต้านทาน $RA8 = 20k\Omega$ และ $RA9 = 100\Omega$ ดังนั้นหาค่า RA_Adj1A โดยแทนค่าลงในสมการที่ (3.22) ได้ดังนี้

$$RA_Adj1A = (0.285 * 20k\Omega) - 100\Omega$$

ดังนั้น

$$RA_Adj1A = 5.6k\Omega$$

ในการเลือกใช้งานความต้านทาน RA_Adj1A เพื่อลดความผิดพลาดและความสะดวกในการปรับค่าความต้านทาน จึงเลือกใช้ตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ที่สามารถปรับค่าครอบคลุมค่าความต้านทาน $5.6k\Omega$ เพื่อปรับให้ได้ค่าที่ใกล้เคียงค่าที่ต้องการมากที่สุด โดยเลือกใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ขนาด $50k\Omega$

ในส่วนของ I-Controller คำนวณหาค่าอุปกรณ์ได้จากสมการที่ 3.23 ได้ดังนี้

$$T_i = (RA_{10} + RA_Adj2A) * CC8A \quad (3.23)$$

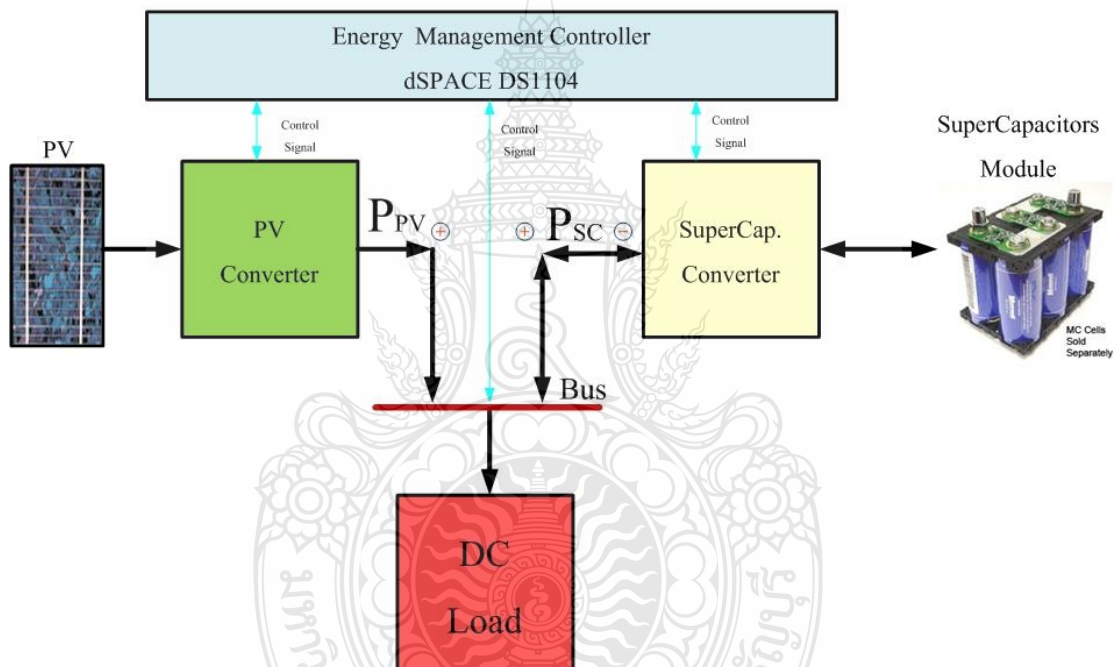
การออกแบบเพื่อให้ได้ค่า $T_i = 2.085ms$ โดยเลือกใช้ค่าความต้านทาน $RA_{10} = 20k\Omega$ และค่าตัวเก็บประจุขนาด $CC8A = 0.1\mu F$ คำนวณหาขนาดของ RA_Adj2A โดยแทนค่าลงในสมการที่ 3.23 ได้ดังนี้

$$RA_Adj2A = \frac{2.085ms}{0.1\mu F} - 20k\Omega = 850\Omega$$

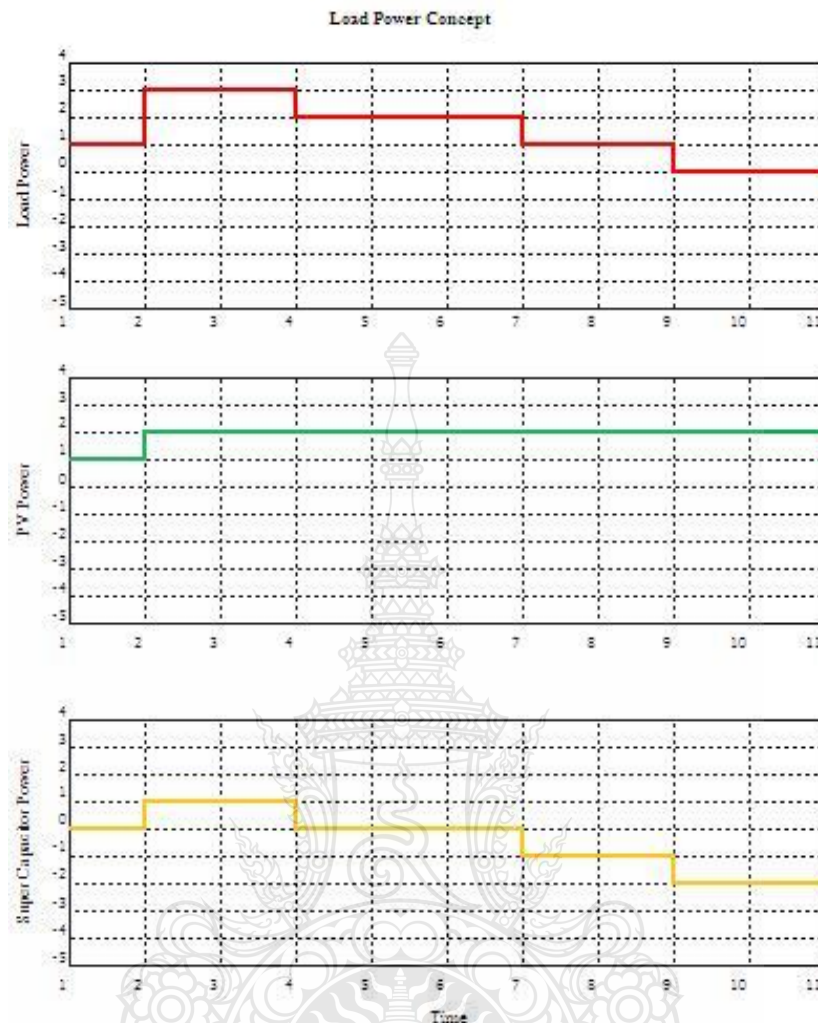
ในการเลือกใช้งานความต้านทาน RA_Adj2A เพื่อลดความผิดพลาดและความสะดวกในการปรับค่าความต้านทาน จึงเลือกใช้ตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ที่สามารถปรับค่าครอบคลุมค่าความต้านทาน 850Ω เพื่อปรับให้ได้ค่าที่ใกล้เคียงค่าที่ต้องการมากที่สุด โดยเลือกใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ขนาด $50k\Omega$

3.3 การออกแบบส่วนควบคุมการผสมผสานกำลังงาน

จากการศึกษาคุณสมบัติของเซลล์แสงอาทิตย์ซึ่งมีการตอบสนองในการจ่ายกำลังงานให้กับโหลดได้ช้ารวมทั้งประสิทธิภาพในการรับพลังงานแสงอาทิตย์ ที่มีข้อจำกัดเรื่องปริมาณและช่วงเวลาของแสงอาทิตย์ที่ไม่คงที่ได้นั้น จึงจำเป็นที่จะต้องเพิ่มแหล่งจ่ายกำลังงานสำรอง เพื่อช่วยป้อนกำลังงานให้กับโหลดได้อย่างรวดเร็ว โดยแหล่งจ่ายที่ต้องเสริมเข้าไป จะต้องมีความสมบัติ จ่ายกำลังงานได้อย่างรวดเร็ว และสามารถเก็บกำลังงานได้อีกด้วย ซึ่งคุณสมบัติดังกล่าว วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงพิจารณาเลือกใช้ ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ เป็นแหล่งสำรองและจ่ายกำลังงานเสริม ในภาพที่ 3.24 เป็นการแสดงให้เห็นถึงระบบการจัดการผสมผสานพลังงานของแหล่งจ่ายหลักและแหล่งจ่ายเสริม



ภาพที่ 3.24 แผนภาพระบบจัดการการผสมผสานกำลังงาน



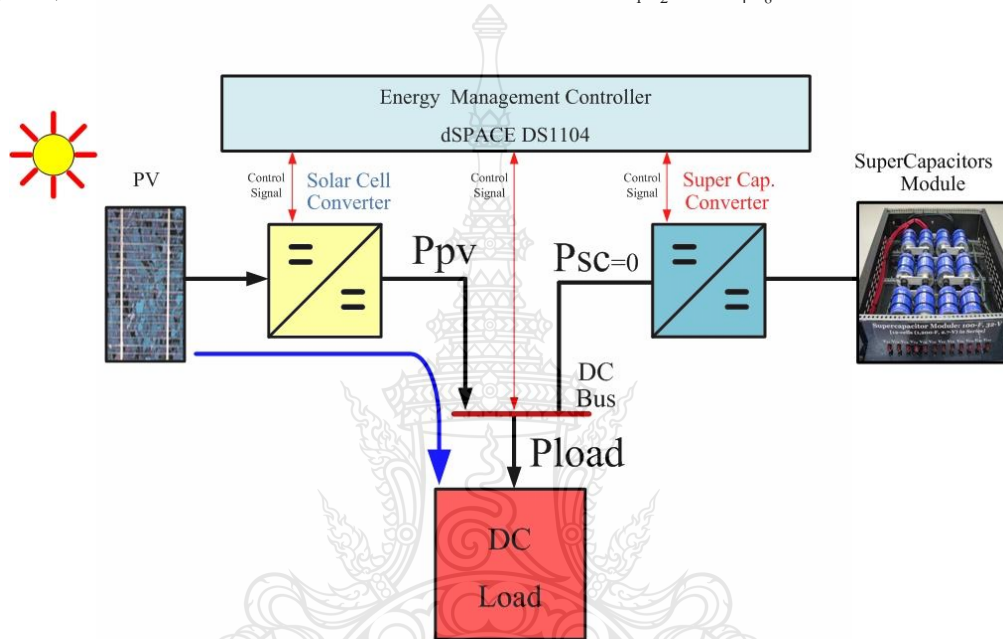
ภาพที่ 3.25 ระบบจัดการด้านกำลังงานของโหลด เซลล์แสงอาทิตย์และซูเปอร์คาปาซิเตอร์

และจากบล็อกไดอะแกรมระบบจัดการผสมผสานกำลังงานข้างต้นนี้ สามารถเขียนเป็นกราฟแนวคิดด้านกำลังงานเพื่อแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานของโหลด กับกำลังงานของเซลล์แสงอาทิตย์และกำลังงานของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ ซึ่งได้ดังภาพที่ 3.25

จากแนวคิดการจัดการและควบคุมกำลังงานระหว่างกำลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ กำลังงานจากซูเปอร์คาปาซิเตอร์ และกำลังงานที่ DC Bus (Load Power) โดยวิทยานิพนธ์นี้ได้วางเงื่อนไขการจัดการกำลังงานไว้เป็น 3 สภาวะ ซึ่งประกอบไปด้วย

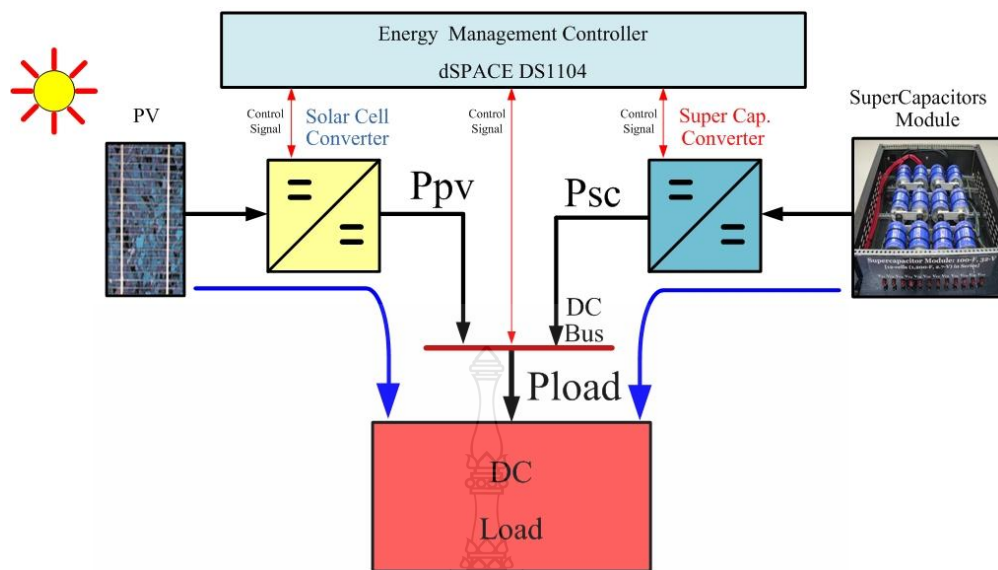
3.3.1 สภาวะจ่ายกำลังโดยเซลล์แสงอาทิตย์ (PV Mode)

เมื่อช่วงเวลาที่ดวงอาทิตย์มีกำลังส่องสว่างมาก เช่นช่วงเวลาที่เที่ยงถึงบ่ายและไม่มีเมฆบดบังแผงเซลล์แสงอาทิตย์ทำให้แผงเซลล์แสงอาทิตย์สามารถผลิตพลังงานไฟฟ้าได้มาก (P_{pv}) โดยช่วงเวลานี้โหลดมีความต้องการกำลังงานไม่สูงมาก (P_{Load}) ทำให้โหลดได้รับกำลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์เพียงแหล่งเดียว โดยสภาวะนี้กำลังงานยังไม่ถูกส่งที่ชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์ ($P_{SC} = 0$) ดังแสดงในแผนภาพที่ 3.26 (อ้างอิงภาพที่ 3.25 : t_1-t_2 และ t_4-t_8)



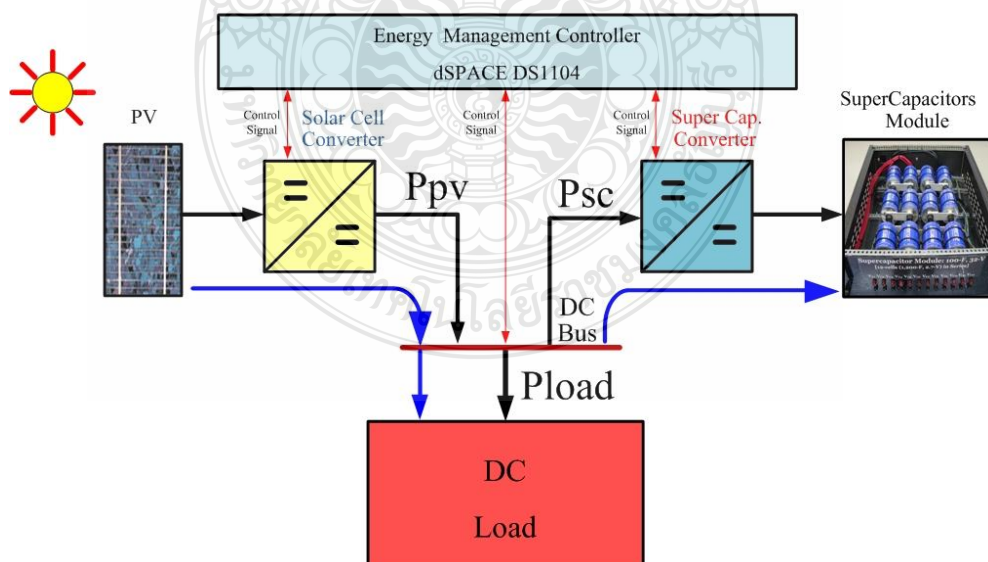
ภาพที่ 3.26 สภาวะขับเคลื่อนโดยเซลล์แสงอาทิตย์

3.3.2 สภาวะขับเคลื่อนโดยเซลล์แสงอาทิตย์ร่วมกับชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (PV&SC Mode) เป็นสภาวะที่โหลดมีความต้องการกำลังงานเพิ่มขึ้นโดยในช่วงนี้แผงเซลล์แสงอาทิตย์สามารถจ่ายกำลังงานให้ระบบได้เพียงส่วนหนึ่งและกำลังงานอีกส่วนหนึ่งระบบจะดำเนินการสั่งการให้ชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์จ่ายกำลังงานส่วนที่เหลือออกไปพร้อมกัน ตามภาพที่ 3.27 (อ้างอิงภาพที่ 3.25 : t_2-t_4)



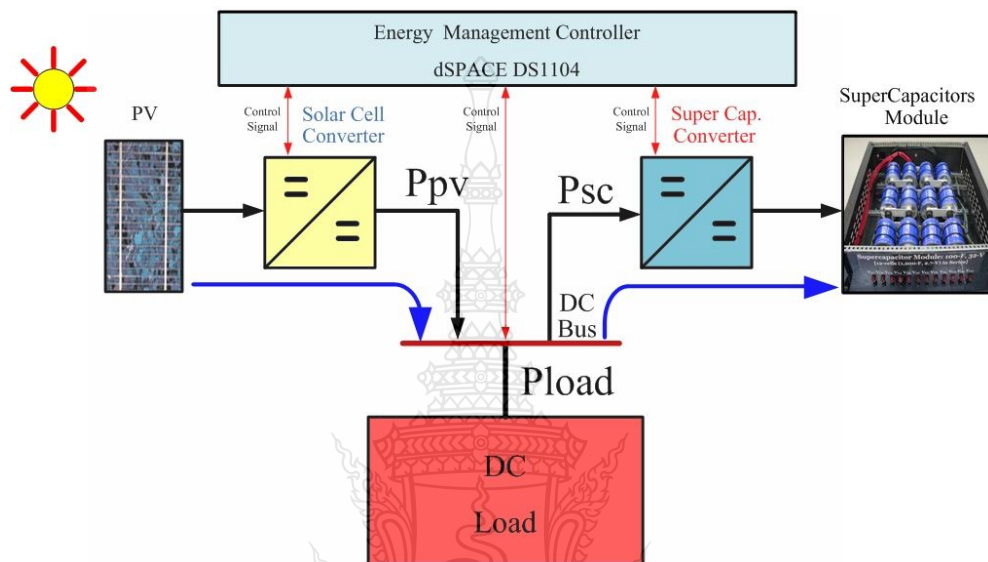
ภาพที่ 3.27 สภาวะขับเคลื่อนโดยเซลล์แสงอาทิตย์ร่วมกับชุดซูปเปอร์คาปาซิเตอร์

3.3.3 สภาวะขับเคลื่อนโดยเซลล์แสงอาทิตย์พร้อมประจุกลับ (PV & SC Charge Mode) เมื่อขณะที่แสงอาทิตย์มีกำลังงานมากอยู่นั้น แต่ในช่วงเวลาที่โหลดต้องการกำลังงานลดลง ดังนั้นกำลังงานส่วนที่เหลือจึงสามารถส่งไปประจุกลับให้กับชุดซูปเปอร์คาปาซิเตอร์เพื่อเก็บกำลังงานส่วนที่เหลือนี้ไว้ ตามภาพที่ 3.28 (อ้างอิงภาพ 3.25 : t_7-t_9)



ภาพที่ 3.28 สภาวะขับเคลื่อนโดยเซลล์แสงอาทิตย์พร้อมประจุกลับ

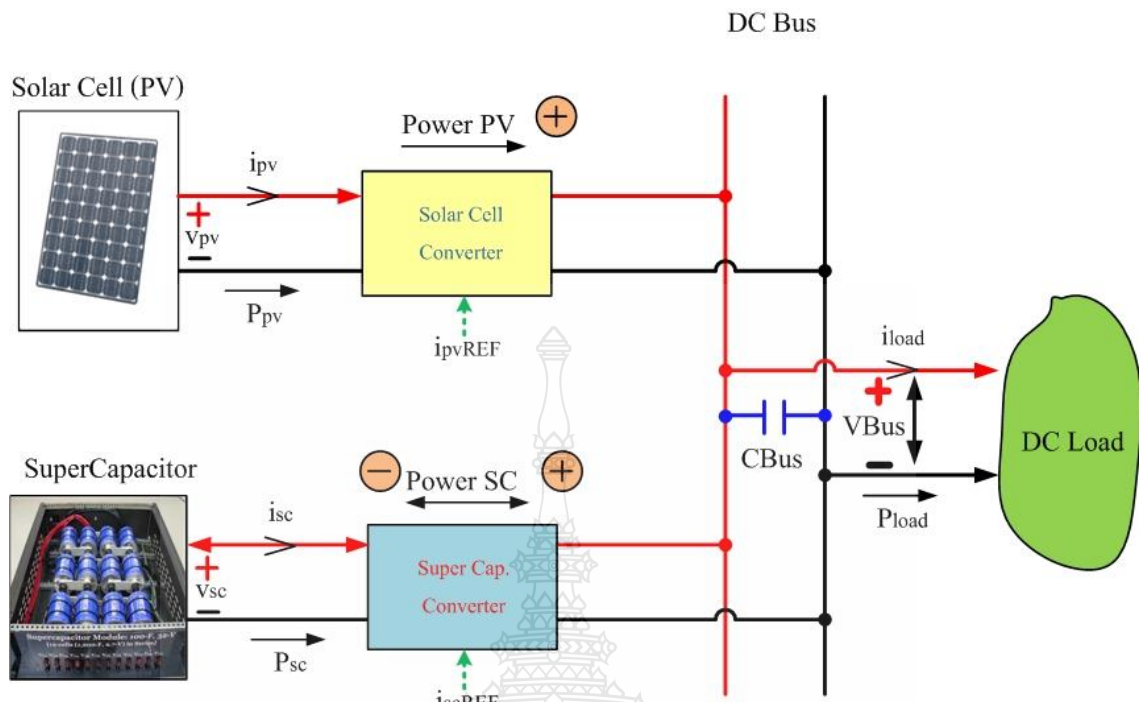
3.3.4 สภาวะประจุชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (SC Charge Mode) สภาวะนี้โหลดไม่ต้องการกำลังงานในขณะที่ชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์ยังคงสามารถเก็บกำลังงานได้ ดังนั้นกำลังงานจากแผงเซลล์แสงอาทิตย์จึงถูกส่งไปประจุที่ชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์ ตามภาพที่ 3.29 (อ้างอิงภาพ 3.25 : t_9-t_{11})



ภาพที่ 3.29 สภาวะประจุชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์

3.4 การจัดการกำลังงานบน DC Bus

การจัดการกำลังงานของระบบสำหรับงานวิจัยนี้ได้การออกแบบส่วนควบคุม เพื่อการควบคุมการจัดการกำลังงานจากแหล่งจ่ายหลัก (เซลล์แสงอาทิตย์, Solar Cell / PV) และแหล่งจ่ายเสริม (ซูเปอร์คาปาซิเตอร์, Super Capacitors) มาใช้ร่วมกัน โดยการจัดการกำลังงานนั้นต้องคำนึงถึงควมมีเสถียรภาพและความต่อเนื่องในการจ่ายกำลังงานให้กับโหลดไฟฟ้ากระแสตรง (DC Load) ซึ่งเป็นการส่งกำลังงานผ่านไปยังบน DC Bus



ภาพที่ 3.30 วงจรสมมูลการจัดการกำลังงานบน DC Bus

จากภาพที่ 3.30 กำหนดให้ค่ากำลังงานดังนี้

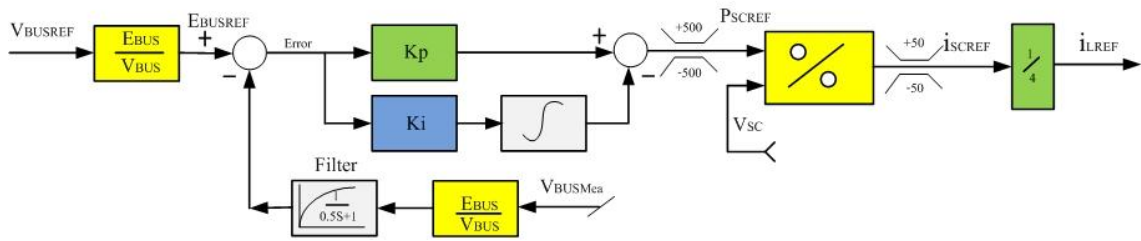
กำลังงานที่ได้จากแหล่งจ่าย กำหนดให้มีเครื่องหมาย +

กำลังงานที่กลับเข้าแหล่งจ่ายกำหนดให้มีเครื่องหมาย -

C_{Bus} คือตัวเก็บประจุด้านแรงดันขาออกของวงจรทั้งหมด
ในวิทยานิพนธ์นี้ $C_{Bus} = 12,000 \mu F$

3.4.1 การออกแบบชุดควบคุมบัสไฟฟ้ากระแสตรง (DC Bus Voltage Control Loop)

เป็นการออกแบบส่วนควบคุมเพื่อให้ซูเปอร์คาปาซิเตอร์จ่ายกำลังงาน (Discharge Mode) ให้โหลดขณะที่โหลดต้องการกำลังงานสูง ๆ (เช่นขณะมอเตอร์ออกตัว หรือเร่งความเร็ว) เหตุผลที่ซูเปอร์คาปาซิเตอร์เป็นตัวจ่ายกำลังงานเพราะซูเปอร์คาปาซิเตอร์จะมีไดนามิกส์สูงกว่าเซลล์แสงอาทิตย์



ภาพที่ 3.31 วงจรบล็อกไดอะแกรม DC Bus Voltage Control Loop

จากภาพที่ 3.31 เป็นบล็อกไดอะแกรม DC Bus Voltage Control Loop เป็นการนำ V_{BusREF} แปลงให้อยู่ในรูปพลังงาน “Voltage-to-Energy Transformation” เพื่อเป็นการง่ายและได้ความถูกต้องในการควบคุม เมื่อแปลงสัญญาณแล้วจะได้ E_{BusREF} เข้าวงจรเปรียบเทียบแรงดันกับแรงดัน V_{BusMEA} ที่ถูกแปลงรูปและผ่านการ Filter มาแล้ว แล้วจึงเข้าสู่ PI Control เพื่อชดเชยกำลังงาน ผลลัพธ์ที่ได้จะเป็น P_{SCREF} หลังจากนั้นจึงเข้าวงจรหารเพื่อแปลงกำลังงานให้เป็นกระแสโดยจะถูกจำกัดค่าให้อยู่ระหว่าง I_{SCMAX} และ I_{SCMIN} สุดท้ายสัญญาณขาออกที่ได้คือ I_{SCREF}

ในการทดลองกำหนดคุณสมบัติของชุดอุปกรณ์ที่นำมาใช้คือ 1,200 F, 2.7 V จำนวน 12 cells นำมาต่ออนุกรมกัน ซึ่งจะได้ค่าความเก็บประจุที่ 100 F , 32 V

$$V_{SC} = 32V$$

$$I_{SC} = 46A$$

$$I_{SCMIN} = -10A$$

หมายเหตุ เครื่องหมาย - ของ I_{SCMIN} คือการกำหนดให้แบตเตอรี่เริ่มทำงานในสถานะ Charge Mode

สำหรับค่า K_{SC} จะใช้การปรับแบบสุ่มค่า โดยค่าที่เหมาะสมที่สุดอยู่ที่ 3.6 การแปลงแรงดันให้อยู่ในรูปของพลังงานจะได้จากสมการที่ 3.27

$$E_{Bus} = \frac{1}{2} \cdot C_{Bus} \cdot V_{Bus}^2 \tag{3.27}$$

ดังนั้น

$$V_{Bus} = \sqrt{\frac{2E}{C_{Bus}}} \quad (3.28)$$

โดย E คือ Energy มีหน่วยเป็น วัตต์ชั่วโมง (wh)

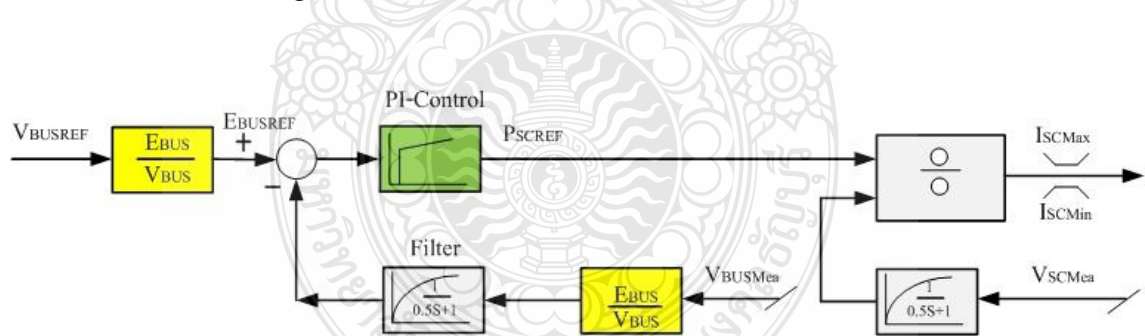
ดังนั้นเมื่อต้องการหาค่า กำลังงานบนบัสก็จะหาคกลับได้จากสมการที่ 3.29

$$P_{Bus} = \frac{dE_{Bus}}{dt} \quad (3.29)$$

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

3.4.2 การออกแบบชุดควบคุมการประจุซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (Super capacitor Charge Loop)

ส่วนควบคุมนี้จะทำหน้าที่ ควบคุมกำลังงานที่ไหลย้อนกลับ ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ โดยซูเปอร์คาปาซิเตอร์จะทำงานในสถานะ Charge Mode ซึ่งกำลังงานที่ไหลย้อนกลับนี้เกิดจากการที่โหลดต้องการกำลังงานน้อยลง หรือในสถานะที่ซูเปอร์คาปาซิเตอร์มีกำลังงานต่ำเนื่องจากการทำงานในสถานะ Discharge Mode มา โดยกำลังงานนี้จะได้จากแผงเซลล์แสงอาทิตย์



ภาพที่ 3.32 บล็อกไดอะแกรม Super capacitor Charge Loop

จากบล็อกไดอะแกรม Super capacitor Charge Loop จะทำงานโดยนำสัญญาณแรงดัน $V_{BusMEAS}$ ที่วัดได้จากบัสไฟตรง แล้วนำมาแปลงให้เป็นค่าพลังงานของบัส ($E_{BusMEAS}$) แล้วผ่านวงจร Filter จากนั้นนำสัญญาณที่ได้ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณแรงดัน V_{BusREF} ที่ทำการแปลงให้เป็นสัญญาณพลังงานของบัสไฟตรงอ้างอิง (E_{BusREF}) แล้วจากนั้นจึงชดเชยสัญญาณด้วยวงจร PI

Control เพื่อให้ได้ค่าสัญญาณกำลังงานซูปเปอร์คาปาซิเตอร์อ้างอิง (P_{SCREF}) ลำดับต่อไปนำสัญญาณที่ได้ ไปผ่านวงจรถ่ายกับค่าสัญญาณแรงดันซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ที่วัดได้ (V_{SCMEA}) เพื่อให้ได้ค่าสัญญาณกระแสซูปเปอร์คาปาซิเตอร์อ้างอิง (I_{SCREF}) ซึ่งมีการจำกัดค่ากระแสที่ได้ไว้ที่ $I_{SCMin} = -50A$ จนถึง $I_{SCMax} = 50A$ เพื่อจำกัดปริมาณกระแสไม่ให้สูงมากเกินไปทั้ง 2 ทิศทาง จากนั้นนำสัญญาณไปควบคุมการทำงานของชุดวงจรมอเตอร์ 4 เฟสสำหรับซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ต่อไป

3.5 การกำหนดค่าพีคอนโทรล(P-Control)

การออกแบบพีคอนโทรล ทั้งสองส่วน (ค่า K_p และ K_i) การออกแบบนี้จะใช้การทดลองสุ่มใส่ค่า K_p และ K_i ลงไป เช็คว่าผลของสัญญาณที่ได้และทำการปรับแต่งให้เอาท์พุทมีรูปร่างตามที่ต้องการ หลังจากปรับแต่งแล้วจะได้ค่า

$$K_p = 10$$

$$K_i = 20$$

การควบคุมความชันเอาท์พุทของแผงเซลล์แสงอาทิตย์ (Dynamic Response Control)

การควบคุมความชันจะใช้การควบคุมเป็นสมการ ชนิด Second Order โดยแสดงได้ตามสมการที่ 3.30

$$T_s = \frac{K}{\left(\frac{S}{\omega_n}\right)^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} \cdot S + 1} \quad (3.30)$$

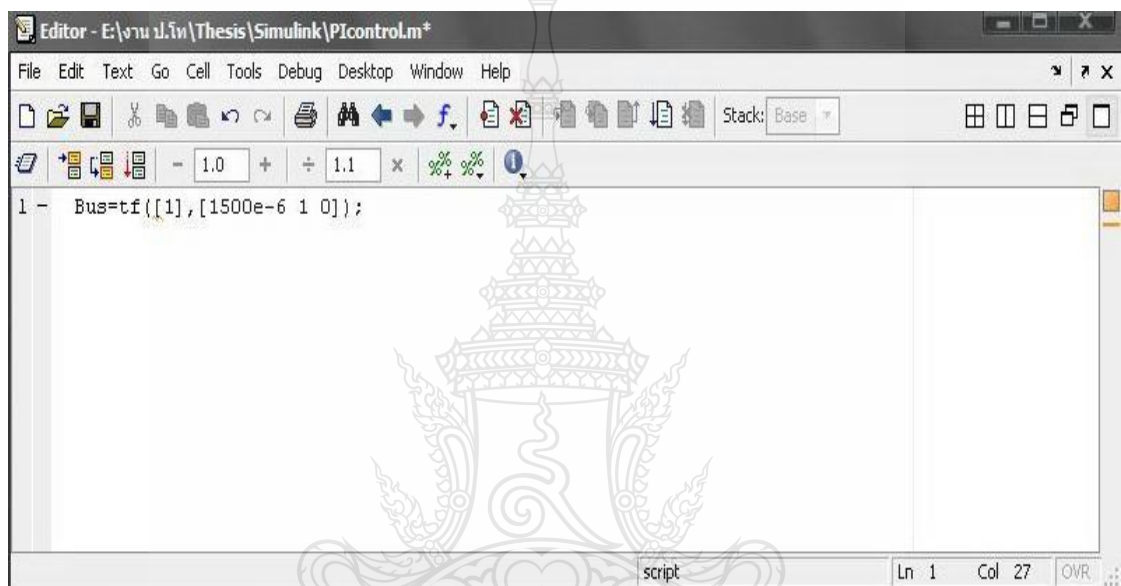
ทั้งนี้	K	=	Gain	มีค่า	=	1	
	ξ	=	Damping Factor		=	1	(Critical damp)
	ω_n	=	Natural Frequency		=	0.4	$rad \cdot s^{-1}$

3.6 การหาค่า K_p และ T_i

สำหรับการออกแบบในวิทยานิพนธ์นี้ จะใช้การหาค่า K_p และ T_i นั้นมีการใช้วิธีการพยากรณ์ค่า K_p และ T_i จาก SISOTOOL ใน MATLAB/Simulink ให้เป็นค่าเริ่มต้น เพื่อความสะดวก ซึ่งทั้งนี้เป็นที่ทราบว่า การปรับ Phase Margin ที่เหมาะสมจะมีมุมอยู่ระหว่าง 45-60 องศา

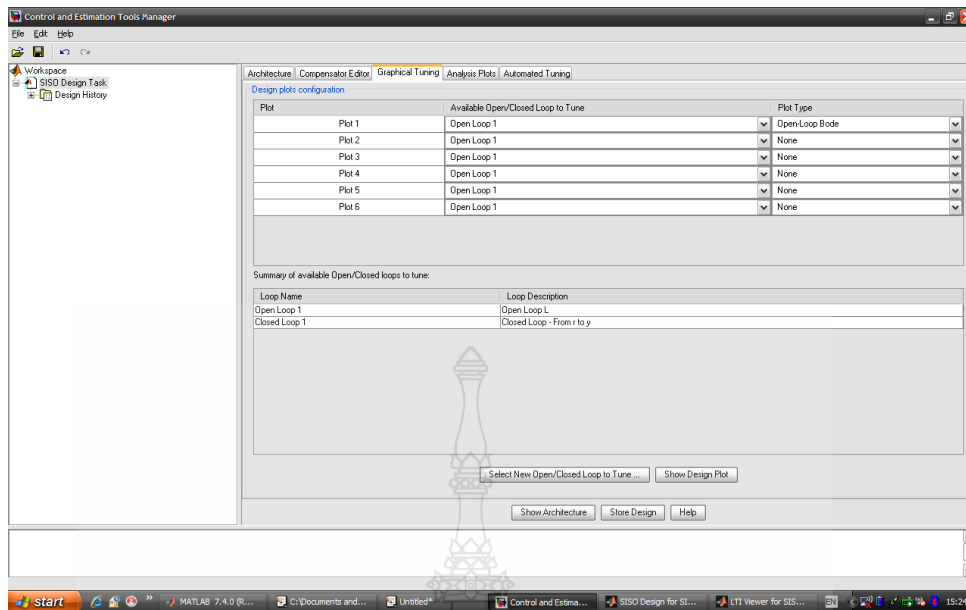
3.6.1 กำหนดค่าพารามิเตอร์ใน M-File

```
>>Bus=tf([1],[1500e-6 1 0]);
```



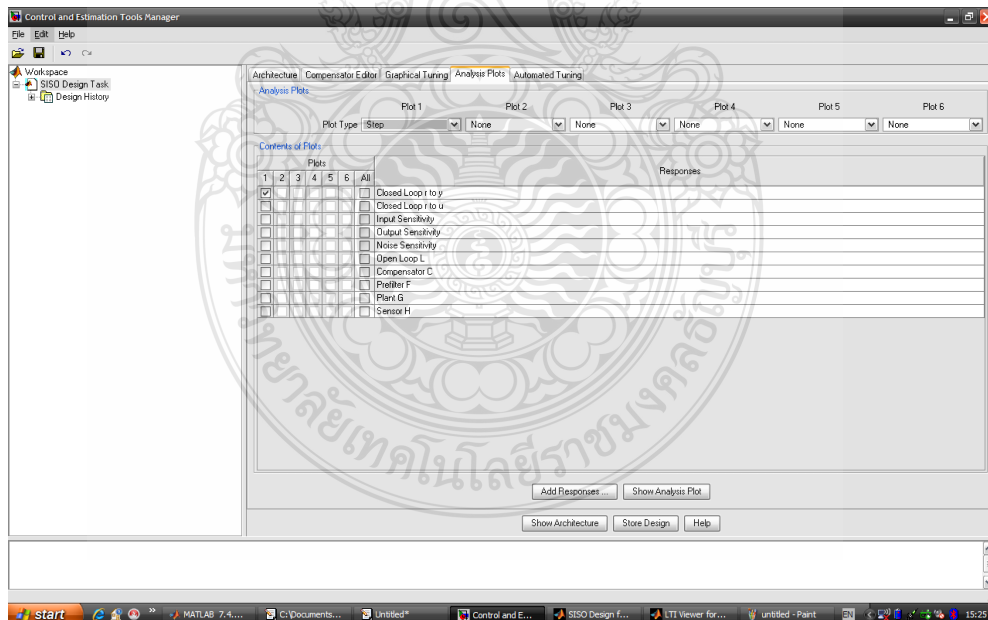
ภาพที่ 3.33 การกำหนดค่าพารามิเตอร์ใน M-File MATLAB/Simulink

