



## รายงานการวิจัย

โครงการวิจัยเรื่อง ภาษาไทย : เครื่องประจุแบตเตอรี่สำหรับรถไฟฟ้าที่มีค่าตัวประกอบ

กำลังใกล้เคียงหนึ่งและส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทาง

ภาษาอังกฤษ : Battery Charger for Electric Vehicles with Nearly

Unity Power Factor and Bidirectional Power Flow

คณะผู้วิจัย

นายชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข

นายสรรพล คุ่มทรัพย์

โครงการวิจัยทุนสนับสนุนงานวิจัยของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

งบประมาณแผ่นดิน ปี พ.ศ. 2559

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

### กิตติกรรมประกาศ

ผู้วิจัยได้จัดทำเครื่องประจุแบตเตอรี่สำหรับรถไฟฟ้าที่มีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่งและ  
ส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทาง โดยได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากงบประมาณแผ่นดิน ปีงบประมาณ  
2559 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ สาขาวิศวกรรมศาสตร์และอุตสาหกรรมวิจัย ทั้งนี้  
ผู้วิจัยขอขอบคุณนักศึกษาสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ ที่ได้ช่วยเหลือในการจัดทำ  
วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อประโยชน์ทางการศึกษา

นายชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข  
หัวหน้าโครงการวิจัย



|              |                                                                                                         |
|--------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| หัวข้อวิจัย  | เครื่องประจุแบตเตอรี่สำหรับรถไฟฟ้าที่มีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง และส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทาง |
| ผู้วิจัย     | นายชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข                                                                                |
| ผู้ร่วมวิจัย | นายสรรรพ คุ่มทรัพย์                                                                                     |
| สาขาวิชา     | วิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์                                                                         |
| ปีงบประมาณ   | 2559                                                                                                    |

---

### บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้นำเสนอการแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงสามเฟสแบบฟลู บริดจ์ด้วยเทคนิคการควบคุมวงรอบกระแสแบบสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์ (PR current control) กระแสคำสั่งควบคุมบนแกนอ้างอิงนิ่ง(stationary reference frame) และการควบคุมกระแสแบบ พีไอ (PI Current control) บนแกนอ้างอิงซิงโครนัส (Synchronous reference frame) โดยมี วงรอบนอกควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงคงที่ 700 โวลต์ นอกจากนั้นยังนำเสนอแนวทางการ ออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์ และตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมแรงดันดีซี การทดลองพิกัดกำลังไฟฟ้า 5 กิโลวัตต์ ในสถานะอยู่ค่าตัวประกอบกำลัง 0.98 และความผิดเพี้ยนทาง ฮาร์มอนิกกระแส ( $THD_i$ ) 1.4 เปอร์เซ็นต์ โดยสามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทาง ผลทดลอง การทำงานด้วยฮาร์ดแวร์จำลองระบบและฮาร์ดแวร์วงจรกำลัง สามารถยืนยันการทำงานของวงจร แปลงผันได้เป็นอย่างดี

## สารบัญ

|                                                                         | หน้า |
|-------------------------------------------------------------------------|------|
| กิตติกรรมประกาศ                                                         | ข    |
| บทคัดย่อ                                                                | ค    |
| สารบัญ                                                                  | จ    |
| สารบัญตาราง                                                             | ช    |
| สารบัญภาพ                                                               | ซ    |
| บทที่ 1 บทนำ                                                            |      |
| 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา                                      | 1    |
| 1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย                                         | 3    |
| 1.3 ขอบเขตของงานวิจัย                                                   | 3    |
| 1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ                                           | 4    |
| บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย                                   |      |
| 2.1 การทบทวนวรรณกรรม                                                    | 6    |
| 2.2 โครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง            | 9    |
| 2.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์การแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง | 11   |
| 2.4 การแปลงแกน                                                          | 13   |
| 2.5 เฟสล็อกกลูป (Phase Locked Loop)                                     | 15   |
| 2.6 รูปแบบระบบควบคุม                                                    | 20   |
| 2.7 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับอินทิกรัล (PI Controller)                 | 22   |
| 2.8 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกเรโซแนนซ์ (PR Controller)                     | 23   |
| 2.9 การ์ดอินเตอร์เฟส (DS1104)                                           | 26   |
| บทที่ 3 วิธีการดำเนินงานวิจัย                                           |      |
| 3.1 ผังการดำเนินงานวิจัย                                                | 34   |
| 3.2 การศึกษาจำลองการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์และออกแบบตัวควบคุม         | 35   |
| 3.3 วงจรตรวจจับรูปคลื่นแรงดันอ้างอิง $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$           | 43   |
| 3.4 ชุดขับนำเกต ไอจีบีที                                                | 44   |
| บทที่ 4 ผลการดำเนินงานและการวิเคราะห์                                   |      |
| 4.1 การควบคุมกระแสในวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงสามเฟส    | 47   |
| 4.2 การขนานวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงสามเฟส 2 โมดูล     | 53   |

## สารบัญ (ต่อ)

|                                                     | หน้า |
|-----------------------------------------------------|------|
| บทที่ 5 สรุปและข้อเสนอแนะ                           |      |
| 5.1 สรุปผล                                          | 58   |
| 5.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นในระหว่างการทำงานและแนวทางแก้ไข | 58   |
| บรรณานุกรม                                          | 59   |
| ภาคผนวก ก. บทความวิจัย                              | 60   |



## สารบัญตาราง

| ตารางที่                                                                | หน้า |
|-------------------------------------------------------------------------|------|
| ตารางที่ 1.1 number of mobility of power supply in Germany and Thailand | 1    |
| ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของโครงสร้างของวงจรเรียงกระแส                     | 10   |
| ตารางที่ 3.1 ผังการดำเนินงานวิจัย                                       | 34   |
| ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ของระบบควบคุมวงจรแปลงผันที่ทดสอบ                | 66   |



## สารบัญภาพ

| ภาพที่                                                               | หน้า |
|----------------------------------------------------------------------|------|
| ภาพที่ 1.1 สถานีอัดประจุแบตเตอรี่ของการไฟฟ้านครหลวง                  | 2    |
| ภาพที่ 2.0 บล็อกไดอะแกรมของระบบอัดประจุแบตเตอรี่แบบเร็ว              | 5    |
| ภาพที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการจำลองในงานวิจัยของ Wang Xu        | 6    |
| ภาพที่ 2.2 ผลตอบสนองของแรงดันด้านออกขณะที่ภาระเปลี่ยนแปลง [2]        | 7    |
| ภาพที่ 2.3 บล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการจำลองในงานวิจัยของ Lechat Sanjua  | 8    |
| ภาพที่ 2.4 เปรียบเทียบแรงดันกับกระแสและแรงดันที่บัสไฟฟ้ากระแสตรง [3] | 9    |
| ภาพที่ 2.5 โครงสร้างของวงจรเรียงกระแสสามเฟส                          | 11   |
| ภาพที่ 2.6 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง           | 11   |
| ภาพที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมคอนเวอร์เตอร์                                | 13   |
| ภาพที่ 2.8 แผนผังของเฟสบล็อกคู่เบี่ยงต้น                             | 15   |
| ภาพที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมระบบเฟสบล็อกคู่เบี่ยงต้น                     | 17   |
| ภาพที่ 2.10 วงจรรองความถี่ชนิด A                                     | 18   |
| ภาพที่ 2.11 เปรียบเทียบเฟสบล็อกคู่กลับแรงดันด้านเข้า                 | 20   |
| ภาพที่ 2.12 ระบบควบคุมแบบวงรอบเปิด                                   | 21   |
| ภาพที่ 2.13 ระบบควบคุมแบบวงรอบปิด                                    | 21   |
| ภาพที่ 2.14 ระบบควบคุมแบบป้อนกลับ                                    | 22   |
| ภาพที่ 2.15 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับอินทิกรัล (PI Controller)      | 22   |
| ภาพที่ 2.16 วงรอบกระแสของอินเวอร์เตอร์                               | 23   |
| ภาพที่ 2.17 แผนภาพโบทของตัวควบคุมฟีดฟอร์วาร์ด                        | 26   |
| ภาพที่ 2.18 การ์ดอินเตอร์เฟซ dSPACE รุ่น DS1104                      | 28   |
| ภาพที่ 2.19 บล็อกไดอะแกรมฮาร์ดแวร์ของการ์ดอินเตอร์เฟซ DS1104         | 29   |
| ภาพที่ 2.20 ไลบรารี rtlib1104 blocksets                              | 31   |
| ภาพที่ 2.21 DS1104 Master PPC Blockset                               | 32   |
| ภาพที่ 2.22 SLAVE DSP F240 Blockset                                  | 32   |

## สารบัญภาพ (ต่อ)

| ภาพที่                                                                                                                      | หน้า |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| ภาพที่ 3.1 วงจรเอชทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟลูบรีดจ์สามเฟส                                                                     | 35   |
| ภาพที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของเทอมแก่การเชื่อมโยง                                                                              | 36   |
| ภาพที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมกระแสของวงจรคอนเวอร์เตอร์                                                                 | 37   |
| ภาพที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมวงจรแปลงผันแบบสามเฟส                                                                      | 37   |
| ภาพที่ 3.5 การออกแบบด้วยวิธีทางเดินรากและผลจำลองการทำงานของวงรอบกระแสด้วยโปรแกรม Matlab/Simulink                            | 39   |
| ภาพที่ 3.6 บล็อก Simulink เพื่อจำลองระบบควบคุมกระแส                                                                         | 39   |
| ภาพที่ 3.7 (ก) การออกแบบด้วยวิธีทางเดินราก<br>(ข) ผลสนองทางความถี่ของระบบควบคุมแรงดัน                                       | 40   |
| ภาพที่ 3.8 บล็อก Simulink เพื่อจำลองระบบควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงคงที่                                                      | 40   |
| ภาพที่ 3.9 ผลจำลองกระแสด้านเข้าวงจรแปลงผันที่วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน                                                         | 42   |
| ภาพที่ 3.10 ผลจำลองกระแสด้านเข้าของวงจรแปลงผันขณะเปลี่ยนโหลดแบบทันทีทันใด                                                   | 42   |
| ภาพที่ 3.11 วงจรตรวจจับรูปคลื่นแรงดันอ้างอิง $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$                                                       | 44   |
| ภาพที่ 3.12 วงจรของชุดขับนำเกต ไอจีบีที แสดงเฉพาะ GU และ EU เท่านั้น                                                        | 45   |
| ภาพที่ 3.13 วงจรของชุดตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $i_a, i_b, i_c$                                                    | 46   |
| ภาพที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมควบคุมระบบคอนเวอร์เตอร์ที่ทดสอบ                                                                     | 47   |
| ภาพที่ 4.2 บล็อกไดอะแกรมควบคุมในวงรอบกระแส                                                                                  | 48   |
| ภาพที่ 4.3 โครงสร้างฮาร์ดแวร์ทดสอบจำลองระบบ                                                                                 | 49   |
| ภาพที่ 4.4 บล็อกไดอะแกรมฮาร์ดแวร์ทดสอบระบบ                                                                                  | 50   |
| ภาพที่ 4.5 ผลตอบสนองแรงดัน $v_{an}$ และกระแส $i_a$ ช่วงเปลี่ยนแปลงค่าคำสั่งดีซีบัสจาก 650 → 700 → 750 โวลต์                 | 51   |
| ภาพที่ 4.6 ภาพขยายรูปที่ 4.4 ผลตอบสนองในสภาวะชั่วครู่และสภาวะอยู่ ตัวแรงดันดีซี ช่วงเปลี่ยนแปลงค่าคำสั่งจาก 650 → 700 โวลต์ | 51   |
| ภาพที่ 4.7 แรงดัน $v_{an}$ และกระแส $i_a$ ช่วงเปลี่ยนแปลงภาระ 50% → 100%                                                    | 52   |
| ภาพที่ 4.8 กระแส $i_a, i_b, i_c$ ช่วงเปลี่ยนแปลงภาระ 50% → 100%                                                             | 52   |
| ภาพที่ 4.9 ภาพขยายแรงดัน $v_{an}$ และกระแส $i_a$ ในสภาวะอยู่ตัว                                                             | 53   |
| ภาพที่ 4.10 ภาพวงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 โมดูลที่ใช้ในการทดลองงานวิจัย                                                            | 54   |



## สารบัญภาพ (ต่อ)

| ภาพที่                                                                                     | หน้า |
|--------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| ภาพที่ 4.11 บล็อกไดอะแกรม Matlab/Simulink ที่ใช้ควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์                    | 55   |
| ภาพที่ 4.12 ผลการทดลองแบบวงเปิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์จำนวน 1 โมดูล                           | 55   |
| ภาพที่ 4.13 ผลการทดลองควบคุมระดับแรงดันที่ของวงจรคอนเวอร์เตอร์จำนวน 1 โมดูล                | 56   |
| ภาพที่ 4.14 ผลการทดลองการขนานของวงจรคอนเวอร์เตอร์จำนวน 2 โมดูล แบบรูป                      | 56   |
| ภาพที่ 4.15 ผลการทดลองการขนานของวงจรคอนเวอร์เตอร์จำนวน 2 โมดูลโดยเปลี่ยนระดับแรงดันอ้างอิง | 57   |



## บทที่ 1

### บทนำ

#### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันปัญหามลพิษจากรถยนต์ที่ใช้น้ำมันและก๊าซธรรมชาติมีมากขึ้นในเมืองใหญ่ เช่น กรุงเทพมหานครและนครเชียงใหม่ ประกอบกับราคาเชื้อเพลิงที่ราคาแพงขึ้นและลดน้อยลงในอนาคต ดังนั้นรถไฟฟ้าจึงเป็นทางเลือกใหม่ของการเดินทาง รถไฟฟ้าจะมีระบบขับเคลื่อนด้วยมอเตอร์ไฟฟ้า อินเวอร์เตอร์และอุปกรณ์กักเก็บพลังงานไฟฟ้าเช่นแบตเตอรี่และอัลตราคาปาซิเตอร์ ด้วยข้อดีของรถไฟฟ้าที่ไม่มีมลพิษจากท่อไอเสีย ประสิทธิภาพสูงและค่าใช้จ่ายในการใช้งานถูกกว่ารถยนต์แบบใช้เชื้อเพลิงดังในตารางที่ 1 แต่ข้อด้อยของการใช้รถไฟฟ้าคือ

1. ราคาของแบตเตอรี่ที่ยังมีราคาแพงอยู่แต่มีแนวโน้มลดลง
2. ระยะเวลาของการอัดประจุแบตเตอรี่มีเวลานาน
3. สถานีอัดประจุแบตเตอรี่สำหรับรถไฟฟ้ายังมีจำนวนน้อยอยู่มาก