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

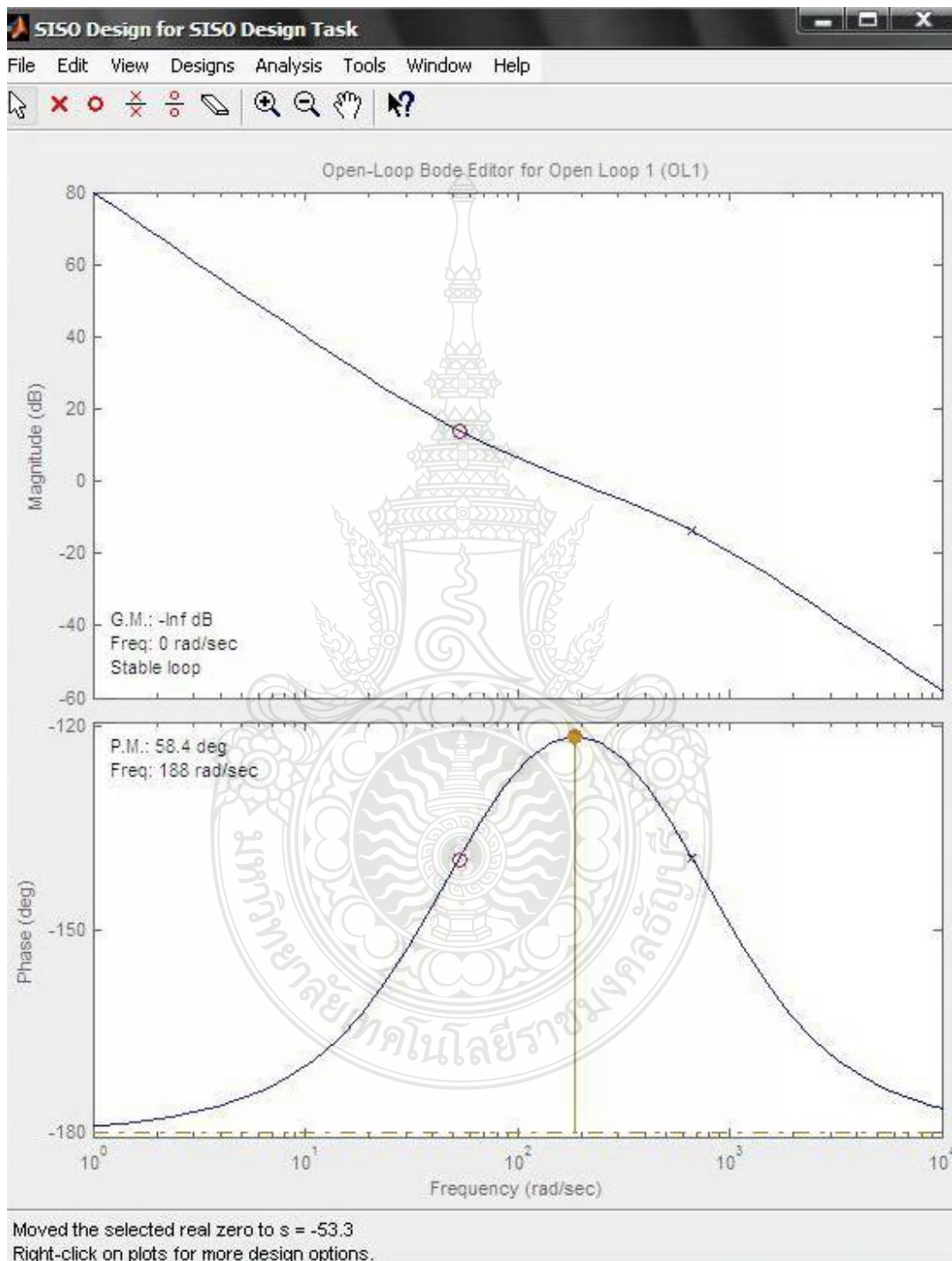


ภาพที่ 3.34 การตั้งค่า Graphical Tuning ใน Control and Estimation Tools Manager

3.6.3 กำหนด Plot Type 1 เป็นแบบ Step

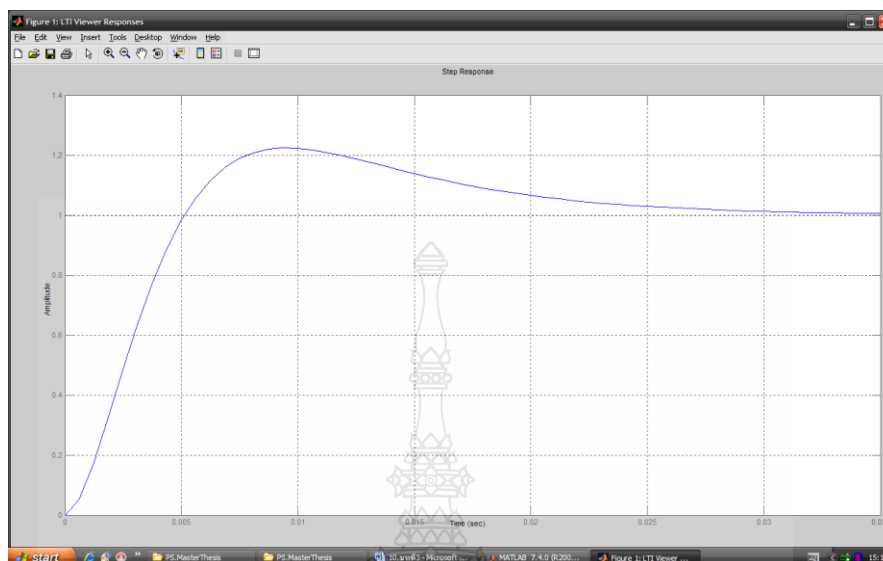


3.6.4 ทำการปรับ Phase Margin (P.M.) ให้อยู่ระหว่าง 45-60 องศา ปรับให้กราฟสมมาตรมากที่สุด



ภาพที่ 3.36 การปรับ Phase Margin

3.6.5 ตรวจสอบ Step Response ให้ Over Shoot เล็กน้อย

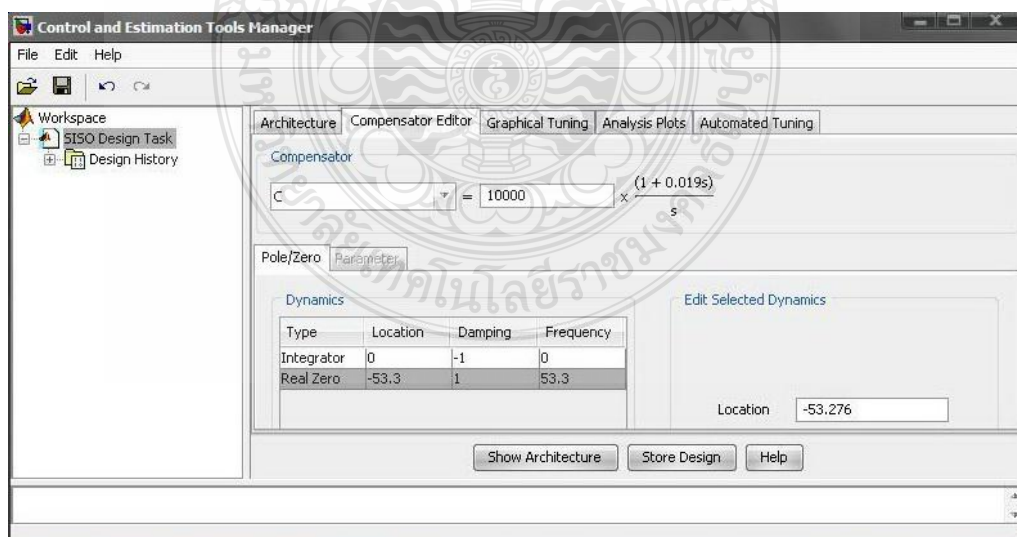


ภาพที่ 3.37 การตรวจสอบ Step Response

3.6.6 จากวิธีการพยากรณ์ ทำให้ได้ค่าพารามิเตอร์ คือ

$$K_p = 10000$$

$$T_i = 0.019s$$



ภาพที่ 3.38 การตรวจสอบ Compensator Editor ใน Control and Estimation Tools Manager

$$\text{จากความสัมพันธ์} \quad Kp + \frac{Ki}{S} = Kp \left(\frac{TiS + 1}{TiS} \right) \quad (3.31)$$

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

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

$$\text{ดังนั้น} \quad Ki = \frac{K}{Ti} \quad (3.32)$$

$$Ki = 31029$$

ผลจากการนำเอาทฤษฎีในบทที่ 2 มาทำการออกแบบและจัดสร้างบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบ 4 เฟส เพื่อจะนำไปใช้ในการทดสอบการทำงานในบทที่ 4 ต่อไป สามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

- บัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส ซึ่งมีคุณสมบัติและรายละเอียดดังนี้
 - แรงดันขาเข้า 26 V
 - แรงดันขาออก 60 V
 - อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งเป็น MOSFET เบอร์ IRFP264 ความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ 25

kHz

- วงจรควบคุมการสวิตช์เป็นอนาล็อก ควบคุมความถูกต้องด้วย PI-Control
- คอนเวอร์เตอร์แบบ 2 ทิศทาง

- เมื่อทำหน้าที่เป็น Boost Converter แรงดันขาเข้า 25-32 V แรงดันขาออก 60 V

- เมื่อทำหน้าที่เป็น Buck Converter แรงดันขาเข้า 60 V แรงดันกลับสู่ซูปเปอร์คา

ปาซิเตอร์ 25-32 V

- อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งเป็น MOSFET เบอร์ IRFP264 ความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ 25

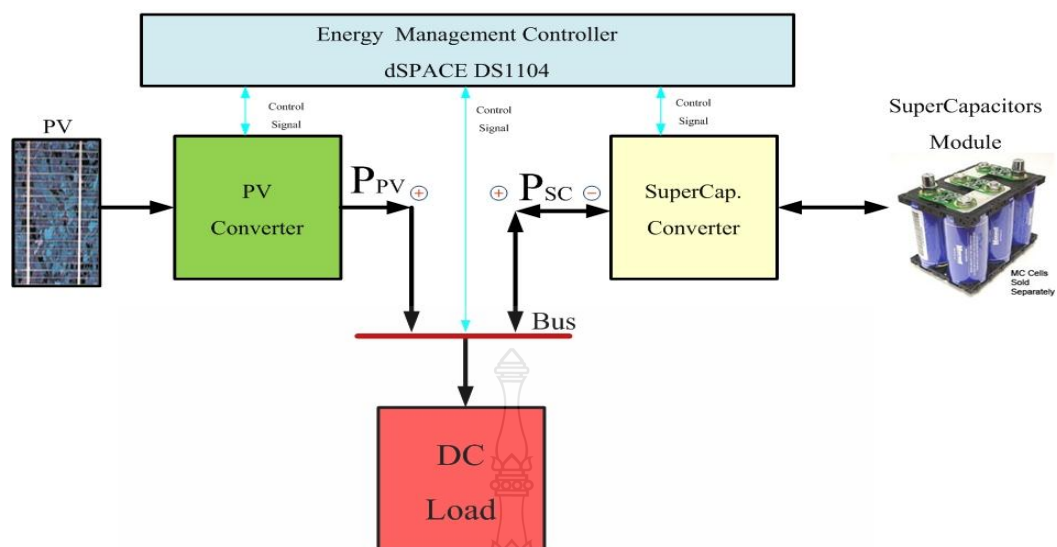
kHz

- วงจรควบคุมการสวิตช์เป็นอนาล็อก ควบคุมความถูกต้องด้วย PI-Control

- ส่วนควบคุมการผสมผสานกำลังงาน

- ส่วนนี้จะเป็นการออกแบบการจัดการกำลังงานจากแหล่งจ่ายหลักและแหล่งจ่าย

เสริม จะทำการออกแบบโดยใช้ MATLAB/Simulink เขียน และประมวลผลทางคณิตศาสตร์โดย dSPACE DS1104 เมื่อนำการออกแบบระบบควบคุมทั้งหมดมารวมกัน จะแสดงได้ดังภาพที่ 3.34 ส่วนพารามิเตอร์ที่ใช้ในการควบคุมทั้งหมด แสดงได้ตามตารางที่ 3.1



ภาพที่ 3.39 ระบบการควบคุมการผสมผสานกำลังงานทั้ง 2 แหล่งจ่าย

ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการประลองบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส

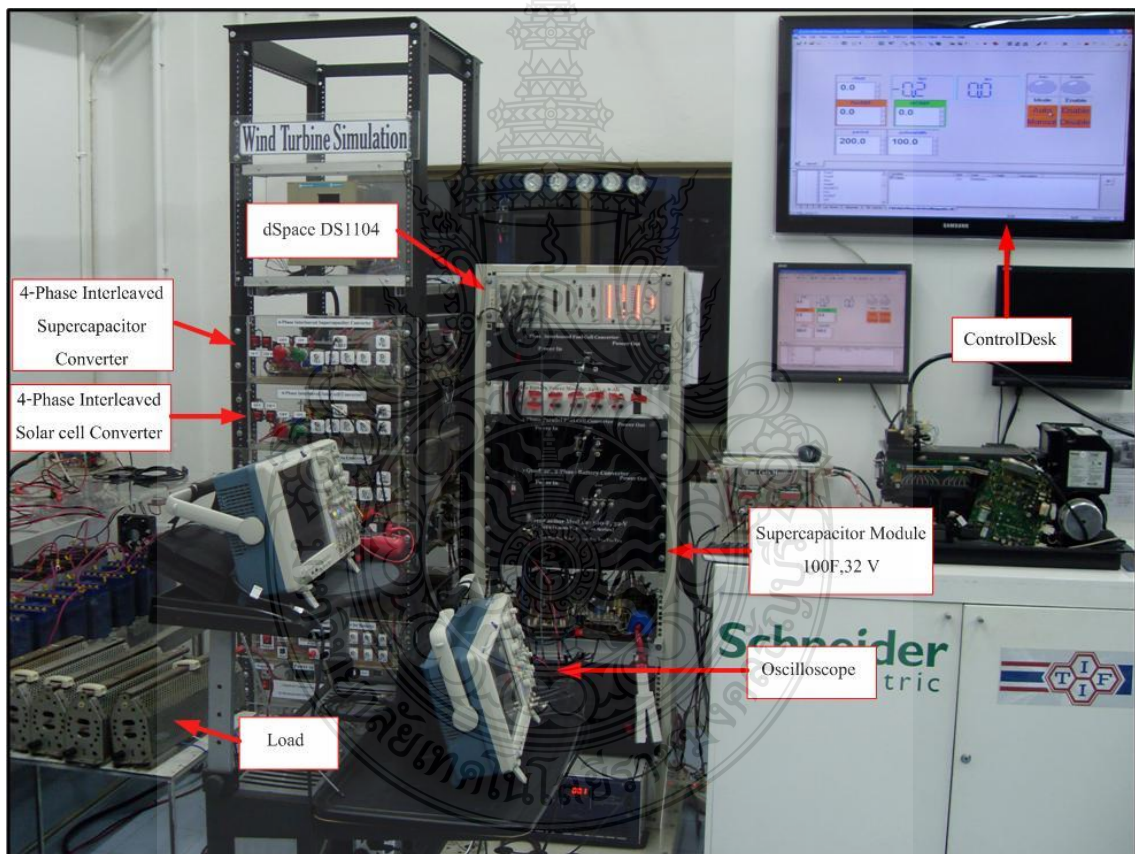
V_{BusREF}	60 V
C_{Bus}	12,000 μF
P_{PVMax}	800 w
P_{PVMin}	0 w
I_{PVax}	30.8 A
I_{PVMin}	0 A
V_{SC}	32 V
I_{SC}	40 A
D	0.57
KvB	10
KiB	20
Ki	10,000
Kp	31,029
Ti	0.019 S
ξ	1
ω_n	0.4 $rad \cdot s^{-1}$

บทที่ 4

การทดสอบ

4.1 วัตถุประสงค์ของการทดสอบ

เพื่อทำการศึกษาการผสมผสานกำลังงานของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจากแผงเซลล์แสงอาทิตย์และชุดชาร์จเปอร์คาปาซิเตอร์ เพื่อจ่ายกำลังงานไปยังโหลดที่ใช้ในการทดสอบ โดยทำการทดสอบในสถานะที่มีโหลดเพื่อให้สามารถนำพารามิเตอร์ต่างๆ ที่วัดผลได้มาวิเคราะห์การทำงานของระบบที่น่าเสนอ



ภาพที่ 4.1 ห้องปฏิบัติการทดสอบแหล่งจ่ายไฟแบบผสมด้วยเซลล์แสงอาทิตย์และชุดชาร์จเปอร์คาปาซิเตอร์

4.2 เครื่องมือวัดและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

4.2.1 เซลล์แสงอาทิตย์ชนิด Single Crystal ของ Ekarat Solar Model: ES516200 จำนวน 4 ชุด โดยในแต่ละชุดมีคุณสมบัติดังนี้

Maximum power (Pmax)	200	W
Voltage at Pmax (Vmp)	26	V
Current at Pmax (Imp)	7.7	V
Short – circuit current (Isc)	8.25	A
Open – circuit current (Voc)	33.5	V
Power tolerance	± 5%	
Air Mass (AM)	1.5	
Irradiance	1000	W/m ³
Cell Temperature	25	°C

4.2.2 Super Capacitor Module : 100 F, 32 V [12- cells (1,200-F , 2.7-V) in Series]

ยี่ห้อ BOOSTCAP ULTRACAPACITORS

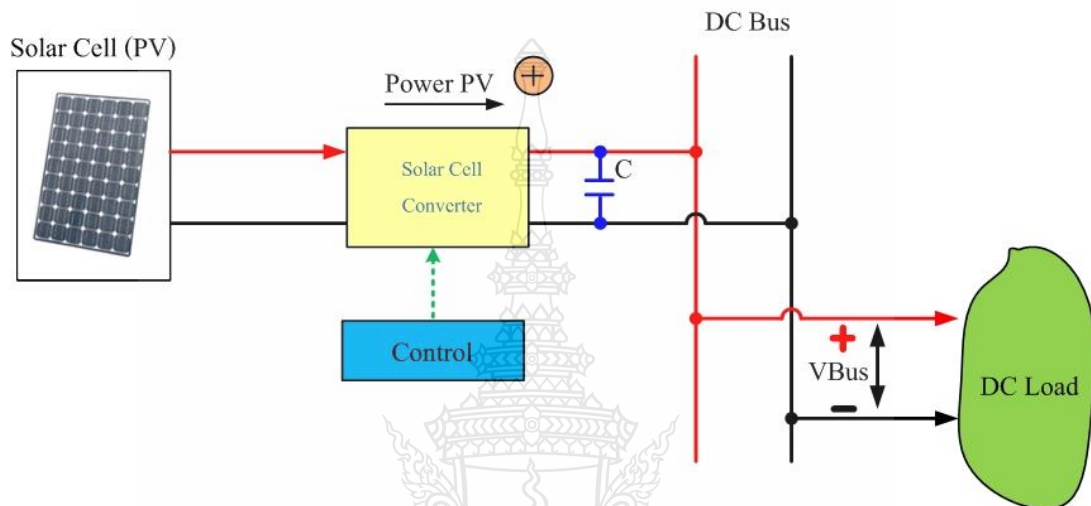
- 4.2.3 บุกต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส แรงดันขาเข้า 24-26 V แรงดันขาออก 60 V
- 4.2.4 คอนเวอร์เตอร์แบบ 2 ทิศทาง 2 เฟส 24-60 V
- 4.2.5 ความต้านทานปรับค่าได้ชนิดกำลังสูงขนาด 42 Ω
- 4.2.6 เครื่องประมวลผล dSPACE DS1104
- 4.2.7 ดิจิตอลออสซิลโลสโคป Agilent 54624A จำนวน 2 เครื่อง
- 4.2.8 Current Probe (Probe วัดกระแส)
- 4.2.9 Differential Probe (Probe วัดแรงดัน)
- 4.2.10 โวลต์มิเตอร์

4.3 ลำดับขั้นตอนการทดลอง

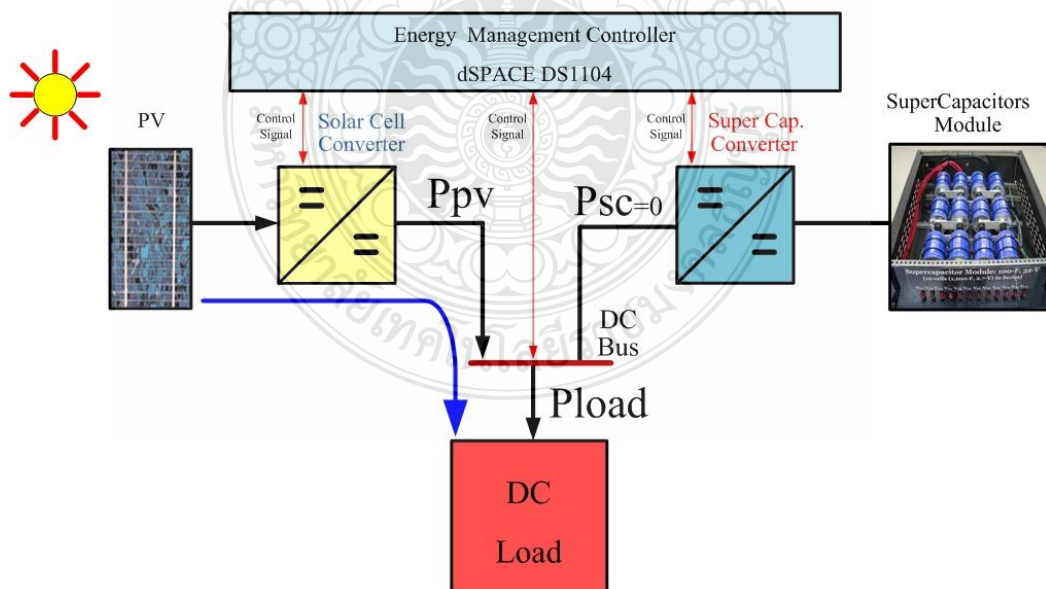
ขั้นตอนในการทดลองเพื่อทดสอบการทำงานของระบบที่ได้ออกแบบและดำเนินการสร้างชุดคอนเวอร์เตอร์สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์ และชุดคอนเวอร์เตอร์สำหรับซูเปอร์คาปาซิเตอร์ นั้น ได้ทำการแยกการทดสอบออกเป็นขั้นตอนหลักๆ 2 ขั้นตอน ดังนี้

4.3.1. การทดสอบบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์

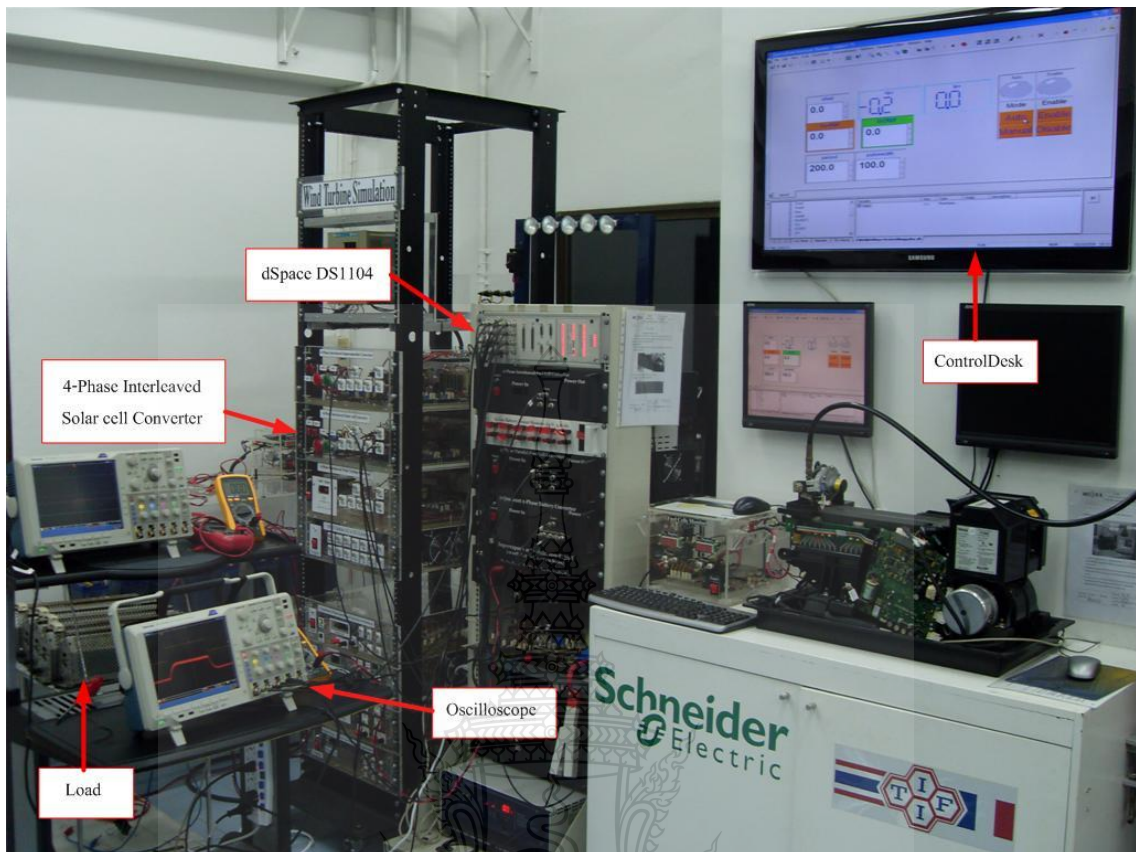
การทดสอบในส่วนนี้เป็นการทดสอบความสามารถและประสิทธิภาพการส่งถ่ายพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ผ่านบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส ไปยังระบบแสดงดังภาพที่ 4.2 เพื่อตรวจสอบผลเป็นไปตามวัตถุประสงค์ที่ตั้งไว้หรือไม่



ภาพที่ 4.2 วงจรทดสอบการส่งถ่ายพลังงานสำหรับบูสต์คอนเวอร์เตอร์ของเซลล์แสงอาทิตย์



ภาพที่ 4.3 วงจรทดสอบการส่งถ่ายพลังงานสำหรับบูสต์คอนเวอร์เตอร์สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์



ภาพที่ 4.4 การเตรียมอุปกรณ์ในการทดลอง

4.3.1.1 การทดลองเพื่อทดสอบการทำงานของบัสต์คอนเวอร์เตอร์ขั้นตอนในการทดลอง ครั้งที่ 1 มีลำดับดังนี้

- ติดตั้งอุปกรณ์ในการทดลองดังภาพที่ 4.4
- เชื่อมต่อสายสัญญาณคำสั่ง V_{Ctrl} จาก dSPACE เข้าที่จุดต่อ I_{REF} ของบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์
- เชื่อมต่อสายสัญญาณจาก Current Probe เข้าที่เครื่องวัด Oscilloscope เพื่อวัดสัญญาณกระแส I_{REF} และ I_{Out}
- วัดสัญญาณแรงดันที่จุด V_{In} และ V_{Bus} โดยเครื่องวัดแรงดัน Voltmeter
- เมื่อทำการทดลองในแต่ละค่ากระแสอ้างอิงของขดลวดตัวเหนี่ยวนำ ต้องปรับค่าความต้านทาน โหลด เพื่อให้ได้ค่า $V_{Bus} = 60V$

ตารางที่ 4.1 ค่าของบัสคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์

รายการ/สัญลักษณ์	ปริมาณ
แรงดันด้านเข้า(V_{PV})	26 V
แรงดันด้านออก(V_{Bus})	60 V
กระแสด้านเข้าจากเซลล์แสงอาทิตย์ (I_{PV})	46 A
กำลังไฟฟ้าด้านออก(P_{Out})	800 W

4.3.1.2 ดำเนินการติดตั้งเครื่องวัดสัญญาณออสซิลโลสโคป เพื่อทำการวัดค่าต่างๆ ดังนี้

เครื่องที่ 1	Ch.1	วัด	i_{L1}
	Ch.2	วัด	i_{L2}
	Ch.3	วัด	i_{L3}
	Ch.4	วัด	i_{L4}

หมายเหตุ สำหรับค่ากระแสที่อ่านได้จากออสซิลโลสโคป เครื่องที่ 1 เป็นค่าตรงที่วัด (x1)

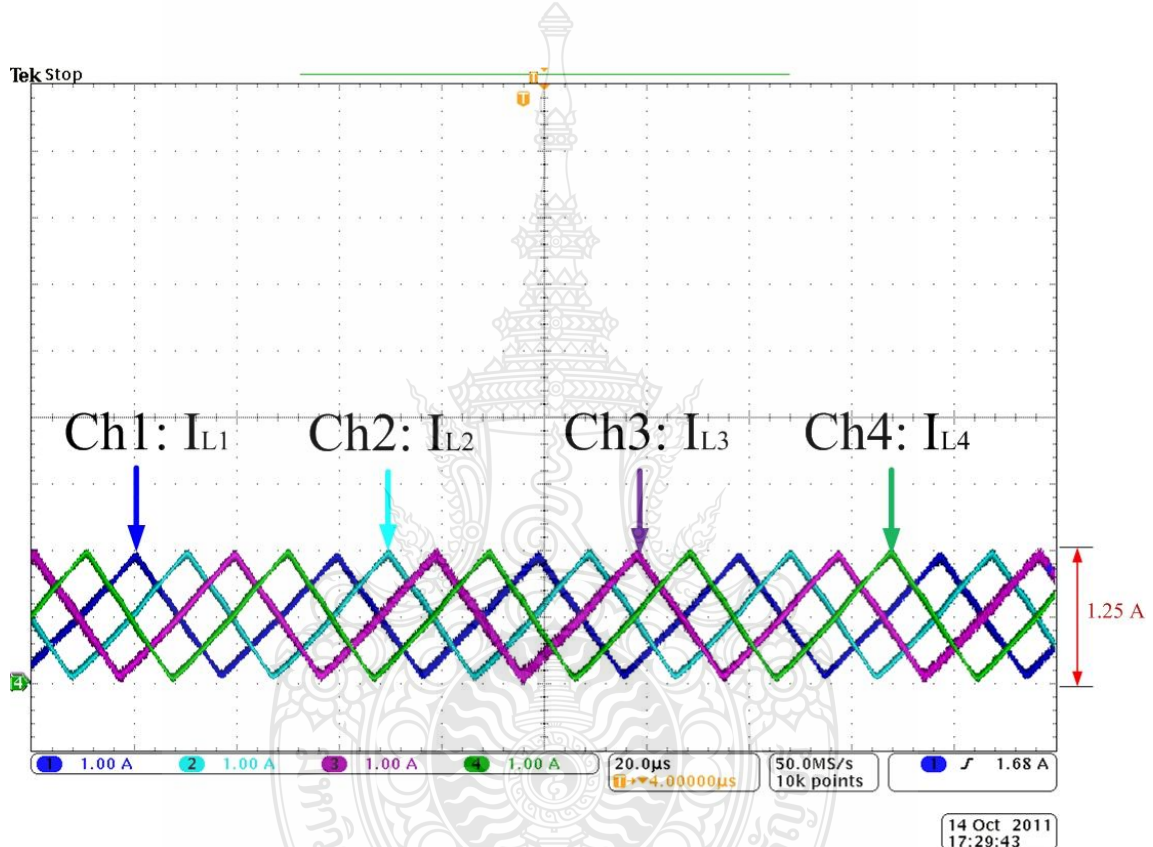
เครื่องที่ 2	Ch.1	วัด	i_{PV}
	Ch.2 <td>วัด <td>V_{PV}</td> </td>	วัด <td>V_{PV}</td>	V_{PV}
	Ch.3 <td>วัด <td>I_{Out}</td> </td>	วัด <td>I_{Out}</td>	I_{Out}
	Ch.4 <td>วัด <td>V_{Out}</td> </td>	วัด <td>V_{Out}</td>	V_{Out}

หมายเหตุ สำหรับค่าที่อ่านได้จากออสซิลโลสโคปเครื่องที่ 2 Ch.1 และ Ch.2 เป็นค่าตรงที่วัดได้ (x1) ส่วน Ch.3 มีการกำหนดค่ากระแสที่วัดได้ อยู่ที่ 100mA/A ดังนั้น ต้องคูณ 10 (x10) ส่วน Ch.4 มีการกำหนดค่าแรงดันที่วัดได้ด้วยการคูณ 50 (x50)

การประลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์ โดยกำหนดเงื่อนไขค่า I_{in} เริ่มตั้งแต่ 5 A , 10 A , 15 A , 20 A , 25 A , 30 A , 35 A และ 40 A โดยให้ค่าแรงดันเอาต์พุต คงที่ 60 V ($V_{Bus} = 60V$) โดยใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจาก Power Supply ในห้องปฏิบัติการ แทนพลังงานไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์ เพื่อทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์

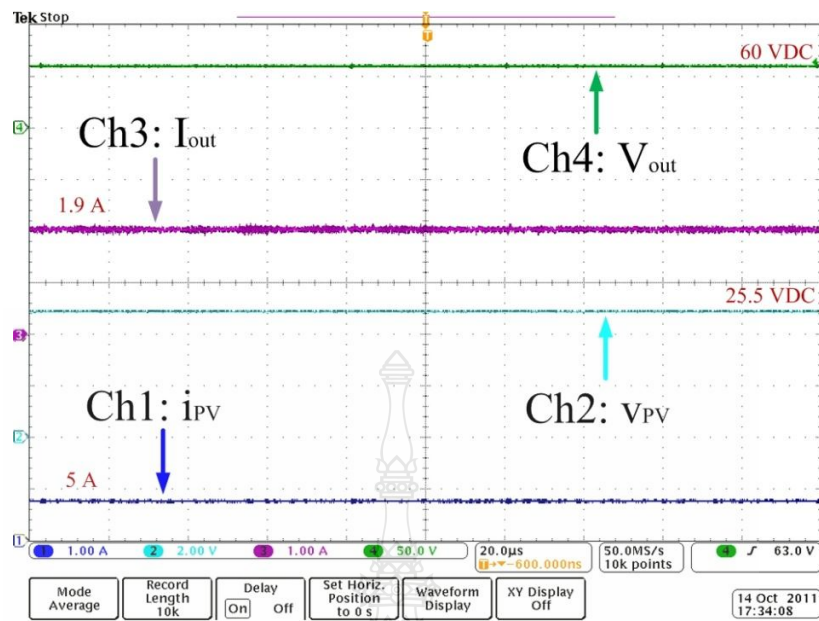
4.3.1.3 ผลการทดลอง

ผลการทดลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์ ครั้งที่ 1 ประกอบด้วยผลการแสดงจากเครื่องวัด (Oscilloscope) จำนวน 2 เครื่อง โดยกำหนดเงื่อนไขค่า I_m อยู่ที่ 5 A ซึ่งเครื่องวัดที่ 1 ทำการแสดงค่ากระแสแต่ละเฟสที่ผ่านขดลวดตัวเหนี่ยวนำในวงจรบรูสคอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส ดังแสดงในภาพที่ 4.5 ส่วนเครื่องวัดที่ 2 ทำการแสดงค่าสัญญาณกระแสและแรงดันของอินพุตและเอาต์พุต ดังแสดงในภาพที่ 4.6



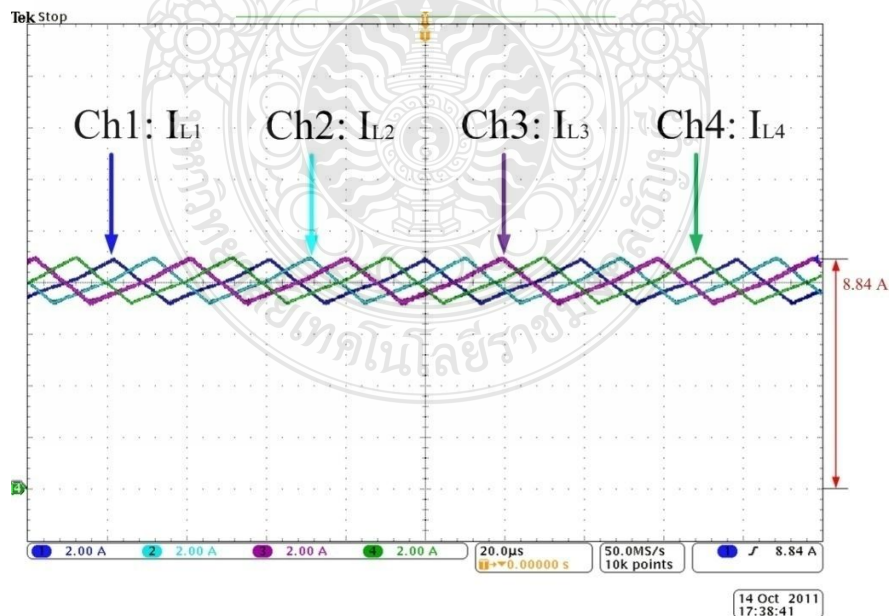
ภาพที่ 4.5 ผลการทดลอง ชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์ ด้วยกระแสอ้างอิงที่ 5 A

จากภาพที่ 4.4 ผลการวัดค่าสัญญาณกระแสทั้ง 4 เฟส ที่ผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ คือ i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} และ i_{L4} โดยวัดผ่านเครื่องวัดที่ 1 ใน Ch1 – Ch4 ตามลำดับ โดยการตั้งค่าเครื่องวัดไว้ที่ 1 A / DIV ดังนั้นค่าที่อ่านได้แต่ละเฟสจะเท่ากับ $i_{L1} \times 1$ เท่ากันทุกเฟส เพราะฉะนั้น ค่ากระแสทั้งหมด จึงเท่ากับกระแสทุกเฟสรวมกันได้ $= i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + i_{L4}$



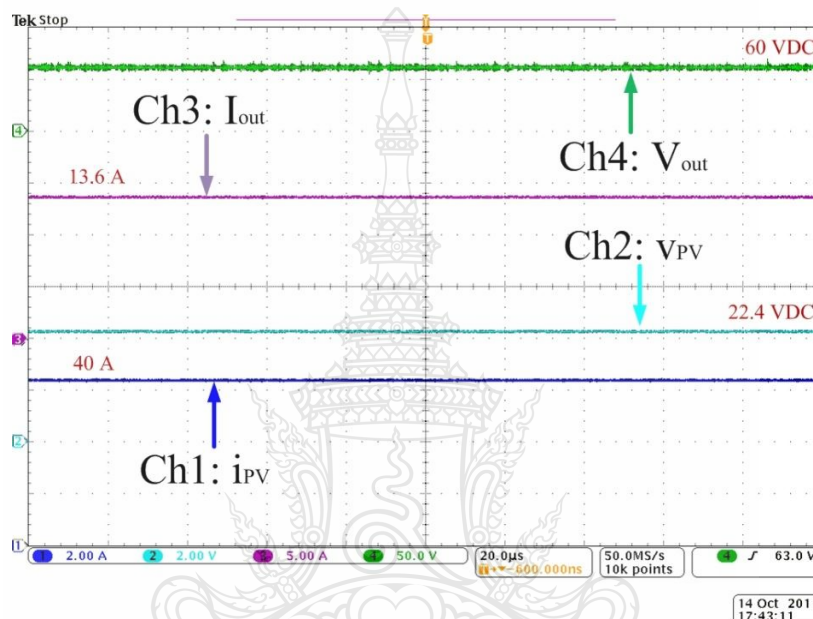
ภาพที่ 4.6 ผลกระแสและแรงดัน อินพุตและเอาต์พุต ด้วยกระแสอ้างอิงที่ 5 A

จากภาพที่ 4.6 แสดงผลการวัดค่าสัญญาณกระแสและแรงดัน ในด้านอินพุตและเอาต์พุต ของบูสต์คอนเวอร์เตอร์ คือ i_{PV} , v_{PV} , I_{out} และ V_{out} โดยผ่านเครื่องวัดที่ 2 ในช่อง Ch1 – Ch4 ตามลำดับ



ภาพที่ 4.7 กราฟผลการประลอง ชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์ ด้วยกระแสอ้างอิงที่ 40 A

ในการดำเนินการทดลอง นี้ ได้ทำการทดลอง ทั้งสิ้น 8 ครั้ง โดยการเพิ่มค่า I_m ครั้งละ 5 A จนกระทั่งค่าของ $I_m = 40A$ โดยมีผลการทดลองจากเครื่องวัดที่ 1 ทำการแสดงค่ากระแสแต่ ละเฟสที่ผ่านขดลวดตัวเหนี่ยวนำในวงจรบรูสคอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส ดังแสดงในภาพที่ 4.7 ส่วน เครื่องวัดที่ 2 ทำการแสดงค่าสัญญาณกระแสและแรงดันของอินพุตและเอาต์พุต ดังแสดงในภาพที่ 4.8



ภาพที่ 4.8 ผลกระแสและแรงดัน อินพุตและเอาต์พุต ด้วยกระแสอ้างอิงที่ 40 A

เมื่อดำเนินการทดลอง เพื่อทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์ โดยการเพิ่มค่ากระแส I_m ตั้งแต่ 5A จนกระทั่ง 40 A จำนวนทั้งสิ้น 8 ครั้ง ผลการทดลองแสดงตามตารางที่ 4.2

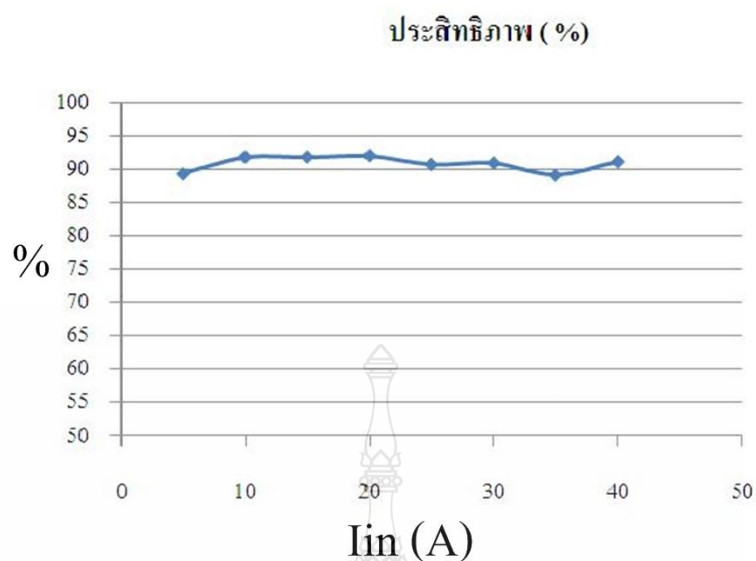
ตารางที่ 4.2 ผลการทดลอง ชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟสสำหรับแผงเซลล์แสงอาทิตย์

I_{Ref} (A)	V_{In} (V)	I_{Out} (A)	V_{BUS} (V)	P_{In} (W)	P_{Out} (W)	η (%)
5	25.5	1.9	59.9	127.5	113.81	89.3
10	24.8	3.8	59.9	248	227.62	91.8
15	24.4	5.6	60	366	336	91.8
20	24	7.4	59.7	480	441.78	92.0
25	23.5	8.9	59.9	587.5	533.11	90.7
30	23.1	10.5	60	693	630	90.9
35	22.7	11.8	60	794.5	708	89.1
40	22.4	13.6	60	896	816	91.1

4.3.1.4 ประสิทธิภาพของบัสคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส สำหรับแผงเซลล์แสงอาทิตย์

จากผลการทดลองครั้งที่ 1 เมื่อต้องการทราบถึงประสิทธิภาพของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส สำหรับแผงเซลล์แสงอาทิตย์ได้นั้น ประสิทธิภาพคำนวณได้จากอัตราส่วนระหว่างกำลังทางด้านเอาต์พุตต่อกำลังทางด้านอินพุตของคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งค่าที่คำนวณได้เป็นค่าชี้ว่าคอนเวอร์เตอร์นี้สามารถส่งผ่านกำลังได้ดีเพียงใด หรือว่ามีการสูญเสียกำลังระหว่างกระบวนการทำงานของคอนเวอร์เตอร์มากน้อยเพียงใด ซึ่งคอนเวอร์เตอร์ที่ดีต้องสามารถส่งผ่านกำลังจากอินพุตไปยังเอาต์พุตได้ทั้งหมด (100 %) แต่ในทางความเป็นจริงแล้วการทดสอบจริงไม่สามารถส่งผ่านกำลังได้ทั้งหมด 100 เปอร์เซ็นต์ ในการทดลองครั้งนี้ เป็นการทดสอบหาประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์

จากตารางที่ 4.2 ซึ่งแสดงผลการทดลองชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟสสำหรับแผงเซลล์แสงอาทิตย์ สามารถแสดงเป็นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสอินพุต (I_{In}) และประสิทธิภาพ (%) ของคอนเวอร์เตอร์ ในการส่งถ่ายพลังงาน ได้ดังภาพที่ 4.9

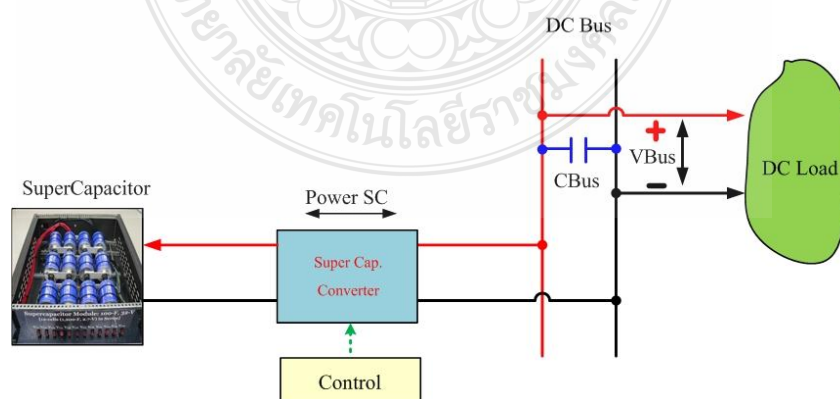


ภาพที่ 4.9 ประสิทธิภาพของบัสคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟสสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์

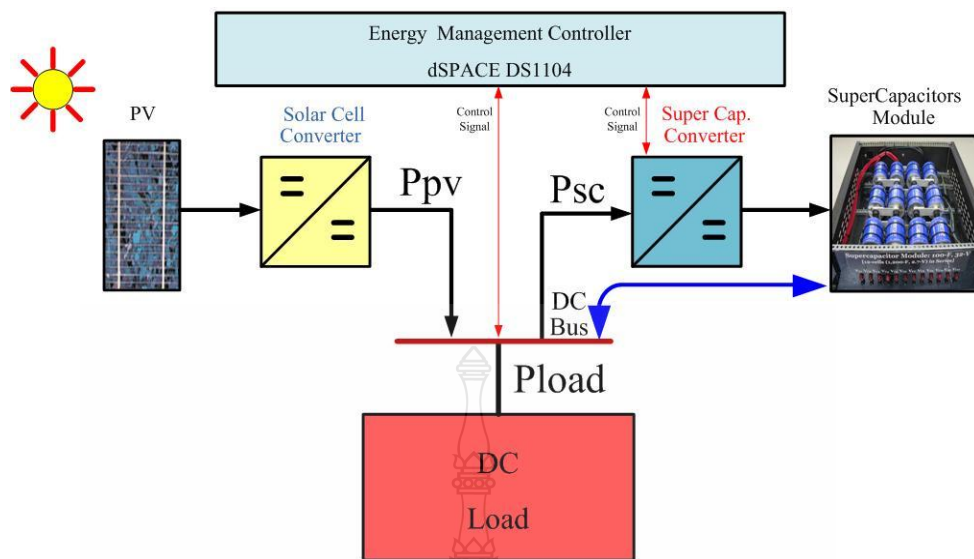
จากขอบเขตของงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ การทำงานของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ต้องมีประสิทธิภาพไม่น้อยกว่า 85 เปอร์เซ็นต์ จากภาพที่ 4.9 จะเห็นว่าประสิทธิภาพของบัสคอนเวอร์เตอร์มีค่าประมาณ 85 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งมีประสิทธิภาพสูงสุดอยู่ที่ 92.0 เปอร์เซ็นต์

4.3.2 การทดสอบคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทาง สำหรับซูเปอร์คาปาซิเตอร์

การทดสอบในส่วนนี้เป็นการทดสอบความสามารถและประสิทธิภาพการส่งถ่ายพลังงานจากซูเปอร์คาปาซิเตอร์ผ่านคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทาง ไปยังระบบ และการส่งถ่ายพลังงานจากระบบกลับเข้าไปเก็บที่ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ แสดงดังภาพที่ 4.10



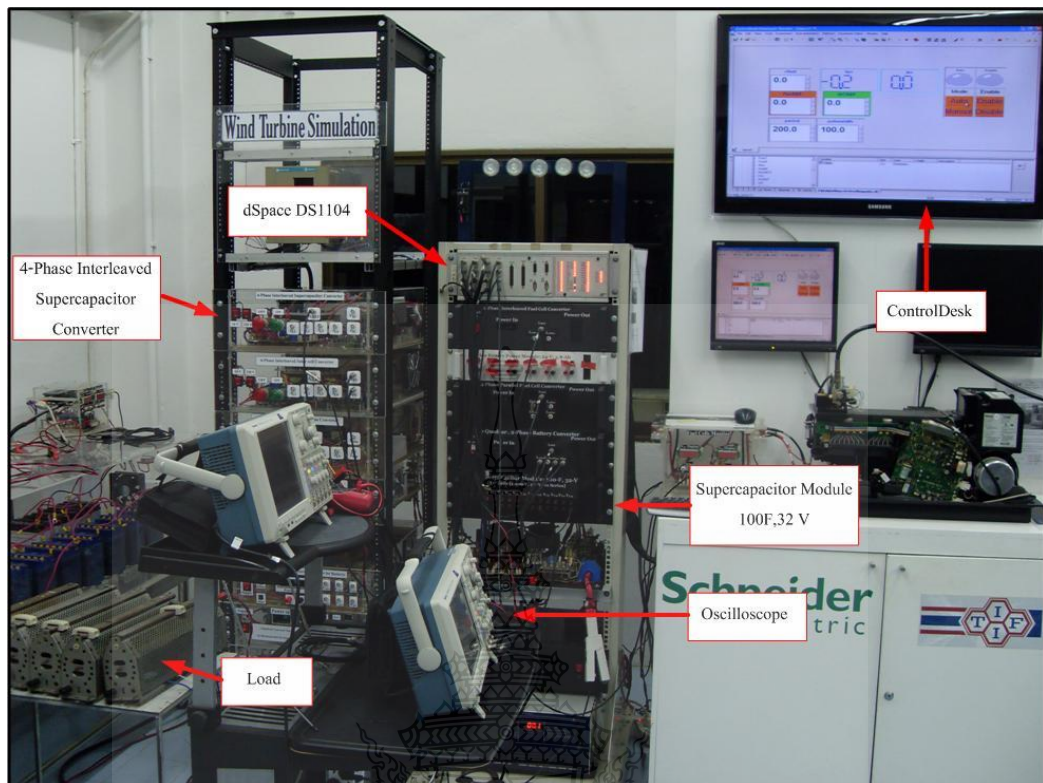
ภาพที่ 4.10 วงจรทดสอบการส่งถ่ายพลังงานสำหรับบัสคอนเวอร์เตอร์สำหรับซูเปอร์คาปาซิเตอร์



ภาพที่ 4.11 วงจรทดสอบการส่งถ่ายพลังงานสำหรับบูสต์คอนเวอร์เตอร์สำหรับซูเปอร์คาปาซิเตอร์

4.3.2.1 การประลองเพื่อทดสอบการทำงานของบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ขั้นตอนในการประลอง มีลำดับดังนี้

- ติดตั้งอุปกรณ์ในการประลองดังภาพที่ 4.12
- เชื่อมต่อสายสัญญาณคำสั่ง V_{Ctrl} จาก dSPACE เข้าที่จุดต่อ I_{Ref} ของบูสต์คอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 ทิศทาง สำหรับซูเปอร์คาปาซิเตอร์
- เชื่อมต่อสายสัญญาณจาก Current Probe เข้าที่เครื่องวัด Oscilloscope เพื่อวัดสัญญาณกระแส I_{Ref} และ I_{Out}
- วัดสัญญาณแรงดันที่จุด V_{In} และ V_{BUS} โดยเครื่องวัดแรงดัน Voltmeter
- เมื่อทำการประลองในแต่ละค่ากระแสอ้างอิงของขดลวดตัวเหนี่ยวนำ ต้องปรับค่าความต้านทาน โหลด เพื่อให้ได้ค่า $V_{BUS} = 60V$



ภาพที่ 4.12 การเตรียมอุปกรณ์ในการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ สำหรับซูเปอร์คาปาซิเตอร์

4.3.2.2 ดำเนินการติดตั้งเครื่องวัดสัญญาณออสซิลโลสโคป เพื่อทำการวัดค่าต่างๆ

ดังนี้

เครื่องที่ 1	Ch.1	วัด	i_{L1}
	Ch.2	วัด	i_{L2}
	Ch.3	วัด	i_{L3}
	Ch.4	วัด	i_{L4}

หมายเหตุ สำหรับค่ากระแสที่อ่านได้จากออสซิลโลสโคป เครื่องที่ 1 เป็นค่าตรงที่วัด ($\times 1$)

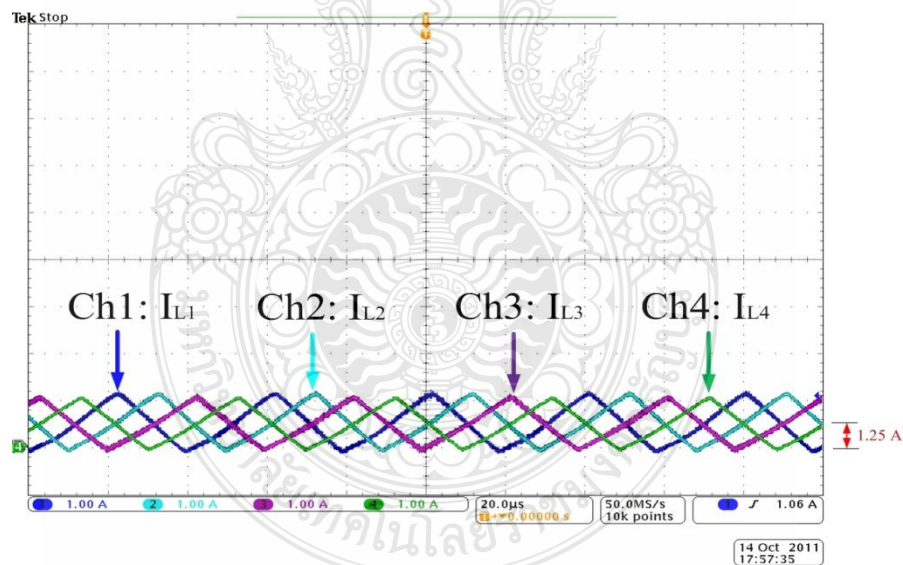
เครื่องที่ 2	Ch.1	วัด	i_{SC}
	Ch.2	วัด	v_{SC}
	Ch.3	วัด	I_{Out}
	Ch.4	วัด	V_{Out}

หมายเหตุ สำหรับค่าที่อ่านได้จากออสซิลโลสโคปเครื่องที่ 2 Ch.1 และ Ch.2 เป็นค่าตรงที่วัดได้ ($\times 1$) ส่วน Ch.3 มีการกำหนดค่ากระแสที่วัดได้ อยู่ที่ 100mA/A ดังนั้น ต้องคูณ 10 ($\times 10$) ส่วน Ch.4 มีการกำหนดค่าแรงดันที่วัดได้ด้วยการคูณ 50 ($\times 50$)

การทดลองการทำงานของบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส 2 ทิศทางสำหรับซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ โดยกำหนดเงื่อนไขค่า I_{in} เริ่มตั้งแต่ 5 A , 10 A , 15 A , 20 A , 25 A , 30 A , 35 A และ 40 A โดยให้ค่าแรงดันเอาต์พุต คงที่ 60 V ($V_{out} = 60$ V) โดยใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจาก Power Supply ในห้องปฏิบัติการ เพื่อทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

4.3.2.3 ผลการทดลองการทำงานของบัสต์คอนเวอร์เตอร์

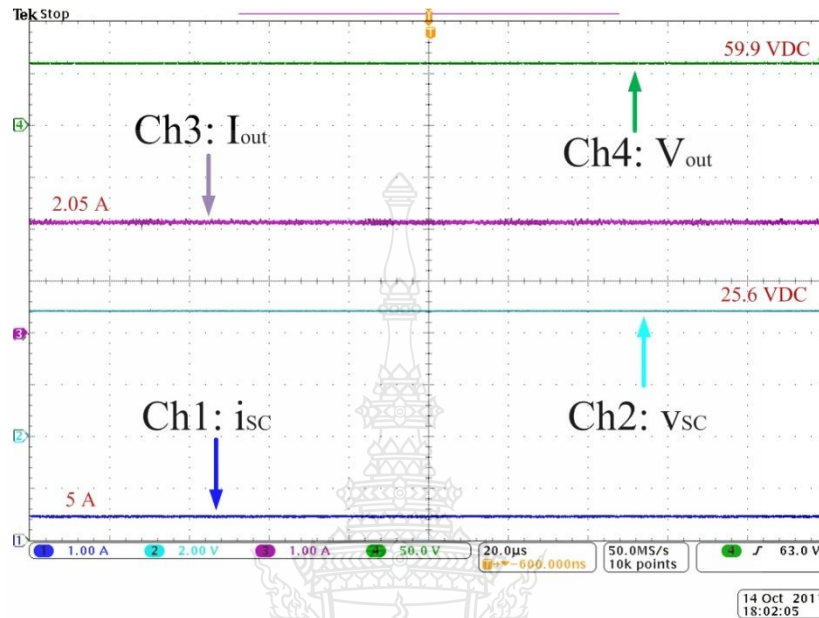
ผลการทดลองการทำงานของบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาด 4 เฟส 2 ทิศทางสำหรับซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ ประกอบด้วยผลการแสดงจากเครื่องวัด (Oscilloscope) จำนวน 2 เครื่อง โดยกำหนดเงื่อนไขค่า I_{in} อยู่ที่ 5 A ซึ่งเครื่องวัดที่ 1 ทำการแสดงค่ากระแสแต่ละเฟสที่ผ่านขดลวดตัวเหนี่ยวนำในวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส ดังแสดงในภาพที่ 4.13 ส่วนเครื่องวัดที่ 2 ทำการแสดงค่าสัญญาณกระแสและแรงดันของอินพุตและเอาต์พุต ดังแสดงในภาพที่ 4.14



ภาพที่ 4.13 ผลการทดลอง ชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์ ด้วยกระแสอ้างอิงที่ 5 A

จากภาพที่ 4.13 แสดงผลการวัดค่าสัญญาณกระแสทั้ง 4 เฟส ที่ผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ คือ เหนี่ยวนำ คือ i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} และ i_{L4} โดยวัดผ่านเครื่องวัดที่ 1 ใน Ch1 – Ch4 ตามลำดับ โดยการตั้ง

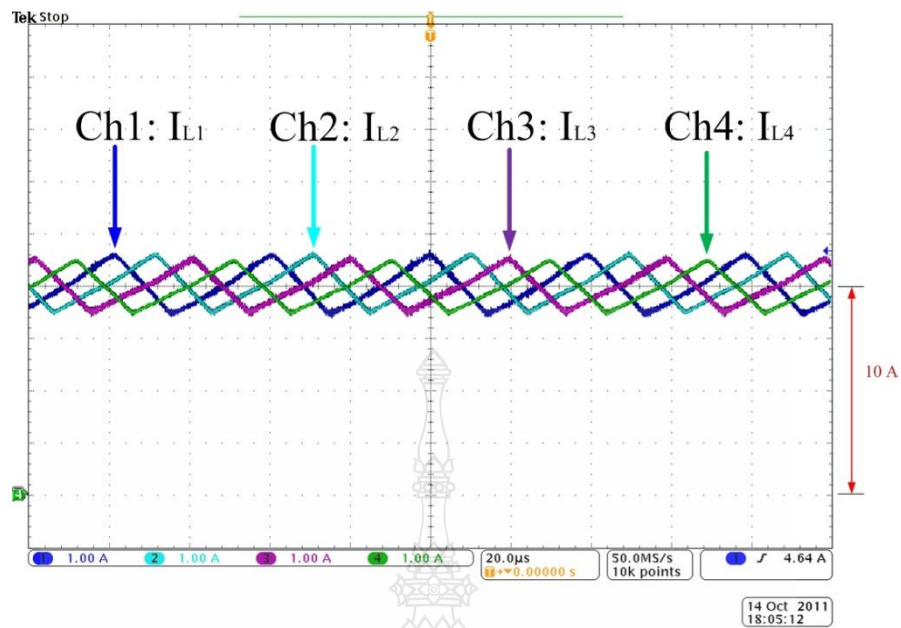
ค่าเครื่องวัดไว้ที่ 1 A / DIV ดังนั้นค่าที่อ่านได้แต่ละเฟสจะเท่ากับ $i_L \times 1$ เท่ากันทุกเฟส เพราะฉะนั้นค่ากระแสทั้งหมด จึงเท่ากับกระแสทุกเฟสรวมกันได้ $= i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + i_{L4}$



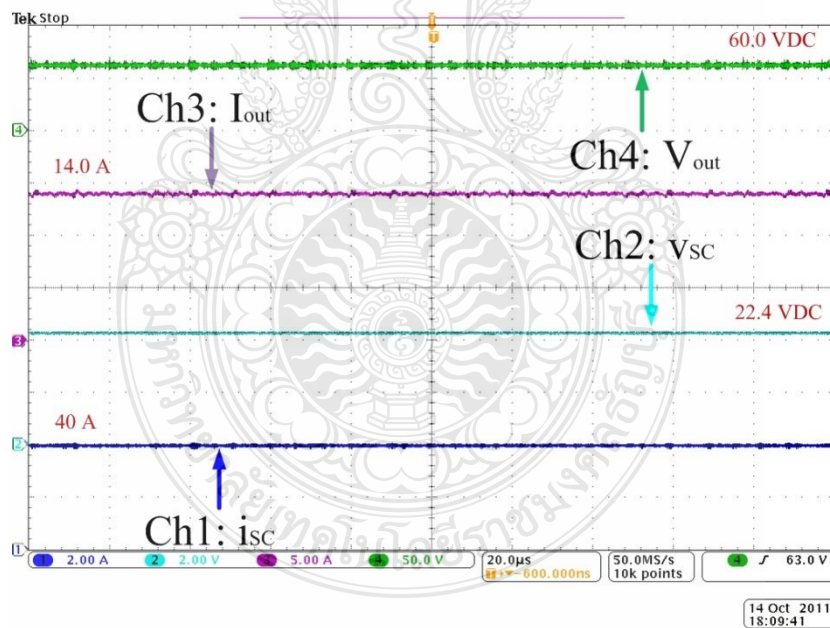
ภาพที่ 4.14 ผลกระแสและแรงดัน อินพุตและเอาต์พุต ด้วยกระแสอ้างอิงที่ 5 A

จากภาพที่ 4.14 แสดงผลการวัดค่าสัญญาณกระแสและแรงดัน ในด้านอินพุตและเอาต์พุตของบัสคอนเวอร์เตอร์ คือ i_{PV} , V_{PV} , I_{out} และ V_{out} โดยผ่านเครื่องวัดที่ 2 ในช่อง Ch1 – Ch4 ตามลำดับ

ในการดำเนินการทดลองนี้ ได้ทำการทดลองทั้งสิ้น 8 ครั้ง โดยการเพิ่มค่า I_m ครั้งละ 5 A จนกระทั่งค่าของ $I_m = 40A$ โดยมีผลการทดลองจากเครื่องวัดที่ 1 ทำการแสดงค่ากระแสแต่ละเฟสที่ผ่านขดลวดตัวเหนี่ยวนำในวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส ดังแสดงในภาพที่ 4.15 ส่วนเครื่องวัดที่ 2 ทำการแสดงค่าสัญญาณกระแสและแรงดันของอินพุตและเอาต์พุต ดังแสดงในภาพที่ 4.16



ภาพที่ 4.15 ผลการประลอง ชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์ ด้วยกระแสอ้างอิงที่ 40 A



ภาพที่ 4.16 ผลกระแสและแรงดัน อินพุตและเอาต์พุต ด้วยกระแสอ้างอิงที่ 40 A

เมื่อดำเนินการทดลองเพื่อทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส 2 ทิศทางสำหรับ ชูปเปอร์คาปาซิเตอร์ โดยการเพิ่มค่ากระแส I_m ตั้งแต่ 5A จนกระทั่ง 40 A จำนวนทั้งสิ้น 8 ครั้ง ผลการทดลองแสดงตามตารางที่ 4.3

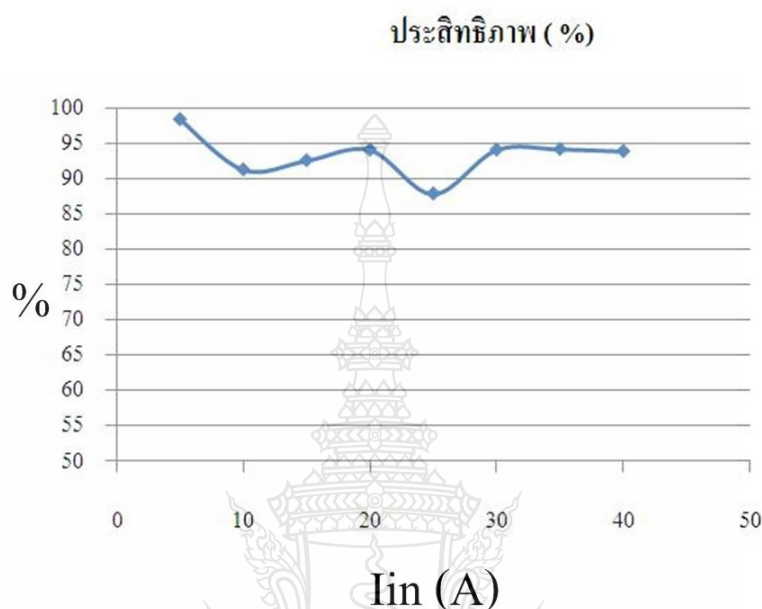
ตารางที่ 4.3 ผลการทดลอง ชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 ทิศทางแบบขนาน 4 เฟส สำหรับชูปเปอร์คาปาซิเตอร์

IRef (A)	VIn (V)	IOut (A)	VBus (V)	PIn (W)	POut (W)	η (%)
5	25.6	2.1	59.9	128	125.79	98.3
10	25	3.8	60	250	228	91.2
15	24.6	5.7	59.9	369	341.43	92.5
20	24.1	7.5	60.4	482	453	94.0
25	23.7	8.7	59.8	592.5	520.26	87.8
30	23.2	10.9	60	696	654	94.0
35	22.8	12.5	60.1	798	751.25	94.1
40	22.4	14	60	896	840	93.8

4.3.2.4 ประสิทธิภาพของมอสคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส 2 ทิศทาง สำหรับชูปเปอร์คาปาซิเตอร์

จากผลการทดลอง เมื่อต้องการทราบถึงประสิทธิภาพของวงจรมอสคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส 2 ทิศทางสำหรับชูปเปอร์คาปาซิเตอร์ได้นั้น ประสิทธิภาพคำนวณได้จากอัตราส่วนระหว่างกำลังทางด้านเอาต์พุตต่อกำลังทางด้านอินพุตของคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งค่าที่คำนวณได้เป็นค่าชี้ว่าคอนเวอร์เตอร์นี้สามารถส่งผ่านกำลังได้ดีเพียงใด หรือว่ามีการสูญเสียกำลังระหว่างกระบวนการทำงานของคอนเวอร์เตอร์มากน้อยเพียงใด ซึ่งคอนเวอร์เตอร์ที่ดีต้องสามารถส่งผ่านกำลังจากอินพุตไปยังเอาต์พุตได้ทั้งหมด (100 %) แต่ในทางความเป็นจริงแล้วการทดสอบจริงไม่สามารถส่งผ่านกำลังได้ทั้งหมด 100 เปอร์เซ็นต์ ในการทดลองครั้งนี้ เป็นการทดสอบหาประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์

จากตารางที่ 4.3 ซึ่งแสดงผลการประลองชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส 2 ทิศทางสำหรับซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ สามารถแสดงเป็นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสอินพุต (I_m) และประสิทธิภาพ (%) ของคอนเวอร์เตอร์ ในการส่งถ่ายพลังงาน ได้ดังภาพที่ 4.17

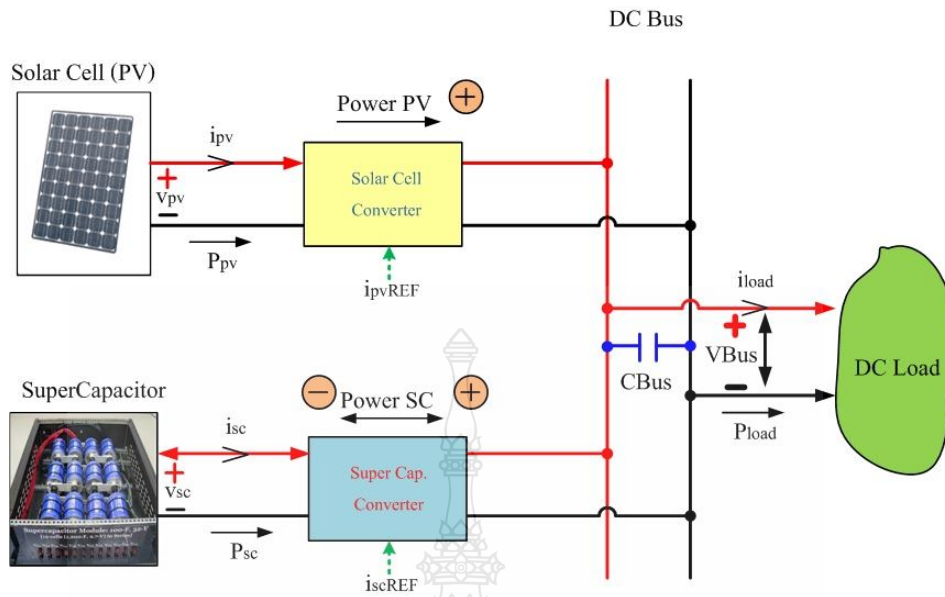


ภาพที่ 4.17 ประสิทธิภาพของบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส 2 ทิศทางสำหรับซูปเปอร์คาปาซิเตอร์

จากขอบเขตของงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ การทำงานของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ต้องมีประสิทธิภาพไม่น้อยกว่า 85 เปอร์เซ็นต์ จากภาพที่ 4.17 จะเห็นว่าประสิทธิภาพของบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส 2 ทิศทางสำหรับซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ มีค่าประมาณ 94 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งมีประสิทธิภาพสูงสุดอยู่ที่ 98.3 เปอร์เซ็นต์

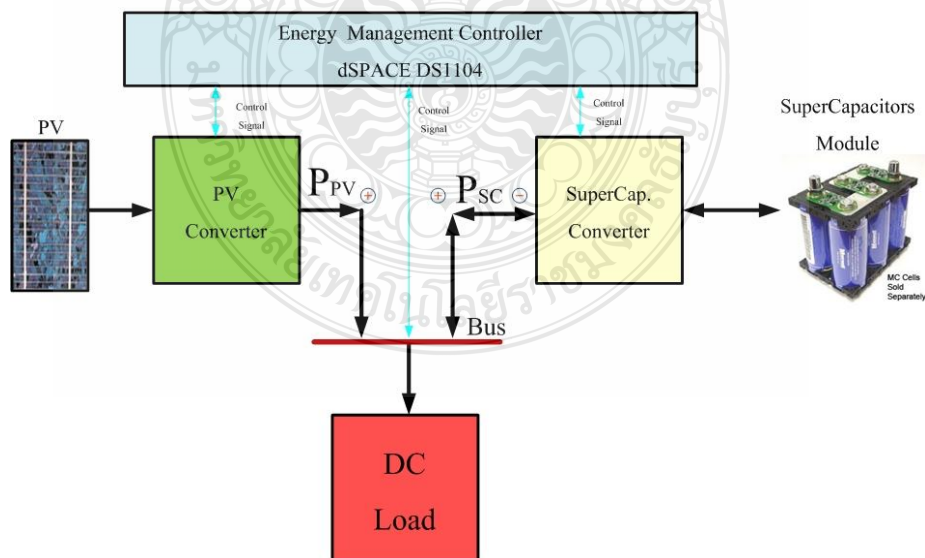
4.3.3 การทดลองระบบควบคุมการผสมผสานพลังงาน

สำหรับการทดลองในส่วนนี้จะเป็นการนำความรู้จากทฤษฎีที่เกี่ยวข้องรวมถึงส่วนที่ได้ทำการออกแบบมาทดสอบร่วมกันทั้งหมด ทั้งนี้มีวัตถุประสงค์การทดสอบเพื่อตรวจวัดประสิทธิภาพและประสิทธิผลของกำลังงานจากแหล่งจ่ายไฟตรงแบบผสมด้วยเซลล์แสงอาทิตย์และซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ โดยมีวงจรสมมูลการทำงานดังแสดงในภาพที่ 4.18

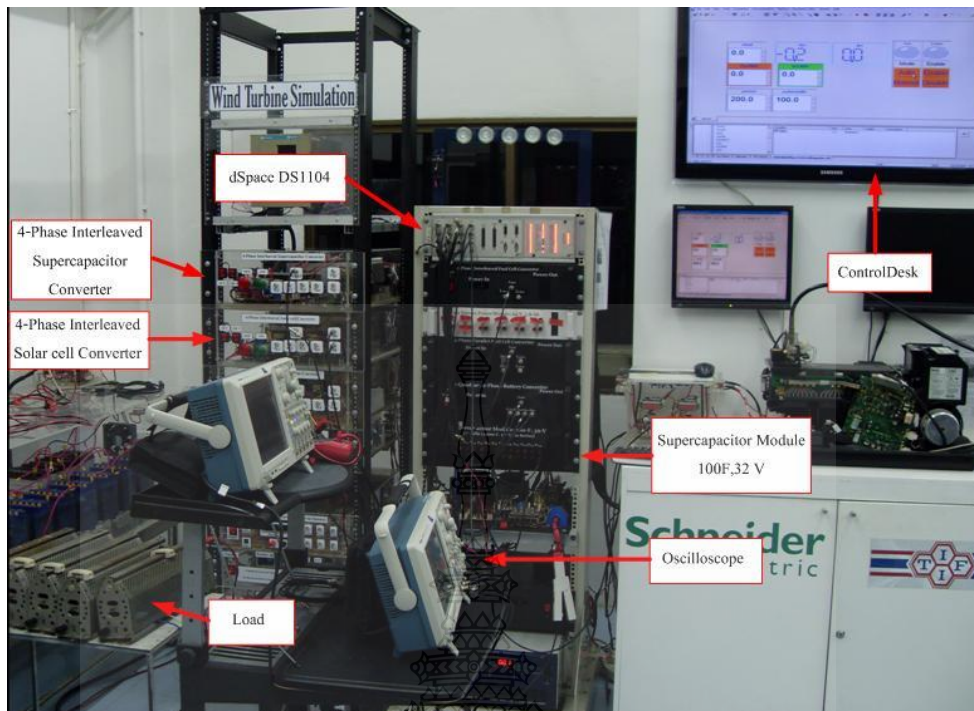


ภาพที่ 4.18 วงจรการติดตั้งแหล่งจ่ายแบบผสมผสานด้วยแผงเซลล์แสงอาทิตย์และซูเปอร์คาปาซิเตอร์

4.3.3.1 ติดตั้งวงจรทดลองตามภาพที่ 4.19 โดยกำหนดให้เซลล์แสงอาทิตย์เป็นแหล่งจ่ายหลักต่อผ่านวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส และสำหรับชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์จะต่อผ่านวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส 2 ทิศทาง



ภาพที่ 4.19 วงจรทดลองแหล่งจ่ายแบบผสมด้วยเซลล์แสงอาทิตย์และซูเปอร์คาปาซิเตอร์



ภาพที่ 4.20 การเตรียมอุปกรณ์ในการทดสอบจ่ายกำลังงานแบบผสมด้วยเซลล์แสงอาทิตย์และซูเปอร์คาปาซิเตอร์

4.3.3.2 การประลองเพื่อทดสอบการทำงานของบัสต์คอนเวอร์เตอร์ ขั้นตอนในการประลอง ครั้งที่ 1 มีลำดับดังนี้

- ติดตั้งอุปกรณ์ในการประลองดังภาพที่ 4.20
- เชื่อมต่อสายสัญญาณคำสั่ง V_{Ctrl} จาก dSPACE เข้าที่จุดต่อ I_{Ref} ของบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์ และของบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส 2 ทิศทาง สำหรับซูเปอร์คาปาซิเตอร์
- เชื่อมต่อสายสัญญาณจาก Current Probe เข้าที่เครื่องวัด Oscilloscope เพื่อวัดสัญญาณกระแส I_{Ref} และ I_{Out}
- วัดสัญญาณแรงดันที่จุด V_{In} และ V_{Bus} โดยเครื่องวัดแรงดัน Voltmeter
- เมื่อทำการประลองในแต่ละค่ากระแสอ้างอิงของขดลวดตัวเหนี่ยวนำ ต้องปรับค่าความต้านทานโหลด เพื่อให้ได้ค่า $V_{Bus} = 60V$