ตารางที่ 1.1 number of mobility of power supply in Germany and Thailand [1997]

|                                       | Germany        | Thailand         |
|---------------------------------------|----------------|------------------|
| Number of passenger vehicles          | 46,000,000     | 3,560,000        |
| Average daily driving range           | 37 km/day      | ≈ 40 km/day      |
| Average driving distance/year         | 13,500 km/year | ≈ 14,200 km/year |
| Distance driven on trips below 50 km  | ≈ 63 %         |                  |
| Electricity consumption               | ≈ 600 TWh      | ≈ 135 TWh        |
| Electricity costs for end user (2008) | 9 Bath         | 3 Bath           |

|                                                                                   |          |          |
|-----------------------------------------------------------------------------------|----------|----------|
| Cost for gasoline (2008)                                                          | 63 Bath  | 30 Bath  |
| Total electrical power consumption                                                |          |          |
| Additional electrical consumption if all car drive on electricity (18 kWh/100 km) | 600 TWh  | 289 TWh  |
| Fuel costs per 100 km-gasoline                                                    | 440 Bath | 189 Bath |
| Fuel costs per 100 km-electricity                                                 | 162 Bath | 90 Bath  |

อย่างไรก็ตามหน่วยงานการไฟฟ้านครหลวงได้ริเริ่มโครงสร้างพื้นฐานเกี่ยวกับสถานีอัดประจุแบตเตอรี่ โดยได้นำเข้าและติดตั้งสถานีประจุแบตเตอรี่สำหรับรถไฟฟ้าที่สำนักงานใหญ่ชิดลมดังในรูปที่ 1 ซึ่งเครื่องประจุแบตเตอรี่แบบเร็ว (Quick Charge) แสดงในรูปที่ 1 มีราคาค่อนข้างแพง (ประมาณ 1,000,000 บาท)



รูปที่ 1.1 สถานีอัดประจุแบตเตอรี่ของการไฟฟ้านครหลวง

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบอัตโนมัติประเภทเตอร์ตามเอกสารอ้างอิง [1] สามารถสรุปคุณสมบัติของระบบอัตโนมัติประเภทเตอร์แบบเร็วสำหรับรถไฟฟ้าคือ

1. ต้องสามารถจ่ายกระแสไฟฟ้าได้สูง ดังนั้นระบบแปลงผันกำลังไฟฟ้าจึงต้องเป็นแบบสามเฟส
  2. ค่าตัวประกอบกำลังของระบบคอนเวอร์เตอร์ต้องใกล้เคียงหนึ่ง
  3. ประสิทธิภาพของระบบต้องสูง ดังนั้นการใช้อุปกรณ์สวิตช์ที่ความถี่สูงจึงมีความเหมาะสม
  4. วงจรแปลงผันต้องมีความสามารถส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทาง (Bidirectional Power Flow)
- เนื่องจากในอนาคตความฉลาดของระบบไฟฟ้า (Smart Grid) ทำให้ต้องมีการจัดการพลังงานไฟฟ้าที่พิจารณาจากราคาและช่วงเวลาในการจ่ายหรือรับไฟฟ้าจากสถานีประจุแบตเตอรี่

## 1.2 วัตถุประสงค์

1.2.1 ศึกษาและออกแบบวงจรควบคุมเอชทูตีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสามเฟสที่ให้ค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง

1.2.2 ศึกษาและออกแบบวงจรฟลูบริดจ์ตีซีทูตีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์

1.2.3 ออกแบบระบบประจุแบตเตอรี่ด้วยระบบวงจรแปลงผันที่สามารถตั้งค่ากระแสและแรงดันได้

1.2.4 วิเคราะห์และคำนวณค่าใช้จ่ายกรณีใช้งานเป็นสถานีอัตโนมัติประจุแบตเตอรี่สำหรับรถไฟฟ้า

## 1.3 ขอบเขตงานวิจัย

1.3.1 ออกแบบและสร้างเอชทูตีซีคอนเวอร์เตอร์สามเฟสแบบฟลูบริดจ์ด้วยการควบคุมแรงดันคงที่ด้วยตัวควบคุมแบบพีไอพิกัดแรงดันเข้าพุต 600 โวลต์ 20 kW

1.3.2 ออกแบบและสร้างฟลูบริดจ์ตีซีทูตีซีคอนเวอร์เตอร์เพื่อประจุแบตเตอรี่ด้วยอัลกอริทึมแรงดันและกระแสที่สามารถประจุแบตเตอรี่ให้เต็มภายในระยะเวลา 30 นาที

1.3.3 ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในการควบคุมการประจุแบตเตอรี่และแสดงผลสถานะการประจุแบตเตอรี่ผ่านทางหน้าจอแอลซีดี

1.3.4 เก็บผลการใช้งานเครื่องประจุแบตเตอรี่กับรถไฟฟ้าต้นแบบในเรื่องของระยะเวลาในการประจุแบตเตอรี่ ค่าตัวประกอบกำลังและประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์

1.3.5 เก็บผลการทดลองใช้งานและความคุ้มค่าในการใช้งานรถไฟฟ้าขนาดเล็ก

#### 1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.4.1 สนับสนุนการใช้รถไฟฟ้าเพื่อลดมลพิษในอากาศ และส่งเสริมการใช่วงจรที่ให้ค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง

1.4.2 เผยแพร่ความรู้ให้กับบุคคลทั่วไปและหน่วยงานที่สนใจเกี่ยวกับการวิจัยด้านสถานีอัดประจุแบตเตอรี่ลิเทียมไอออนแบบเร็วที่ให้ค่าตัวประกอบกำลังสูงไปใช้งาน

1.4.3 เผยแพร่ความรู้ในลักษณะบทความวิชาการระดับชาติหรือนานาชาติอย่างน้อย 1 บทความ

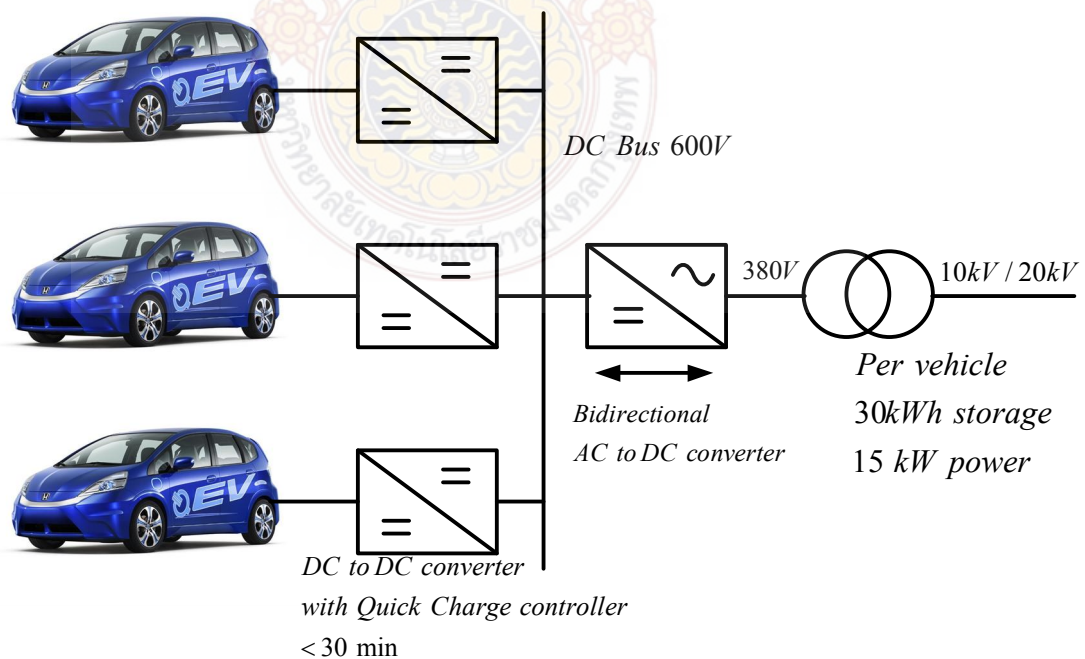
1.4.4 พัฒนาให้เป็นสินค้าทางพาณิชย์ให้กับบริษัทเอกชนและหน่วยงานรัฐวิสาหกิจที่สามารถประยุกต์นำไปใช้งานได้ ในลักษณะของสถานีให้บริการอัดประจุแบตเตอรี่

## บทที่ 2

### ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

วงจรแปลงผันต้องมีความสามารถส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทาง (Bidirectional Power Flow) เนื่องจากในอนาคตความฉลาดของระบบไฟฟ้า (Smart Grid) ทำให้ต้องมีการจัดการพลังงานไฟฟ้าที่พิจารณาจากราคาและช่วงเวลาในการจ่ายหรือรับไฟฟ้าจากสถานีประจุแบตเตอรี่

จากคุณสมบัติดังกล่าวทำให้สามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมของระบบประจุแบตเตอรี่แบบเร็วที่มีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง ดังในรูปที่ 2 โดยจะมีวงจรเอชทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟลูบริดจ์เป็นวงจรส่วนหน้าทำหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่สามารถส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทาง วงจรส่วนที่สองเป็นวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟลูบริดจ์ที่ทำหน้าที่ลดระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เหมาะสมสำหรับการอัดประจุแบตเตอรี่ และอัลกอริทึมอัดประจุแบตเตอรี่จะทำหน้าที่ควบคุมแรงดันและกระแสแบบวงปิดโดยปรับความกว้างของพัลส์ (PWM) ด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ



ภาพที่ 2.0 บล็อกไดอะแกรมของระบบอัดประจุแบตเตอรี่แบบเร็ว

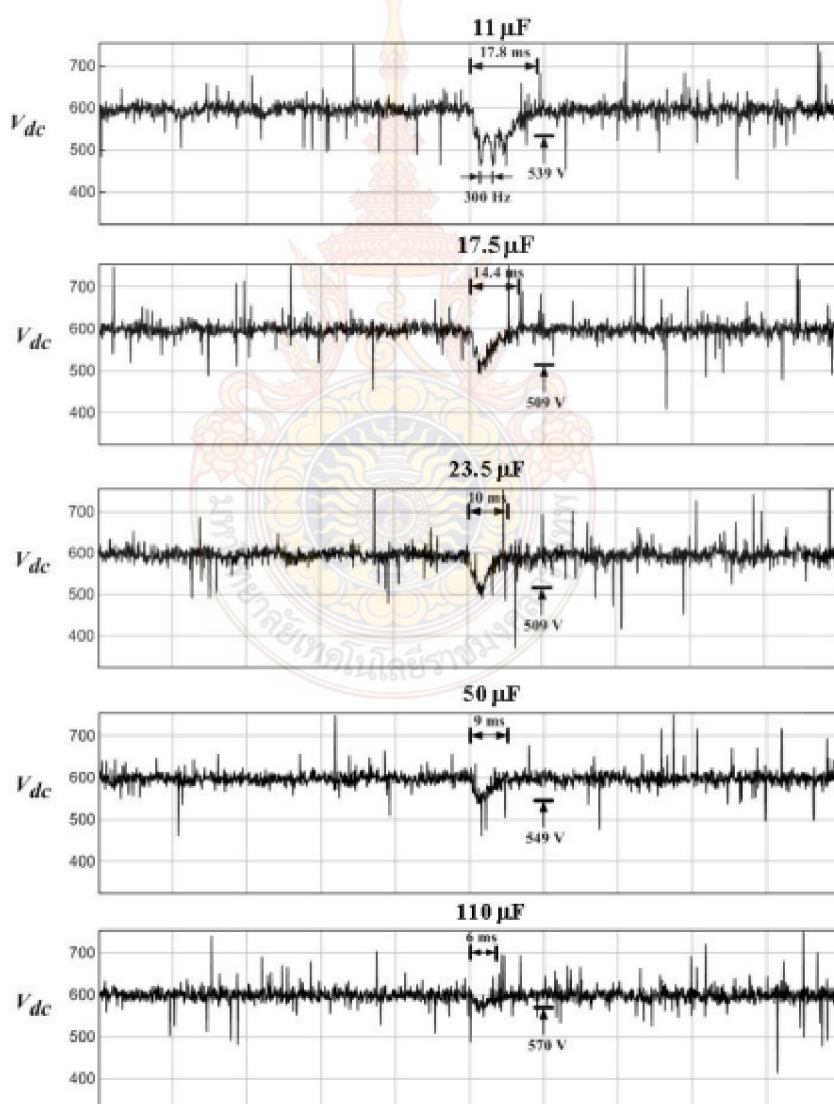


2.1.1 Wang Xu, Huaung Kaizheng, Yen Shijie, Xu Bin [1]

ภาพที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการจำลองในงานวิจัยของ Wang Xu

### 2.1.2 เจาะลึก เจริญเกียรติยศ [2]

ศึกษาและออกแบบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงสามเฟสแบบ SVPWM ที่ใช้ตัวเก็บประจุขนาดเล็กอยู่ในส่วนของการเชื่อมต่อแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงกับโหลด โดยใช้เทคนิคของการกำจัดผลของสิ่งรบกวน ที่มีผลต่อขนาดของตัวเก็บประจุ ด้วยวิธีการชดเชยแบบ ป้อนไปข้างหน้าไว้หลังตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อลดขนาดของตัวเก็บประจุ ระบบ ต้นแบบถูกออกแบบให้ทำงานที่ แรงดันด้านเข้า 3 เฟส 3 สาย 380 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ แรงดันไฟฟ้า กระแสตรงด้านออก 600 โวลต์ โหลดความต้านทานขนาดพิกัดสูงสุด 5.1 กิโลวัตต์

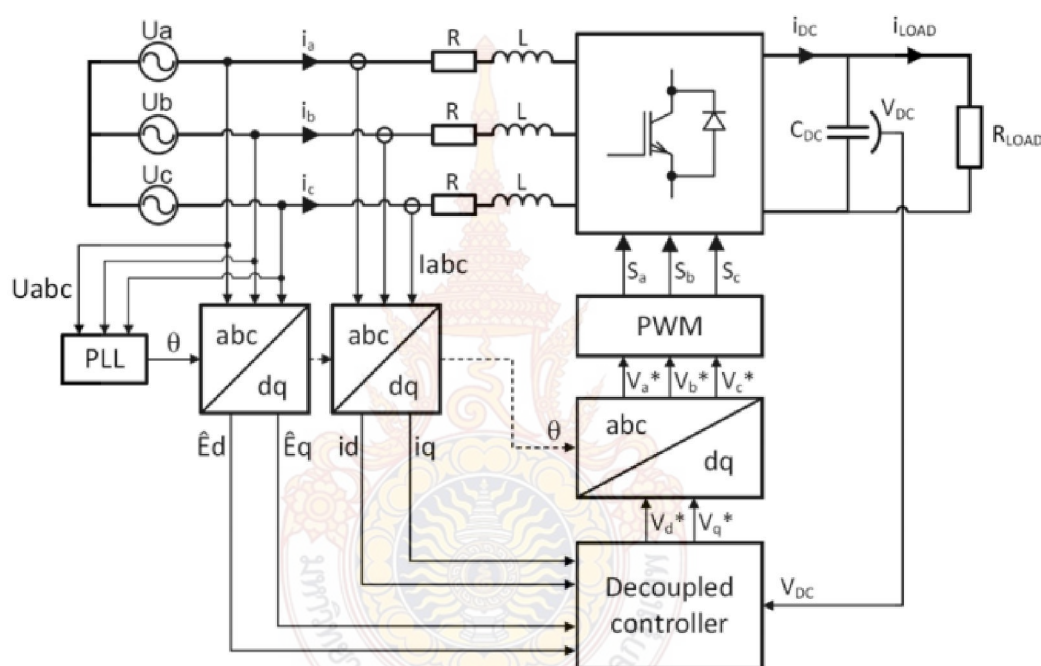


ภาพที่ 2.2 ผลตอบสนองของแรงดันด้านออกขณะที่การเปลี่ยนแปลง [2]