4.3.3.3 ดำเนินการติดตั้งเครื่องวัดสัญญาณออสซิลโลสโคป เพื่อทำการวัดค่าต่างๆ ดังนี้

เครื่องที่ 1	Ch.1	วัด	V_{Bus}
	Ch.2	วัด	i_{Load}
	Ch.3	วัด	V_{SC}
	Ch.4	วัด	i_{SC}
	M	วัด	Power Load

สำหรับค่า M คือค่าพลังงานของโหลด ที่ได้จาก $V_{Bus} \times i_{Load}$ ซึ่งเป็นค่าที่สามารถคำนวณและอ่านได้จากออสซิลโลสโคปเครื่องที่ 1

เครื่องที่ 2	Ch.1	วัด	V_{PV}
	Ch.2	วัด	i_{PV}
	M	วัด	Power PV

สำหรับค่า M คือค่าพลังงานของโหลด ที่ได้จาก $V_{PV} \times i_{PV}$ ซึ่งเป็นค่าที่สามารถคำนวณและอ่านได้จากออสซิลโลสโคปเครื่องที่ 2

4.3.3.4 ขั้นตอนเตรียมการทดลอง

เมื่อทำการติดตั้งอุปกรณ์และตั้งค่าเครื่องวัดสัญญาณออสซิลโลสโคปแล้ว ก่อนเริ่มทำการทดลองต้องมีการประจุพลังงานไฟฟ้าให้กับชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์ ให้มีระดับแรงดันไฟฟ้าอยู่ที่ $V_{SC} = 25V$ เริ่มดำเนินการทดลอง ดังนี้

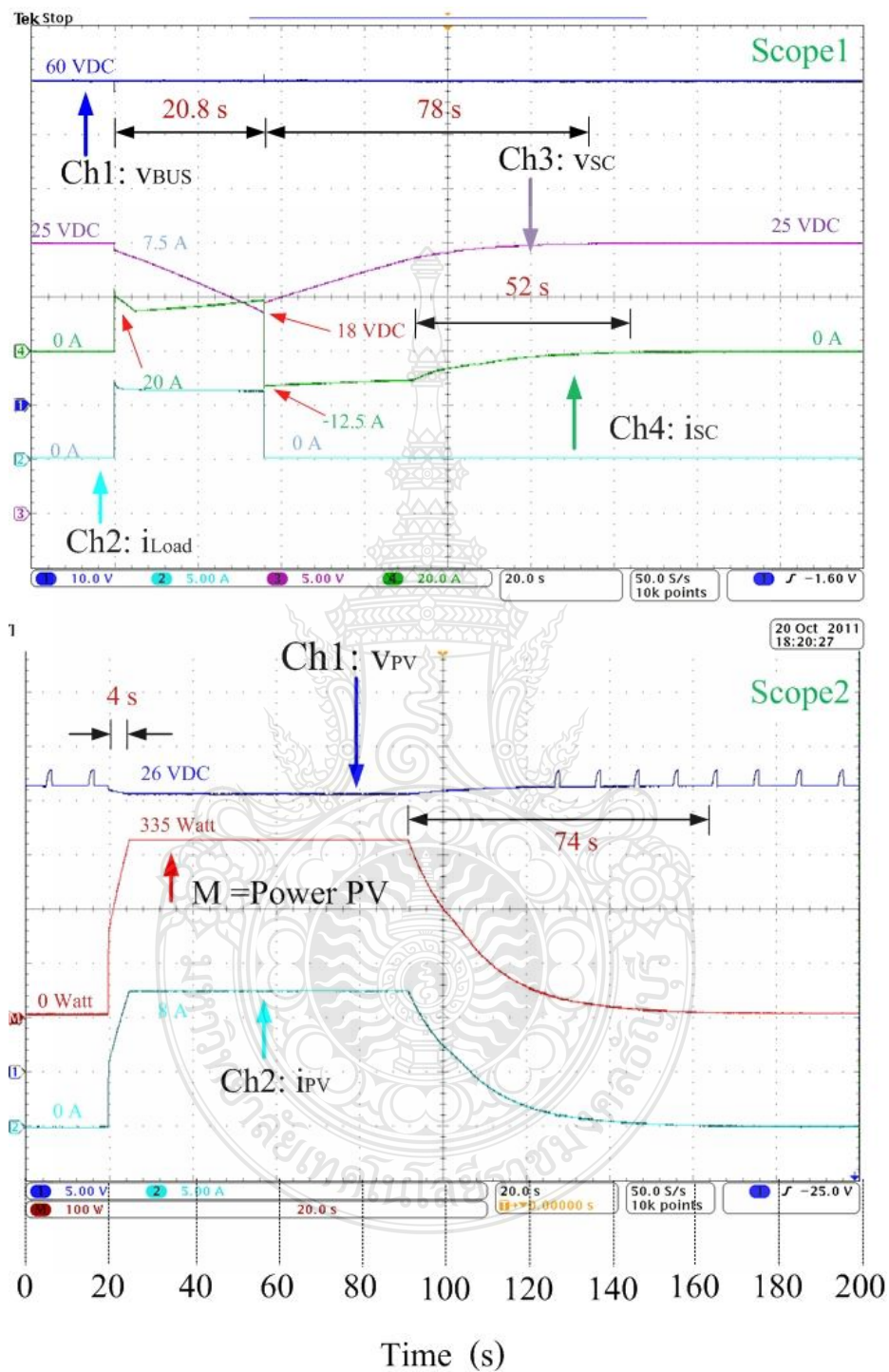
ขั้นตอนที่ 1 เริ่มทำการทดลองโดยยังไม่จ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลด R เป็นระยะเวลาประมาณ 20 วินาที เพื่อตรวจวัดค่าแรงดันและกระแสก่อนทำการจ่ายกำลังไฟฟ้า

ขั้นตอนที่ 2 ดำเนินการจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับโหลด R เป็นระยะเวลา 30 วินาที

ขั้นตอนที่ 3 หยุดจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับโหลด R

ขั้นตอนที่ 4 กระแสไฟฟ้าจะทำการประจุให้กับชุดซูเปอร์คาปาซิเตอร์ จนกระทั่งระดับแรงดันไฟฟ้าอยู่ที่ $V_{SC} = 25V$ อีกครั้งหนึ่ง

4.3.3.5 การทดลองครั้งที่ 1 พิกัดกำลัง Solar cell อยู่ที่ 200 วัตต์ ($P_{PV} = 200W$)



ภาพที่ 4.21 ผลตอบสนอง กระแสและแรงดันที่ บัสและชูปเปอร์คาปาซิเตอร์จากเครื่องวัด ที่พิกัด 200 วัตต์

จากผลการทดลองการจ่ายกำลังงาน ดังแสดงในภาพที่ 4.21 สามารถแยกพิจารณาการจ่ายกำลังงานไฟฟ้าได้ดังนี้

ช่วงที่ 1 เวลา 0-20 S

ซึ่งยังไม่มีโหลด แรงดันและกระแสที่ DC Bus จะอยู่ที่ $V_{Bus} = 60V$, $i_{Load} = 0A$ ส่วนแรงดันและกระแสของซูเปอร์คาปาซิเตอร์คือ $V_{SC} = 25V$, $i_{SC} = 0A$ ส่วนแรงดันและกระแสที่แผงเซลล์แสงอาทิตย์ $V_{PV} = 26.5V$, $i_{PV} = 0A$ ดังนั้นค่ากำลังงานที่ได้รับจากแผงเซลล์แสงอาทิตย์ $P_{PV} = 0W$

ช่วงที่ 2 เวลา 20-45 S

เมื่อระบบได้รับคำสั่งให้เพิ่มกำลังงานไปที่โหลดเท่ากับ 200 วัตต์ กำลังงานจากแหล่งจ่ายหลัก (Solar cell) จะจ่ายกำลังงานไฟฟ้าไปถึงระดับกระแสที่ $i_{PV} = 8A$ แต่การตอบสนองการจ่ายกำลังงานจากแผงเซลล์แสงอาทิตย์เป็นไปได้ช้า ดังนั้นในช่วงนี้ ระบบจะชดเชยโดยการนำกำลังงานจากแหล่งจ่ายรอง (Super capacitor) ซึ่งช่วงนี้จะเรียกว่า Discharge Mode จะเห็นว่าในช่วงที่ 2 นี้แรงดันของซูเปอร์คาปาซิเตอร์จะลดลง และกระแสจะเพิ่มขึ้นทันที จนถึงเวลา 45s ค่า $V_{SC} = 18V$, $i_{SC} = 22A$ ซึ่งระบบจะรักษาระดับแรงดันที่ DC Bus ให้คงที่ $V_{Bus} = 60V$ ตลอด

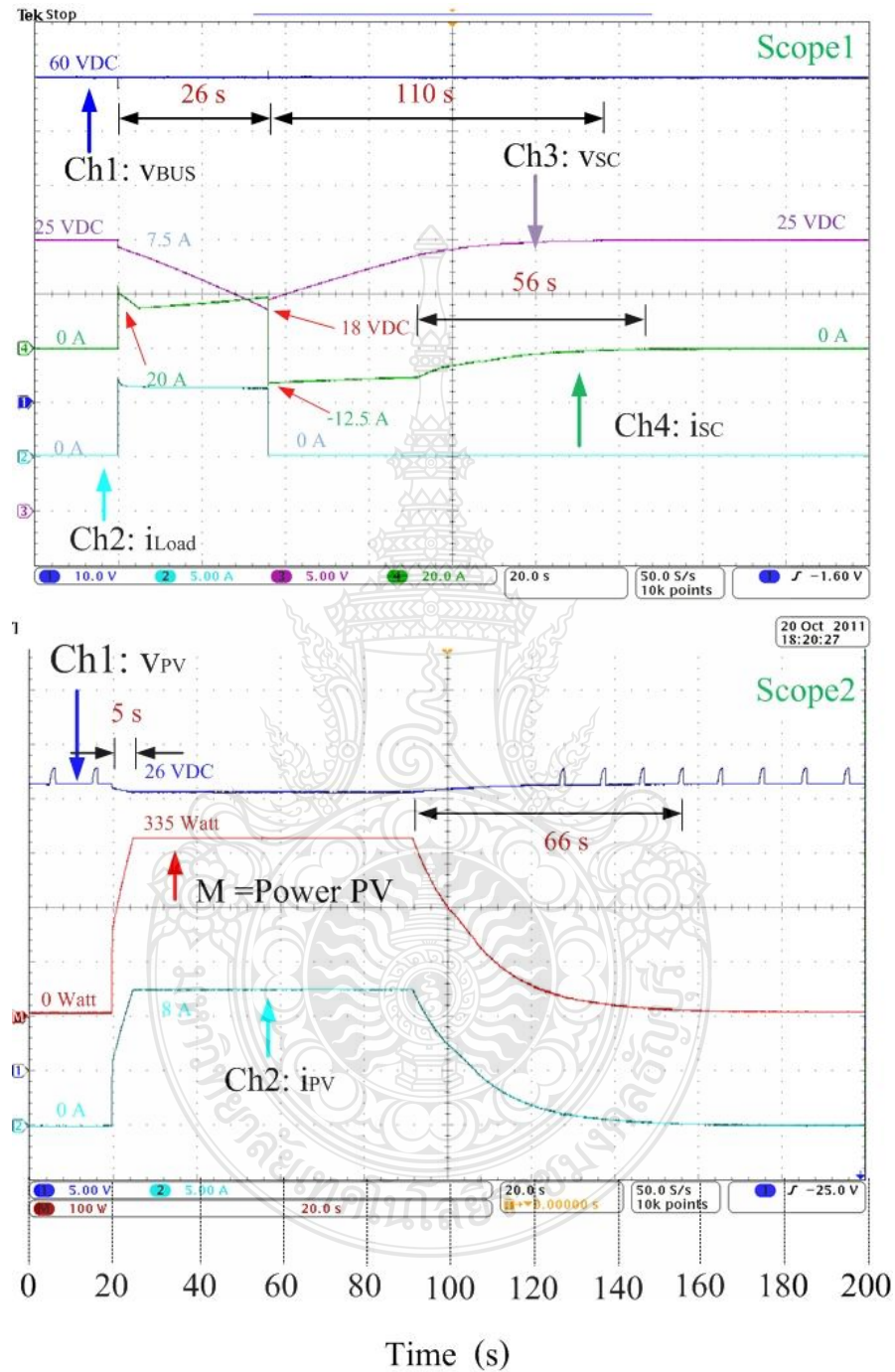
ช่วงที่ 3 เวลา 45 – 90 S

เมื่อโหลดไม่ต้องการกำลังงาน ระบบได้รับคำสั่งให้ลดกำลังงานที่โหลดลง เท่ากับ 0 ค่ากระแสที่โหลดจะลดลง $i_{Load} = 0A$ ในช่วงนี้ ซูเปอร์คาปาซิเตอร์จะหยุดจ่ายกระแสให้กับโหลดทันที แรงดันของซูเปอร์คาปาซิเตอร์จะค่อยๆ เพิ่มขึ้นส่วนกระแสของซูเปอร์คาปาซิเตอร์จะลดลงอยู่ที่ประมาณ $i_{SC} = -9A$ ส่วนกระแสของแผงเซลล์แสงอาทิตย์จะยังคงรักษาระดับคงที่ไว้ $i_{PV} = 8A$ เพื่อทำการประจุกำลังไฟฟ้ากลับเข้าสู่ซูเปอร์คาปาซิเตอร์อย่างช้าๆ ซึ่งเรียกช่วงนี้ว่า Charge Mode

ช่วงที่ 4 เวลา 90 S – 200 S

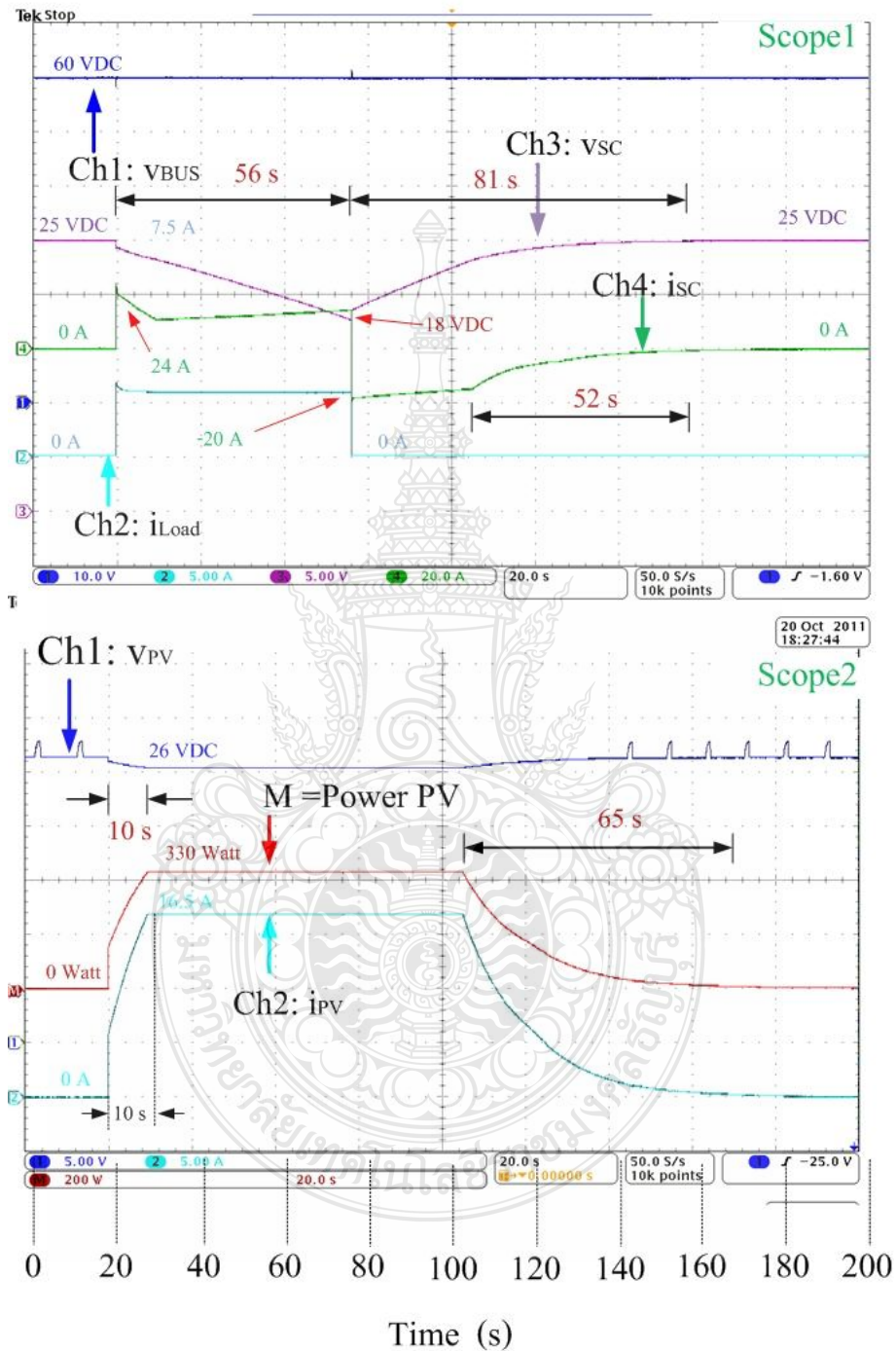
เมื่อการประจุกำลังไฟฟ้ากลับสู่ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ โดยระดับแรงดัน $V_{SC} = 25V$ แล้ว ระบบจะสั่งให้หยุดการประจุกำลังไฟฟ้า ในช่วงนี้ จะเห็นค่ากระแสของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ ค่อยๆ เพิ่มขึ้นจนกระทั่ง $i_{SC} = 0A$ และเมื่อระบบต้องการกำลังงานลดลง ค่ากำลังงานที่ได้จากแผงเซลล์แสงอาทิตย์จะค่อยๆ ลดลงตั้งแต่ช่วงเวลา 90 S จนกระทั่ง $i_{PV} = 0A$ และ $P_{PV} = 0W$

4.3.3.6 การทดลองครั้งที่ 2 พิกัดกำลัง Solar cell อยู่ที่ 300 วัตต์ ($P_{PV} = 300W$)



ภาพที่ 4.22 ผลตอบสนอง กระแสและแรงดันที่ บัสและซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ จากเครื่องวัด ที่พิกัด 300 วัตต์

4.3.3.7 การทดลองครั้งที่ 3 พิกัดกำลัง Solar cell อยู่ที่ 400 วัตต์ ($P_{PV} = 400W$)



ภาพที่ 4.23 ผลตอบสนอง กระแสและแรงดันที่ บัสและซูเปอร์คาปาซิเตอร์ จากเครื่องวัด ที่พิกัด 400 วัตต์

จากภาพที่ 4.22 ผลการตอบสนอง กระแสและแรงดัน เมื่อจ่ายโหลดที่ 300 วัตต์ ผลการตอบสนองมีลักษณะที่สอดคล้องและเป็นไปในทางเดียวกับการประลองในครั้งที่ 1 โดยขณะที่ระบบต้องการกำลังงาน ชูปเปอร์คาปาซิเตอร์สามารถจ่ายกระแสให้กับโหลดได้สูงสุดที่ $i_{SC} = 20A$ โดยระบบสามารถรักษาระดับแรงดันที่บัสให้คงที่ $V_{Bus} = 60V$ ตลอดช่วงการประลอง

จากภาพที่ 4.23 ผลการตอบสนอง กระแสและแรงดัน เมื่อจ่ายโหลดที่ 400 วัตต์ ผลการตอบสนองมีลักษณะที่สอดคล้องและเป็นไปในทางเดียวกับการประลองในครั้งที่ 1 และ 2 โดยขณะที่ระบบต้องการกำลังงาน ชูปเปอร์คาปาซิเตอร์สามารถจ่ายกระแสให้กับโหลดได้สูงสุดที่ $i_{SC} = 20A$ โดยระบบสามารถรักษาระดับแรงดันที่บัสให้คงที่ $V_{Bus} = 60V$ ตลอดช่วงการประลองเช่นเดียวกับการประลองทั้งสองครั้งนั้น

4.4 ข้อสังเกตจากการทดลอง

จากการทดสอบแหล่งจ่ายไฟตรงที่ได้รับการออกแบบและสร้างขึ้นมานี้ได้พบว่า

4.4.1 แรงดันบนบัสไฟตรง (DC Bus) มีความคงที่สม่ำเสมอแม้จะอยู่ในสถานะจ่ายโหลดในทันที ทำให้เห็นถึงเสถียรภาพของแหล่งจ่ายและระบบควบคุมการจ่ายกำลังงาน ที่มีประสิทธิภาพดี

4.4.2 ขณะโหลดต้องการกำลังงาน 200 วัตต์ แผงเซลล์แสงอาทิตย์ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายหลักได้จ่ายกำลังงานให้ทั้งหมด 300 วัตต์ ซึ่งในช่วงแรกชูปเปอร์คาปาซิเตอร์ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายเสริมจะทำหน้าที่ชดเชยจ่ายกำลังงานให้กับโหลดในช่วงเวลาประมาณ 2 วินาที และเมื่อโหลดไม่ต้องการกำลังงานระบบจะทำการประจุกำลังงานไปที่ชูปเปอร์คาปาซิเตอร์จนกระทั่งเต็มความจุ

4.4.3 ขณะที่โหลดต้องการกำลังงาน 300 วัตต์ แผงเซลล์แสงอาทิตย์ได้จ่ายกำลังงานทั้ง 300 วัตต์ ซึ่งในช่วงแรกชูปเปอร์คาปาซิเตอร์ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายเสริมจะทำหน้าที่ชดเชยจ่ายกำลังงานให้กับโหลดในช่วงเวลาประมาณ 5 วินาที และเมื่อโหลดไม่ต้องการกำลังงานระบบจะทำการประจุกำลังงานไปที่ชูปเปอร์คาปาซิเตอร์จนกระทั่งเต็มความจุ

4.4.4 ขณะที่โหลดต้องการกำลังงาน 400 วัตต์ แผงเซลล์แสงอาทิตย์ได้จ่ายกำลังงานทั้ง 400 วัตต์ ซึ่งในช่วงแรกชูปเปอร์คาปาซิเตอร์ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายเสริมจะทำหน้าที่ชดเชยจ่ายกำลังงานให้กับโหลดในช่วงเวลาประมาณ 10 วินาที และเมื่อโหลดไม่ต้องการกำลังงานระบบจะทำการประจุกำลังงานไปที่ชูปเปอร์คาปาซิเตอร์จนกระทั่งเต็มความจุ

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์นี้ได้ออกแบบ ดำเนินการสร้าง รวมทั้งทำการทดสอบวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส สำหรับแผงเซลล์แสงอาทิตย์ วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส 2 ทิศทาง สำหรับซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ และส่วนควบคุมการผสมผสานกำลังงาน โดยใช้ พี-ไอ คอนโทรล โดยการควบคุมจะเป็นแบบอนาล็อกทั้งหมด โดยมีตัวประมวลผลทางคณิตศาสตร์ คือ dSPACE DS1104 มีแหล่งกำลังงานหลักคือเซลล์แสงอาทิตย์ ชนิด Single Crystal พิกัด 800 W, 26 V, 30 A แหล่งจ่ายกำลังงานเสริมจากชุดซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ ขนาด 100 F, 32 V [12- cells (1,200-F , 2.7-V) in Series] ส่วนอุปกรณ์คอนเวอร์เตอร์จะใช้ MOSFET เป็นอุปกรณ์ในการสวิตซ์ซึ่ง โดยใช้ความถี่การสวิตซ์ที่ 25 kHz มีการควบคุมพิกัดแรงดันให้คงที่ที่ DC Bus = 60 V และใช้ความต้านทานปรับค่าได้ชนิดกำลังสูงขนาด 42 Ω เป็นโหลดในการทดสอบ

ผลการทดสอบแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบผสมผสานด้วยแผงเซลล์แสงอาทิตย์และซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ ที่นำเสนอ สามารถตอบสนองวัตถุประสงค์ในการทำงานทั้ง 3 สถานะตามเงื่อนไขที่ต้องการทุกประการ เมื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดจะสามารถตอบสนองได้ภายในเวลา 4-10 วินาที โดยยังสามารถรักษาระดับแรงดันบนบัสไฟตรงให้สม่ำเสมอได้อย่างดี

5.1 ข้อดีของระบบ

5.1.1 การเลือกใช้วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส สามารถลดขนาดกระแสกระเพื่อมลงได้มากกว่าแบบอื่น

5.1.2 การเลือกซูปเปอร์คาปาซิเตอร์มาเป็นอุปกรณ์ในการเก็บสะสมกำลังงานไฟฟ้าเป็นการนำคุณสมบัติที่ดีมาใช้ให้เกิดประโยชน์ในต่องานวิจัยนี้เป็นอย่างมาก

5.1.3 การเลือกใช้วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟสเป็นการกำหนดให้อัตราการไหลของกระแสไฟฟ้าผ่านขดลวดตัวนำลดลง ทำให้สามารถลดขนาดขดลวดตัวนำ ไดโอดคาปาซิเตอร์ และอุปกรณ์สวิตซ์ (MOSFET) รวมถึงการลดความร้อนที่เกิดขึ้นจากการทำงานของอุปกรณ์ต่างๆ

5.1.4 ระบบที่ทำการออกแบบและสร้างขึ้นมีความเหมาะสมสำหรับเป็นงานวิจัยต้นแบบการพัฒนาทางด้านพลังงานทดแทนต่างๆ ต่อไปได้

5.2 ข้อบกพร่องของระบบ

5.2.1 สำหรับข้อบกพร่องของระบบที่ได้ทำการทดสอบงานวิจัยนี้เป็นการศึกษาและทดสอบภายในห้องปฏิบัติการซึ่งมีการตั้งค่าการทำงานในแต่ละลูปให้มีค่าที่เสถียรภาพมากที่สุด แต่เมื่อมีการนำอุปกรณ์ชุดดังกล่าวไปติดตั้งใช้งานจริงนอกห้องปฏิบัติการซึ่งมีปัจจัยภายนอกกระทบต่อการทำงานของอุปกรณ์บูสต์คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดทำให้ค่าที่ปรับไว้ไม่มีเสถียรภาพ จึงต้องมีการปรับค่าต่างๆ และมีความยุ่งยากเพิ่มขึ้น

5.2.2 ในการทดสอบการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ โดยการใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจาก Power Supply ซึ่งมีสัญญาณรบกวนค่อนข้างสูง ซึ่งต้องมีการปรับแก้ไขค่าการควบคุมต่างๆ ภายในวงจรให้มีเสถียรภาพมากขึ้น

5.3 ข้อเสนอแนะสำหรับการพัฒนางานวิจัย

5.3.1 เพื่อให้การพัฒนางานวิจัยในขั้นต่อไป ควรมีการศึกษาคุณสมบัติ เทคนิคและวิธีการในการผสมผสานกำลังงานไฟฟ้ารูปแบบใหม่ นอกจากนี้ควรมีการปรับปรุงวงจรคอนเวอร์เตอร์และอุปกรณ์ภายในวงจรให้มีขนาดที่กะทัดรัดเพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์มากยิ่งขึ้น

5.3.2 ควรมีการเพิ่มแหล่งพลังงานอื่นๆ ในการผสมผสานกำลังงานไฟฟ้า เช่น กำลังงานจากพลังงานลม กำลังงานจากเซลล์เชื้อเพลิง หรือกำลังงานจากแบตเตอรี่ตะกั่วกรดน้ำกลั่น เป็นต้น เพื่อให้การจัดเก็บพลังงานสะสมในปริมาณที่มากขึ้น

5.3.3 ควรมีการพัฒนางานวิจัยเพื่อนำไปประยุกต์ใช้พลังงานทดแทนในรถยนต์ต่อไปได้

รายการอ้างอิง

- [1] เทคโนโลยีเซลล์แสงอาทิตย์. [ออนไลน์] [สืบค้นวันที่ 10 สิงหาคม 2554].จาก www.egat.co.th/re
- [2] มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี,2552. “หลักสูตรการฝึกอบรมเทคนิคการประยุกต์ใช้เซลล์แสงอาทิตย์สำหรับผู้ใช้งานระบบ”
- [3] ประเสริฐ สารากร. “การศึกษาระบบควบคุมพลังงานไฟตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง และ แบตเตอรี่” ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2553
- [4] Super capacitors. [ออนไลน์] 10 มีนาคม 2552. [สืบค้นวันที่ 30 มกราคม 2553]. จาก www.supercapacitors.org
- [5] รศ. ดร. วีระเชษฐ์ จันทร์เงิน. วุฒิพล ธาราธิรเศรษฐ์. “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง” หจก. วี.เจ. พรินต์, 2547.
- [6] P.Thounthong “Fuel Cell/Battery Powered Electric Vehicle System” EECON-29, pp.361-364, Nov 2006
- [7] P. Thou thong, S. Raël and B. Davat “Control Strategy of Fuel Cell and Super capacitors Association for a Distributed Generation System” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, Dec 2007
- [8] P. Thounthong S. Raël and B. Davat “Analysis of Super capacitor as Second Source Based on Fuel Cell Power Generation” IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 24,No.1, March 2009
- [9] Supercapacitor. [ออนไลน์] 15 ธันวาคม 2553.[สืบค้นวันที่ 22 สิงหาคม 2554].จาก www.batteryuniversity.com
- [10] P. Thounthong S. Raël and B. Davat “DC Bus Voltage Regulation Supplied by Fuel Cell/Super capacitor Hybrid Source” ECTI Transactions on Electrical ENG., Electronics, and Communications Vol.4, No.2, August 2006
- [11] สิทธิกร ธนาวุฒิ. “แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิงและลิเทียมไอออน แบตเตอรี่” ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ,2552

- [12] สันติ สุหาชัยศรี.เอกสารประกอบการสอน วิชาดิจิตอลคอนโทรล. ภาควิศวกรรมศาสตร์ไฟฟ้า คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ,2538
- [13] dSPACE. [ออนไลน์] 21 มกราคม 2549.[สืบค้นวันที่ 22 สิงหาคม 2554].จาก www.dspace.com
- [14] สมหวัง อริศรียวงศ์.การควบคุมอุปกรณ์ฮาร์ดแวร์แบบเวลาจริงโดยใช้ MATLAB/SIMULINK ร่วมกับโปรแกรมอื่นๆ. [ออนไลน์] 23 มีนาคม 2550.[สืบค้นวันที่ 5 กรกฎาคม 2554].จาก www.thailandindustry.com



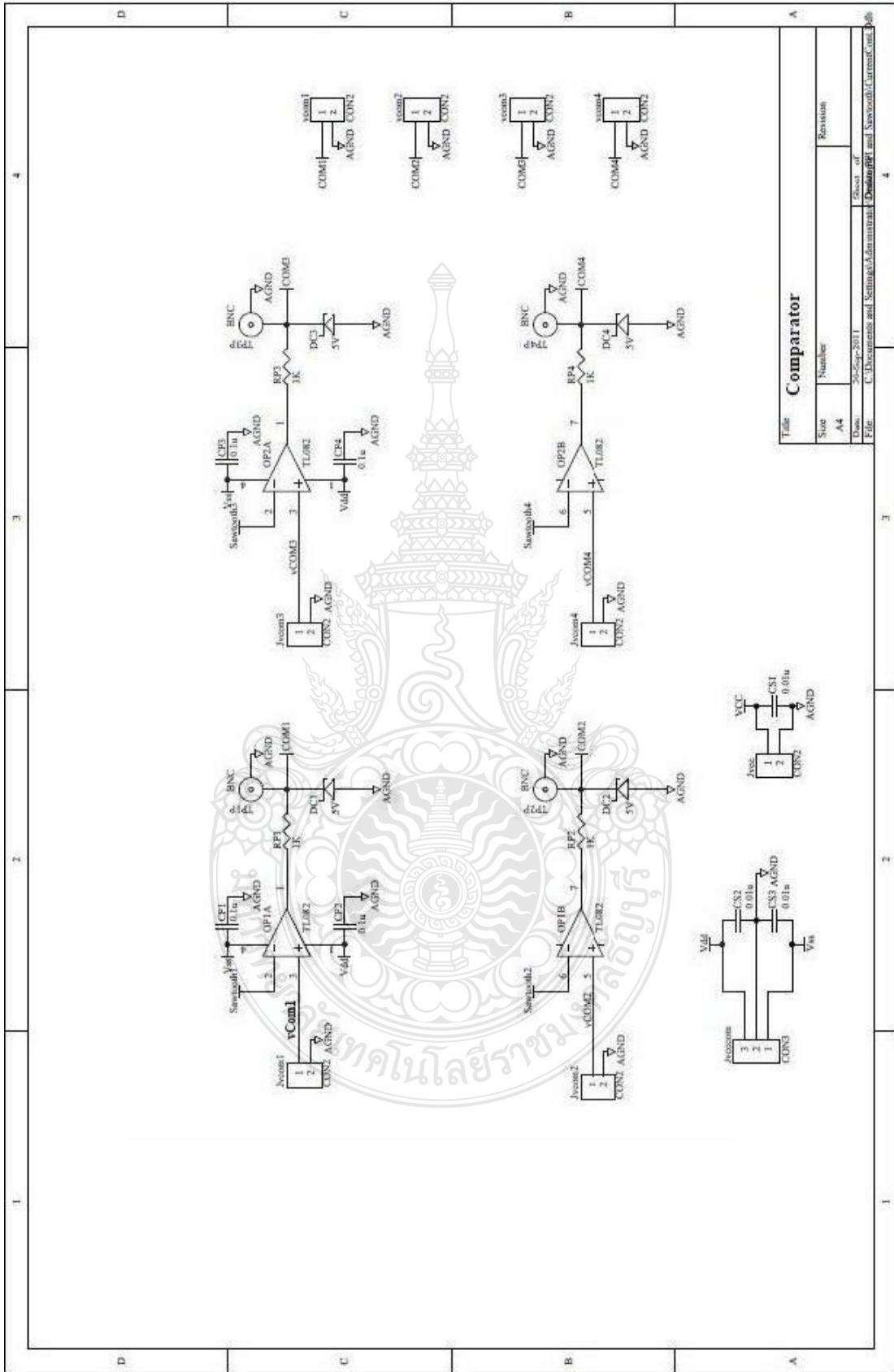
ภาคผนวก



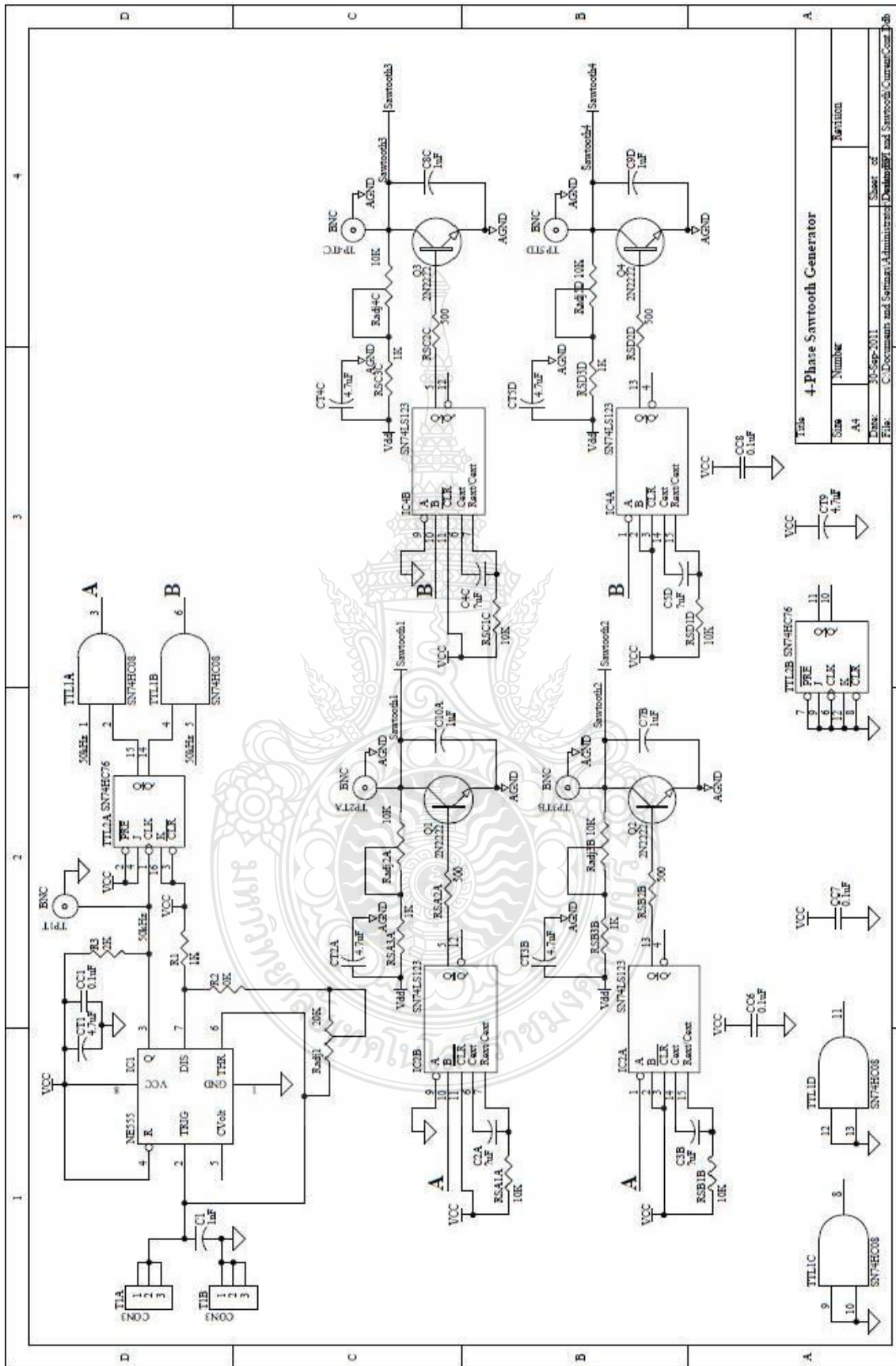
ภาคผนวก ก

ลายวงจรมพิมพ์และตำแหน่งการวางอุปกรณ์บูสต์คอนเวอร์เตอร์
แบบขนาน 4 เฟส สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์