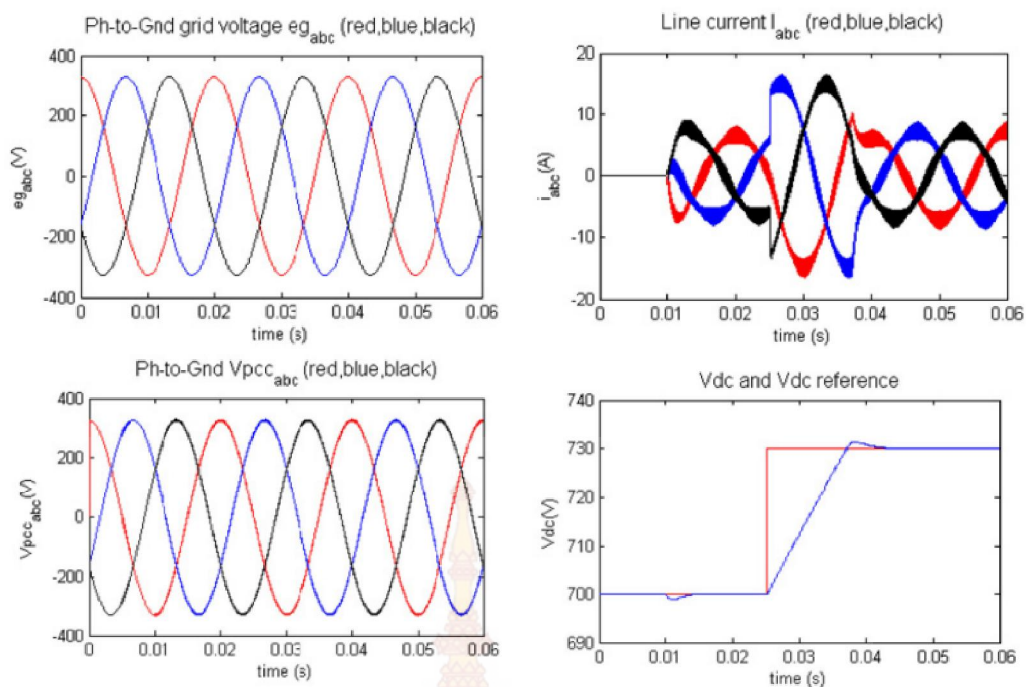


### 2.1.3 Lechat Sanjuan [3]

ศึกษาเกี่ยวกับการควบคุมแรงดันขาออกที่ได้จากวงจรแปลงผันแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสขนาด 230 โวลต์ เป็นไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 700 โวลต์ โดย เทคนิคควบคุมแรงดันแบบแกนอ้างอิงซิงโครนัส (dq) ด้วยการเชื่อมต่อสัญญาณจากแบบจำลองตัวควบคุมโดยโปรแกรม Matlab/Simulink ผ่านบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล dSPACE



ภาพที่ 2.3 บล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการจำลองในงานวิจัยของ Lechat Sanjua



ภาพที่ 2.4 เปรียบเทียบแรงดันกับกระแสและแรงดันที่บัสไฟฟ้ากระแสตรง [3]

## 2.2 โครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง

การแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง แบบควบคุมต่อไปนี้ จะอธิบายให้เห็นโครงสร้างบางอย่างวงจรเรียงกระแสสามเฟส ซึ่งสามารถอธิบายถึงโครงสร้างที่มีผลเกี่ยวกับ ฮาร์โมนิกสูงและค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต่ำทำให้เกิดปัญหาในระบบจำหน่ายไฟฟ้า ซึ่งแสดงแบบโครงสร้างต่าง ๆ ดังรูปที่ 2.5

แบบที่ A ) นำเสนอวิธีการแก้ปัญหาการแปลงผันแบบเรียบง่าย ซึ่งมีข้อเสียหลักคือที่ความถี่ต่ำ จะทำให้เกิดความผิดเพี้ยน ของกระแสในสายส่ง

แบบที่ B ) นำเสนอการแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางแบบต้นทุนต่ำ สามารถแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง และไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งมีข้อเสียคือ ไม่สามารถควบคุมกระแสด้านอินพุต แรงดันด้านออก และค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าได้

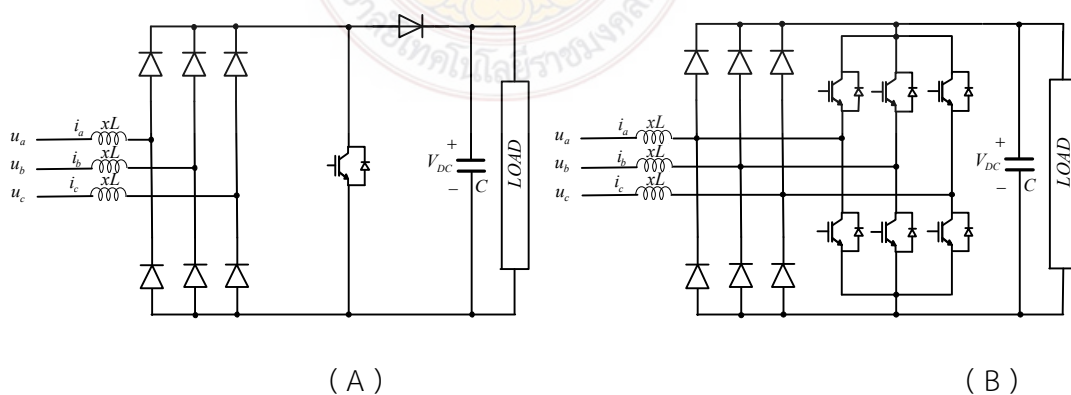
แบบที่ C ) นำเสนอวิธีการแก้ปัญหา ความผิดเพี้ยนของกระแส ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า และกระแสใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ แต่มีข้อเสียคือ ไม่สามารถควบคุมแรงดันทางด้านออกได้

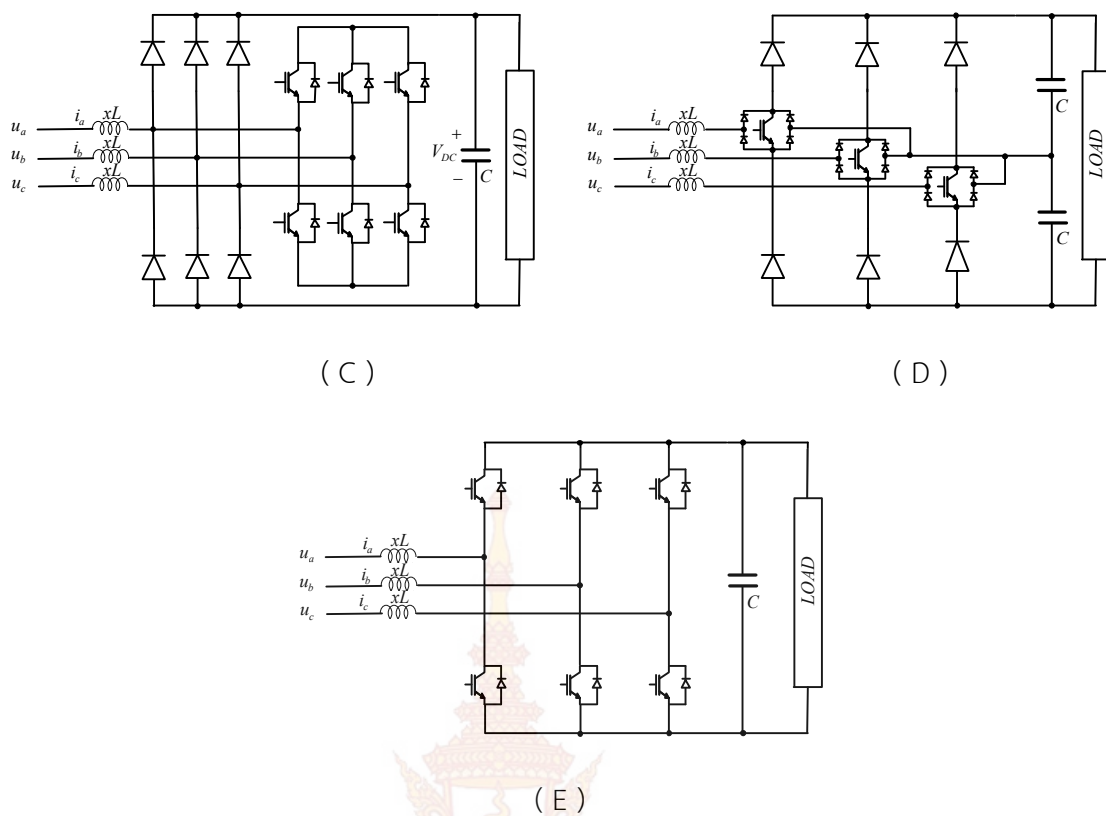
แบบที่ D ) นำเสนอวิธีการแก้ปัญหา การควบคุมแรงดันทางด้านออก ความผิดเพี้ยนของกระแส และค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

แบบที่ E ) มีการจัดโครงสร้างที่นิยมมากที่สุด โครงสร้างมีความได้เปรียบของการใช้ ต้นทุนต่ำ โมดูล สามเฟสที่มีความสามารถแบบสองทิศทาง การไหลของพลังงาน และสามารถให้ค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง

ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของโครงสร้างของวงจรเรียงกระแส

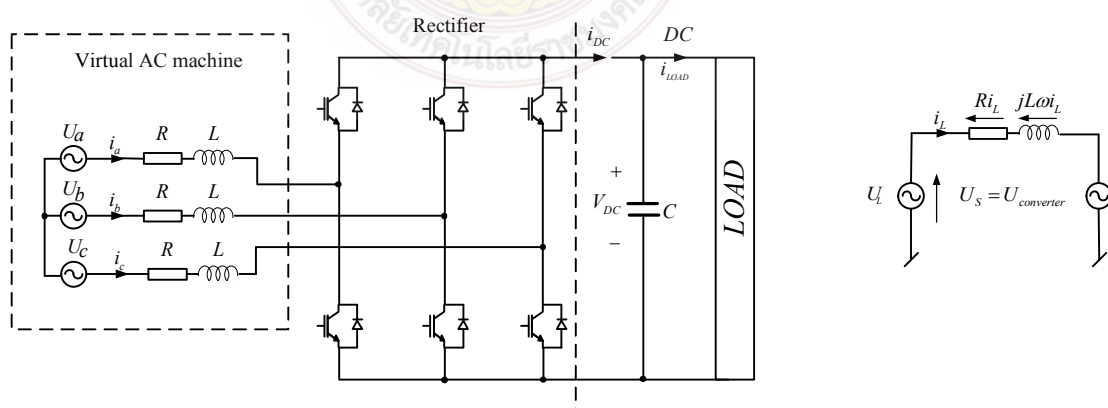
| โครงสร้าง | คุณสมบัติ                               |                                                 |                          |                                             |          |
|-----------|-----------------------------------------|-------------------------------------------------|--------------------------|---------------------------------------------|----------|
|           | ควบคุมปริมาณ<br>แรงดัน ดีซี<br>เอาต์พุต | ค่าความผิดเพี้ยน<br>ของ<br>กระแสในสายส่ง<br>ต่ำ | ตัวประกอบ<br>กำลังไฟฟ้า  | การไหลของ<br>กำลังไฟฟ้า<br>แบบ<br>สองทิศทาง | หมายเหตุ |
| A         | <input type="checkbox"/>                | ×                                               | <input type="checkbox"/> | ×                                           | -        |
| B         | ×                                       | ×                                               | ×                        | <input type="checkbox"/>                    | -        |
| C         | <input type="checkbox"/>                | <input type="checkbox"/>                        | <input type="checkbox"/> | ×                                           | UPF      |
| D         | <input type="checkbox"/>                | <input type="checkbox"/>                        | <input type="checkbox"/> | ×                                           | UPF      |
| E         | <input type="checkbox"/>                | <input type="checkbox"/>                        | <input type="checkbox"/> | <input type="checkbox"/>                    | UPF      |





รูปที่ 2.5 โครงสร้างของวงจรเรียงกระแสสามเฟส

## 2.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์การแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง



ภาพที่ 2.6 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ของวงจรดังภาพที่ 2.6 เมื่อไม่คิดผลของค่าความเหนี่ยวนำในสายส่ง L และให้ระบบไฟฟ้าทั้ง 3 เฟสสมดุล โดยที่แรงดันแสดงดังสมการต่อไปนี้

$$u_a = E_m \cos(\omega t) \quad (2.1)$$

$$u_b = E_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (2.2)$$

$$u_c = E_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \quad (2.3)$$

โดยที่  $E_m$  คือค่าสูงสุดของแรงดันทั้ง 3 เฟส สมการของวงจรแปลงผันในระบบสามเฟส แสดงได้ดังต่อไปนี้

$$u_{sa} = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + u_{an} \quad (2.4)$$

$$u_{sb} = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + u_{bn} \quad (2.5)$$

$$u_{sc} = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + u_{cn} \quad (2.6)$$