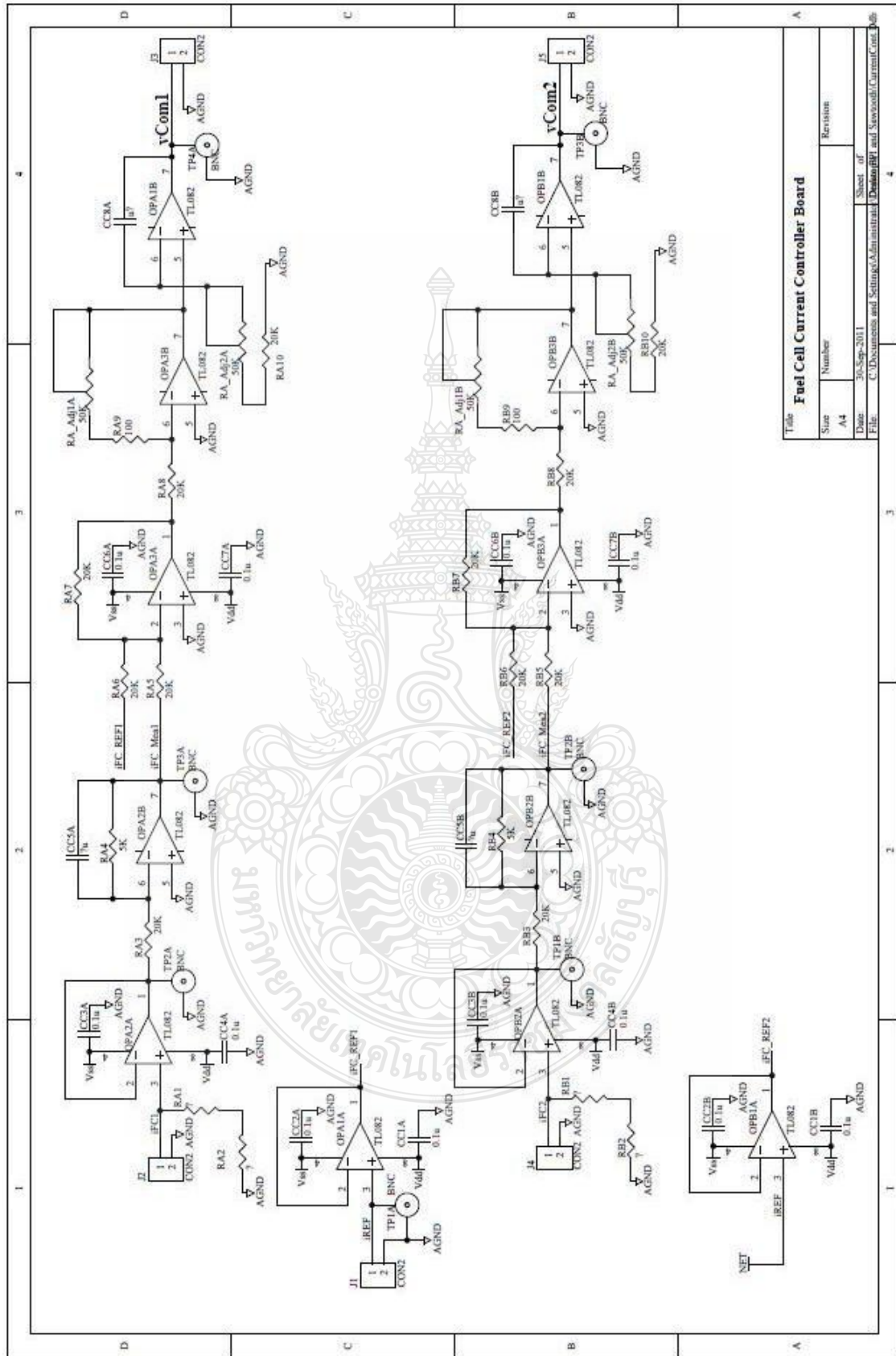
ภาพที่ ก.1 วงจร Comparator



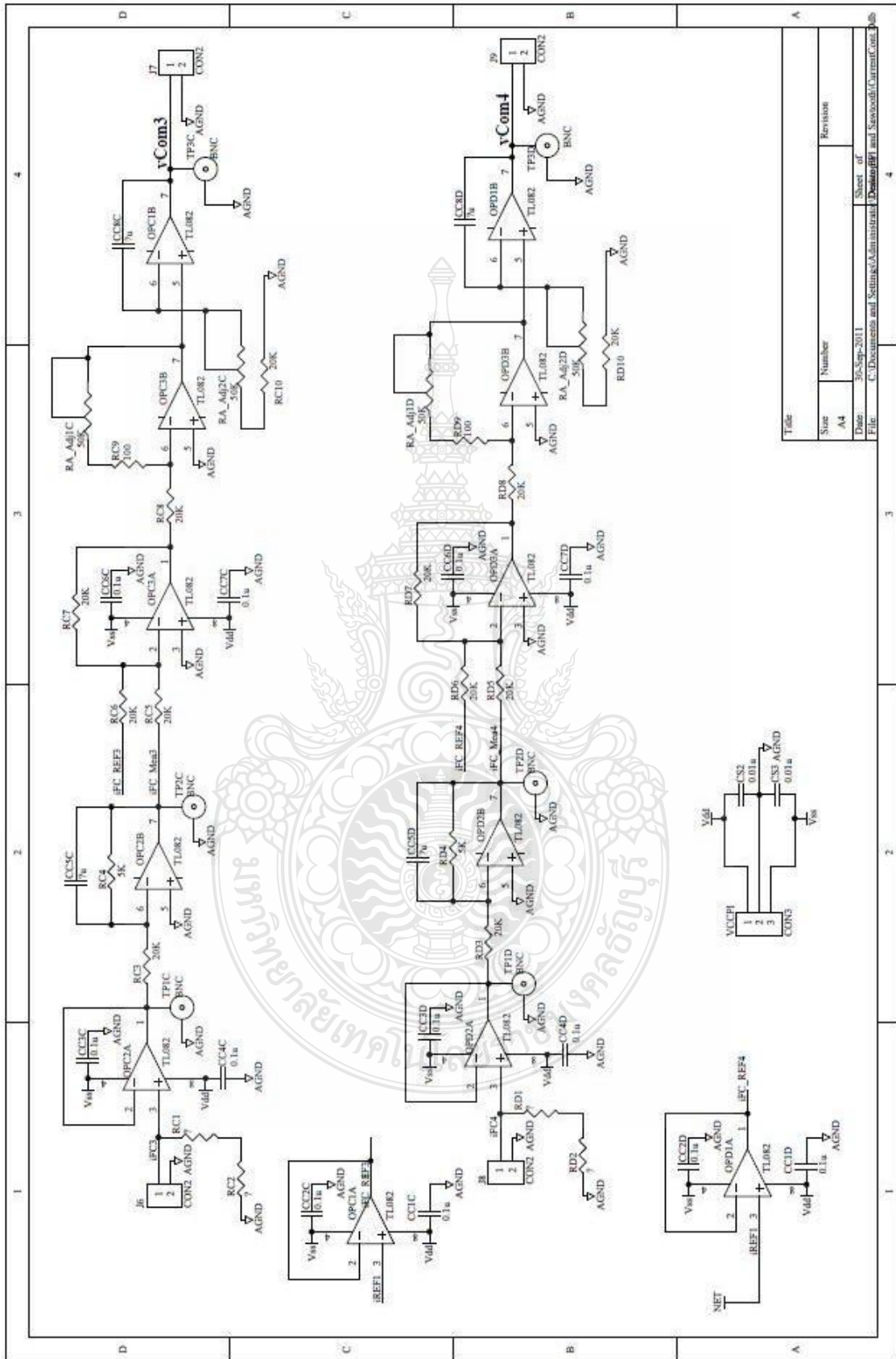
4-Phase Sawtooth Generator

Title	4-Phase Sawtooth Generator	
Sub	A4	Revision
Date	30-Sep-2011	Sheet of
File	C:\Documents and Settings\Administrator\Desktop\BPT and Sawtooth\CircuitCont	3 of 3

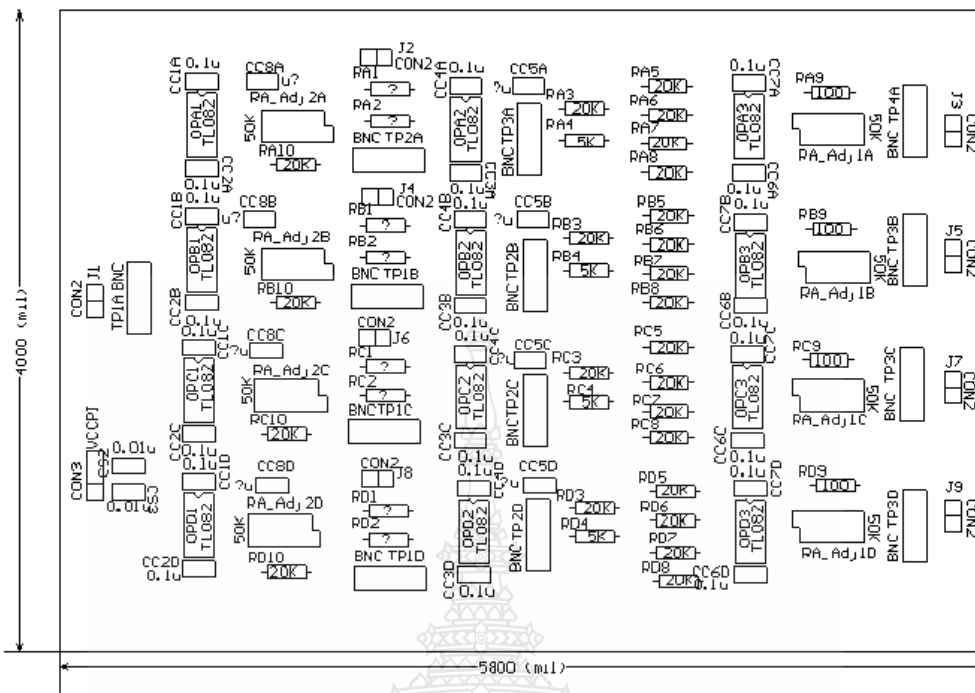
ภาพที่ ก.2 วงจร 4-Phase Sawtooth Generator



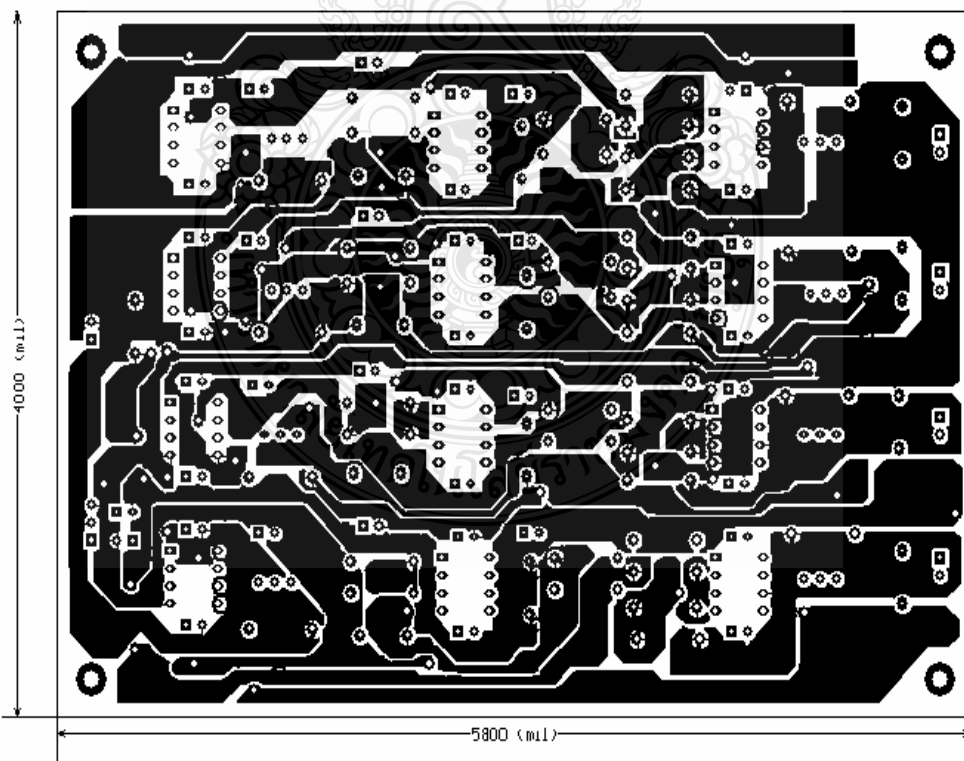
ภาพที่ ก.3 วงจร Current Controller Board



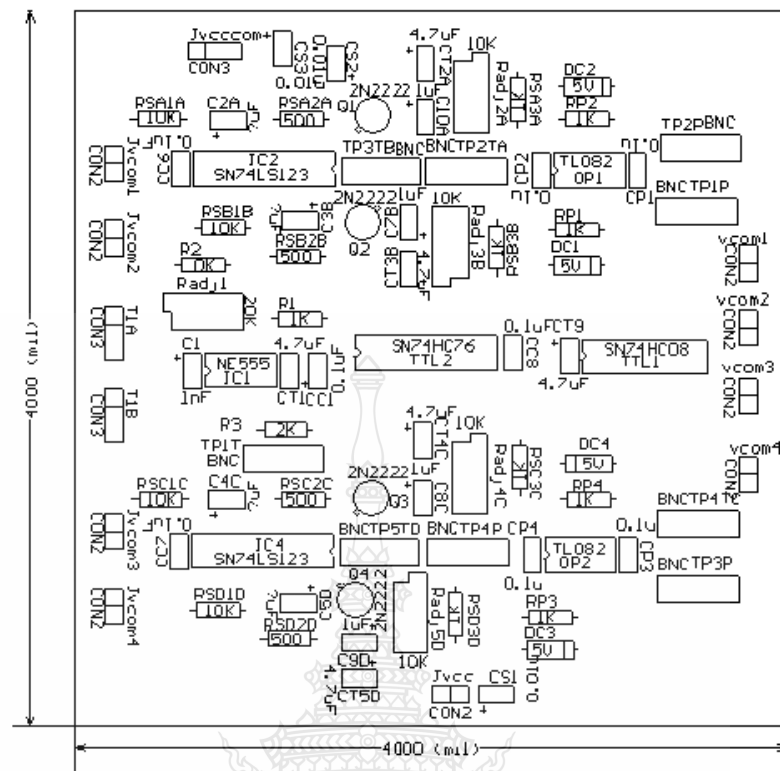
ภาพที่ ๓.4 วงจร PI Controller



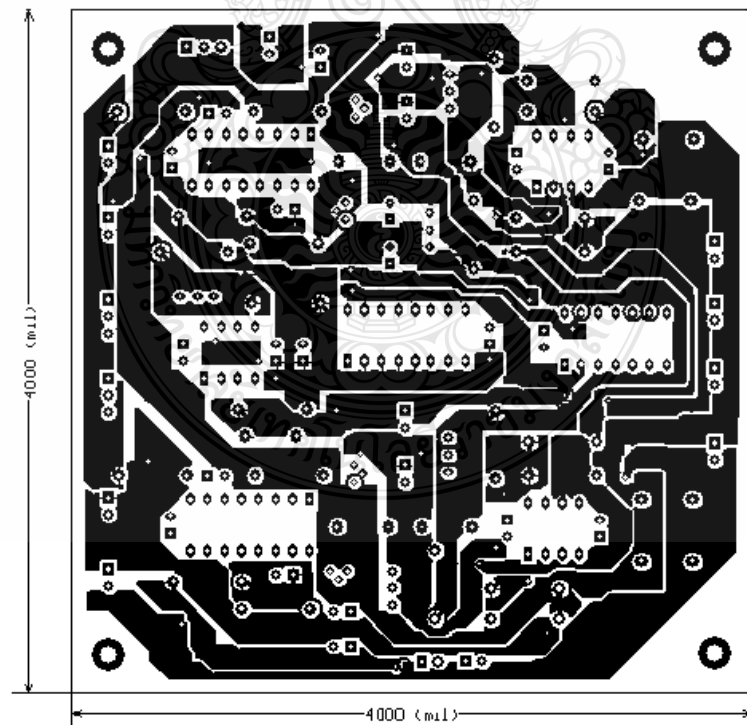
ภาพที่ ก.5 การวางอุปกรณ์ของวงจร PI Control



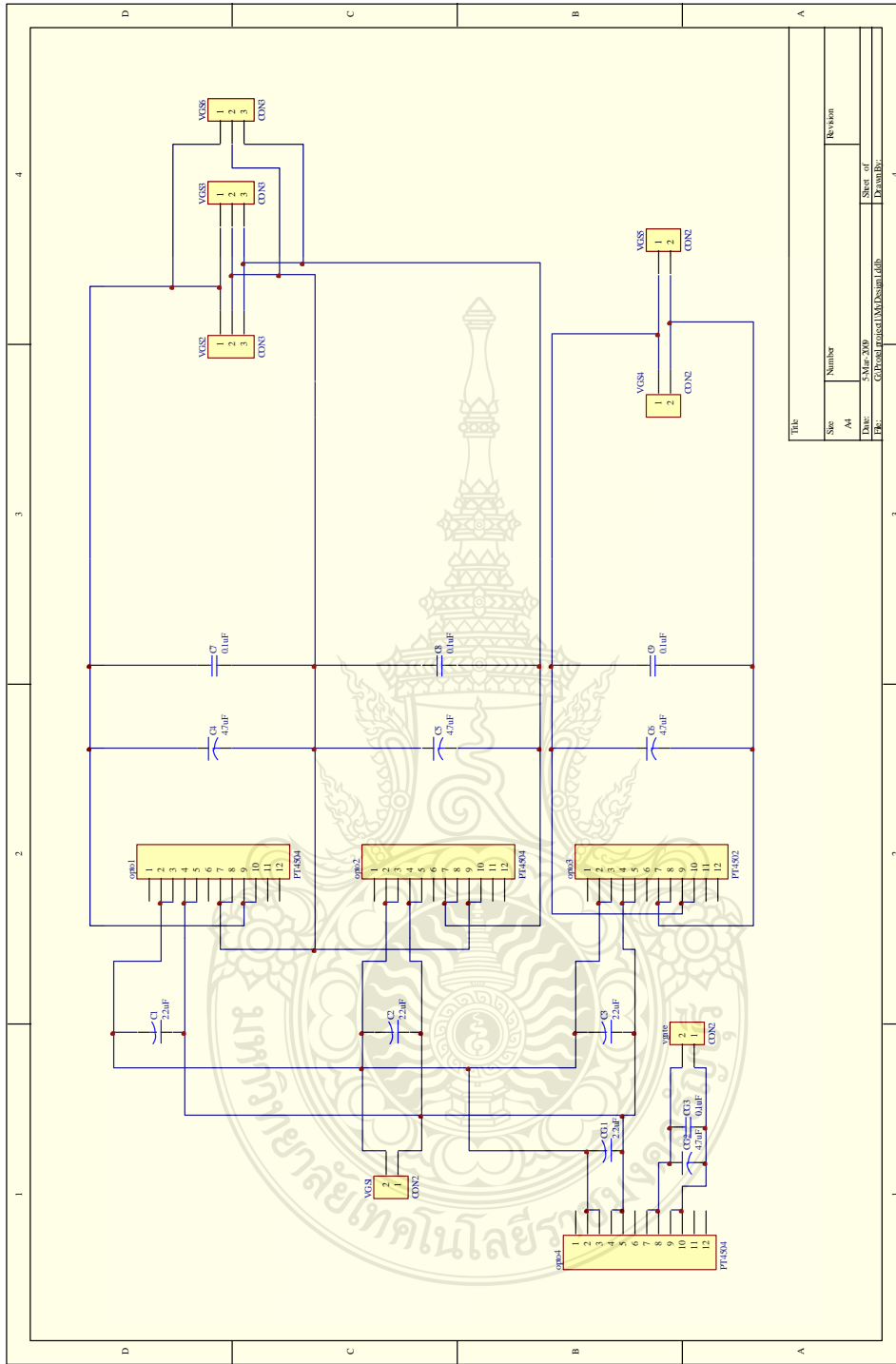
ภาพที่ ก.6 ลายวงจรพิมพ์ของวงจร PI Control



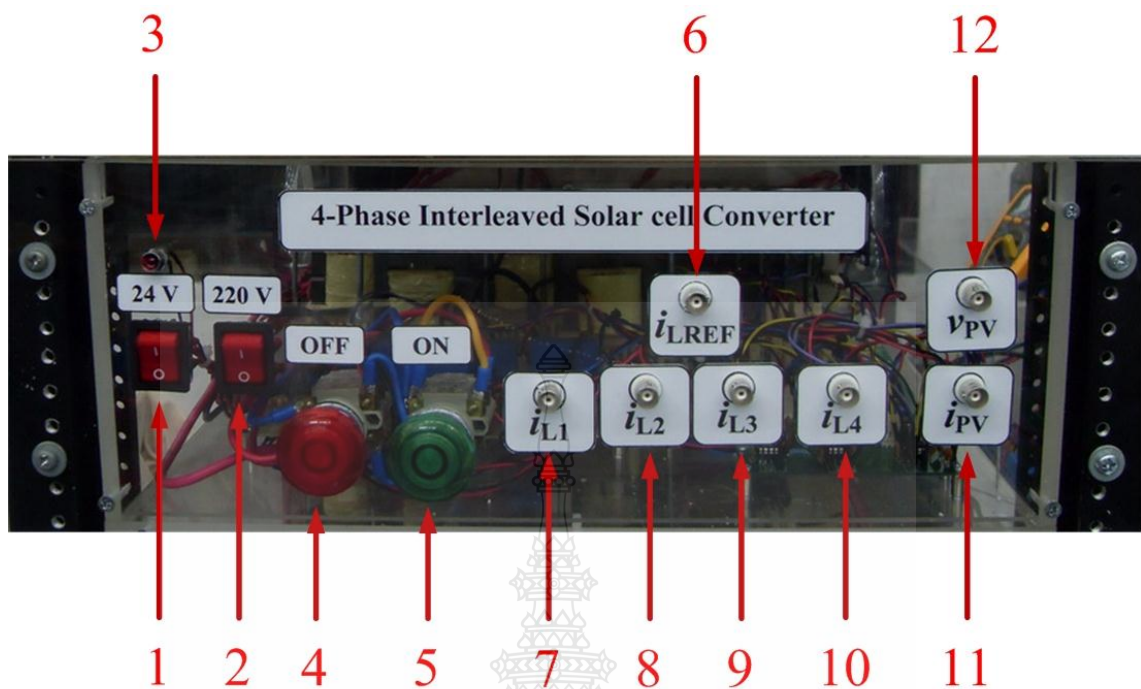
ภาพที่ ก.8 การวางอุปกรณ์ของวงจร PWM



ภาพที่ ก.9 ลายวงจรพิมพ์ของวงจร PWM



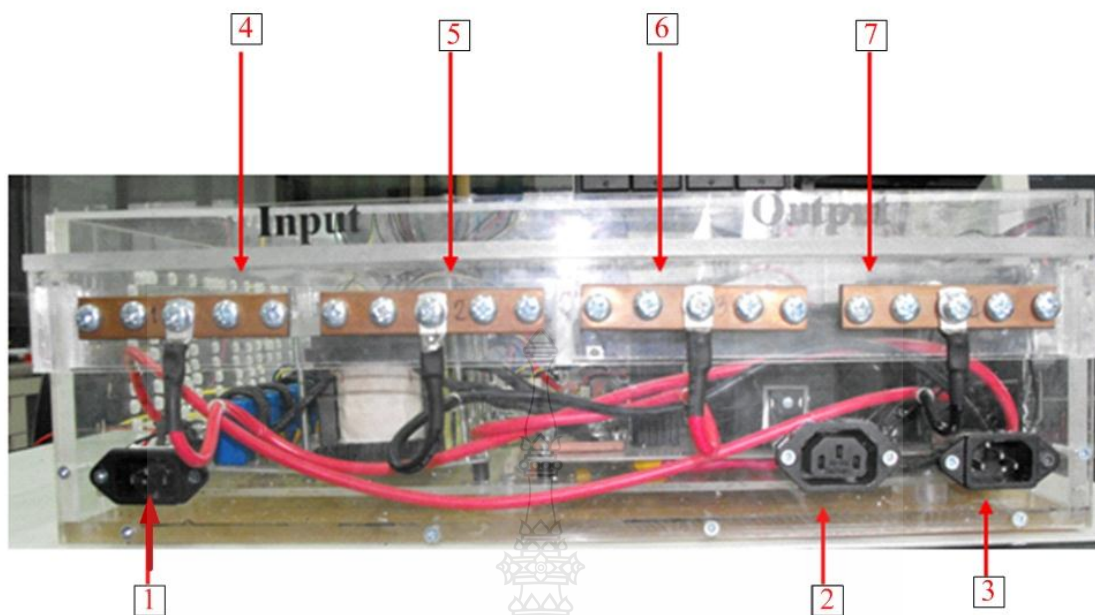
ภาพที่ ก.10 วงจรแหล่งจ่ายไฟได้ชั 24 V



ภาพที่ ก.13 ด้านหน้าบอร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส สำหรับแผงเซลล์แสงอาทิตย์

การจัดวางตำแหน่งของอุปกรณ์ต่างๆ ด้านหน้าของเครื่องตามภาพที่ ก.13

1. สวิตช์แหล่งจ่ายไฟ 24 V
2. สวิตช์แหล่งจ่ายไฟ 220 V หลอด LED แสดงแหล่งจ่ายไฟ 24 V
3. หลอด LED แสดงแหล่งจ่ายไฟ 24 V
4. Push Button Switch OFF ของชุดบูสต์คอนเวอร์เตอร์
5. Push Button Switch ON ของชุดบูสต์คอนเวอร์เตอร์
6. ปิเอ็นซีสำหรับรับสัญญาณกระแสอ้างอิงของตัวเหนี่ยวนำภายนอก
7. ปิเอ็นซีสำหรับวัดสัญญาณกระแสจากตัวเหนี่ยวนำตัวที่ 1
8. ปิเอ็นซีสำหรับวัดสัญญาณกระแสจากตัวเหนี่ยวนำตัวที่ 2
9. ปิเอ็นซีสำหรับวัดสัญญาณกระแสจากตัวเหนี่ยวนำตัวที่ 3
- 10.ปิเอ็นซีสำหรับวัดสัญญาณกระแสจากตัวเหนี่ยวนำตัวที่ 4
- 11.ปิเอ็นซีสำหรับวัดสัญญาณกระแสของแผงเซลล์แสงอาทิตย์
- 12.ปิเอ็นซีสำหรับวัดสัญญาณแรงดันของแผงเซลล์แสงอาทิตย์

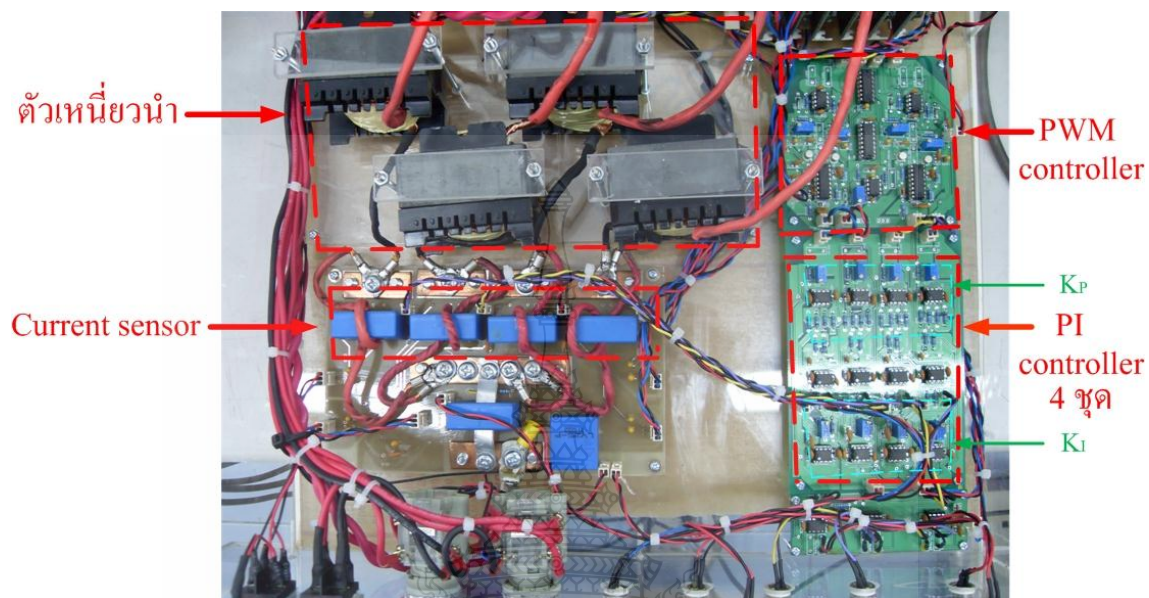


ภาพที่ ก.14 ด้านหลังตู้สตาร์ทมอเตอร์แบบขนาน 4 เฟส สำหรับแผงเซลล์แสงอาทิตย์

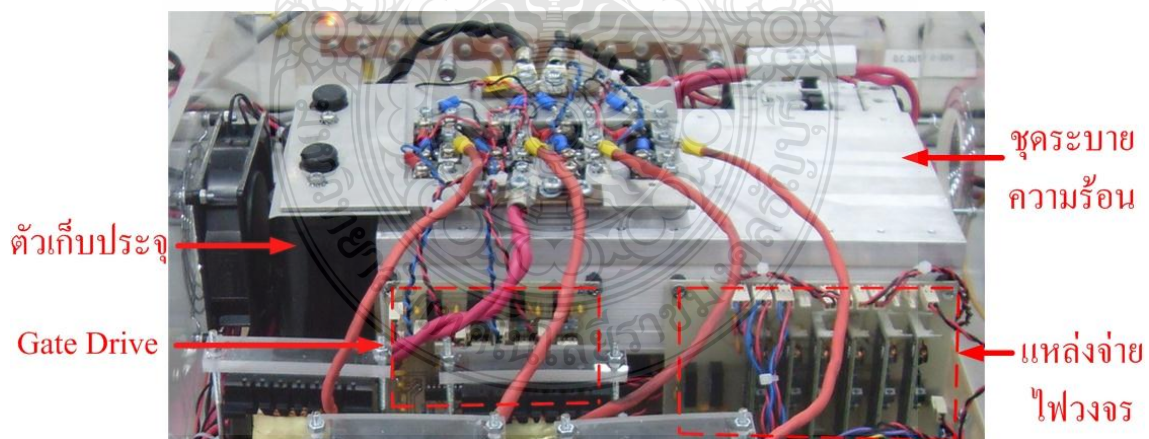
อุปกรณ์ด้านหลังของเครื่องจุดต่างๆ ถูกจัดวางไว้ตามตำแหน่งที่ปรากฏในรูปที่ ก.14

1. ไฟเลี้ยงวงจร 24 VDC
2. ไฟเลี้ยง 220 VAC
3. 220 V เอาต์พุต
4. ดีซีบัสอินพุตบวก
5. ดีซีบัสอินพุตลบ
6. ดีซีบัสเอาต์พุตบวก
7. ดีซีบัสเอาต์พุตลบ

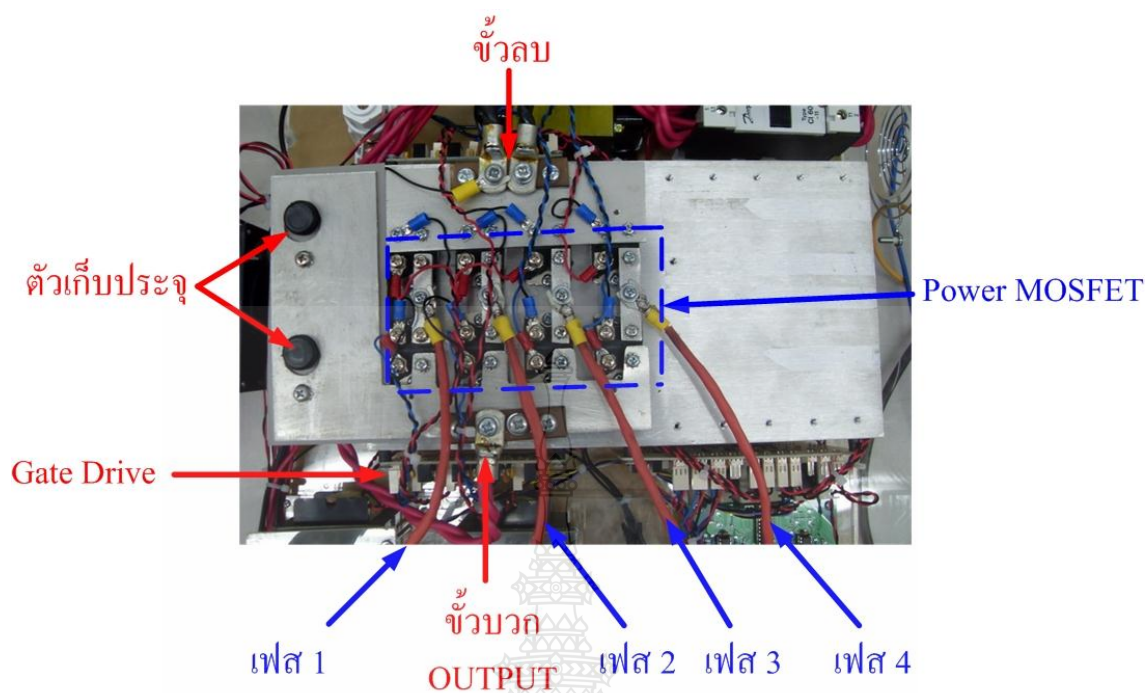
ส่วนประกอบภาคต่าง ๆ ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส สำหรับแผงเซลล์แสงอาทิตย์ ดังแสดงในภาพที่ ก.15



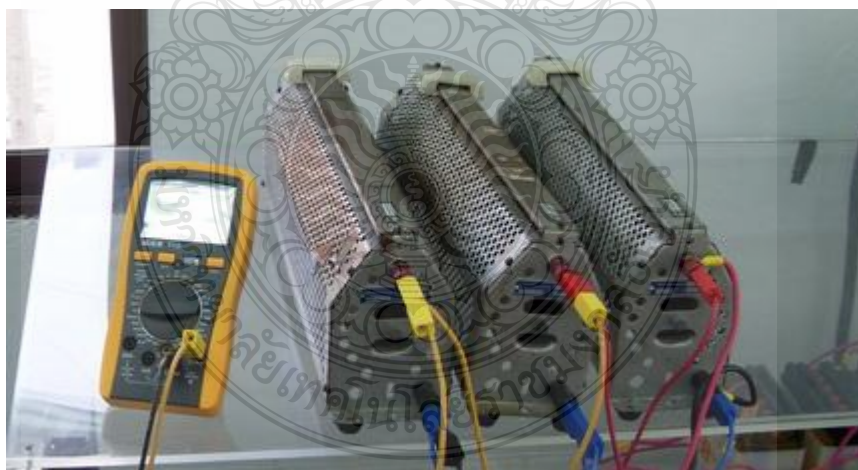
ภาพที่ ก.15 ส่วนประกอบภายในบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส สำหรับแผงเซลล์แสงอาทิตย์



ภาพที่ ก.16 ส่วนประกอบ ชุด Gate Drive 4 สัญญาณ ,แหล่งจ่ายไฟวงจร,ตัวเก็บประจุ และชุดระบายความร้อน



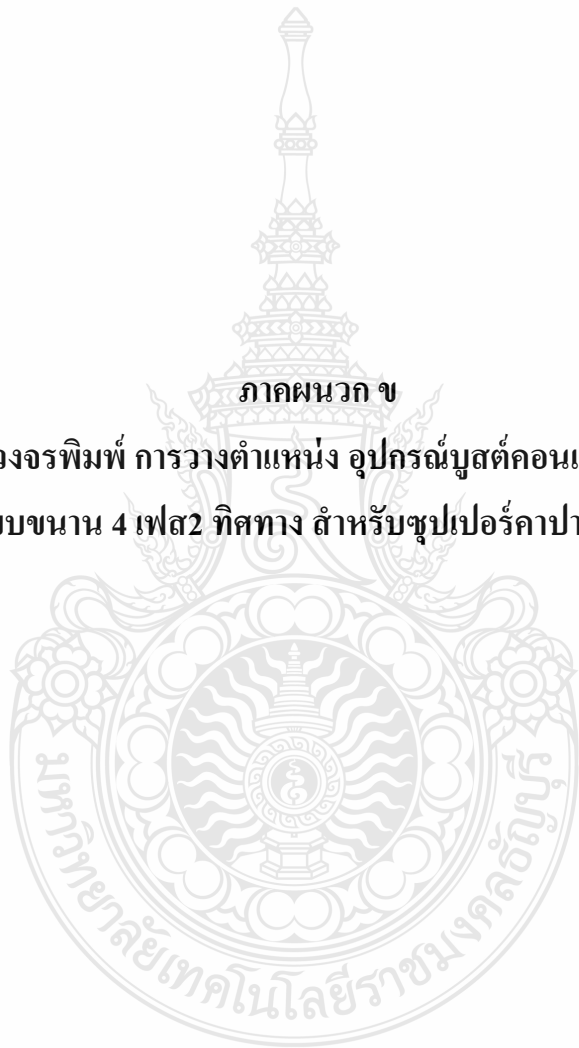
ภาพที่ ก.17 ส่วนประกอบ ชุด Power MOSFET ทั้ง 4 เฟส ของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส สำหรับแผงเซลล์แสงอาทิตย์