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{load} \quad (2.7)$$

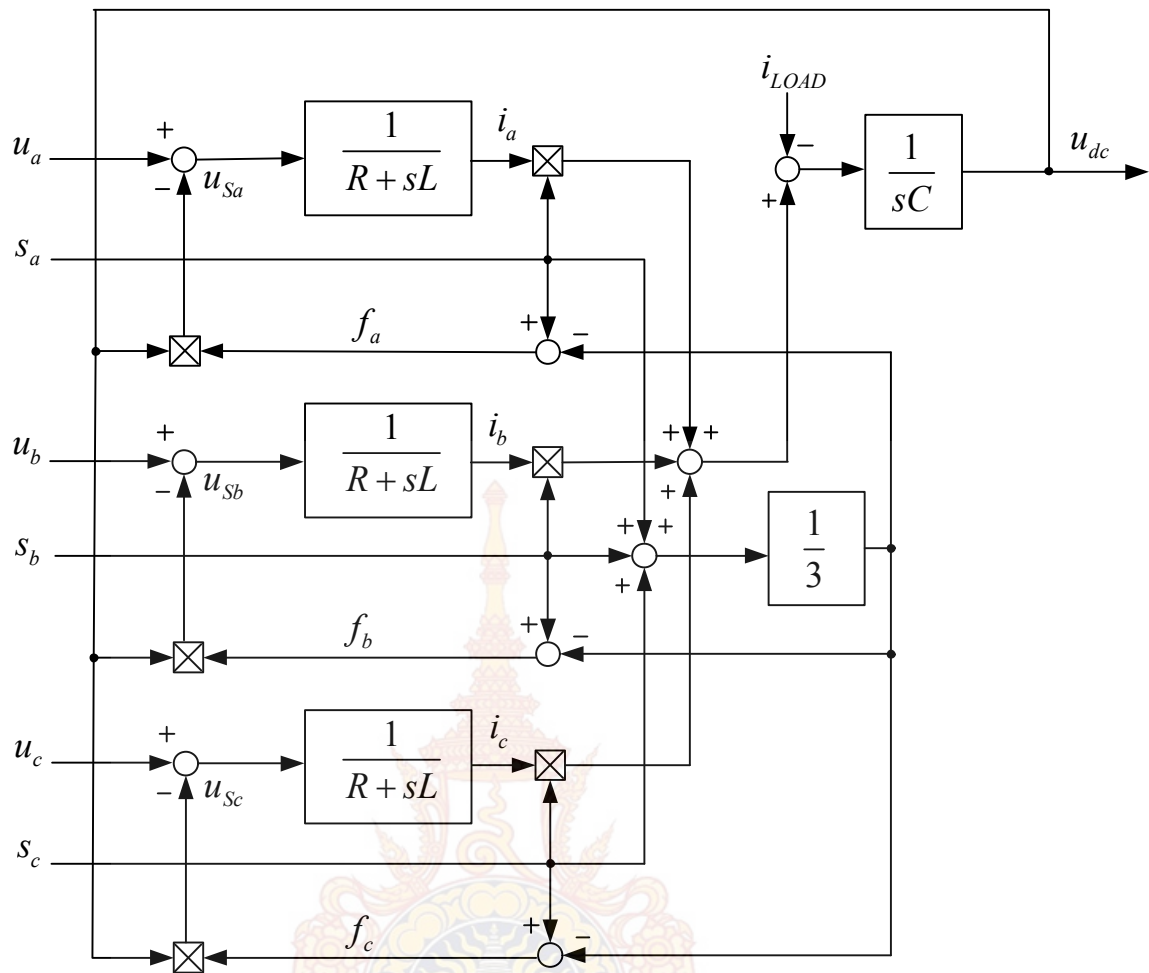
โดยที่  $C$   $E_m$   $C$  คือ ตัวเก็บประจุของวงจรแปลงผันฯ และ  $f_a, f_b, f_c$  คือ ฟังก์ชันของการสวิตช์ซึ่งมีค่าคงเป็นไปได้เท่ากับ  $0, \pm \frac{1}{3}$  และ  $\pm 2/3$  ซึ่งสามารถเขียนสามารถเขียนได้ดังสมการต่อไปนี้

$$f_a = S_a - S^* = S_a - \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c) = \frac{2S_a - (S_b + S_c)}{3} \quad (2.8)$$

$$f_b = S_b - S^* = S_b - \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c) = \frac{2S_b - (S_a + S_c)}{3} \quad (2.9)$$

$$f_c = S_c - S^* = S_c - \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c) = \frac{2S_c - (S_a + S_b)}{3} \quad (2.10)$$

จากสมการที่ 2.1 ถึง 2.10 จึงสามารถแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมดังภาพที่ 2.7



ภาพที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมคอนเวอร์เตอร์

## 2.4 การแปลงแกน

ในทางวิศวกรรมไฟฟ้าที่อัลฟาเบต้า ( $\alpha, \beta$ ) เปลี่ยนแปลง (ที่เรียกว่าการเปลี่ยนแปลงคลาร์ก) เป็นคณิตศาสตร์การเปลี่ยนแปลงที่ใช้ในการลดความซับซ้อนของการวิเคราะห์วงจรสามเฟส การเปลี่ยนแปลงปริมาณไฟฟ้าจากแกนสามเฟส ( $abc$ ) เป็นปริมาณไฟฟ้าสองเฟสบนแกนอ้างอิงหนึ่ง ( $\alpha, \beta$ ) ซึ่งมีพื้นฐานมาจากการแปลงของคลาร์ก โดยที่ ( $\alpha$ ) จะตั้งฉากกับ ( $\beta$ ) และมีเฟสล้ำหลัง การแปลงปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟส ( $abc$ ) เป็นปริมาณบนแกนอ้างอิงหนึ่ง ( $\alpha\beta$ ) สามารถพิจารณาได้จากสมการที่ (2.11)

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

การแปลงแบบผกผันในกรณีนี้คือ

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

ในทางคณิตศาสตร์การเปลี่ยนแปลง (*Dicect – quadrature*) ของระบบสามเฟส เพื่อที่จะลดความซับซ้อนของการวิเคราะห์วงจรสามเฟส การเปลี่ยนแปลงปริมาณไฟฟ้าจากแกนสามเฟส ( $abc$ ) เป็นปริมาณไฟฟ้าสองเฟสบนแกนหมุน ( $dq$ ) ซึ่งมีพื้นฐานมาจากการแปลงของคลาร์ก สามารถพิจารณาได้จากสมการดังนี้

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

การแปลงแกนระหว่าง ( $\alpha\beta$ ) และ ( $dq$ ) พิจารณาที่ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส แบบสมดุล ดังนั้นจึงแสดงแผนภาพเวกเตอร์ความสัมพันธ์ระหว่างแกนอ้างอิง  $\alpha\beta$  และ  $dq$  โดยการแปลง  $\alpha\beta$  เป็น  $dq$  เมื่อ  $\theta$  คือมุมหมุนของการแปลง  $dq$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $\omega t$

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

เมื่อแปลงจากสมการที่ (2.1) ถึง (2.3) ให้อยู่ในแนวแกนอ้างอิงนิ่งตั้งฉาก จะได้



$$v_{s\alpha} = Ri_{s\alpha} + L \frac{di_{s\alpha}}{dt} + v_{an} \quad (2.16)$$

$$v_{s\beta} = Ri_{s\beta} + L \frac{di_{s\beta}}{dt} + v_{bn} \quad (2.17)$$

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (S_{\alpha} i_{\alpha} + S_{\beta} i_{\beta}) - i_{load} \quad (2.18)$$

ดังนั้น สมมุติวงจรแปลงผันทำงานเป็นอุดมคติ ไม่มีการสูญเสียจากการสวิตช์ และค่าสูญเสียจากความร้อนของตัวต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตจะมีค่าเท่ากับกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต โดยควบคุมให้วงจรแปลงผันมีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง แสดงจาก

$$V_{dc} I_{con} = P_{sa} = \frac{3}{2} (v_{s\alpha} i_{s\alpha} + v_{s\beta} i_{s\beta}) \quad (2.19)$$

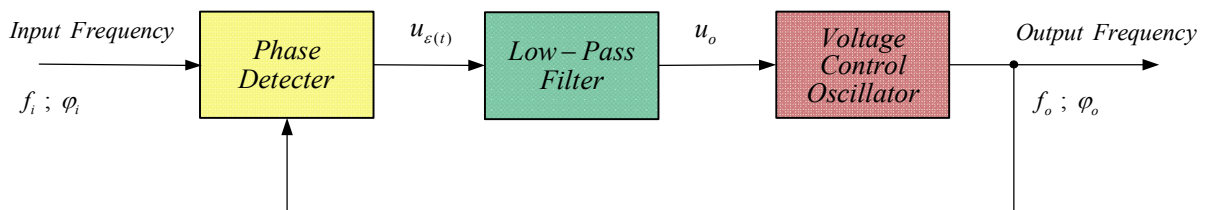
ดังนั้น กระแสคำสั่งวงจรแปลงผันไฟฟ้าแสดงได้จาก

$$I_{conv} = \frac{3v_{sa}i_{sa}}{2V_{dc}} \quad (2.20)$$

## 2.5 เฟสล็อกลูป (Phase Locked Loop)

PLL เป็นระบบควบคุมความถี่ โดยใช้วิธีการเปรียบเทียบเฟส (Phase) ของความถี่ทางด้านเอาต์พุตกับเฟสของความถี่อ้างอิง (Reference Frequency) ถูกป้อนเข้าทางด้านอินพุตของระบบ

### 2.5.1 ส่วนประกอบของเฟสล็อกลูป (PLL)



ภาพที่ 2.8 แผนผังของเฟสล็อกลูปเบื้องต้น

จากแผนผังของเฟสล็อกูปเบื้องต้น จะประกอบด้วย 3 ส่วนใหญ่ ๆ คือ

1) ภาคตรวจจับเฟสหรือตัวเปรียบเทียบสัญญาณ (Phase Detector หรือ Comparator) มีหน้าที่เปรียบเทียบความแตกต่างของเฟสระหว่าง  $\varphi_i$  และ  $\varphi_o$  ให้กำเนิด

แรงดันคลาดเคลื่อน (Error Voltage) ;  $u_\varepsilon$  ออกมาทางเอาต์พุต

$$u_\varepsilon(t) = K_\varphi(\varphi_i - \varphi_o) = K_\varphi \Delta_\varphi \quad (2.21)$$

2) ภาคกรองความถี่ต่ำผ่านหรือภาคกรองความถี่สูง (Low – Pass Filter หรือ Loop - Filter) มีหน้าที่กำจัดส่วนประกอบทางไฟสลับที่ปะปนมากับแรงดันผิดพลาด และปล่อยให้ ส่วนประกอบทางไฟตรงของแรงดันคลาดเคลื่อน ผ่านไปยังเอาต์พุต

$$u_o = \overline{u_\varphi(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T u_\varepsilon(t) dt \quad (2.22)$$

3) ภาคกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Controlled Oscillator, VCO) ความถี่  $f_o$  ของ VCO จะเปลี่ยนไปตามแรงดัน;  $u_o$  ทางเอาต์พุต ดังนั้นเมื่อ  $u_o$  เปลี่ยนไปก็จะมีผลทำให้  $f_o$  และ  $\varphi_o$  เปลี่ยนแปลงตามไปด้วย

$$f_o = K_f u_o \quad (2.23)$$

ในระบบเฟสล็อกูปขนาดของแรงดันคลาดเคลื่อนที่ได้จากภาคตรวจจับเฟสจะแปรผันเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างของ  $f_i - f_o$  และ  $\varphi_i - \varphi_o$

แรงดันคลาดเคลื่อนนี้จะไปควบคุมให้การเปลี่ยนแปลงของ  $f_o$  ของ VCO เป็นทิศทางที่ทำให้ผลต่างของความถี่  $f_i - f_o$  มีขนาดลดลง นั่นคือ  $f_o$  จะมีค่าเข้าใกล้  $f_i$  มากขึ้น เรียกว่าภาวะของลูป (Loop) ใน ขณะที่ VCO เริ่มเปลี่ยน ความถี่  $f_o$  ว่า “สภาวะแคปเตอร์ (Capture State)” เมื่อ  $f_o$  มีค่าเท่ากับ  $f_i$  การเปลี่ยนแปลงของ  $f_o$  ก็สิ้นสุดลง เรียกภาวะนี้ว่า “เฟสล็อก (Phase Locked)”

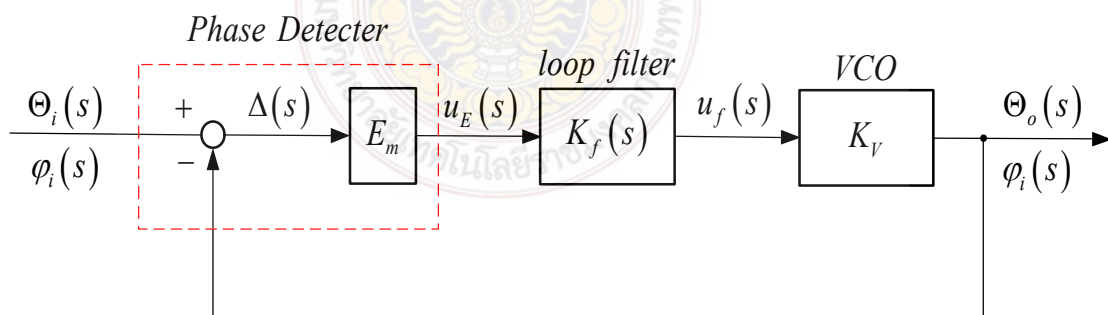
### 2.5.2 ภาวะของเฟสล็อก

โดยทั่วไป การทำงานของเฟสล็อกสามารถแบ่งได้ 3 ภาวะ คือ

- 1) ภาวะทำงานเป็นอิสระ (Free – Running) ; ความถี่ของ VCO ถูกกำหนดจากโครงสร้างของ VCO เอง
- 2) ภาวะแคปเตอร์ (Capture) ; ความถี่  $f_o$  ของ VCO กำลังวิ่งเข้าหาความถี่อินพุต;  $f_i$
- 3) ภาวะเฟสล็อก (Phase Locked) ; ความถี่  $f_o$  ของ VCO เท่ากับความถี่อินพุต;  $f_i$

สำหรับลักษณะสมบัติทางไดนามิกส์ของถูกกำหนดโดยคุณสมบัติของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ในขณะที่เฟสล็อกอยู่ในภาวะเฟสล็อก ความเร็วในการติดตามการเปลี่ยนแปลงของความถี่อินพุต;  $f_i$  ของเฟสล็อกจะถูกจำกัดโดยตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน

### 2.5.3 ฟังก์ชันโอนย้ายของเฟสล็อก



ภาพที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมระบบเฟสล็อกเบื้องต้น

เนื่องจาก ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งมีความถี่ตัด (Cutoff Frequency) ต่ำกว่าส่วนประกอบทางไฟฟ้าของแรงดันคลาดเคลื่อนจากภาคตรวจจับเฟสมาก ๆ ทำให้ส่วนประกอบทางไฟฟ้า ไม่สามารถส่งผ่านได้ ดังนั้น  $u_E(s)$  ที่ปรากฏในแผนผัง จึงหมายถึงแรงดัน คลาดเคลื่อนไม่มีส่วนประกอบ ทางไฟฟ้า

จาก VCO สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่าง  $\varphi_o(s)$  และ  $u_f(s)$  ได้ดังนี้

$$\theta_o(s) = K_V u_f(s) \quad (2.24)$$

เนื่องจาก  $\theta_o(s) = S\varphi_o(s)$  (2.25)

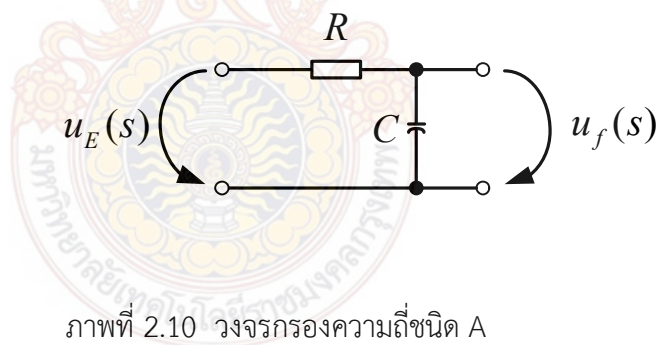
แทนค่า (2.25) ใน (2.24) จะได้

$$\varphi_o(s) = \frac{K_V u_f(s)}{S} \quad (2.26)$$

ฟังก์ชันโอนย้าย;  $T(s)$  ของเฟสล็อกอัพซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $\varphi_i(s)$  และ  $\varphi_o(s)$  สามารถหาได้แผนผังของระบบ PLL เบื้องต้น

$$T(s) = \frac{\varphi_o(s)}{\varphi_i(s)} = \frac{E_m K_V K_f(s)}{S + E_m K_V K_f(s)} \quad (2.27)$$

#### 2.5.4 ตัวกรองความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟ



จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟมีฟังก์ชันโอนย้าย

$$F_A(s) = \frac{u_f(s)}{u_E(s)} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (2.28)$$

ค่าเวลาคงที่ (Time Constant) ;  $\tau$  หาได้จาก

$$\tau = RC \quad (2.29)$$

ความถี่ตัด ;  $\omega_A$

$$\omega_A = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{RC} \quad (2.30)$$

เมื่อแทน  $F_A(s)$  จาก (6) ลงใน (5) จะได้ฟังก์ชันโอนย้ายของ PLL ดังนี้

$$T_A(s) = \frac{E_m K_V / \tau}{s^2 + (1/\tau)s + E_m K_V / \tau} \quad (2.31)$$

เมื่อแทน  $F_A(s)$  จาก (6) ลงใน (5) จะได้ฟังก์ชันโอนย้ายของ PLL ดังนี้

$$T_A(s) = \frac{E_m K_V / \tau}{s^2 + (1/\tau)s + E_m K_V / \tau} \quad (2.32)$$

จากสมการ (9) เป็นระบบอันดับที่สอง ( $2^{nd}$  - Order System) ซึ่งสามารถเขียนในรูปแบบมาตรฐาน ดังนี้

$$T_A(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.33)$$

ความถี่ธรรมชาติของระบบ (System Natural Frequency (Swing)) ;  $\omega_n$

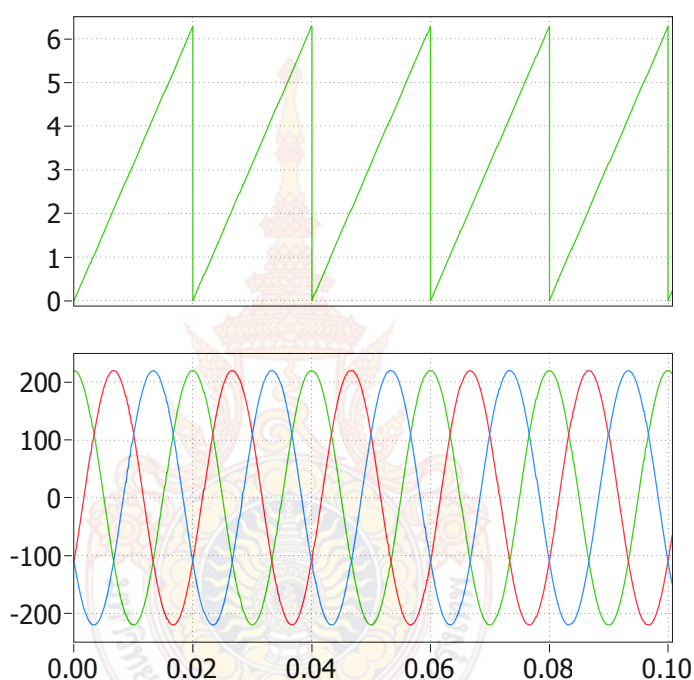
$$\omega_n = \sqrt{\frac{E_m K_V}{T}} = \sqrt{E_m K_V \omega_A} \quad (2.34)$$

ปัจจัยหน่วง (Damping Factor) ;  $\zeta$

$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{E_m K_V \tau}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_A}{E_m K_V}} \quad (2.35)$$

### 2.5.5 การใช้เฟสล็อกกลุ่มในระบบสามเฟส

การใช้ PLL ควบคุมความถี่ในระบบสามเฟส จะใช้วิธีการเปรียบเทียบเฟสของความถี่ทางด้านเอาต์พุตกับเฟสของความถี่อ้างอิงถูกป้อนเข้าทางด้านอินพุตของระบบ มีความสัมพันธ์ระหว่าง การเปลี่ยนแกน abc ในระบบสามเฟส เป็นแกนหมุน (dq Frame) โดยใช้องค์ประกอบของ q และ d ในกรอบอ้างอิงซิงโครนัสที่คล้ายกับค่าจริง และองค์ประกอบทางจินตภาพ ของค่าสูงสุดของแรงดันของเฟส (Va)

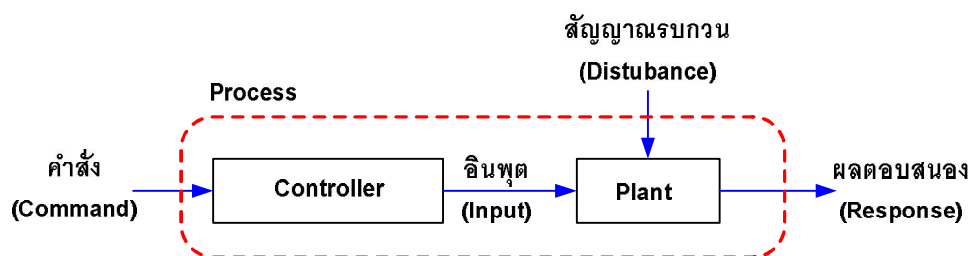


ภาพที่ 2.11 เปรียบเทียบเฟสล็อกกลุ่มกลับแรงดันด้านเข้า

## 2.6 รูปแบบระบบควบคุม

### 2.6.1 ระบบควบคุมแบบวงรอบเปิด (Open Loop Control)

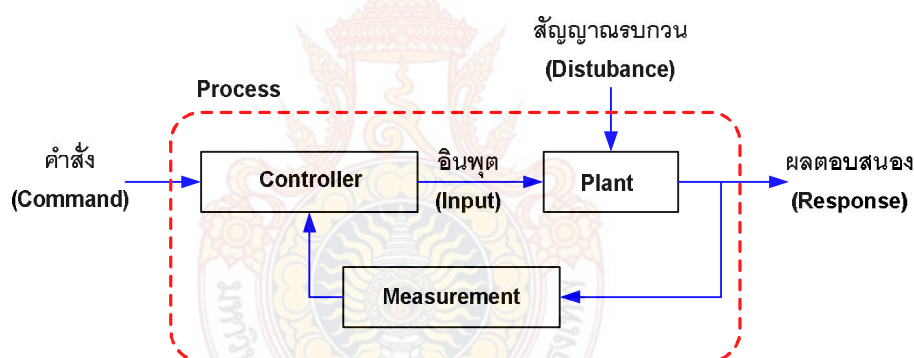
การควบคุมแบบวงรอบเปิด ตัวควบคุม (Controller) จะส่งสัญญาณป้อน (Input) ให้กับสิ่งที่ต้องการควบคุม (Plant) ตามคำสั่งหรือสัญญาณอ้างอิง (Command) ที่รับมา โดยที่ตัวควบคุมจะอนุมานว่าเมื่อสิ่งที่ต้องการควบคุมได้รับสัญญาณป้อนแล้วนั้น ก็จะผลิตเอาต์พุตหรือผลตอบสนอง ให้ได้ตามที่คาดหวังได้โดยไม่ต้องทำการตรวจสอบสัญญาณเอาต์พุตจริง ว่าเป็นไปตามคำสั่งหรือไม่



ภาพที่ 2.12 ระบบควบคุมแบบวงรอบเปิด

## 2.6.2 ระบบควบคุมแบบวงรอบปิด (Closed Loop Control)

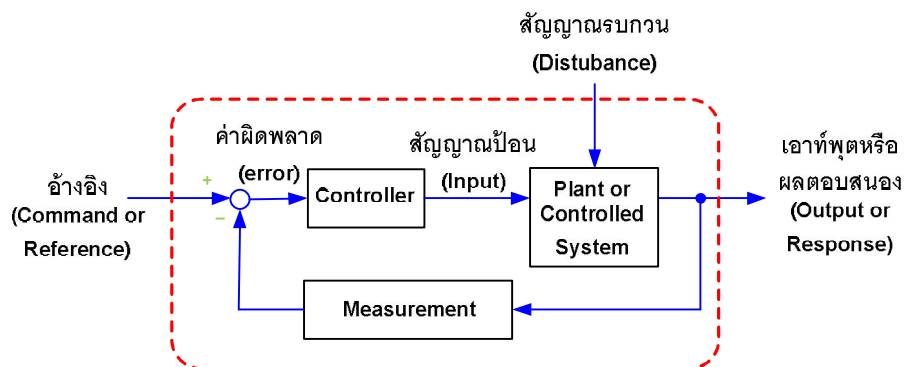
การควบคุมแบบวงรอบปิด ตัวควบคุมจะทำการเปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิงหรือคำสั่ง (Reference) กับสัญญาณเอาต์พุตหรือผลตอบสนอง (Response) ที่ป้อนกลับมาโดยตัวตรวจจับ (Sensor) แล้วนำไปสร้างสัญญาณป้อนหรืออินพุต ให้กับสิ่งที่ต้องการควบคุม เพื่อที่จะให้ผลผลิตเอาต์พุตหรือผลตอบสนองให้เป็นไปตามสัญญาณอ้างอิงที่ต้องการ



ภาพที่ 2.13 ระบบควบคุมแบบวงรอบปิด

ระบบควบคุมแบบวงจรรอบปิดอาจเรียกได้อีกอย่างหนึ่งว่า ระบบควบคุมแบบป้อนกลับ (Feedback Control System) ตามรูปที่ 2.13 ระบบนี้เป็นระบบควบคุมที่พยายามรักษาเอาต์พุตให้ได้ตามต้องการ โดยการนำเอาสัญญาณเอาต์พุตมาเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงที่ต้องการ แล้วนำค่าความแตกต่างไปใช้ในการควบคุมสัญญาณป้อนให้กับสิ่งที่ต้องการควบคุม





ภาพที่ 2.14 ระบบควบคุมแบบป้อนกลับ

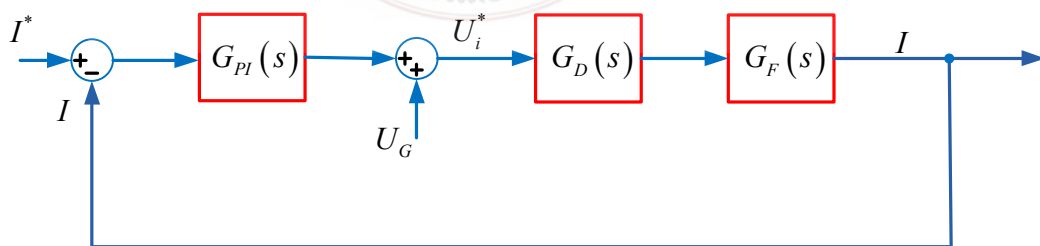
## 2.7 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับอินทิกรัล (PI Controller)

ตัวควบคุมพีไอ นิยมใช้กันอย่างกว้างขวางเหมาะสมสำหรับระบบที่มีผลตอบสนองชั่วครู่ติดอยู่แล้ว แต่ต้องการที่จะลดหรือขจัดผลต่างที่สถานะคงตัวเป็นหลัก ในการออกแบบตัวควบคุม ระบบที่ถูกควบคุมจะต้องเขียนรูปของระบบประมาณที่เชิงเส้นก่อน ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอสามารถเขียนได้ดังนี้

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s}$$

(2.36)

เมื่อ  $k_p$  คืออัตราขยายตัวควบคุมสัดส่วน,  $k_i$  คืออัตราขยายตัวควบคุมปริพันธ์



ภาพที่ 2.15 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับอินทิกรัล (PI Controller)

## 2.8 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกเรโซแนนซ์ (PR Controller)

ตัวควบคุมแบบเรโซแนนซ์สามารถสร้างได้ 2 แบบ คือสร้างด้วยวิธีแบบจำลองภายในหรือใช้คุณสมบัติการแปลง ซึ่งทั้ง 2 วิธีจะอธิบายดังต่อไปนี้

### 2.8.1 แบบจำลอง

พื้นฐานของแบบจำลองจะเกิดขึ้นเมื่อสัญญาณอ้างอิงและสัญญาณรบกวนรวมเข้าในระบบควบคุมป้อนกลับเพื่อคุณสมบัติในการติดตามสัญญาณอ้างอิง และขจัดสัญญาณรบกวน ในกรณีเป้าหมายคือการติดตามสัญญาณที่ดี และขจัดสัญญาณรบกวน ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณไซน์หลายความถี่ (ฮาร์โมนิกส์) ขั้นตอนในการออกแบบตัวควบคุมจะมีค่าของโพล จำนวน 2 ตัว บนแกนจินตภาพที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ เพื่อติดตาม/และหรือขจัดสัญญาณตามจริง การแปลงลาปลาซของสัญญาณไซน์ เช่น แรงดันกริดหรือการรบกวนของวงรอบกระแส ดังสมการที่ ( 2.37)

$$E(s) = \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (2.37)$$

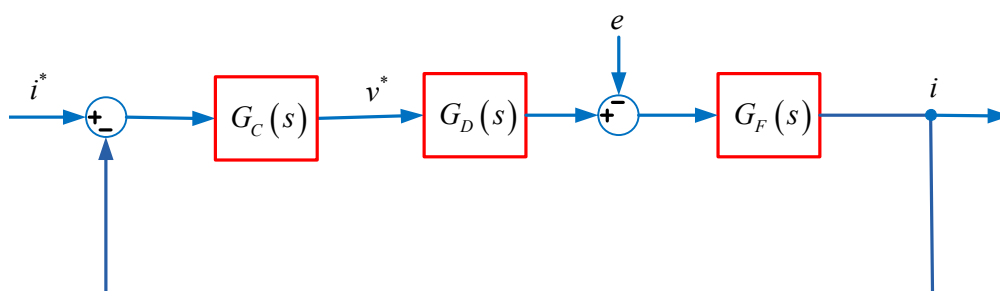
ฟังก์ชันถ่ายโอนในสมการที่ (2.37) ถูกแสดงให้เห็นตามความสามารถของตัวควบคุมแบบ เรโซแนนซ์ที่ปรับแต่งความถี่พื้นฐาน มีผลทำให้มีค่าความผิดพลาดเป็นศูนย์

พิจารณาบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ (2.16) กระแสที่เป็นสัญญาณรบกวนหาได้จาก

$$I(s) = \frac{G_f(s)}{1 + G_f(s)G_d(s)G_c(s)} \quad (2.38)$$

เมื่อ

$$G_f(s) = \frac{1}{Ls + R} \quad (2.39)$$



ภาพที่ 2.16 วงรอบกระแสของอินเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.16 วงรอบกระแสของอินเวอร์เตอร์  $G_c(s)$  เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนตัวควบคุม  $G_d(s)$  เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของสัญญาณ PWM และสุดท้าย  $G_f(s)$  แทนตัวกรองความถี่ต่ำผ่านและกริด

$$E(s) = \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (2.40)$$

$$G_c(s) = \frac{k_p s^2 + k_I + k_p \omega^2}{s^2 + \omega^2} \quad (2.41)$$

$$G_d(s) = \frac{1}{(1.5T_s)s + 1} \quad (2.42)$$

เมื่อ  $L$  และ  $R$  คือตัวเหนี่ยวนำและตัวต้านทานของกริดและตัวกรอง ตัวแปร  $T$  แทนค่าเวลา สุ่ม  $k_p$  และ  $k_I$  คืออัตราขยายแบบสัดส่วนและอัตราขยายแบบเรโซแนนซ์  $k_p$  จะถูกปรับแต่งค่าเพื่อให้ระบบ รวมมีอัตราหน่วงเท่ากับ 0.707 ค่า  $k_I$  ที่สูงจะถูกใช้เพื่อให้สามารถลดทอนค่าความผิดพลาดในกรณีความถี่ของกริดไม่เปลี่ยนแปลงอย่างไรก็ตามค่า  $k_I$  ที่สูงอาจทำให้เกิดค่าพุ่งเกินค่า  $k_I$  ที่เหมาะสมจะใช้เมื่อความถี่ของกริดมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงเวลาแคบ  $\pm 1\%$  จะได้สมการ

$$\frac{\Delta I(s)}{E(s)} = \frac{(s^2 + \omega^2) \cdot (0.5T_s s + 1)}{(Ls + R) \cdot (s^2 + \omega^2) \cdot (0.5T_s s + 1) + (k_p s^2 + k_I s + k_p \omega^2)} \quad (2.43)$$

เมื่อ แทน  $s = j\omega$

2.6.2 การเทียบเคียงตัวควบคุมแบบ PI ใน dq Frame และตัวควบคุมแบบ PR ใน  $\alpha\beta$  Frame

การอธิบายขั้นตอนเริ่มจาก การแปลงตัวควบคุมในแกนซิงโครนัสไปสู่แกนอ้างอิงนิ่ง ( $\alpha\beta$  Frame)  $G_{dq}(s) \Rightarrow G_{\alpha\beta}(s)$  การแปลงผกผันเมตริกซ์ ขนาด  $2 \times 2$

$$G_{\alpha\beta}(s) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} G_{dq1} + G_{dq2} & jG_{dq1} - jG_{dq2} \\ -jG_{dq1} + jG_{dq2} & G_{dq1} + G_{dq2} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

$$G_{dq1} = G_{dq}(s + j\omega) \quad (2.45)$$

$$G_{dq2} = G_{dq}(s - j\omega) \quad (2.46)$$

กำหนด  $G_{dq}(s) = k_I / s$  และ  $G_{dq}(s) = k_I / (1 + (s / \omega_c))$

ตัวควบคุมเทียบเคียงในแกนอ้างอิงหนึ่งสำหรับการชดเชยในป้อนกลับ *Positive – sequence* ที่ค่าสามารถแสดงได้ในสมการ

$$G_{\alpha\beta}^+(s) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{2k_I s}{s^2 + \omega^2} & \frac{2k_I \omega}{s^2 + \omega^2} \\ \frac{2k_I \omega}{s^2 + \omega^2} & \frac{2k_I s}{s^2 + \omega^2} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

$$G_{\alpha\beta}^+(s) \approx \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{2k_I \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} & \frac{2k_I \omega_c \omega}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \\ \frac{2k_I \omega_c \omega}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} & \frac{2k_I \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

เช่นเดียวกันกับค่าผิดพลาดใน *Negative – sequence* อธิบายได้ตามสมการ

$$G_{\alpha\beta}^-(s) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{2k_I s}{s^2 + \omega^2} & -\frac{2k_I \omega}{s^2 + \omega^2} \\ \frac{2k_I \omega}{s^2 + \omega^2} & -\frac{2k_I s}{s^2 + \omega^2} \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

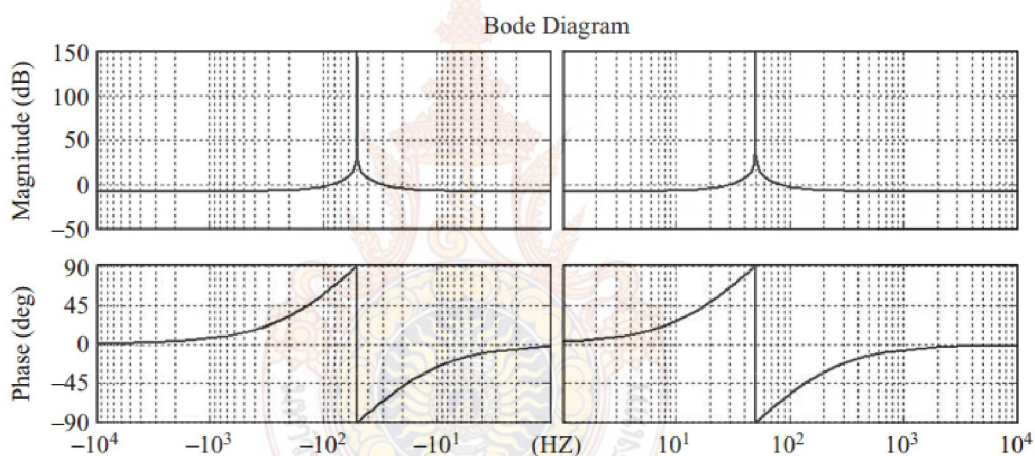
$$G_{\alpha\beta}^-(s) \approx \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{2k_I \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} & -\frac{2k_I \omega_c \omega}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \\ \frac{2k_I \omega_c \omega}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} & -\frac{2k_I \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

เปรียบเทียบกับสมการที่ (2.47, 2.48) กับสมการที่ (2.49, 2.50) พิจารณาจากเทอมระบุเอกลักษณ์ diagonal ของ  $G_{\alpha\beta}^+(s)$  และ  $G_{\alpha\beta}^-(s)$  และเทอม Non diagonal จะมีเครื่องหมายตรงกันข้าม ซึ่งสมการระหว่าง *Positive – sequence* และ *Negative – sequence* ในแกนอ้างอิงเชิงโครนัส

เมื่อรวม 2 สมการเข้าด้วยกันผลรวมของสมการชดเชยจะได้สมการ

$$G_{\alpha\beta}(s) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{2k_I s}{s^2 + \omega^2} & 0 \\ 0 & \frac{2k_I s}{s^2 + \omega^2} \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

$$G_{\alpha\beta}(s) \approx \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{2k_I \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} & 0 \\ 0 & \frac{2k_I \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \end{bmatrix} \quad (2.52)$$



รูปที่ 2.17 แผนภาพโบเดของตัวควบคุมฟีดแบ็ค

ตัวควบคุมฟีดแบ็คในแบบ Positive – sequence และ Negative – sequence แผนภาพ โบเดของสมการที่ (2.51) แสดงในรูปที่ (2.17) เมื่อค่าความผิดพลาดถูกจำกัดด้วยค่าสูงสุดของจุด เรโซแนนซ์ความถี่  $\omega$  และความถี่  $\omega$

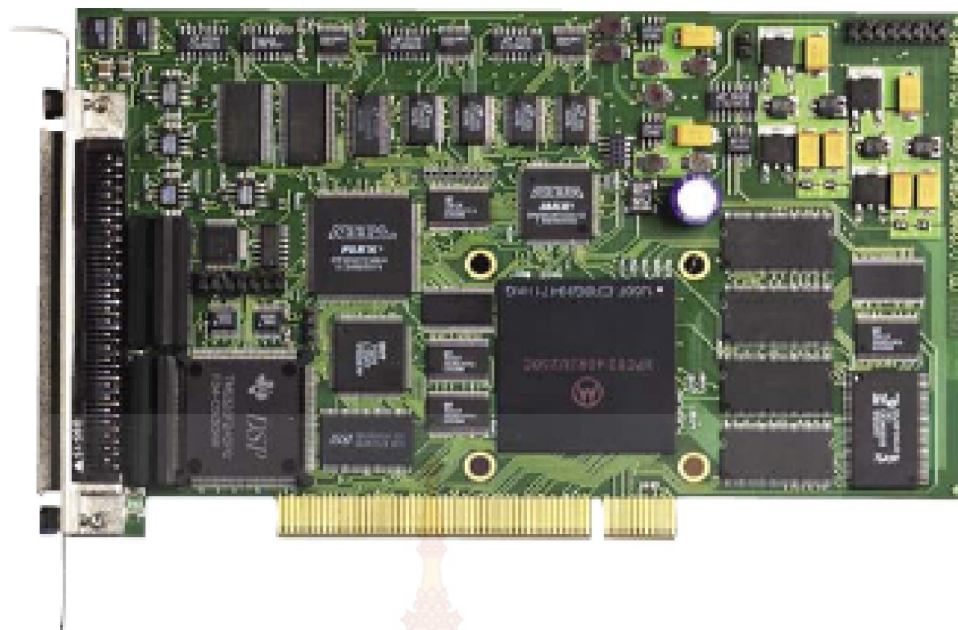
## 2.9 การ์ดอินเตอร์เฟส (DS1104)

การ์ดอินเตอร์เฟสทำหน้าที่เชื่อมต่อแบบจำลองการทำงานระบบควบคุมด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink กับกระบวนการจริงโดยผ่าน blocksets และสามารถปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ออกแบบด้วยเวลาจริง การ์ดอินเตอร์เฟสประกอบด้วยจำนวนช่อง A/D, D/A PWM, Digital I/O และ Encoder ซึ่งใช้สำหรับระบบควบคุม เช่น การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับแบบเวกเตอร์ (AC motor Vector control) การควบคุมหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ การควบคุมแขนกล การ

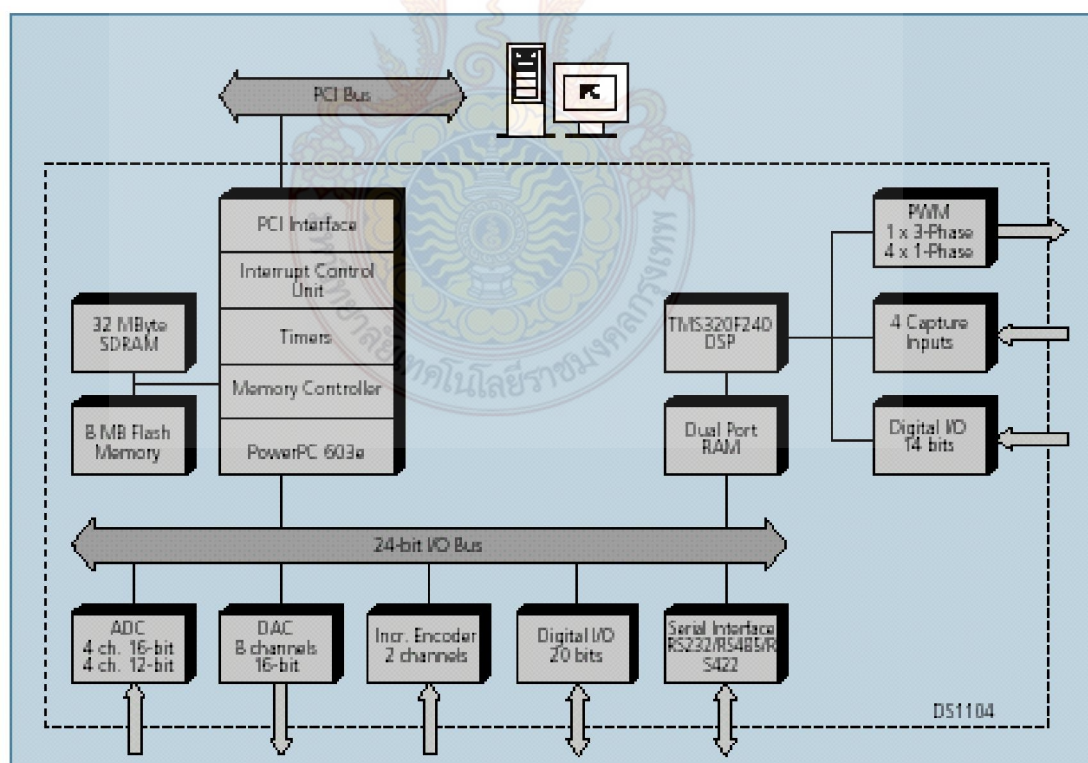
ควบคุมกระบวนการแบบไม่เชิงเส้นที่ซับซ้อน เป็นต้น คุณสมบัติของการ์ดอินเทอร์เฟซ DS1104 มีดังต่อไปนี้

- เป็นการ์ดอินเทอร์เฟซสำหรับควบคุมแบบเวลาจริง (Real time) ผ่านสล๊อต PCI 32 บิต ในคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (PC/AT) ใช้โปรเซสเซอร์หลัก PPC603e 250 MHz และตัวประมวลผลเชิงดิจิทัลรอง (Slave Digital Signal Processor) เบอร์ TMS320F240
- ช่องสัญญาณ A/D 8 ช่องความละเอียด 12 และ 16 บิต แรงดันอินพุต  $\pm 10V$
- ช่องสัญญาณ D/A 8 ช่องความละเอียด 16 บิต บิต แรงดันเอาต์พุต  $\pm 10V$
- สัญญาณ PWM 10 ช่อง แบบอิสระจาก DSP TMS320F240
- ดิจิตอล I/O จำนวน 20 ช่อง แบบขนาน
- ช่องสัญญาณสำหรับเอนโค้ดเดอร์จำนวน 2 ช่อง
- ช่องสัญญาณอินเทอร์เฟซแบบอนุกรม RS232, RS485
- อินเทอร์รัพท์ฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์
- แผงเชื่อมต่อสัญญาณ (Panel) สำหรับควบคุมกระบวนการ
- Microtec C Compiler
- ซอฟต์แวร์จัดการระบบฮาร์ดแวร์ (Experiment and platform manager for hardware management)
- ไดรเวอร์ซอฟต์แวร์สำหรับ MATLAB/SIMULINK และ Control Desk standard





รูปที่ 2.18 การ์ดอินเตอร์เฟส dSPACE รุ่น DS1104



รูปที่ 2.19 บล็อกไดอะแกรมฮาร์ดแวร์ของการ์ดอินเตอร์เฟส DS1104



### 2.9.1 ซอฟต์แวร์สำหรับการ์คอินเตอร์เฟส dSPACE ประกอบด้วย

- 1) Real-Time Library (RTLib 1104) เป็น blocksets ที่ถูกติดตั้งบน Simulink สำหรับการใช้งานเชื่อมโยง A/D, D/A PWM blockset กับโปรแกรม MATLAB/SIMULINK คอมไพล์โปรแกรมและจำลองการทำงานแบบเวลาจริง
- 2) Control Desk ซึ่งเป็นซอฟต์แวร์แบบ Graphic User Interface (GUI) โดยทำหน้าที่โหลดข้อมูล สั่งเริ่ม หรือหยุดทำงาน ปรับและแสดงค่าของตัวแปรต่างๆใน Simulink แบบเวลาจริง
- 3) Control Desk ซึ่งเป็นซอฟต์แวร์แบบ Graphic User Interface (GUI) โดยมีทำหน้าที่โหลดข้อมูล สั่งเริ่ม หรือหยุดทำงาน ปรับและแสดงค่าของตัวแปรต่างๆใน Simulink แบบเวลาจริง