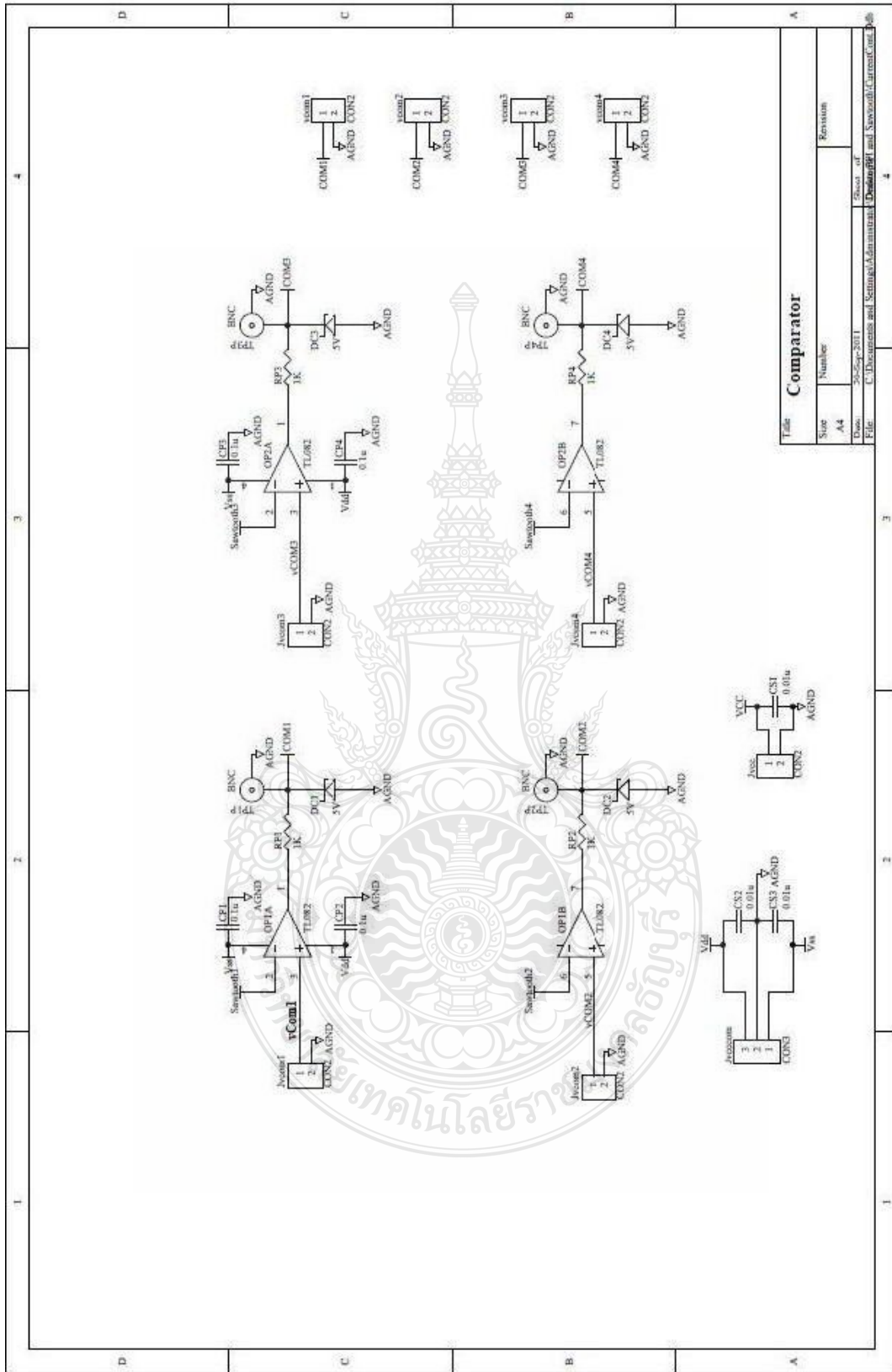


ภาพที่ ก.18 โหลด R ที่ใช้ในการทดสอบการทำงานของบัสต์คอนเวอร์เตอร์

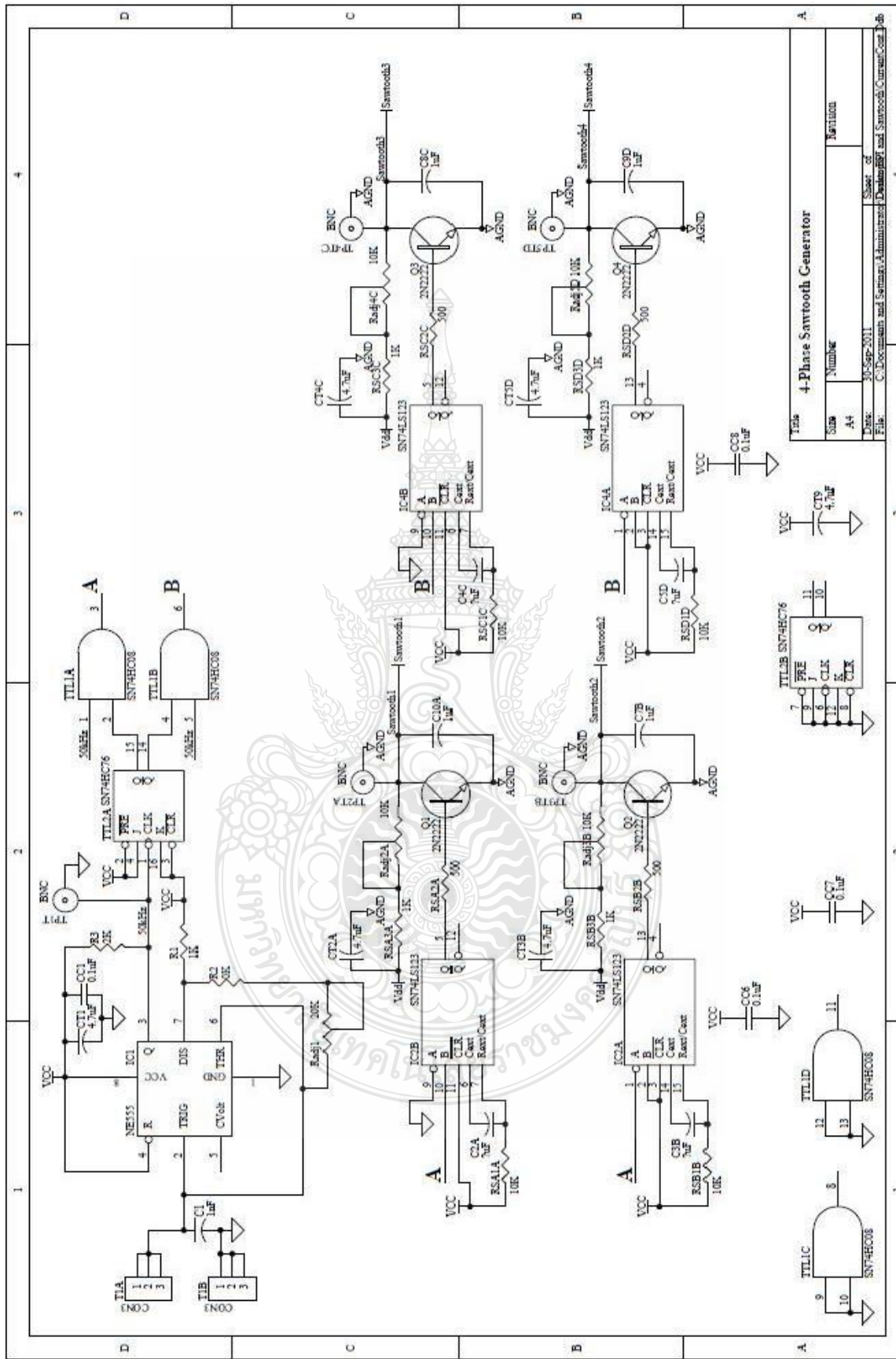
ภาคผนวก ข

ลายวงจรพิมพ์ การวางตำแหน่ง อุปกรณ์อุตสาหกรรมเทอร์
แบบขนาน 4 เฟส 2 ทิศทาง สำหรับซูเปอร์คาปาซิเตอร์

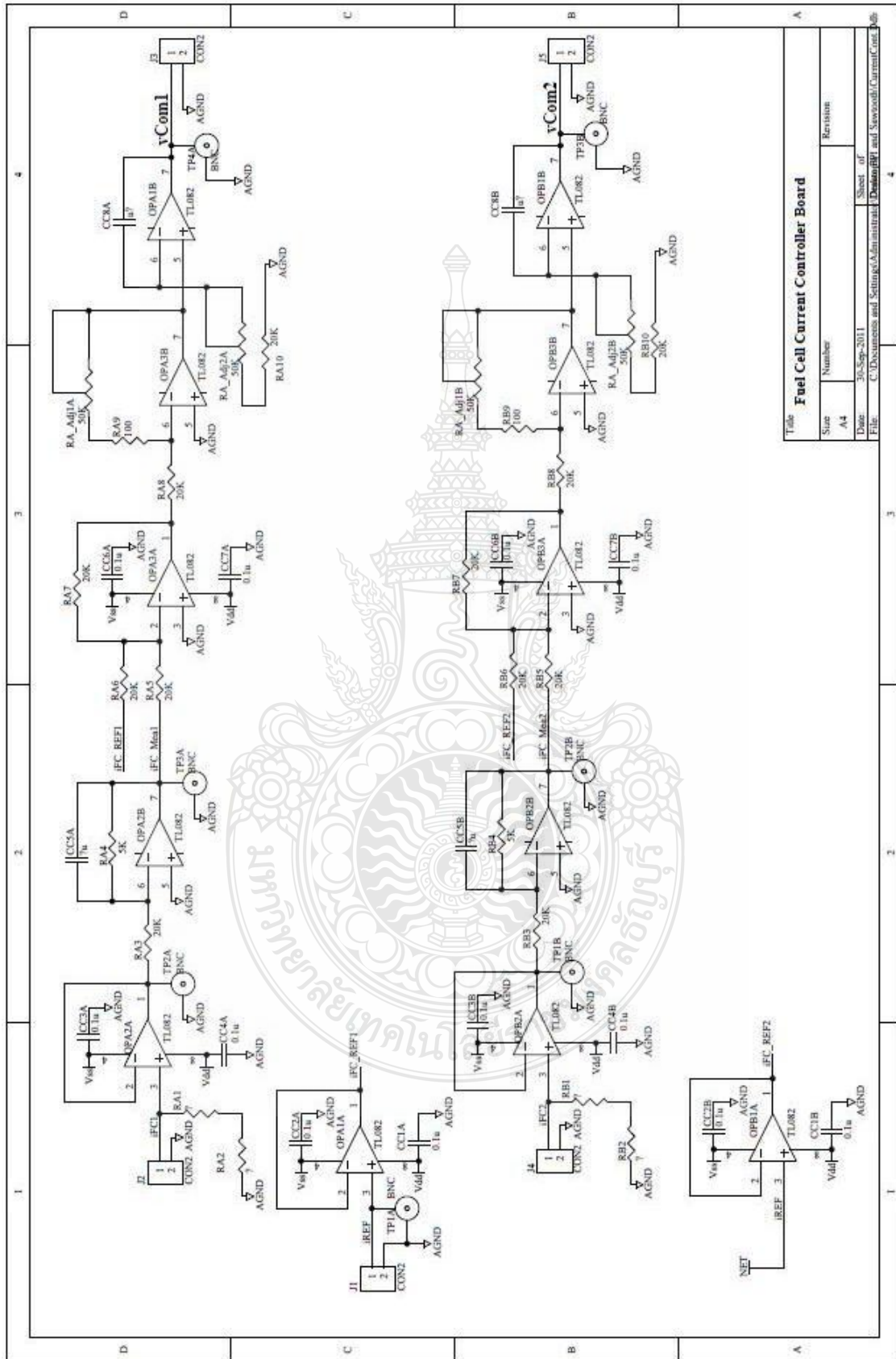




ภาพที่ ข.1 วงจร Comparator

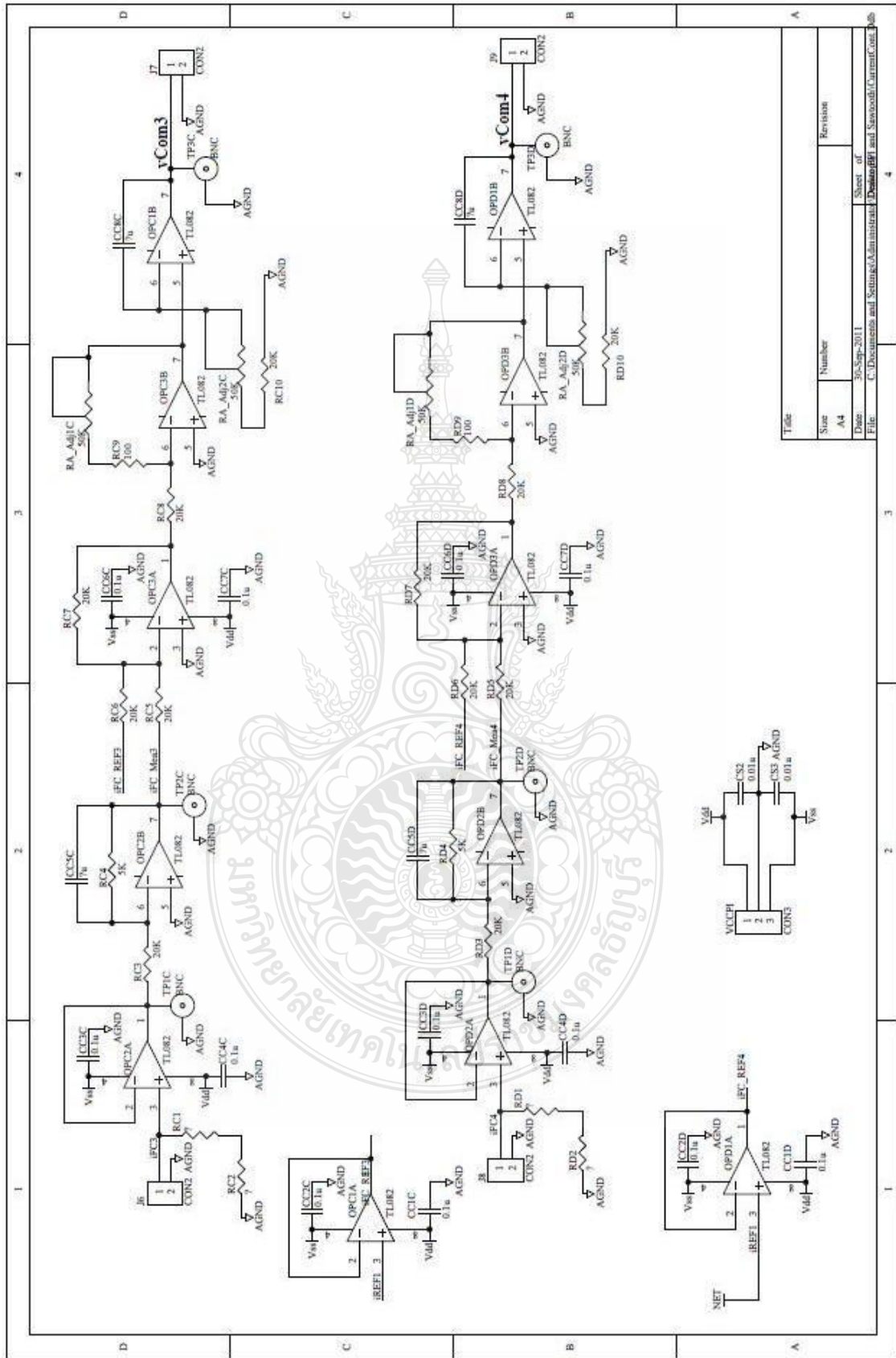


ภาพที่ ๖.2 วงจร 4-Phase Sawtooth Generator



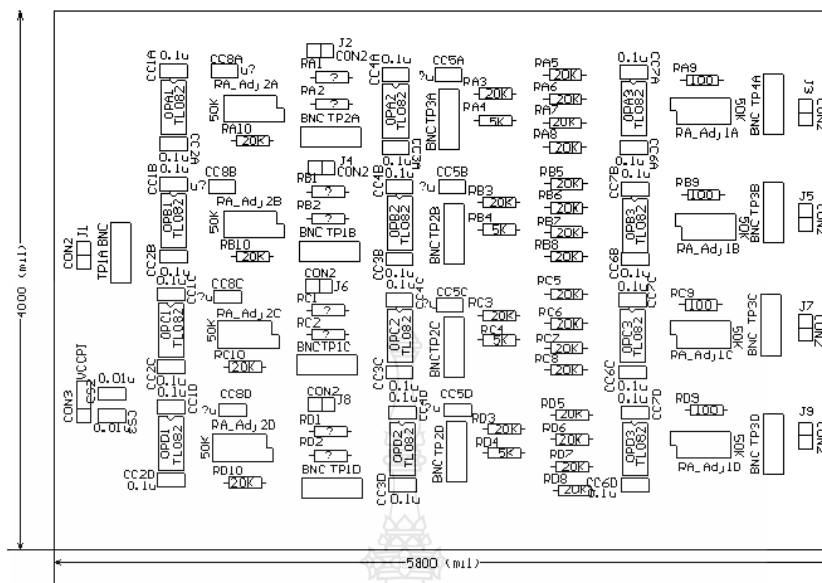
Title		Revision	
Fuel Cell Current Controller Board		Size	Number
		A4	
Date: 30-Sep-2011		Sheet of	
File: C:\Documents and Settings\Administrator\Desktop\FuelCellCurrentContr		4	

ภาพที่ ๓.3 วงจร Current Controller Board

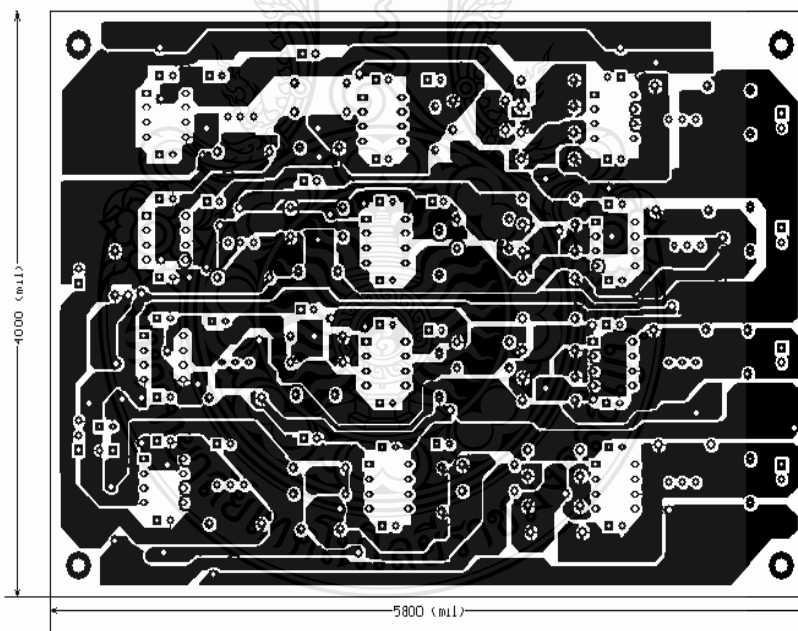


Title	
State	Number
Date	Revision
26-Sep-2011 C:\Documents and Settings\Administrator\Desktop\PI and Sawtooth Current Cont.	

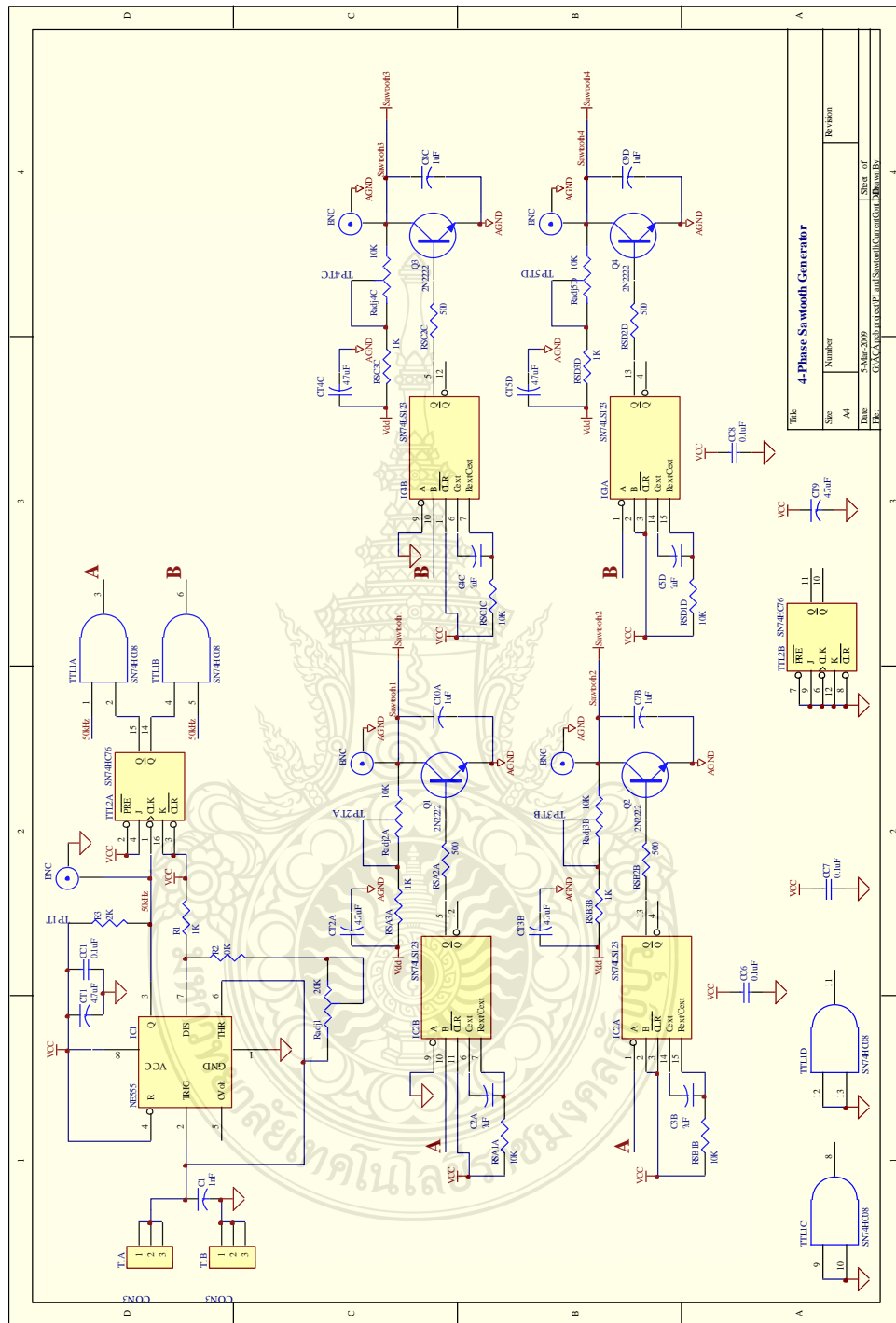
ภาพที่ ข.4 วงจร PI Controller



ภาพที่ ข.5 การวางอุปกรณ์ของวงจร PI Control

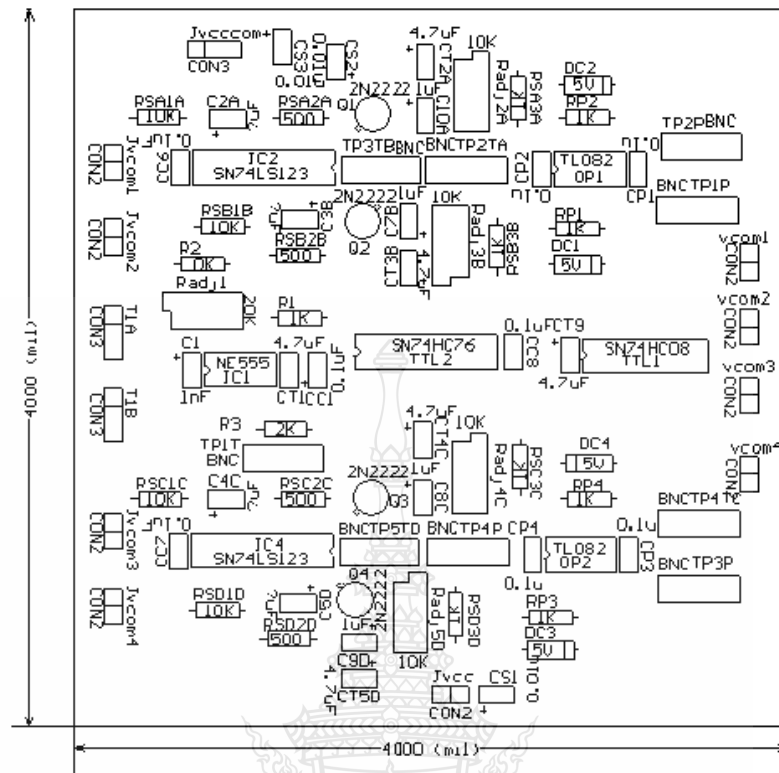


รูปที่ ข.6 ลายวงจรพิมพ์ของวงจร PI Control

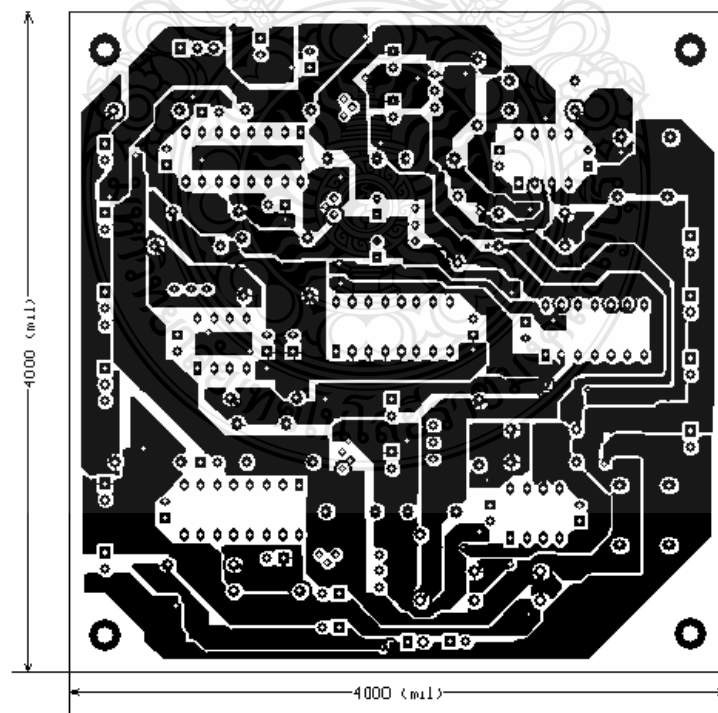


4-Phase Smooth Generator			
File	Number	Revision	Sheet of
Size	AI	5-Mar-2009	10 of 10
Date	C:\C:\Exp\proj\PCB\4PhaseSmoothGenerator.dwg		
File	C:\C:\Exp\proj\PCB\4PhaseSmoothGenerator.dwg		

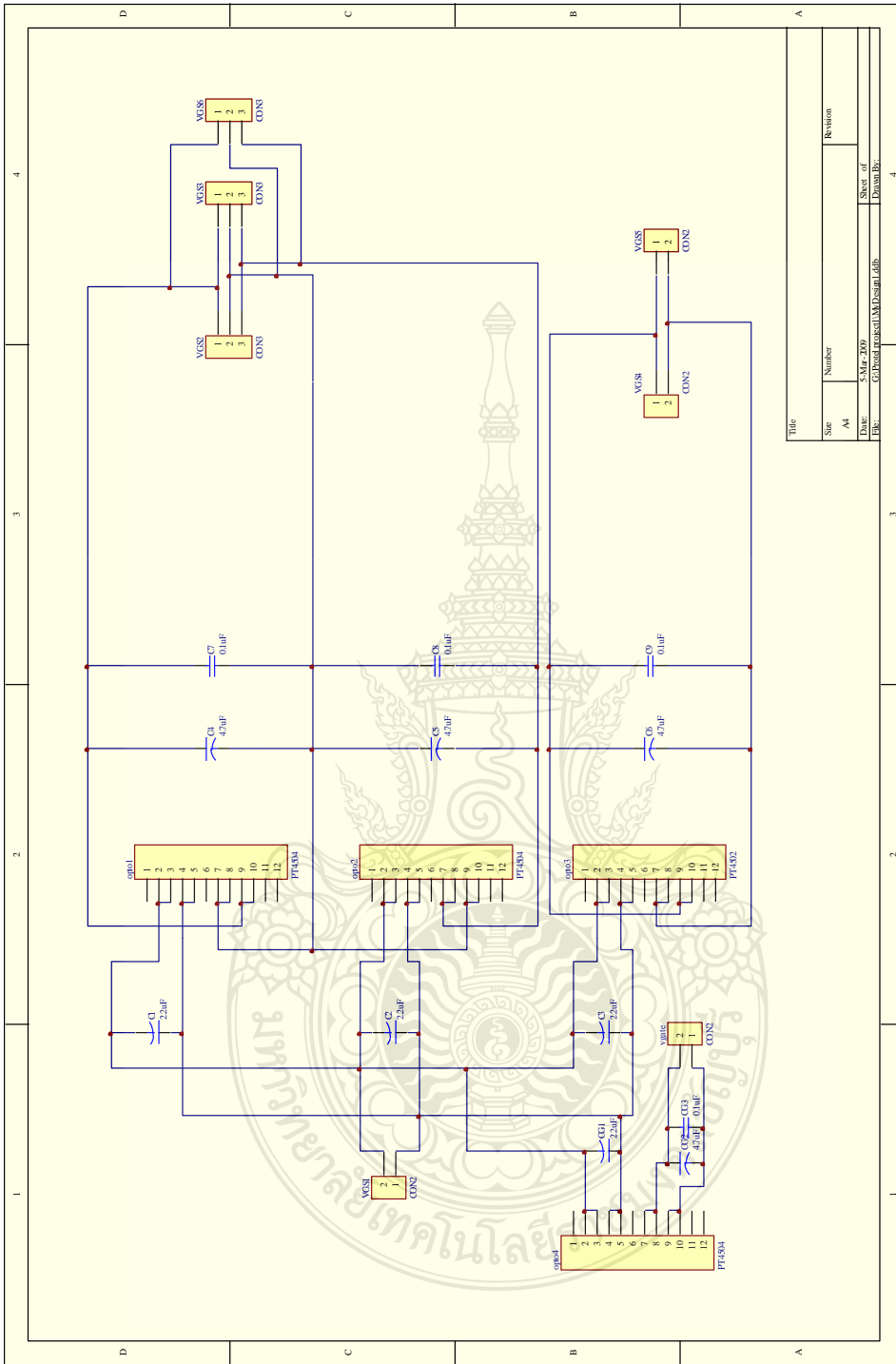
ภาพที่ ข.7 วงจร PWM



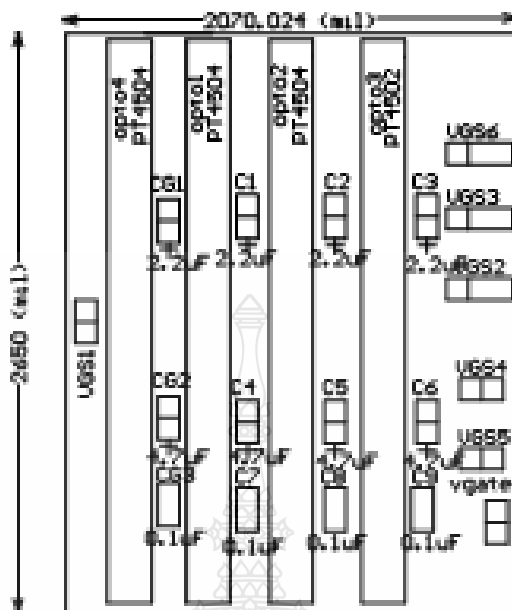
ภาพที่ ข.8 การวางอุปกรณ์ของวงจร PWM



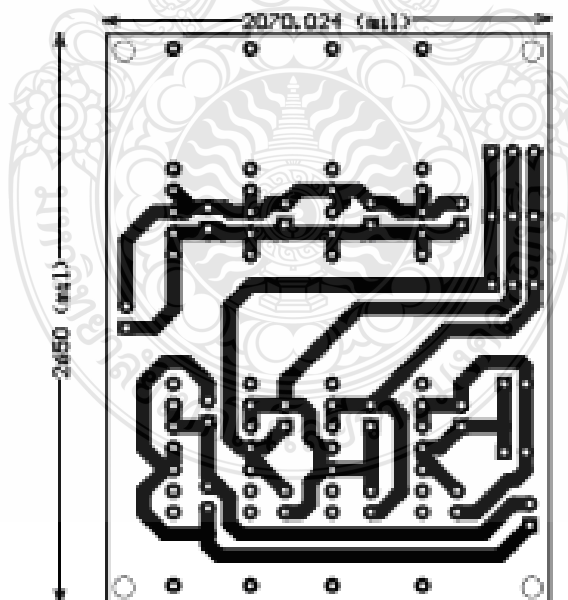
ภาพที่ ข.9 ลายวงจรพิมพ์ของวงจร PWM



ภาพที่ ข.10 วงจรแหล่งจ่ายไฟสี่ 24 V



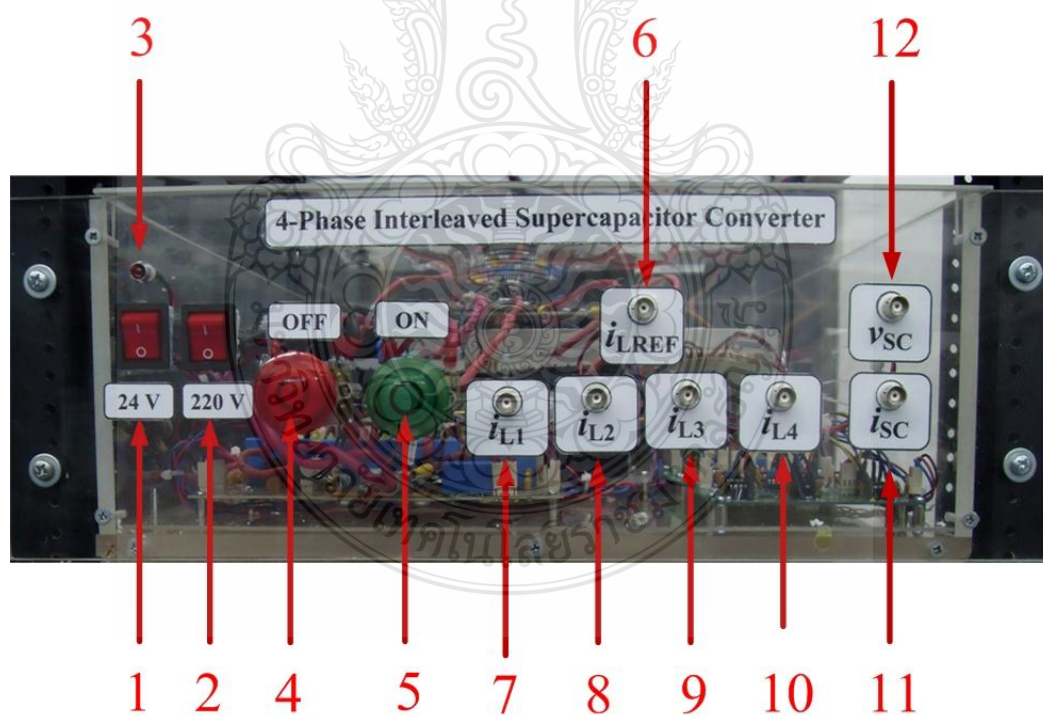
ภาพที่ ข.11 การวางอุปกรณ์ของวงจรแหล่งจ่ายไฟดีซี 24 V



ภาพที่ ข.12 ลายวงจรพิมพ์ของวงจรแหล่งจ่ายไฟดีซี 24 V

การจัดวางตำแหน่งของอุปกรณ์ต่างๆ ด้านหน้าของเครื่องตามภาพที่ ข.13

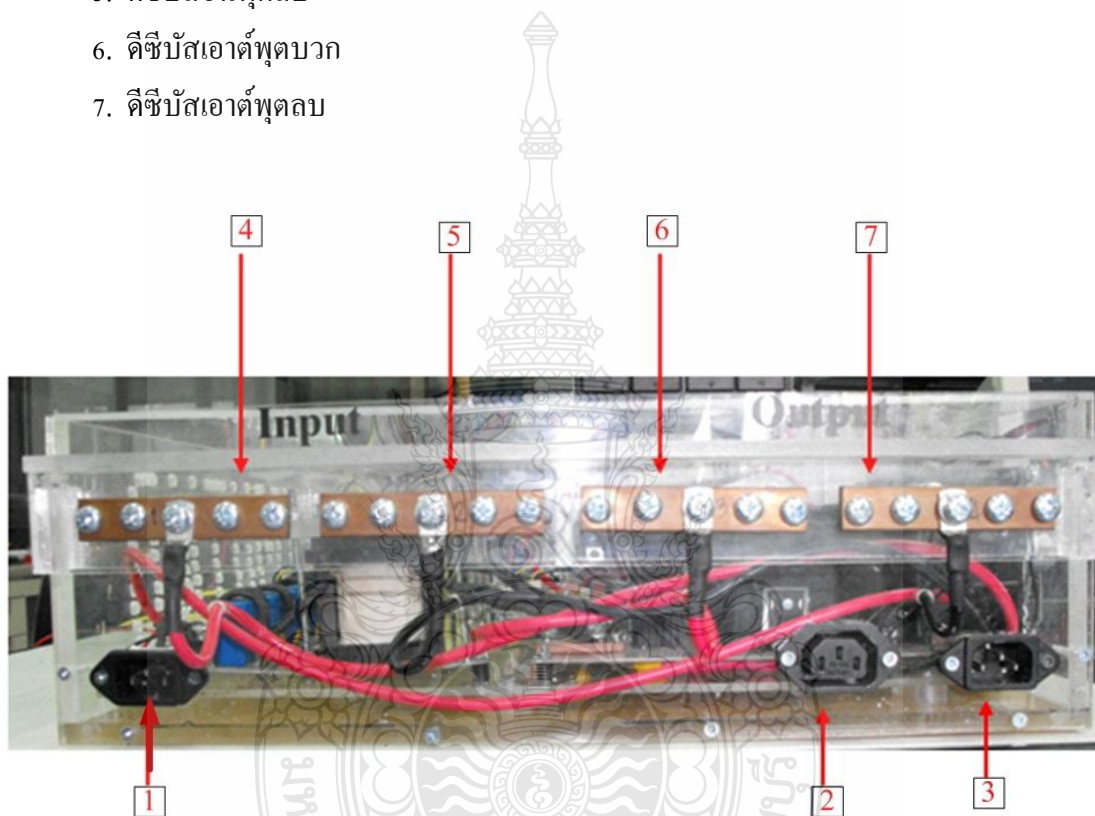
1. สวิตช์แหล่งจ่ายไฟ 24 V
2. สวิตช์แหล่งจ่ายไฟ 220 V หลอด LED แสดงแหล่งจ่ายไฟ 24 V
3. หลอด LED แสดงแหล่งจ่ายไฟ 24 V
4. Push Button Switch OFF ของชุดบูสต์คอนเวอร์เตอร์
5. Push Button Switch ON ของชุดบูสต์คอนเวอร์เตอร์
6. บีเอ็นซีสำหรับรับสัญญาณกระแสอ้างอิงของตัวเหนี่ยวนำภายนอก
7. บีเอ็นซีสำหรับวัดสัญญาณกระแสจากตัวเหนี่ยวนำตัวที่ 1
8. บีเอ็นซีสำหรับวัดสัญญาณกระแสจากตัวเหนี่ยวนำตัวที่ 2
9. บีเอ็นซีสำหรับวัดสัญญาณกระแสจากตัวเหนี่ยวนำตัวที่ 3
10. บีเอ็นซีสำหรับวัดสัญญาณกระแสจากตัวเหนี่ยวนำตัวที่ 4
11. บีเอ็นซีสำหรับวัดสัญญาณกระแสของชุดชุปเปอร์คาปาซิเตอร์
12. บีเอ็นซีสำหรับวัดสัญญาณแรงดันของชุดชุปเปอร์คาปาซิเตอร์



ภาพที่ ข.13 ด้านหน้าบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส 2 ทิศทางสำหรับชุปเปอร์คาปาซิเตอร์