### 2.9.2 การติดตั้งการ์คอินเตอร์เฟส

เพื่อความรวดเร็วสำหรับการคอมไพล์โปรแกรมแนะนำให้ติดตั้งบนคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลที่มีตัวประมวลผลที่สูงกว่า Pentium 4 สำหรับโปรแกรมปฏิบัติการใช้ Windows 9x หรือ Windows XP โปรแกรม MATLAB สล็อต PCI 32 บิต1 ช่อง และช่องสัญญาณแบบ USB สำหรับ hard-lock

สำหรับขั้นตอนการติดตั้ง DS1104 กับคอมพิวเตอร์ให้ดำเนินการตามขั้นตอนต่อไปนี้

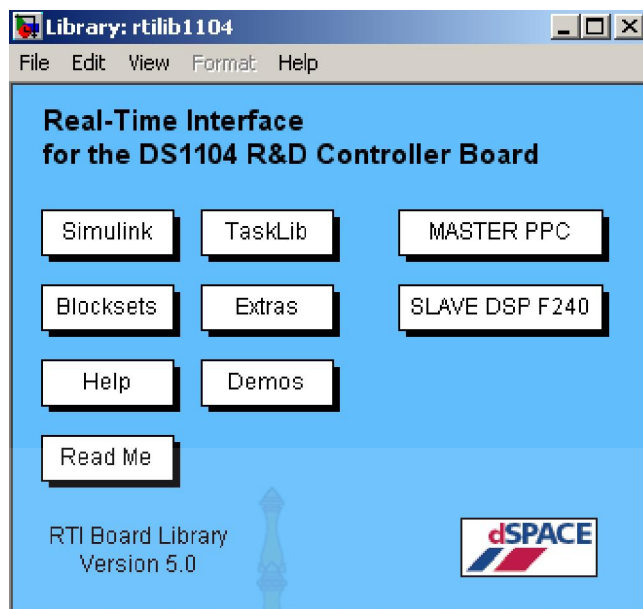
1. ปิดคอมพิวเตอร์และถอดไฟเลี้ยงจากคอมพิวเตอร์
2. เปิดฝารอบคอมพิวเตอร์
3. เลือกสล็อต PCI 32 บิต ที่ต้องการและถอดฝารอบสล็อตออก
4. เสียบการ์ดและใส่สกรูเพื่อยึดการ์ดกับคอมพิวเตอร์
5. ปิดฝารอบคอมพิวเตอร์และเสียบปลั๊กไฟเลี้ยงคอมพิวเตอร์
6. เมื่อเปิดคอมพิวเตอร์อีกครั้งควรมีการตามสถานะปกติ ถ้ามีปัญหาไม่สามารถบูสได้ให้ลองเปลี่ยนสล็อตไปใช้สล็อตเนื่องจาก address อาจจะชนกับ address ของอุปกรณ์อื่น

ขั้นตอนการติดตั้งซอฟต์แวร์เริ่มต้นตามขั้นตอนดังนี้คือ

1. เพื่อให้การ์ดอินเตอร์เฟสสามารถทำงานร่วมกับ MATLAB ได้ดั่งนั้นรุ่น (version) ของโปรแกรม MATLAB ที่ใช้งานต้องตรงกับ CD version ของ dSPACE ยกตัวอย่างเช่น โดยเฉพาะอย่างยิ่ง version ของ RTI toolboxes (ดูจาก dSPACE Release Matrix) แต่ในที่นี้ ใช้ Matlab version 6.5.1
2. เสียบ Hard-lock ที่มี label ตรงกับ Key-disk ที่พอร์ต USB ของคอมพิวเตอร์
3. ใส่แผ่นซีดีโปรแกรม dSPACE ไดรฟ์ซีดีของคอมพิวเตอร์
4. ใส่แผ่นดิสก์ Key-Disk ขนาด 3.5” ในไดรฟ์ A:
5. เลือกที่ไดรฟ์ซีดีและ Run ไฟล์ CDsetup.exe เพื่อติดตั้งโปรแกรม
6. ทำตามคำแนะนำและคำสั่งติดตั้งโปรแกรม จนสิ้นสุดที่คำสั่งที่ให้คอมพิวเตอร์ เริ่มทำงานใหม่อีกครั้ง (restart)
7. หลังจากติดตั้งโปรแกรมเสร็จเรียบร้อยแล้วให้นำแผ่น Key-Disk และแผ่นซีดี โปรแกรมออก
8. สามารถตรวจสอบการความถูกต้องของการติดตั้งโปรแกรมจาก Install Manager ของ dSPACE
9. เมื่อตรวจสอบถูกต้องสามารถเริ่มใช้งานการ์ดอินเตอร์เฟส dSPACE แบบเวลาจริงได้ทันที

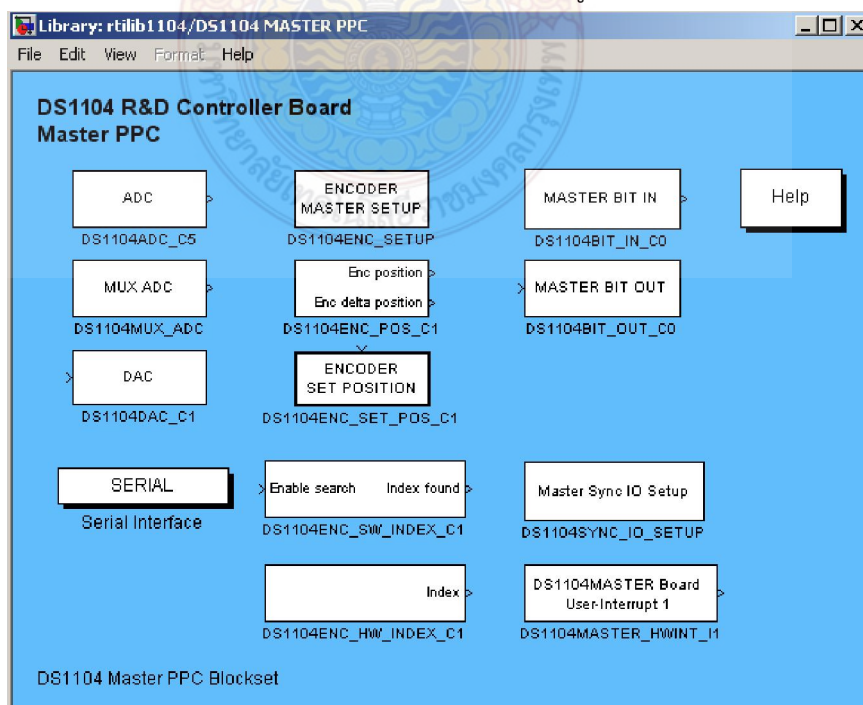
### 2.7.3 การใช้งาน dSPACE blocksets ใน SIMULINK

เพื่อเข้าใจถึงการใช้งานฟังก์ชันต่างๆของการ์ดอินเตอร์เฟส DS1104 เช่น A/D, D/A, PWM และ Digital I/O จะกล่าวถึง SIMULINK blocksets ใน RTI1104 ดังรูปที่ 2.20

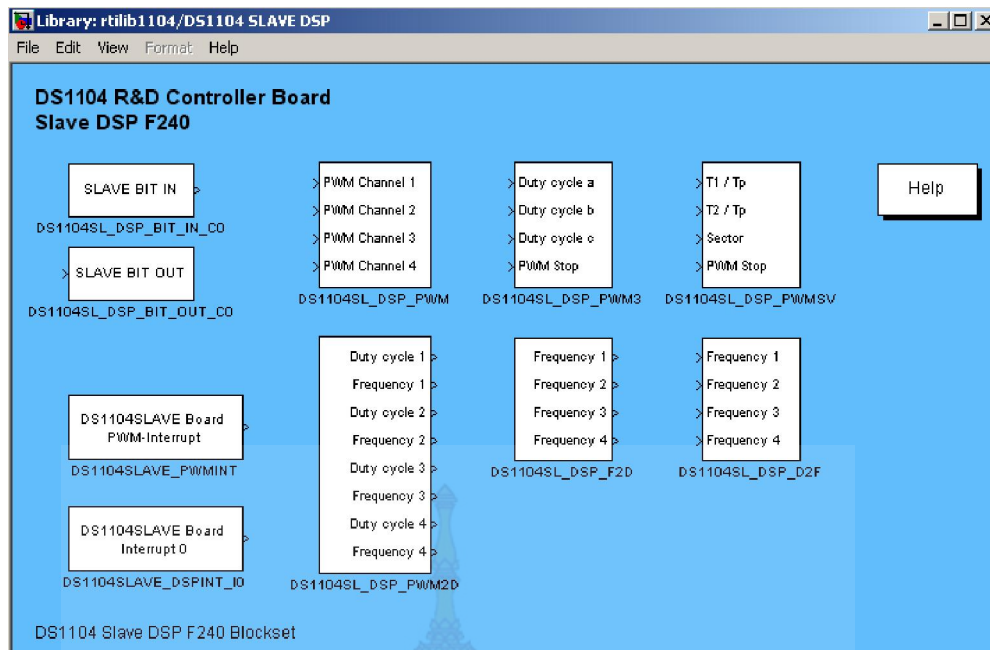


รูปที่ 2.20 ไลบรารี rtlib1104 blocksets

- Simulink สำหรับเรียกใช้งาน Blockset ต่างๆ
- Demos สำหรับเรียกตัวอย่างการใช้งาน
- Master PPC สำหรับเรียกไลบรารีในรูปที่ 2.21
- Slave DSP F240 สำหรับเรียกไลบรารีในรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.21 DS1104 Master PPC Blockset



รูปที่ 2.22 SLAVE DSP F240 Blockset

### 2.7.3.1 Analog Input/Out Channels controls

- 1) DS1104ADC\_Cx และ DS1104MUX\_ADC เป็นบล็อกสำหรับแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลเมื่อรับสัญญาณอนาล็อก  $\pm 10V$  ที่ด้านอินพุต และที่เอาต์พุตของบล็อกจะถูกลดทอนด้วยอัตรา 10 : 1 หมายความว่าสัญญาณ 10V ที่อินพุตของการ์ดจะมีค่าเท่ากับ 1V ใน SIMULINK
- 2) DS1104DAC\_Cx และ DS1104MUX\_DAC เป็นบล็อกสำหรับแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อกเมื่อรับสัญญาณดิจิทัล  $\pm 1V$  ที่ด้านอินพุต และที่เอาต์พุตของบล็อกจะถูกขยายด้วยอัตรา 10 : 1 หมายความว่าสัญญาณ 1V ใน SIMULINK จะมีค่าเท่ากับ 10V ที่เอาต์พุตของการ์ด

### 2.7.3.2 Digital Input/ Output control

DS1104BIT\_IN\_Cx และ DS1104BIT\_OUT\_Cx สำหรับรับ และ ส่งสัญญาณดิจิทัลแบบ TTL จำนวน 20 บิต สามารถเปลี่ยนช่องสัญญาณด้วยการเลือกหมายเลขช่องโดยตรงที่บล็อก

#### 2.7.3.3 Encoder position control

- 1) DS1104ENC\_SETUP บล็อกสำหรับเลือกช่องสัญญาณ (1,2) และค่าเริ่มต้นของเอนโค้ดเดอร์ที่ใช้งาน
- 2) DS1104ENC\_POS\_CX บล็อกสำหรับการกำหนดการต่อสายสัญญาณของเอนโค้ดเดอร์ที่ใช้งาน (RS422,TTL)

#### 2.7.3.4 PWM control

DS1104 PWM สำหรับสร้างสัญญาณ PWM อิสระจำนวน 4/6 ช่อง ปรับความกว้างของพัลส์ในช่วง 0-1V ความถี่สวิตช์ ค่าเริ่มต้นพัลส์ และการอินเตอร์รัพท์ของพัลส์ โดยความถี่ในการสวิตช์อยู่ที่ 0.1Hz-1MHz



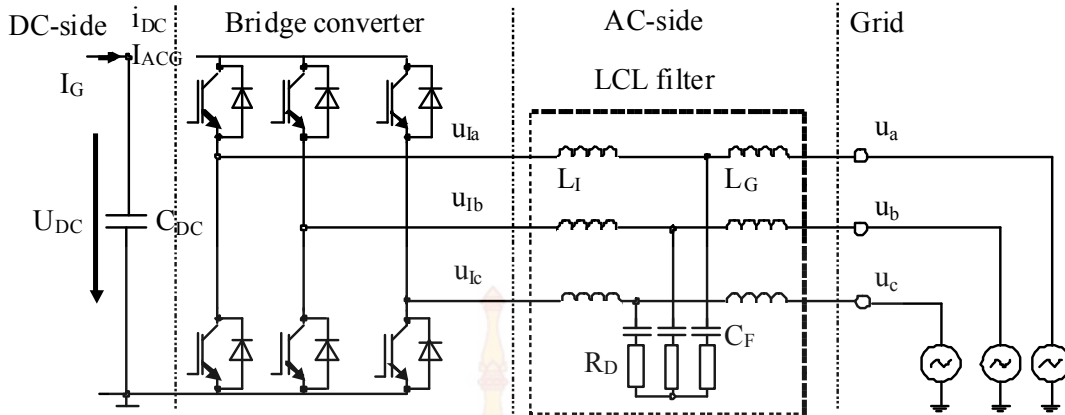
**บทที่ 3**  
**วิธีการดำเนินงานวิจัย**

**3.1 ผังการดำเนินงานวิจัย**

| <div>ระยะเวลา</div> <div>(เดือน)</div> <div>ขั้นตอนการวิจัย</div>                  | เดือนที่ |   |   |   |   |   |   |   |   |    |    |    |
|------------------------------------------------------------------------------------|----------|---|---|---|---|---|---|---|---|----|----|----|
|                                                                                    | 1        | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 |
| 1.ออกแบบวงจรตีซีทูตีซีคอนเวอร์เตอร์และการประจุแบตเตอรี่                            | ←        | → |   |   |   |   |   |   |   |    |    |    |
| 2. ออกแบบและสร้างวงจรเอชทูตีซีคอนเวอร์เตอร์                                        |          |   | ← | → |   |   |   |   |   |    |    |    |
| 3. สร้างวงจรฟลูบรีดจ์ตีซีทูตีซีคอนเวอร์เตอร์                                       |          |   |   |   |   |   | ← | → |   |    |    |    |
| 4.เขียนโปรแกรมควบคุมการประจุแบตเตอรี่                                              |          |   |   |   |   |   |   | ← | → |    |    |    |
| 5. ทดสอบเครื่องประจุแบตเตอรี่และเก็บผล ค่าตัวประกอบกำลัง ประสิทธิภาพ ระยะเวลาประจุ |          |   |   |   |   |   |   |   |   | ←  | →  |    |
| 6.นำเสนอผลงานและจัดทำรายงาน                                                        |          |   |   |   |   |   |   |   | ← | →  |    |    |