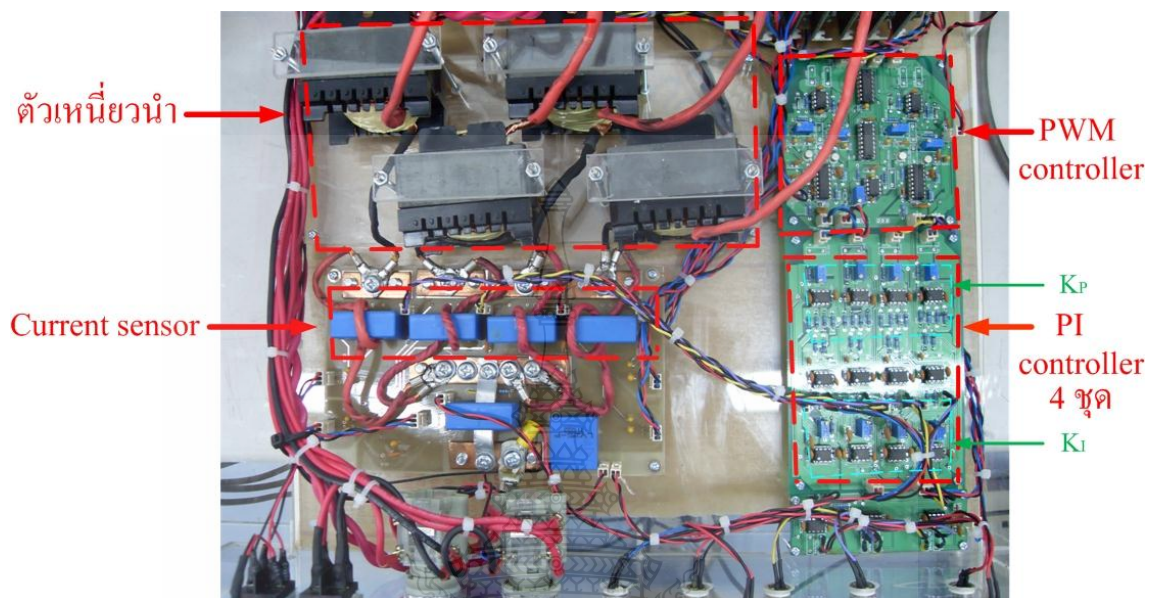
อุปกรณ์ด้านหลังของเครื่องจุดต่างๆ ถูกจัดวางไว้ตามตำแหน่งที่ปรากฏในรูปที่ ก.14

1. ไฟเลี้ยงวงจร 24 VDC
2. ไฟเลี้ยง 220 VAC
3. 220 V เอาต์พุต
4. ดีซีบัลอินพุตบวก
5. ดีซีบัลอินพุตลบ
6. ดีซีบัลเอาต์พุตบวก
7. ดีซีบัลเอาต์พุตลบ

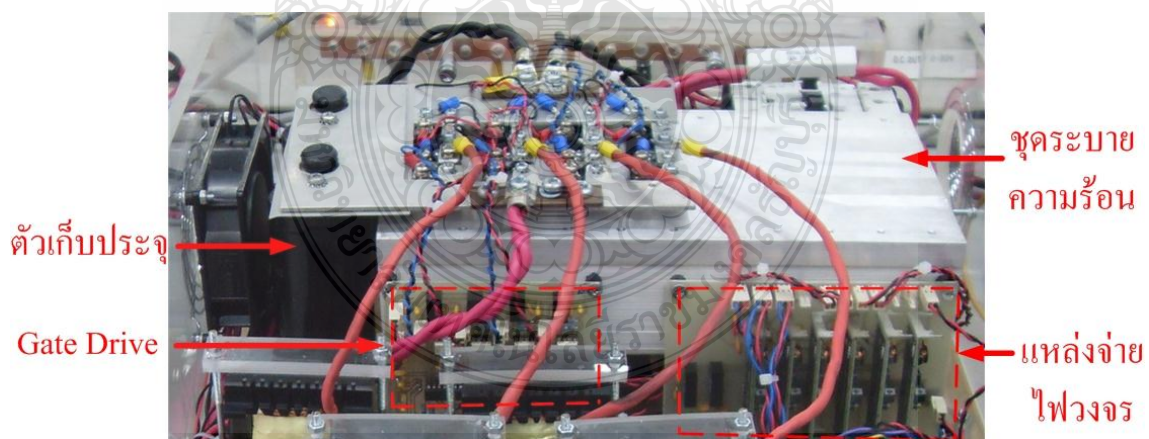


ภาพที่ ข.14 ด้านหลังบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส 2 ทิศทาง
สำหรับชูปเปอร์คาปาซิเตอร์

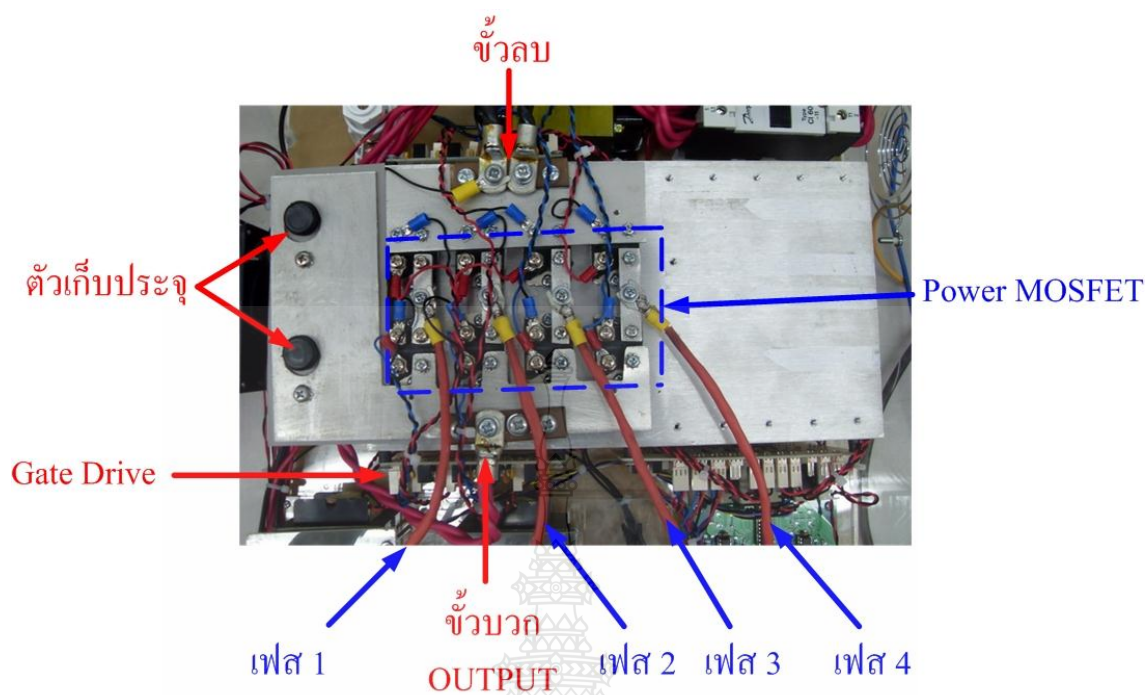
ส่วนประกอบภาคต่าง ๆ ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส 2 ทิศทางสำหรับซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ ดังแสดงในภาพที่ ข.15



ภาพที่ ข.15 ส่วนประกอบภายในบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส 2 ทิศทางสำหรับซูปเปอร์คาปาซิเตอร์



ภาพที่ ข.16 ส่วนประกอบ ชุด Gate Drive 4 สัญญาณ ,แหล่งจ่ายไฟวงจร,ตัวเก็บประจุ และชุดระบายความร้อน



ภาพที่ ข.17 ส่วนประกอบ ชุด Power MOSFET ทั้ง 4 เฟส ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 เฟส 2 ทิศทางสำหรับซูเปอร์คาปาซิเตอร์

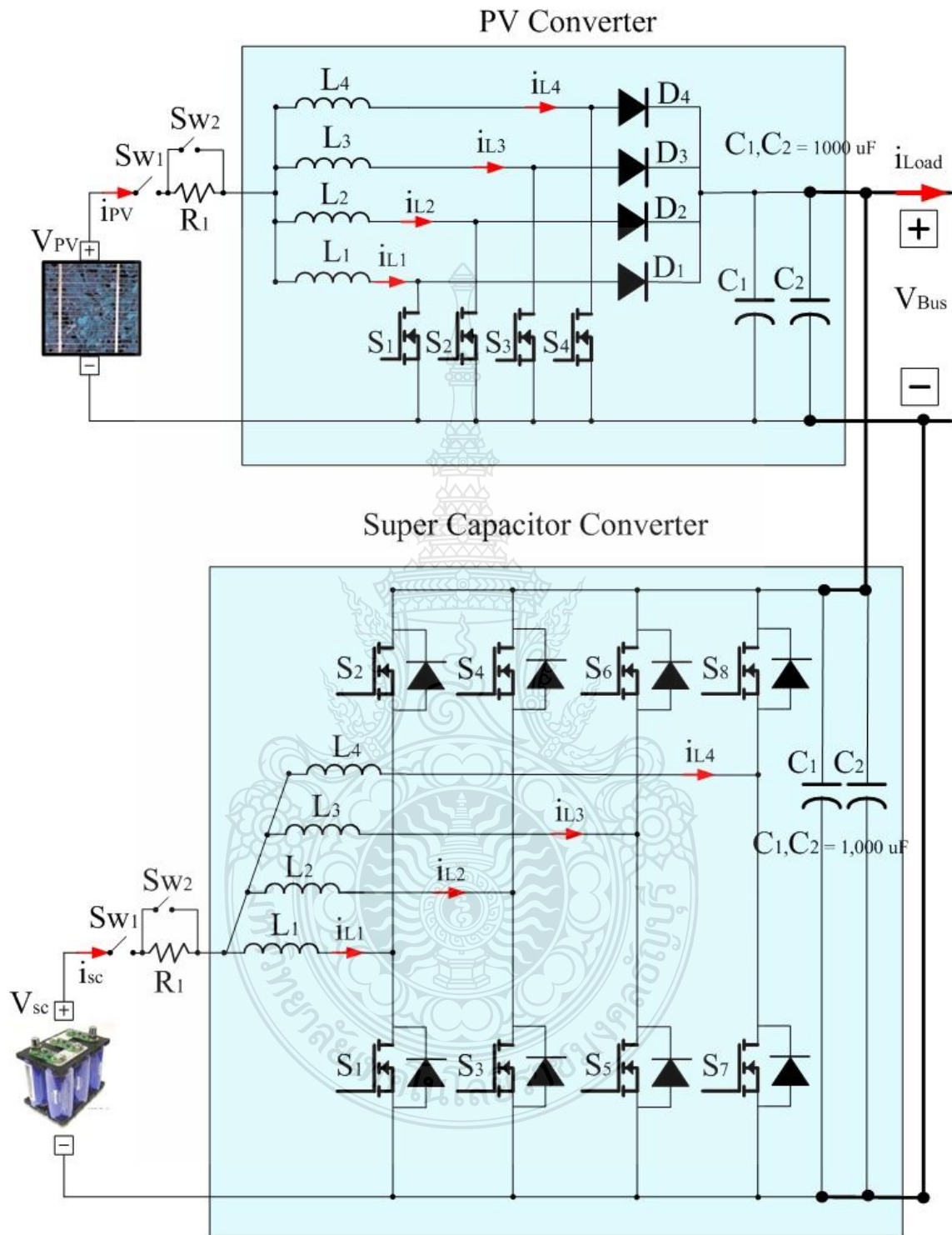


ภาพที่ ก.18 โหลด R ที่ใช้ในการทดสอบการทำงานของบูสต์คอนเวอร์เตอร์

ภาคผนวก ค

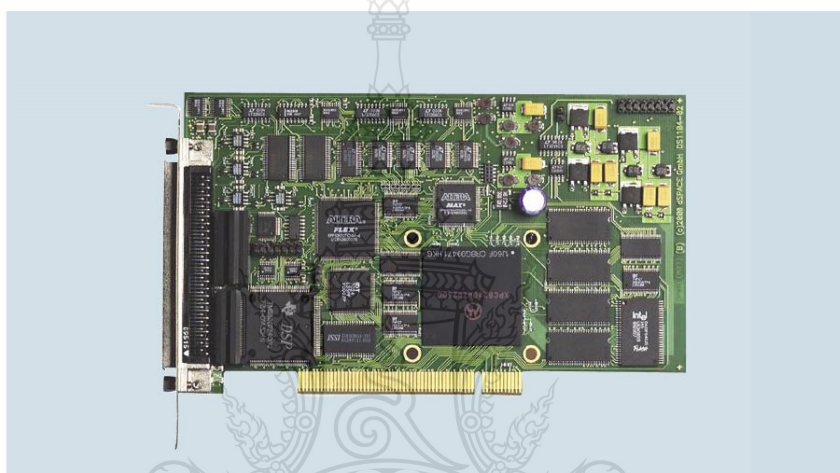
ส่วนประกอบการทดลองและข้อมูลทางเทคนิคของอุปกรณ์ที่สำคัญ





ภาพที่ ค.1 การต่อบัสไฟตรงร่วมกับคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 2 ชุด

DS1104 R&D Controller Board



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



ภาพที่ ค.2 ชุดอุปกรณ์ควบคุม dSPACE DS1104



DS1104 R&D Controller Board

Cost-effective system for controller development



Key Features

- Single-board PCI hardware for use in PCs
- Incremental encoder interface
- Serial interface (UART)
- Set of intelligent I/O on-board

Description

Application Areas

The real-time hardware based on PowerPC technology and its set of I/O interfaces make the controller board an ideal solution for developing controllers in various fields, such as drives, robotics, aerospace and automotives.

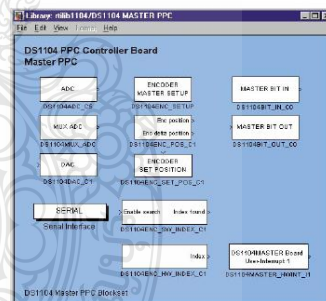
Key Benefits

The DS1104 upgrades your PC to a powerful development system for rapid control prototyping („R&D“ stands for research & development). Real-Time Interface provides Simulink® blocks for graphical configuration of A/D, D/A, digital I/O lines, incremental encoder interface and PWM generation, for example. The board can be installed in virtually any PC with a free 5-V PCI slot.

Real-Time Interface

Using Real-Time Interface

With Real-Time Interface (RTI), you can easily run your function models on the DS1104 R&D Controller Board. You can configure all I/O graphically by dragging RTI blocks and reduce the implementation time to a minimum.



Single-Board Hardware

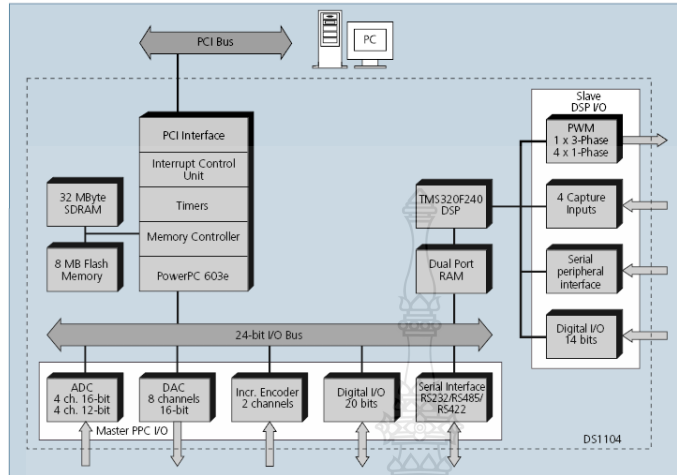
Parameter		Specification
Digital incremental encoder interface	Channels	<ul style="list-style-type: none"> 2 independent channels Selectable single-ended (TTL) or differential (RS422) input (software programmable for each channel)
	Position counters	<ul style="list-style-type: none"> 24-bit resolution 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	DS1104

Relevant Software and Hardware

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



Block Diagram

Induction Motor Control

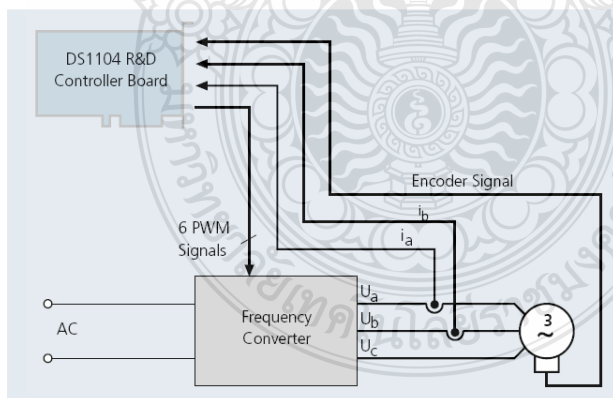
Drive Control

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 Buroospace
 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

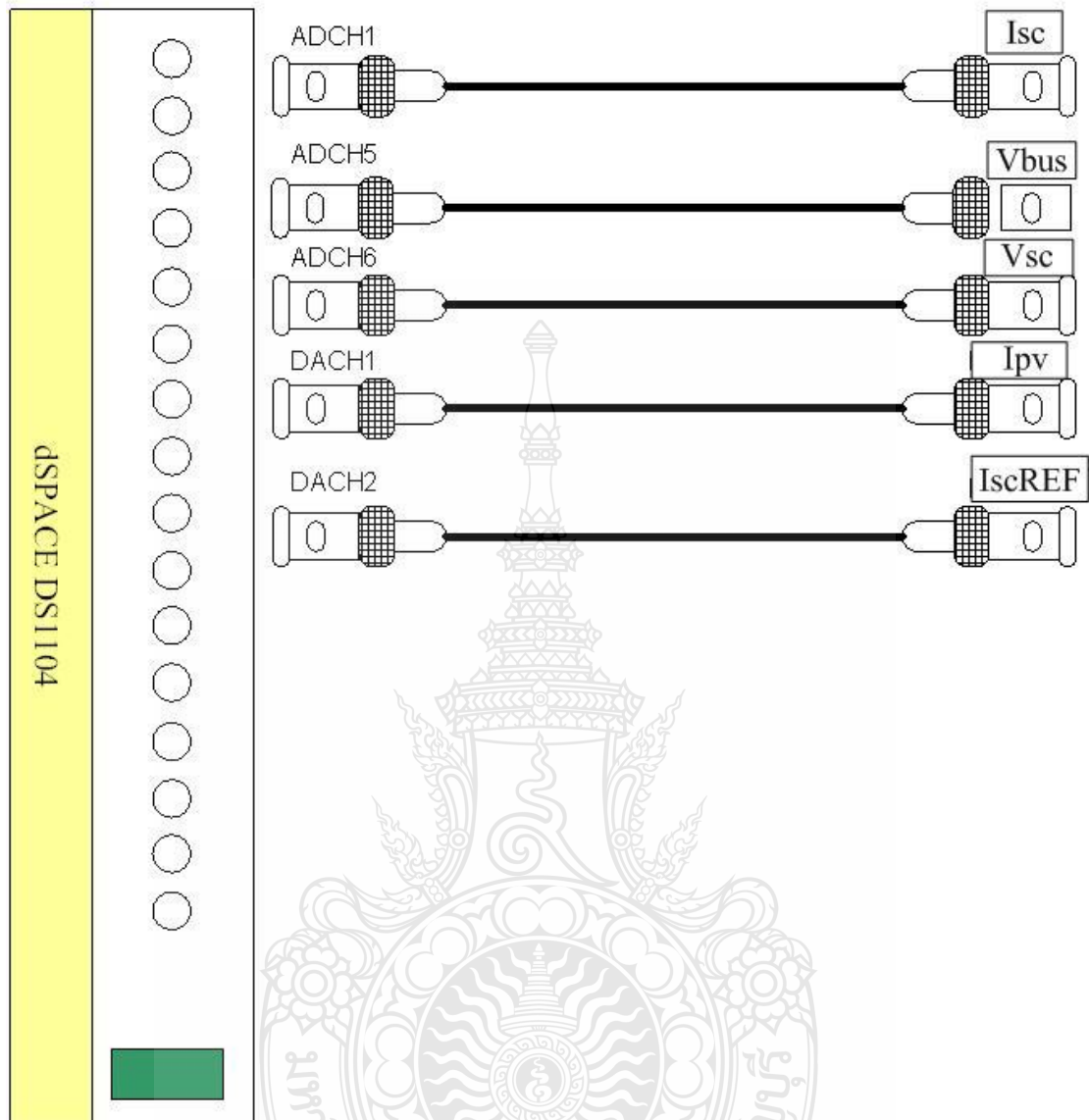
dSPACE Japan K.K.
 10F Gotenyama Trust Tower
 4-7-35 Kitashinagawa
 Shinagawa-ku
 Tokyo 140-0001
 Tel.: +81 3 5798 5460
 Fax: +81 3 5798 5464
 info@dspace.jp

USA and Canada

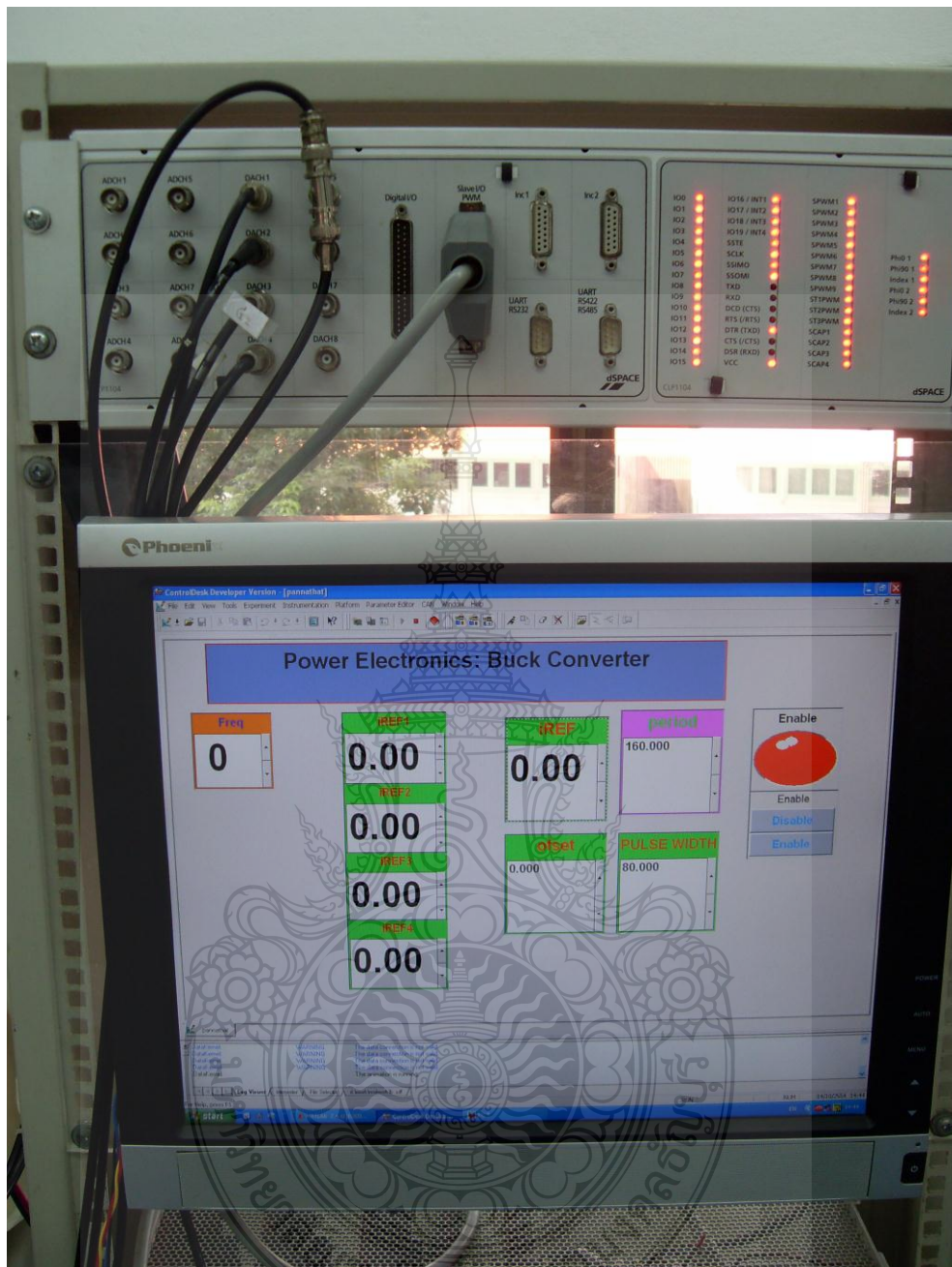
dSPACE Inc.
 50131 Pontiac Trail
 Wixom · MI · USA 48393-2020
 Tel.: +1 248 295 4700
 Fax: +1 248 295 2950
 info@dspaceinc.com



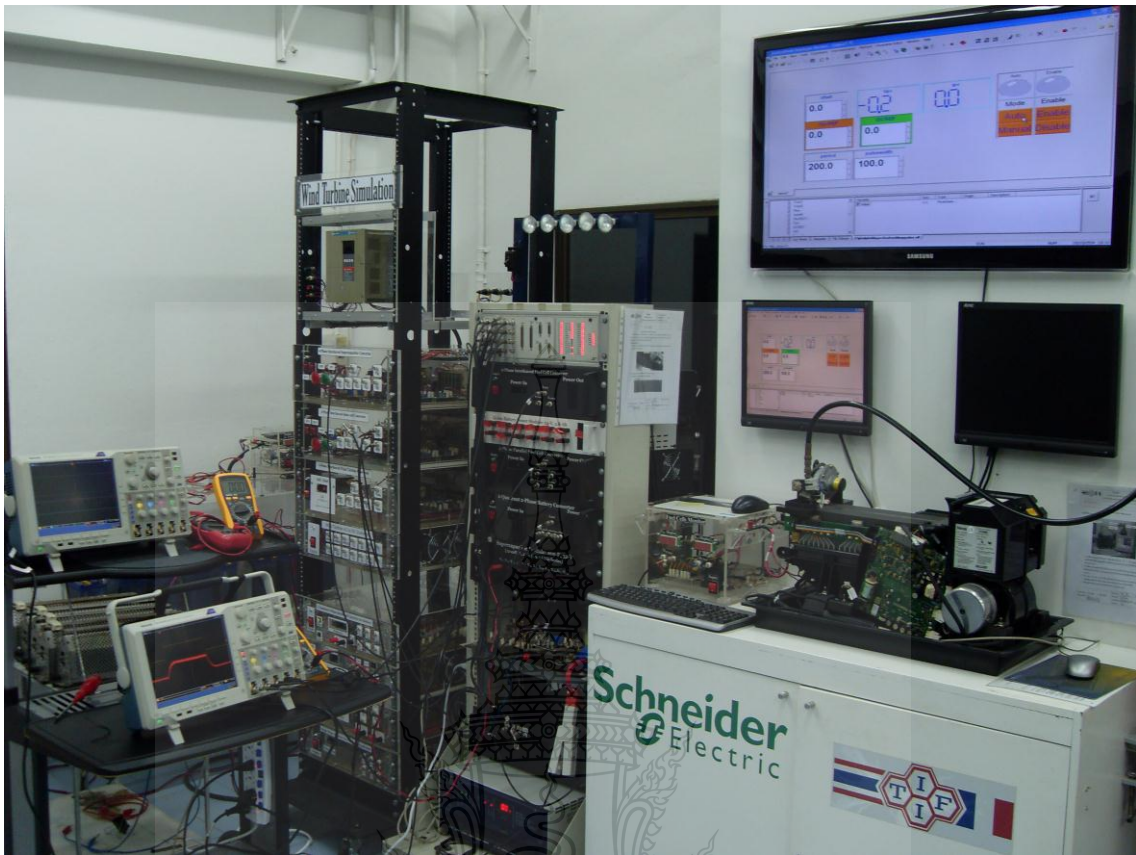
www.dspace.com



ภาพที่ ค.3 การต่อภาคอินพุต dSPACE สำหรับใช้งาน



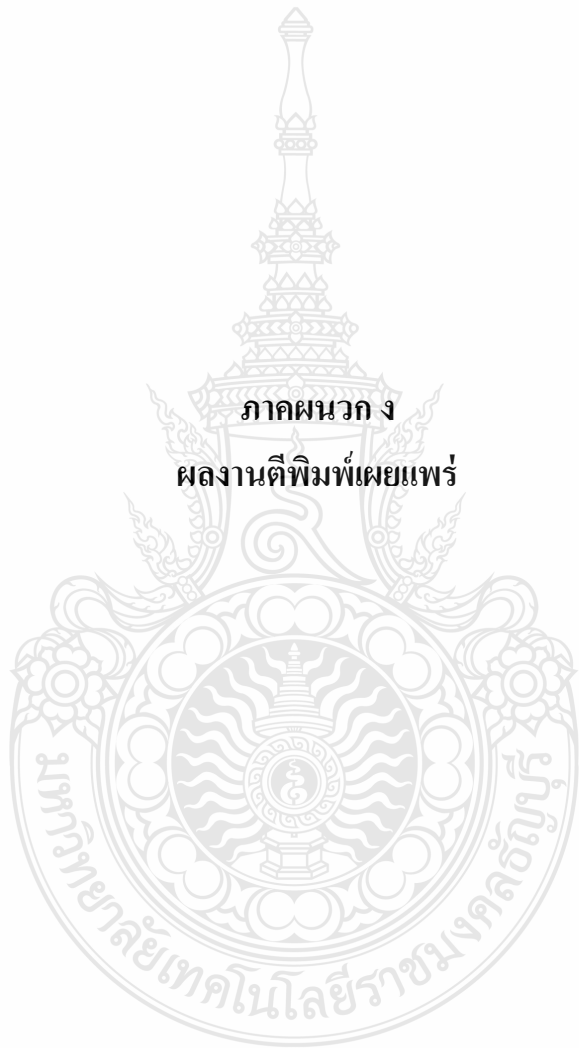
ภาพที่ ก.4 Control Desk ที่ใช้ในการทดลอง Lab



ภาพที่ ค.5 การจัดและติดตั้งอุปกรณ์ในวันทดลอง ณ ศูนย์นวัตกรรมไทย-ฝรั่งเศส มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ



ภาคผนวก ง
ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่



PROCEEDINGS
VOL. 1

กลับสู่สารบัญหลัก

PW : Electrical Power System
PE : Power Electronics
GN : General Research Related to
Electrical Engineering

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 33
1-3 ธันวาคม 2553 ณ โรงแรมเซ็นทารา ดวงตะวัน จ.เชียงใหม่
33rd Electrical Engineering Conference
1-3 December 2010, Centara Duangtawan Hotel, Chiangmai, Thailand

ABB SSG SOLUTION

111 ปี วิศวกรรมเพื่อสร้างสรรค์ เป็นปีแห่งวาระ-ทางเดินสังคม
50 ปี คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
40 ปี คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
20 ปี คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี



รายชื่อผู้พิจารณาบทความ
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า
ครั้งที่ 33

Reviewer

Adisorn Leelasantitham
Akaraphunt Vongkunghae
Amnat Suksri
Amorn Jiraseree-amornkun
Amporn Poyai
Anuchit Charean
Anuree Lorsawatsiri
Anuwat Jangwanitlert
Aphibal Pruksanubal
Apichai Bhatranand
Apichan Kanjanavapastit
Apinunt Thanachayanont
Apirada Namsang
Apiwat Lek-uthai
Arpom Teeramongkonrasmee
Arthit Sode-Yome
Athikom Roeksabutr
Atthapol Ngaopitakkul
Boonchuay Supmonchai
Boonlert Suechoey
Boonruk Chipipop
Boonsri Kaewkham-ai
Boonyang Plangklang
Budhapon Sawetsakulanond
Bunlung Neammanee
Cattareeya Suwanasri
Chai Chompoo-inwai
Chainarong Klimanee
Chaiwat Nuthong
Chaiwat Sakul
Chaiwut Chat-uthai
Chaichachet Saivichit

Affiliation

University of the Thai Chamber of Commerce
Naresuan University
Khon Kaen University
Mahanakorn University of Technology
Thai Microelectronics Center
Kasem Bundit University
Mahanakorn University of Technology
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
King Mongkut's University of Technology North Bangkok
King Mongkut's University of Technology Thonburi
Mahanakorn University of Technology
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Rajamangala University of Technology Thanyaburi
Chulalongkorn University
Chulalongkorn University
Siam University
Mahanakorn University of Technology
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Chulalongkorn university
South-East Asia University
King Mongkut's University of Technology Thonburi
Chiang Mai University
Rajamangala University of Technology Thanyaburi
Mahanakorn University
King Mongkut's University of Technology North Bangkok
Naresuan University
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Srinakharinwirot University
King Mongkut Institute of Technology Ladkrabang
Rajamangala University of Technology Srivijaya, Trang Campus.
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Chulalongkorn University





รายชื่อผู้พิจารณาบทความ
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า
ครั้งที่ 33

Reviewer

Chaiyaporn Lothongkam
Chaiyut Sumpavakup
Chakkaphong Suthaputachun
Chanatip Tumrongwittayapak
Chanchai Thaijjiam
Chanchana Tangwongsan
Chanin Bunlaksananusorn
Chanin Wissawinthanon
Channarong Banmongkol
Chaodit Aswakul
Chaovalit Thamviriyakul
Charnchai Pluempitwiriyawej
Chatchai Suppitaksakul
Chatree Mahatthanajatuphat
Chedsada Chinrungrueng
Chiranut Sa-ngiamsak
Chirasak Sinsukudomchai
Chivalai Temiyasathit
Chokchai Sangdao
Chow Chompoo-inwai
Chuttchaval Jeraputra
Chuwong Phongcharoenpanich
Danai Laksameethanasan
David Banjerdpongchai
Deacha Puangdownreong
Decha Wilairat
Diew Koolpiruck
Duang-arhit Srimoon
Dulpichet Rerkpreedapong
Ekachai Leelarasmee
Ekachai Phaisangittisagul

Affiliation

Mahanakorn University of Technology
Mahanakorn University of Technology
Bangkok University
Kasem Bundit University
Srinakharinwirot University
Chulalongkorn University
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Chulalongkorn university
Chulalongkorn University
Chulalongkorn University
Mahanakorn University of Technology
Chulalongkorn University
Rajamangala University of Technology Thanyaburi
King Mongkut's University of Technology North Bangkok
Chulalongkorn University
Khon Kaen University
South-East Asia University
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Mahanakorn University of Technology
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Mahidol University
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Mahidol University
Chulalongkorn University
South-East Asia University
Mahidol University
King Mongkut's University of Technology Thonburi
Rangsit University
Kasetsart University
Chulalongkorn University
Kasetsart University





รายชื่อผู้พิจารณาบทความ
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า
ครั้งที่ 33

Reviewer

Ekapon Siwapornsathain
Issarachai Ngamroo
Jakkree Srinonchat
Jirasuk Vilasdechanon
Jukktrit Tagapanij
Kamol Kaemarungsi
Kamon Jirasereeamornkul
Kampol Woradit
Kanadit Chetpattananondh
Kanokvate Tungpimolrut
Kasin Vichienchom
Keerati Chayakulkheeree
Khatathap Swatdipisal
Kittiphong Meesawat
Kittisak Tripipatpornchai
Komsan Hongesombut
Krischonme Bhumkittipich
Kunthphong Srisathit
La-or Kovavisaruch
Lunchakorn Wuttisittikulki
Mana Sriyudthsak
Manop Aorpimai
Manop Wongsaisuwan
Miti Ruchanurucks
Mongkol Konghirun
Mongkom Klingajay
Monthon Leelajindakraierk
Montri Karnjanadecha
Montri Pannarut
Montri Suwanapingkarl
Naebboon Hoonchareon
Nalin Sidahao

Affiliation

King Mongkut's University of Technology Thonburi
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Rajamangala University of Technology Thanyaburi
Chiang Mai University
Mahanakorn University of Technology
National Electronics and Computer Technology Center
King Mongkut's University of Technology Thonburi
Srinakharinwirot University
Prince of Songkla University
National Electronics and Computer Technology Center
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Sripatum University
King Mongkut's University of Technology North Bangkok
Khon Kaen University
Rangsit University
Kasetsart University
Rajamangala University of Technology Thanyaburi
Mahanakorn University of Technology
National Electronics and Computer Technology Center
Chulalongkorn University
Chulalongkorn University
Mahanakorn University of Technology
Chulalongkorn University
Kasetsart University
King Mongkut's University of Technology Thonburi
Rajamangala University of Technology Thanyaburi
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Prince of Songkla University
National Electronics and Computer Technology Center
King Mongkut's University of Technology Thonburi
Chulalongkorn University
Mahanakorn University of Technology





รายชื่อผู้พิจารณาบทความ
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า
ครั้งที่ 33

Reviewer

Nararat Ruangchajitupon
Narisara Sophayont
Narong Buabthong
Narong Yoothanon
Narongrit Sanajit
Natham Koedsam-ang
Nattavut Chayavanich
Natth Junkrob
Nattha Jindapetch
Natthaphob Nimpitiwan
Natthawuth Somakettarin
Nimit Boonpirom
Nipapon Siripon
Niphat Jantharamin
Nopadol Uchaipichat
Noppadol Wanichworanant
Nuntiya Chaiyabut
Opas Chutatape
Ouen Pinnern
Pakorn Kaewtrakulpong
Panrasee Ritthipravat
Pasawee Srimord
Patamaporn Sripadungtham
Pathomthat Chiradeja
Peerapol Yuvapoositanon
Peerayot Sanposh
Petch Nantivatana
Phaiboon Booppha
Phakkawat Jantree
Phichet Moungnoul
Phoemphun Oothongsap

Affiliation

Khon Kaen University
TOT Public Company Limited
Thammasat university
Sripatum University
Mahanakorn University of Technology
Kasem Bundit University
King Mongkut's University of Tecnology Thonburi
South-East Asia University
Prince of Songkla University
Bangkok University
Rajamangala University of Technology Thanyaburi
Sripatum University
Chiang Mai University
Naresuan University
Thammasat University
Mahidol University
Bangkok University
Rangsit University
Ramkhamhaeng University
King Mongkut's University of Technology Thonburi
Mahidol University
Sripatum university
Kasetsart University
Srinakharinwirot University
Mahanakorn University of Technology
Kasetsart University
Sripatum University
Kasem Bundit University
Rajamangala University of Technology Suvamabhumi
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
King Mongkut's University Technology North Bangkok





รายชื่อผู้พิจารณาบทความ
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า
ครั้งที่ 33

Reviewer	Affiliation
Phomphop Naiyanetr	Mahidol University
Pichai Aree	Thammasat University
Pichaya Tandayya	Prince of Songkla University
Pinit Jitjing	Rajamangala University of Technology Thanyaburi
Pinit Kumhom	King Mongkut's University of Technology Thonburi
Pinit Thepsatorn	Srinakharinwirot University
Pisit Liutanakul	King Mongkut's University of Technology North Bangkok
Pisit Phokharatkul	Mahidol University
Pisit Wisutmetheekorn	Mahanakorn University of Technology
Piya Warabuntaweasuk	Bangkok University
Pongsack Promwong	Mahanakorn University of Technology
Ponpranod Didsayabuttra	California Independent System Operator
Pornchai Chanyagorn	Mahidol University
Pornchai Supnithi	King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Prajuab Pawarangkoon	Mahanakorn University of Technology
Pramin Artrit	Khon Kaen University
Pranchalee Rattanasakornchai	King Mongkut's University of Technology Thonburi
Prayoot Akkaraekthalin	King Mongkut's University of Technology North Bangkok
Preecha Kocharoen	Sripatum University
Puangtip Phadungrot	Mahanakorn University of Technology
Punyaphat Phumiphak	Mahanakorn University of Technology
Rachu Punchalard	Mahanakorn University of Technology
Rangsipan Marukat	Mahidol University
Ravee Phromloungr	Udon Thani Rajabhat University
Rungsimant Sitdhikom	Mahanakorn university of technology
Sakchai Thipchaksurat	King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Salilip Sinthusonthishat	Mahanakorn University of Technology
Samphan Phrompichai	Mahanakorn University of Technology
Samroeng Hintamai	Sripatum University
Sanchai Dechanupaprittha	Kasetsart University
Sangsuree Vasupongayya	Prince of Songkla University
Sansanee Auephanwiriyaikul	Chiang Mai University





รายชื่อผู้พิจารณาบทความ
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า
ครั้งที่ 33

Reviewer

Sanya Khunkhao
Sanya Mitaim
Saowapak Thongvigitmanee
Sarawan Wongs
Sarawuth Chaimool
Sarun Sumriddetchajorn
Sermsak Uatrongjit
Sirichai Dangeam
Siriluck Iorepunmanee
Siripong Chaysin
Siroj Sirisukprasert
Sirivat Poonvasin
Sirivit Taechajedcadarungsri
Siriwich Tadsuan
Somboon Nuchprayoon
Somboon Sangwongwanich
Somchai Biansoongnem
Somchai Hiranvarodom
Somchat Jiriwibhakorn
Sommart Sang-Ngern
Somnida Ratanapanachote
Sompongse Toomsawasdi
Somporn Sirisumrannukul
Somsak Walairacht
Somying Thainimit
Somyot Kaitwanidvilai
Songkran Kantawong
Songphol Kanjanachuchai
Suchada Sitjongsataporn
Suchada Tantisatirapong
Suchart Yammen
Sumate Naetiladdanon

Affiliation

Sripatum University
Thammasat University
National Electronics and Computer Technology Center
King Mongkut's University of Technology Thonburi
King Mongkut's University of Technology North Bangkok
National Electronics and Computer Technology Center
Chiang Mai University
Rajamangala University of Technology Thanyaburi
Suan Dusit Rajabhat University
Srinakharinwirot University
Kasetsart University
Kasetsart University
Khon Kean University
South-East Asia University
Chiang Mai University
Chulalongkorn University
Rajamangala University of Technology Thanyaburi
Rajamangala University of Technology Thanyaburi
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Mahanakorn University of Technology
Mahidol University
Siam University
King Mongkut's University of Technology North Bangkok
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Kasetsart University
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok University
Chulalongkorn University
Mahanakorn University of Technology
Srinakharinwirot University
Naresuan University
King Mongkut's University of Technology Thonburi





รายชื่อผู้พิจารณาบทความ
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า
ครั้งที่ 33

Reviewer

Sumrit Hungsasutra
Suneat Pranonsatit
Suntorn Witosurapot
Supakit Chotigo
Supakorn Siddhichai
Supaporn Kiattisin
Supatana Auethavekiat
Supavadee Aramvith
Supawan Phonphitakchai
Suphattra Phetnil
Surachai Chaitusaney
Surachai Limyingcharoen
Surakarn Duangphasuk
Surapan Airphaiboon
Suratose Tritilanunt
Suree Pumrin
Surin Khomfoi
Suthee Rukkaphan
Suwat Pattaramalai
Tanin Duangjan
Tanit Malakorn
Tasanee Chayavanich
Teeravisit Laohapensaeng
Thanadol Pritranan
Thanapat Promwattanapakdee
Thanaphat Sittithumwat
Thanapong Suwanasri
Thavatchai Tayasanant
Thawatchai Thangrattanasuwan
Theekapun Charoenpong
Theerapol Muankhaw
Theerayod Wiangtong

Affiliation

Khon Kaen University
Kasetsart University
Prince of Songkla University
King Mongkut's University of Technology Thonburi
National Electronics and Computer Technology Center
University of the Thai Chamber of Commerce
Chulalongkorn University
Chulalongkorn University
Naresuan University
Mahanakorn University of Technology
Chulalongkorn University
Khon Kaen University
Mahanakorn University of Technology
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Mahidol University
Chulalongkorn University
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Kasem Bundit University
King Mongkut's University of Technology Thonburi
Srinakharinwirot University
Naresuan University
King Mongkut's University of Technology Thonburi
Mahanakorn University of Technology
Mahidol University
Sripatum University
Siam University
King Mongkut's University of Technology North Bangkok
Chulalongkorn University
Prince of Songkla University
Srinakharinwirot University
Rajamangala University of Technology Thanyaburi
Mahanakorn University of Technology





รายชื่อผู้พิจารณาบทความ
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า
ครั้งที่ 33

Reviewer

Theerayut Janjaem
Toompong Phetchakul
Ukrit Watchareeruetai
Varakorn Kasemsuwan
Varathana Arjith
Vech Vivek
Veerachai Malyavej
Viboon Chunkag
Vichai Saelee
Vijit Kinnares
Virasit Imtawil
Virote Pirajinanchai
Vladimir Buntilov
Vorapong Silaphan
Wanchai Chankaipol
Wanchai Chimchavee
Wanchai Pijitrojana
Wanchak Lenwari
Wannarat Suntiamorntut
Warawat Tangsrianugul
Warayut Kampeerawat
Watcharachai Wiriyasuttiwong
Weerapun Rungseevijitprapa
Wekin Piyarat
Werapon Chiracharit
Wichian Premchaiswadi
Wichit Krueasuk
Wijitra Petchakit
Wiklom Teerapabkajomdet
Wilaipom Lee
Wipavan Narksarp
Wisut Titiroongruang

Affiliation

Kasem Bundit University
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Srinakharinwirot University
King Mongkut's University of Technology North Bangkok
Mahanakorn University of Technology
King Mongkut's University of Technology North Bangkok
South-East Asia University
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Khon Kaen University
Rajamangala University of Technology Thanyaburi
Mahidol University
Mahanakorn University of Technology
Sripatum University
University of the Thai Chamber of Commerce
Thammasat University, Rangsit Campus
King Mongkut's University of Technology Thonburi
Prince of Songkla University
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Mahanakorn University of Technology
Srinakharinwirot University
Chulalongkorn University
Srinakharinwirot University
King Mongkut's University of Technology Thonburi
Siam University
Sripatum University
Walailak University
Prince of Songkla University
King Mongkut's University of Technology North Bangkok
Siam University
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang





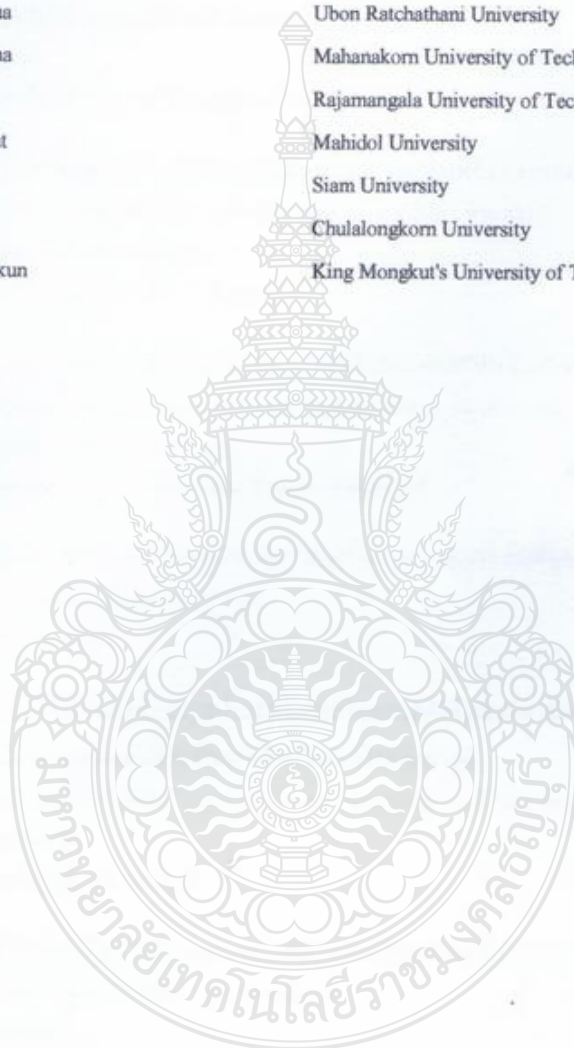
รายชื่อผู้พิจารณาบทความ
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า
ครั้งที่ 33

Reviewer

Wongwit Senavongse
Worakarn Wongsachua
Wuthiporn Loetwassana
Yatongchai Auychai
Yodchanan Wongsawat
Yongyuth Naras
Youthana Kulvitit
Yuttapong Jiraksopakun

Affiliation

Srinakharinwirot University
Ubon Ratchathani University
Mahanakorn University of Technology
Rajamangala University of Technology Isan Sakhon Nakhon Campus
Mahidol University
Siam University
Chulalongkorn University
King Mongkut's University of Technology Thonburi



หมวดงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า

รหัสบทความ	ชื่อบทความ	หน้า
GN 001	<p>การพัฒนาชุดการทดลองเสมือนจริงด้วยคอมพิวเตอร์สำหรับการออกแบบวงจรองความถี่หาสชีพไมโครเวฟ</p> <p>จงรัก สามารต¹ สมมารต ช่างกลียง² และ สมศักดิ์ อรรถทิมาถูล³</p> <p>¹มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี วิทยาเขตขอนแก่น</p> <p>²มหาวิทยาลัยบูรพา</p> <p>³มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ</p>	765
GN 002	<p>การศึกษาระบบควบคุมพลังงานไฟตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง และแบตเตอรี่</p> <p>นพดล หนัอินปิ่น¹ ประเสริฐ สารการ¹ วันชัย ทรัพย์สิงห์¹ และ ปฏิพัทธ์ ทวนทอง²</p> <p>¹มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี</p> <p>²มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ</p>	769
GN 003	<p>Preparation of Flexible Thin Film Si Solar Cells Using MOCVD ZnO as Back Reflector</p> <p>Amornrat Limnatee, Patipan Krudtad, Sasiwimon Songtrai, Puchong Sangkhawong, Jaran Sritharathikhun and Kobsak Sriprapha</p> <p>National Science and Technology Development Agency Science Park</p>	773
GN 004	<p>การพัฒนาระบบการตรวจจับพหุหะแบบใหม่สำหรับการควบคุมระบบสัญญาณไฟจราจรบนถนน</p> <p>อลงกรณ์ ทรมที และ จูไรรัตน์จินดา อรรถนิตย์</p> <p>มหาวิทยาลัยราชภัฏจตุรธานี</p>	777
GN 005	<p>การเตรียมด้วยวิธีไฮโดรเทอร์มัลและประสิทธิภาพในเซลล์พลังงานแสงอาทิตย์ชนิดสีย้อมไวแสง</p> <p>ของท่อนาโนไททานเนตจากผงสีขาวไททานเนียมไดออกไซด์ราคาถูก</p> <p>ทีศุทธิ์ เจริญรัตน์¹ ณรงค์ชัย โอเจริญ¹ ธนกร วิหัทธงกุล¹ ณัฐพร โทณามนต์¹ และ สวพมภ์ กวสุปรีช²</p> <p>¹จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย</p> <p>²มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี</p>	781
GN 006	<p>การประยุกต์ใช้ระบบผลิตไฟฟ้าและความร้อนด้วยเซลล์แสงอาทิตย์ในกระบวนการผลิตไบโอดีเซล</p> <p>รุจิพรณ สัมปิ่นณา¹ ณัฐภท นิมปิตวิน¹ และ เอกชาติ หัตถา²</p> <p>¹มหาวิทยาลัยกรุงเทพ</p> <p>²สำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ</p>	785
GN 007	<p>การพัฒนาระบบติดตามและควบคุมโหนดอุปกรณ์ CAN โดยใช้ระบบฝังตัวแบบกระจาย</p> <p>ปองพล พรหมป่า และ นิภาภรณ์ ศิริพล</p> <p>มหาวิทยาลัยเชียงใหม่</p>	789



การศึกษาระบบควบคุมพลังงานไฟตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง และแบตเตอรี่ The Investigation in Hybrid DC Energy Control of Fuel Cell and Battery

นพต หนัวินันท์, ประเสริฐ สารการ, วันชัย ทรัพย์สิงห์, ปฏิพัทธ์ ทนทอง
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
ค.คลองหก อ.ธัญบุรี จ.ปทุมธานี 12110
ฝ่ายเทคโนโลยีไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ ศูนย์นวัตกรรมเทคโนโลยีไทย-ฝรั่งเศส
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ 1518 ถนนพหลุองคราม บางซื่อ กรุงเทพฯ 10800

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการศึกษาการควบคุมพลังงานไฟตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง และแบตเตอรี่ โดยกำหนดให้เซลล์เชื้อเพลิงเป็นแหล่งจ่ายหลักต่อเข้าบัสไฟตรง ผ่านบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบ 4 เฟส แบตเตอรี่เป็นแหล่งจ่ายเสริมต่อผ่านคอนเวอร์เตอร์แบบ 2 ทิศทาง (2-Quadrant) เป็นการเพิ่มไดนามิกสัขะ โหลดต้องการกำลังงานสูง ๆ และเป็นอุปกรณ์เก็บกักพลังงานไฟฟ้า เทคนิคการจัดการกำลังงานจากแหล่งจ่ายหลักและแหล่งจ่ายเสริมบนบัสไฟตรง จะกำหนดการทำงานของโหลดไว้เป็น 3 สภาวะ บริหารกำลังงานโดย ที-ไอ คอนโทรล ชนิดหลายอุป (คลาสเคด คอนโทรล) เซลล์เชื้อเพลิงที่ใช้เป็นชนิด PEM พิกัด 1.2 kW, 26 V, 46 A แบตเตอรี่เป็นแบบตะกั่วกรด 12 V, 12 Ah จำนวน 6 ลูก ใช้ dSPACE DS1104 เป็นตัวประมวลผล คอนเวอร์เตอร์ใช้โมสเฟตเป็นสวิทซ์ ความถี่ที่ 25 KHz พิกัดแรงดันบนบัสไฟตรงที่ 60 โวลต์ ผลการทดสอบแสดงให้เห็นสมรรถนะของแหล่งจ่ายไฟที่นำเสนอ สามารถตอบสนองตามเงื่อนไขที่ต้องการทุกประการ จ่ายกำลังงานให้โหลดขณะทีโหลดต้องการกำลังงานสูงสุดได้ภายใน 4-10 วินาที และแรงดันบนบัสไฟตรงขณะจ่ายโหลดจะตกไม่เกิน 10 %

คำสำคัญ: เซลล์เชื้อเพลิง, วงจรแปลงผันแรงดันไฟฟ้า, การผสมผสาน

ABSTRACT

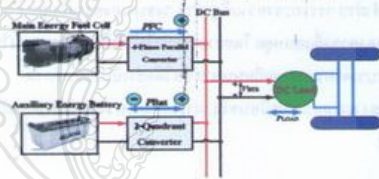
This paper is presented the study of the hybrid dc energy control with fuel cell and battery. By determine that the fuel cell shall be the main supply source which connected to dc bus by 4-phase boost converter. Also the battery shall be the auxiliary supply sources, which connected to the 2-quadrant converter in order to adjust the response of the dynamics while load requires the high energy. Moreover the battery is the electrical power storage device, three operating modes. The control strategy is a PI-Control (Cascade control type). In this paper use fuel cell type 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. Rated voltage dc bus is 60 Vdc. 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, and dc bus is no over 10% down when step load.

Key words: Fuel Cell, Converter, Hybrid

1. บทนำ

เซลล์เชื้อเพลิง (Fuel cell = FC) [1] เป็นแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงที่ให้แรงดันค่า จึงต้องมีวงจรคอนเวอร์เตอร์มาต่อรวม เพื่อปรับแรงดันให้สูงเหมาะสมแก่การใ้ใช้งาน คอนเวอร์เตอร์ที่นำมาใช้เป็น บูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบ 4 เฟส ส่วนแบตเตอรี่มีทำหน้าที่จ่ายและเก็บกักพลังงานต่อผ่านวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ 2 ทิศทาง (2-Quadrant Converter)



รูปที่ 1 โครงสร้างการผสมผสานพลังงาน

รูปที่ 1 แสดงให้เห็นถึงโครงสร้างการผสมผสานแหล่งพลังงานหลักและแหล่งพลังงานเสริมของงานวิจัยนี้

2. วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ [2] เป็นสวิทซ์ชนิดหนึ่งทำงานได้โดยใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และอุปกรณ์ความถี่สูงทำการปรับเปลี่ยนระดับแรงดันเอาต์พุต ให้สูงกว่าระดับแรงดันอินพุต โดยอาศัยคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำความถี่สูงในการเก็บและคายพลังงาน การทำให้ระดับแรงดันเอาต์พุตสูงกว่าระดับแรงดันอินพุตจึงเรียกว่า “สเต็ปอัพคอนเวอร์เตอร์ (Step-up Converter)” จะประกอบไปด้วย 2 ส่วนหลักคือ ส่วนของวงจรกำลัง ประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง ตัวเก็บประจุกันเอาต์พุตได้ โหลดกำลังทำหน้าที่สวิทซ์ อีกส่วนคือวงจรกรองแรงดัน เป็นวงจรทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่

GN 002

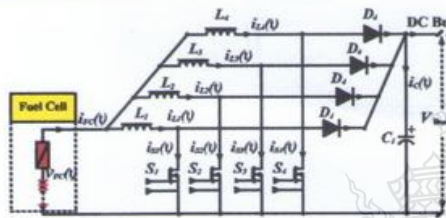


2.1 คอนเวอร์เตอร์สำหรับเซลล์เชื้อเพลิง

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่จะใช้ร่วมกับเซลล์เชื้อเพลิงเป็นชนิดบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Boost Converter) ทำหน้าที่แปลงแรงดันขาออกของเซลล์เชื้อเพลิงให้ไว้ระดับสูงขึ้น เหมาะสมกับความต้องการใช้งานเพื่อออกจำนวน Cells ของเซลล์เชื้อเพลิงที่มีราคาแพง [3] บูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้แปลงแรงดันไฟฟ้าในบทความนี้เป็นบูสต์คอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส ตามรูปที่ 2 เพื่อปรับแรงดันไฟฟ้าจาก 26 V_{DC} เป็น 60 V_{DC} ที่พิกัดกำลัง 1.2 กิโลวัตต์ เนื่องจากแรงดัน 60 V_{DC} จะประยุกต์ใช้กับงานได้หลายประเภท เหตุผลในการนำเสนอบูสต์คอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส เพื่อต้องการลดขนาดของขดลวดตัวนำ (L) ให้มีขนาดเล็กลงซึ่งจะทำให้คอนเวอร์เตอร์มีขนาดเล็กและง่ายต่อการติดตั้งใช้งาน โดยที่

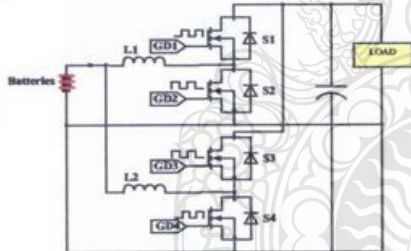
$$i_{FC} = i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + i_{L4} \quad (1)$$

และเป็นการลดผลกระทบของขดลวดตัวนำต่อความถี่สูงอันเป็นผลให้ค่า Ripple ของฮาร์ตพุทมีระดับต่ำกว่าปกติ ทำให้วงจรกรองแรงดันมีขนาดเล็กลงตาม เป็นการลดขนาดของคาปาซิเตอร์และไดโอด



รูปที่ 2 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบ 4 เฟส (Fuel Cell Converter)

2.2 คอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทางสำหรับแบตเตอรี่



รูปที่ 3 วงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทาง 2 เฟส

จากรูปที่ 3 เป็นส่วนของวงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทาง 2 เฟส มีเพนอร์มอสเฟตทำหน้าที่เป็นสวิทช์ รับผิดชอบการสวิทช์มาจกตัวขับเคลื่อนต่อเข้าที่จุด GD1 ถึง GD4 โดยจะทำหน้าที่เป็นบูสต์คอนเวอร์เตอร์เมื่อนำแรงดันจากแบตเตอรี่เข้าสู่ระบบ และทำหน้าที่เป็น บั๊กคอนเวอร์เตอร์เมื่อนำแรงดันจากระบบเข้าไปกับไว้ในแบตเตอรี่

2.3 การออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์

การคำนวณหาพิกัดของอุปกรณ์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ หาได้จากกฎของเคอร์ชอฟที่ [2] ดังนี้

$$P_m = V_m \cdot I_m \quad (2)$$

$$P_{out} = P_m \cdot \eta \quad (3)$$

$$I_{out} = P_{out} / V_{out} \quad (4)$$

โดยที่ P_m, V_m และ I_m คือค่าพิกัดกำลัง, แรงดัน และกระแสตามลำดับของเซลล์เชื้อเพลิง (ตามคู่มือ), P_{out} คือค่าพิกัดกำลังขาออกที่ได้จากบูสต์คอนเวอร์เตอร์, η คือประสิทธิภาพที่ต้องการจากระบบ และ V_{out}, I_{out} คือพิกัดแรงดันและกระแสขาออกจากบูสต์คอนเวอร์เตอร์

ค่าวัฏจักรงาน (Duty Cycle =D) หาได้จาก

$$D = 1 - (V_m / V_{out}) \quad (5)$$

เมื่อทราบค่าวัฏจักรงาน (D) จะหาค่าของกระแสสวิทช์ (I_{S,max}) ได้จาก

$$I_{S,max} = I_m \sqrt{D} \quad (6)$$

การเลือกใช้ไดโอดนอกจากจะกรองแรงดันแล้วจะต้องสามารถป้องกันแรงดันโวลต์ย้อนกลับได้ด้วย โดยหาขนาดของไดโอดได้จาก

$$I_{D,max} = I_m \sqrt{1-D} \quad (7)$$

ขนาดของคาปาซิเตอร์คำนวณได้จาก

$$C_{Bus} = \frac{I_{out} \cdot D}{\Delta V_{out} \cdot f} \quad (8)$$

โดย ΔV_{out} คืออัตราลดคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านขาออก

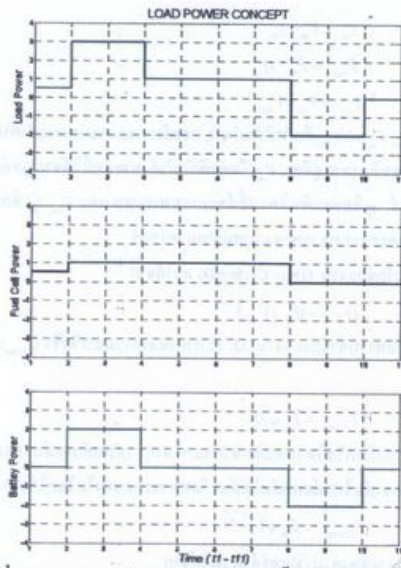
$$L = \frac{V_m \cdot D}{\Delta I_L \cdot f} \quad (9)$$

โดย ΔI_L คืออัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำขณะสวิทช์นำกระแส

การออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ มีข้อกำหนดในการออกแบบวงจรดังนี้ พิกัดแรงดันและกระแสของเซลล์เชื้อเพลิงเท่ากับ 26 V, 46 A (พิกัดกำลัง 1.2 kW) แรงดันขาออก 60 V_{DC} ความถี่สวิทช์ (Fs) 25 kHz ประสิทธิภาพของวงจร (η) เท่ากับ 90 % ΔV_{out} และ ΔI_L กำหนดที่ 2% และ 12 % ดังนั้นจาก (2) - (9) จะสามารถคำนวณหาพิกัดของอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้องเพื่อใช้งานได้ คือ วัฏจักรงาน (D) เท่ากับ 0.57, C_{bus} ขนาด 681.8 μF ขดลวดตัวนำ L₁, L₂, L₃, L₄ ขนาด 214.8 μH, สวิตช์ S₁, S₂, S₃, S₄ ใช้มอสเฟต IRFP264N (250 V, 38 A) และควบคุมการทำงานของสวิตช์แต่ละตัว ให้ทำงานเหลื่อมเฟสกันที่ 90 องศา ไดโอด D₁, D₂, D₃, D₄ ใช้ RuRG3020 (200 V, 30 A)

3. การออกแบบส่วนควบคุมการผสมผสานกำลังงาน

จากคุณสมบัติของเซลล์เชื้อเพลิงที่มีการตอบสนองในการจ่ายกำลังงานให้กับโหลดได้ช้า จึงจำเป็นต้องเพิ่มแหล่งจ่ายกำลังงานเพื่อช่วยป้อนกำลังงานให้กับโหลดได้อย่างรวดเร็ว โดยแหล่งจ่ายที่ต้องเสริมเข้าไป จะต้องมีการควบคุมจ่ายกำลังงานได้เร็ว และสามารถเป็นอุปกรณ์เก็บกำลังงานได้ ซึ่งคุณสมบัติดังกล่าวบทความนี้จึงเลือกใช้ แบตเตอรี่ เป็นแหล่งจ่ายกำลังงานเสริม เงื่อนไขการผสมผสานพลังงานแสดงได้ดังรูปที่



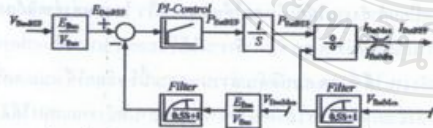
รูปที่ 4 ระบบจัดการด้านกำลังงานของเซลล์เชื้อเพลิง แบตเตอรี่ และ โหลด

จากรูปที่ 4 จะแบ่งสภาวะออกเป็น [4]

1. สภาวะอัดประจุ (Charge Mode) เป็นสภาวะที่โหลดรับกำลังงานจากเซลล์เชื้อเพลิงเพียงแหล่งเดียว โดยสภาวะนี้เซลล์เชื้อเพลิงสามารถจ่ายกำลังงานไปยังแบตเตอรี่ เพื่อให้แบตเตอรี่เก็บกำลังงานหากแบตเตอรี่มีกำลังงานต่ำ (ช่วงเวลา t_1-t_2 และ t_4-t_5)
2. สภาวะคายประจุ (Discharge Mode) เป็นสภาวะที่โหลดมีความต้องการกำลังงานสูง ๆ เซลล์เชื้อเพลิงและแบตเตอรี่จะจ่ายกำลังงานออกไปพร้อมกัน (ช่วงเวลา t_2-t_4)
3. สภาวะคืนกลับ (Recovery Mode) เป็นสภาวะที่โหลดไม่ต้องการกำลังงานจากเซลล์เชื้อเพลิงหรือแบตเตอรี่ แต่ โหลด (มอเตอร์) ยังเคลื่อนที่ไปข้างหน้าได้จึงเกิดสภาพกำลังงาน โหลดย้อนกลับ (Regeneration) แบตเตอรี่จึงประจุกำลังงานส่วนนี้เก็บไว้ (ช่วงเวลา t_5-t_{10})

3.1 การออกแบบ DC Bus Voltage Control Loop

เป็นการออกแบบส่วนควบคุมเพื่อให้แบตเตอรี่จ่ายกำลังงาน (Discharge Mode) ให้โหลดขณะที่โหลดต้องการกำลังงานสูง ๆ (เช่น ขณะมอเตอร์ออกตัว หรือเร่งความเร็ว) เหตุผลที่แบตเตอรี่เป็นตัวจ่ายกำลังงานเพราะแบตเตอรี่จะมีไดนามิกที่สูงกว่าเซลล์เชื้อเพลิง

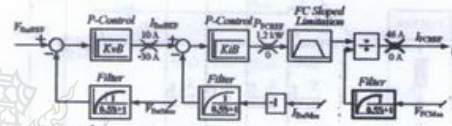


รูปที่ 5 บล็อกไดอะแกรม DC Bus Voltage Control Loop

จากรูปที่ 5 เป็นบล็อกไดอะแกรม DC Bus Voltage Control Loop เป็นการนำ V_{dcREF} ไปแปลงให้อยู่ในรูปพลังงาน “Voltage-to-Energy Transformation” เพื่อเป็นการง่ายและได้ความถูกต้องในการควบคุม เมื่อแปลงสัญญาณแล้วจะได้ E_{dcREF} เข้าวงจรเปรียบเทียบกับแรงดัน V_{dcMEA} ที่ถูกแปลงรูปและผ่านการ Filter มาแล้ว แล้วจึงเข้าสู่ PI Control เพื่อชดเชยกำลังงานผลลัพท์ที่ได้จะเป็น P_{dcREF} หลังจากนั้นจึงเข้าวงจรหาค่าเพื่อแปลงกำลังงานให้เป็นกระแสโดยจะถูกจำกัดค่าให้อยู่ระหว่าง I_{dcMAX} และ I_{dcMIN} สุดท้ายสัญญาณขาออกที่ได้คือ I_{dcREF} ในการทดลองกำหนดคุณสมบัติของแบตเตอรี่ที่นำมาใช้คือ 12 V, 12Ah จำนวน 6 ลูก เมื่อนำมาต่อรวมกันจะได้ $V_{the} = 24$ V, $I_{the} = 36$ A, $I_{dcMAX} = 2Q = 72$ A การออกแบบลิมิตกระแสไว้ที่ 50 A, $I_{dcMIN} = \frac{-Q}{10} = -3.6$ A

3.2 การออกแบบ Battery Charge Loop

ส่วนควบคุมนี้จะทำหน้าที่ ควบคุมกำลังงานที่ไหลย้อนกลับเข้าสู่แบตเตอรี่ โดยแบตเตอรี่จะทำงานในสภาวะ Charge Mode ซึ่งกำลังงานที่ไหลย้อนกลับนี้เกิดจากการที่โหลดต้องการกำลังงานน้อยลง หรือในสภาวะที่แบตเตอรี่มีกำลังงานค้ำเนื่องจากผ่านการทำงานในสภาวะ Discharge Mode มา โดยกำลังงานนี้จะได้จากเซลล์เชื้อเพลิง



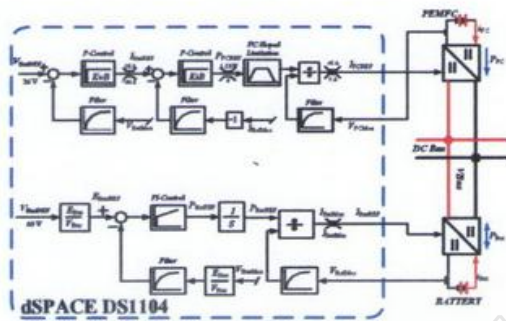
รูปที่ 6 บล็อก ไดอะแกรม Battery Charge Loop

จากบล็อกไดอะแกรม Battery Charge Loop จะทำงานโดยรับแรงดัน V_{dcMEA} เปรียบเทียบกับแรงดัน V_{dcREF} แล้วจึงชดเชยสัญญาณด้วย P Control ลิมิตกระแสให้อยู่ระหว่าง 10 ถึง -30 A จะได้สัญญาณ I_{dcREF} เพื่อเข้าตัววงจรเปรียบเทียบกับ I_{dcMEA} ที่ผ่านการอินเวอร์และวงจร Filter มาแล้ว สัญญาณที่ได้จะเข้าสู่ P Control ส่วนนี้จะได้สัญญาณ P_{dcREF} โดยมีลิมิตค่ากำลังที่ Power Rate ของเซลล์เชื้อเพลิงที่ 1.2 kW ถึง 0 โดยกำลังงานจากเซลล์เชื้อเพลิงจะถูกกำหนดค่าความชันไว้เพื่อควบคุมไม่ให้เซลล์เชื้อเพลิงจ่ายกำลังงานเร็วเกินไป สุดท้ายเข้าตัววงจรแปลงกำลังงานเพื่อให้กลายเป็นสัญญาณกระแส I_{dcREF} ทั้งนี้ถูกจำกัดให้มีค่าอยู่ที่ Current Rate ของเซลล์เชื้อเพลิง 46-0 A สำหรับกรออกแบบ P-Control จะได้ $KvB=10$, $KiB=20$, $Kp=310.29$, $Ki=31029$, $Ti=0.01s$ เป็นการหาค่าโดยใช้ SISOTOOL พยากรณ์ค่า

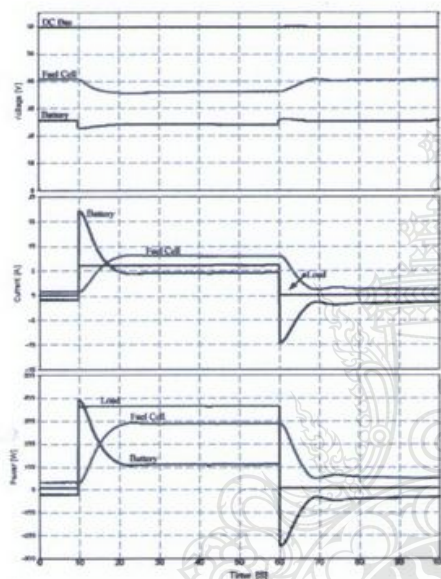
4. การทดลองและผลที่ได้

การทดลองจะใช้ PEMFC “Heliocentris and Ballard Power System” Nexa™ Power Modul 1.2 kW, 26 V, 46 A (47 cells), การควบคุมเป็นแบบ Rail-Time ประมาณผลทางคณิตศาสตร์ด้วย dSPACE DS1104, ตัวต้านทานปรับค่าได้กำลังสูง ขนาด 42 โอห์ม (ใช้เป็น โหลดของระบบ) และใช้ ControlDesk รับและควบคุมพารามิเตอร์





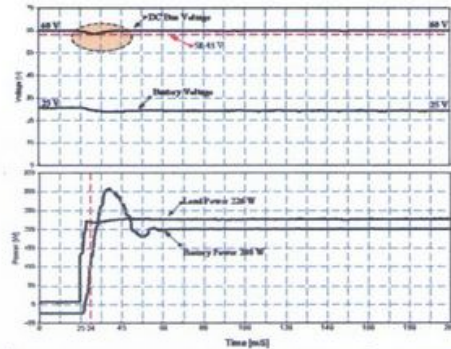
รูปที่ 7 โครงสร้างระบบควบคุมรวมการผสมผสาน



รูปที่ 8 ผลตอบสนองแรงดัน กระแส และกำลังงานของแหล่งจ่ายไฟ
โหลดขนาด 350 วัตต์

จากรูปที่ 8 ช่วงเวลา 0-10 S ซึ่งยังไม่มียุคโหลด แรงดันที่ DC Bus จะอยู่ที่ 60 V แรงดันเซลล์เชื้อเพลิงที่ 40 V (เป็นปกติในสถานะที่ไม่มีโหลด) และจะจ่ายประจุให้กับแบตเตอรี่เล็กน้อยประมาณ -0.5 A ช่วงเวลา 10-20 S เป็นช่วงเวลาที่จ่ายโหลดให้กับแหล่งจ่าย จะเห็นว่า แรงดันของเซลล์เชื้อเพลิงจะลดลงเล็กน้อย ช่วงเวลานี้แบตเตอรี่จะเป็นตัวจ่ายกำลังงาน (Discharge Mode) ให้กับโหลดอย่างทันทีทำให้กระแสของแบตเตอรี่ขึ้นไปถึง 16.5 A ส่วนเซลล์เชื้อเพลิงจ่ายกระแสอย่างช้า ๆ และเมื่อเซลล์เชื้อเพลิงจ่ายกระแสได้สูงขึ้นแบตเตอรี่จะลดอัตราการจ่ายลง ช่วงเวลา 20-30 S เป็นช่วงเวลาที่โหลดคงที่ ทั้งแบตเตอรี่และเซลล์เชื้อเพลิงจะจ่ายกำลังงานร่วมกัน ช่วงเวลา 60-70 S หยุดจ่ายโหลด แบตเตอรี่หยุดจ่ายกระแสทันที กระแสของแบตเตอรี่ตกลงไปถึงประมาณ -7A เวลาที่เซลล์

เชื้อเพลิงที่หยุดจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับโหลด จะจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับแบตเตอรี่แทนอย่างช้า ๆ แบตเตอรี่จะทำหน้าที่เก็บประจุ (Charge Mode) ช่วงเวลา 70 S เป็นต้นไป เป็นช่วงเวลาที่แบตเตอรี่เก็บประจุเต็ม จะกลับสู่สภาพเริ่มต้นใหม่อีกครั้ง



รูปที่ 9 ผลตอบสนองของแหล่งจ่ายขณะสวิตช์โหลดเมื่อควบคุมโหลดที่ 230 วัตต์

จากรูปที่ 9 แสดงให้เห็นถึงความเร็วของแบตเตอรี่ในการตอบสนองกำลังงานให้กับโหลด (Dynamic) ขณะที่ควบคุมกำลังของโหลดให้อยู่ที่ประมาณ 230 วัตต์ เมื่อมองผลด้านแรงดันบนบัสไฟตรงขณะที่ไม่มีโหลด แรงดันจะอยู่ที่ 60 V เมื่อจ่ายโหลดแรงดันจะตกลงชั่วขณะ โดยตกลงไปอยู่ที่ 58.43 V คิดเป็นเปอร์เซ็นต์เท่ากับ 2.61 %

5. สรุปผลและเสนอแนะ

ผลการทดสอบแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของแหล่งจ่ายไฟที่แบบผสมผสานด้วยเซลล์เชื้อเพลิง และแบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด ที่นำเสนอสามารถตอบสนองวัตถุประสงค์ในการทำงานทั้ง 3 สถานะตามเงื่อนไขที่ต้องการทุกประการ เมื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดจะสามารถตอบสนองได้ภายในเวลา 4-10 วินาที โดยยังสามารถรักษาระดับแรงดันบนบัสไฟตรงให้สม่ำเสมอได้อย่างดี

อ้างอิง

- [1] EG&G Technical Services, Inc. "Fuel Cell Handbook (Seventh Edition)" November 2004.
- [2] รศ. ดร. วีระเชษฐ ชัยเงิน, วุฒิสถ ธีรวิกรม. "อิเล็กทรอนิกส์กำลัง" หจก. วี.เจ. ทรินดิง, 2547.
- [3] ประเสริฐ สารการ, วันชัย ทวีพิสัย และปฎิพัทธ์ ทวนทอง "บุตส์คอนเวอร์เตอร์แบบ 4 เฟส สำหรับประยุกต์ใช้กับเซลล์เชื้อเพลิง" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 32 (EECON32) 28-30 ตุลาคม 2552 จ.ปราจีนบุรี
- [4] P. Thounthong and P.Sethkul "Fuel cell Power Generator" EECON-29, pp. 309-312, Nov 2006
- [5] P. Thounthong "Fuel Cell/Battery Powered Electric Vehicle System" EECON-29, pp.361-364, Nov 2006



ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – นามสกุล	ร.อ.นพดล หนั้วอินปิ่น
วัน เดือน ปีเกิด	9 กรกฎาคม 2522
ที่อยู่	540/116 ซ.พหลโยธิน 58 แยก 24 แขวงสายไหม เขตสายไหม กรุงเทพฯ 10220
การศึกษา	สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ โรงเรียนนายเรืออากาศ ปี พ.ศ. 2547
ประสบการณ์การทำงาน	พ.ศ. 2547 – 2549 รองหัวหน้าฝ่ายแบบแผน แผนกจัดดำเนินงาน กองไฟฟ้า กรมช่างโยธาทหารอากาศ พ.ศ. 2549 – ปัจจุบัน รองหัวหน้าฝ่ายแผนและกำหนดงาน แผนกจัด ดำเนินงาน กองไฟฟ้า กรมช่างโยธาทหารอากาศ รักษาราชการแทน หัวหน้าฝ่ายแบบแผน แผนกจัดดำเนินงาน กองไฟฟ้า กรมช่างโยธาทหารอากาศ