### 3.2 การศึกษาจำลองการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์และออกแบบตัวควบคุม

#### 3.2.1 เอชทูดีซีคอนเวอร์เตอร์สามเฟสแบบฟลูบริดจ์



ภาพที่ 3.1 วงจรเอชทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟลูบริดจ์สามเฟส

วงจรในรูปที่ 3.1 มีพื้นฐานแบบวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์พิจารณาจากตัวเหนี่ยวนำที่อยู่ด้านเข้าของวงจร ดังนั้นแรงดันด้านออกจะมีค่าสูงกว่าแรงดันสูงสุดของไฟฟ้ากระแสสลับด้านเข้าเสมอ ( $U_{DC} > \hat{u}_a$ ) โดยวงจรจะมีการควบคุมแรงดันด้านออกคงที่ด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ สมการที่ 1 แสดงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้านเข้าของวงจรแปลงผัน

$$\begin{aligned} u_a &= E_m \cos(\omega \cdot t) \\ u_b &= E_m \cos(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \\ u_c &= E_m \cos(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.1)$$

เมื่อพิจารณาที่โนดเข้าพุต (KCL) จะสามารถเขียนสมการกระแสด้านออกได้ดังสมการที่ 2

$$C \frac{du_{DC}}{dt} = i_{DCG} - i_{DC} \quad (3.2)$$

โดยกระแสด้านออกสามารถหาได้จากผลรวมของสถานะสวิตช์คูณกับกระแสที่ไหลในแต่ละเฟส โดยสถานะสวิตช์คือ  $\{1, -1\}$

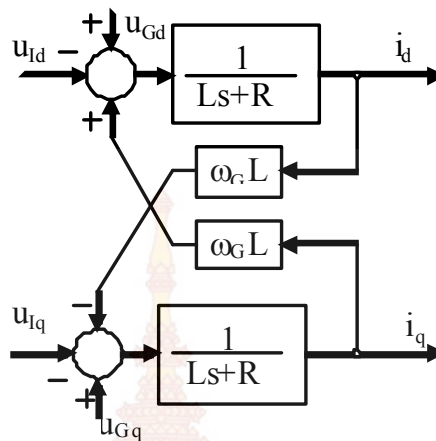
$$i_{DC} = i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c \quad (3.3)$$

และเมื่อพิจารณาลูป (KVL) จะได้สมการที่ 4



$$\underline{u}_G = L \frac{d\underline{i}_G}{dt} + R \cdot \underline{i}_G + \underline{u}_I \quad (3.4)$$

อย่างไรก็ตามการควบคุมกระแสปริมาณ  $(d, q)$  ต้องอาศัยการแปลงแกนโดยจะต้องมีเทอมแก้การเชื่อมโยง (decoupling) ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5



ภาพที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของเทอมแก้การเชื่อมโยง

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5 สามารถเขียนสมการเมทริกซ์เชื่อมโยงเพื่ออธิบายความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ 6

$$\underline{u}_G = L \frac{d\underline{i}_G}{dt} + \underline{u}_I \quad (3.5)$$

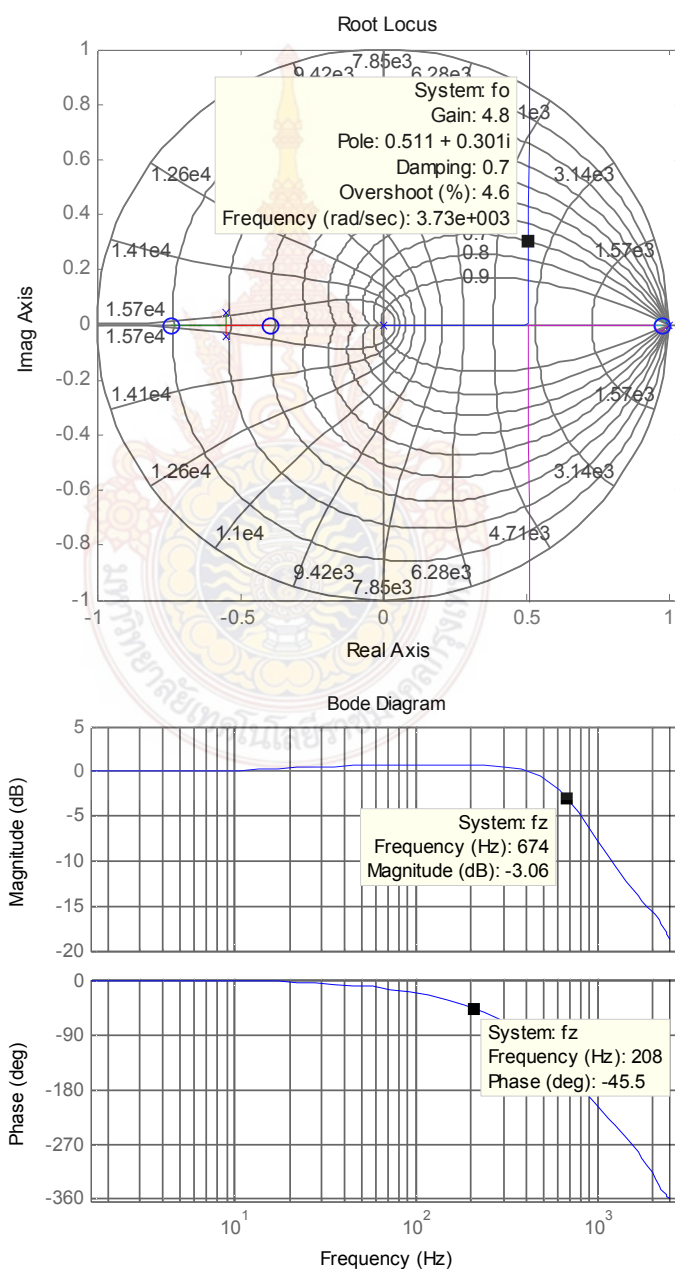
$$\begin{bmatrix} u_{Gd} \\ u_{Gq} \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Gd} \\ i_{Gq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega L \\ \omega L & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Gd} \\ i_{Gq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{Id} \\ u_{Iq} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

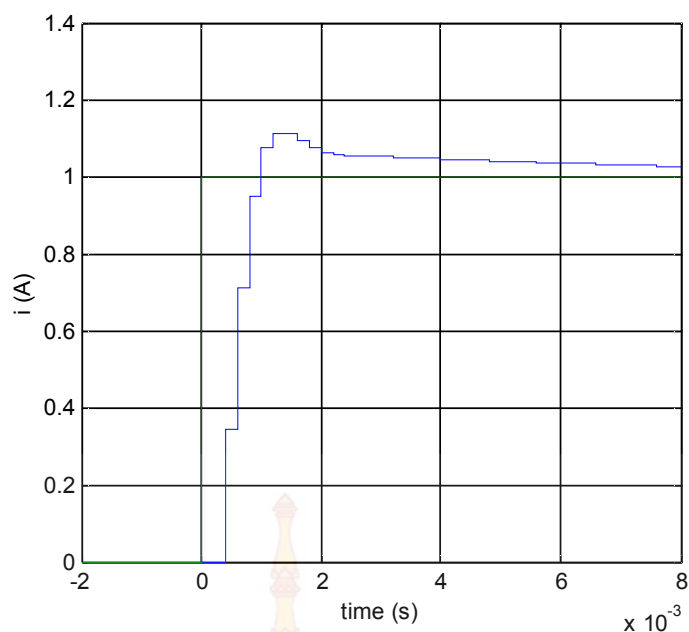


สมการที่ 7 แสดงทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงรอบกระแสเมื่อออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธีทางเดินรากดังในรูปที่ 8 ( $K_p=4.8$ ,  $T_i= 8 \text{ ms}$ ) โดยแบนด์วิดท์ของระบบควบคุมกระแสอยู่ที่ประมาณ 670 Hz และผลการจำลองของกระแสในระบบควบคุมแบบดิสครีตได้ผลตอบสนองที่รวดเร็ว

$$G(s) = \frac{i_G(s)}{u_I(s)} = \frac{R_D C_F \cdot s + 1}{L_I L_G C_F \cdot s^3 + R_D C_F (L_I + L_G) \cdot s^2 + (L_I + L_G) \cdot s} \quad (3.7)$$

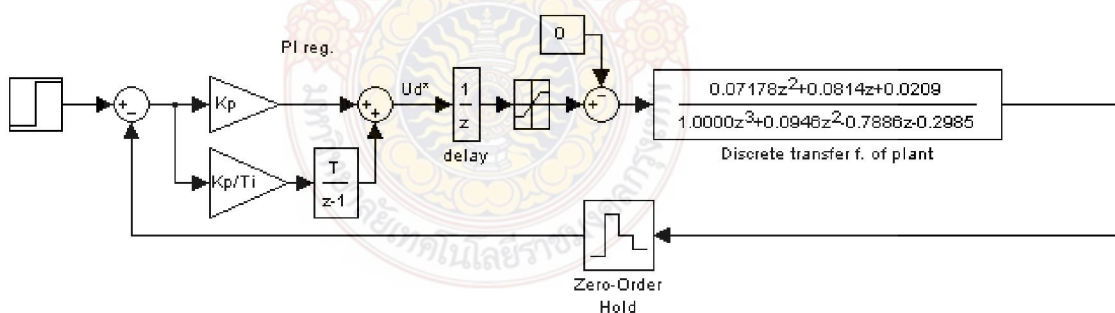
เมื่อแปลงระบบต่อเนื่องเป็นระบบดิสครีตโดย  $G(z) = (1 - z^{-1})Z\left\{\frac{G(s)}{s}\right\}$  (3.8)





ภาพที่ 3.5 การออกแบบด้วยวิธีทางเดินรากและผลจำลองการทำงานของวงรอบกระแสด้วยโปรแกรม Matlab/Simulink

เมื่อได้ค่าตัวควบคุมแบบพีไอที่ออกแบบแล้วนำค่าที่ได้มาจำลองการทำงานในระบบ ดิสคริตด้วยโปรแกรม Simulink ดังในรูปที่ 9



ภาพที่ 3.6 บล็อก Simulink เพื่อจำลองระบบควบคุมกระแส

การออกแบบวงรอบแรงดันใช้เงื่อนไขตามสมการที่ 9 เพื่อให้ได้ผลตอบสนองที่เหมาะสม

$$C_{DC} \gg (T_{ei} + t_0), \text{ optimal symmetry criterion} \quad (3.9)$$

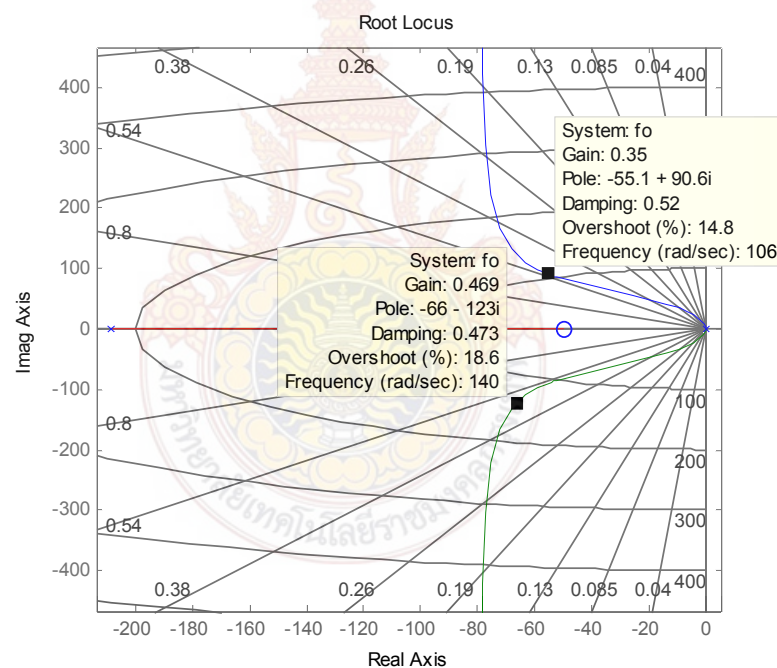
ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงรอบแรงดันแสดงดังสมการที่ 10 โดยมีค่าคงที่ของระบบคือ  $k_{DC} = 0.7$ ,  $T_{et} = 4.8\text{ms}$

$$H_o(s) = H_{DC}(s)H_I(s) = \frac{K_{DC}e^{-s\tau_0}}{C_{DC}s(T_{ei}s+1)} \quad (3.10)$$

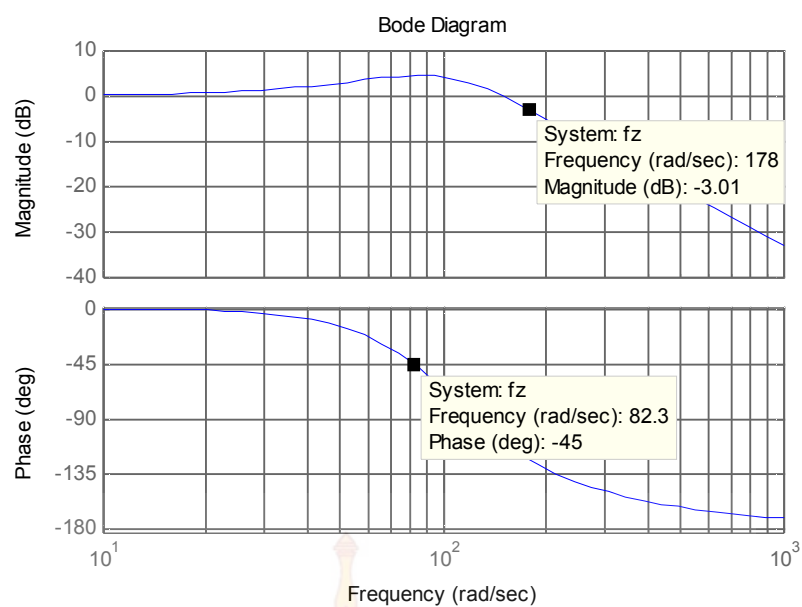
เมื่อออกแบบวงรอบแรงดันด้วยวิธีทางเดินรากในรูปที่ 10 จะได้ค่าตัวควบคุมแบบพีไอดีดังสมการที่ 10-11 เมื่อได้ค่าตัวควบคุมที่ออกแบบแล้วนำค่าที่ได้มาจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Simulink ในรูปที่ 12 แสดงผลการจำลองกระแสด้านเข้าด้วยแบบจำลองแบบสวิตช์ จะเห็นว่าเมื่อใช้วงจรองความถี่ต่ำผ่านแบบ LCL กระแสด้านเข้ามีฮาร์มอนิกส์ต่ำ และในรูปที่ 13 แสดงผลจำลองของวงจรแปลงผันเมื่อมีการเปลี่ยนโหลดแบบทันทีทันใด แสดงให้เห็นว่ากระแสและแรงดันด้านเข้าเฟสตรงกันทำให้ค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง

$$K_p = \frac{C_{DC}}{2 \cdot K_{DC}(T_{ei} + \tau_0)} = 0.47 \quad (3.11)$$

$$T_I = 4(T_{ei} + \tau_0) = 0.02 \quad (3.12)$$



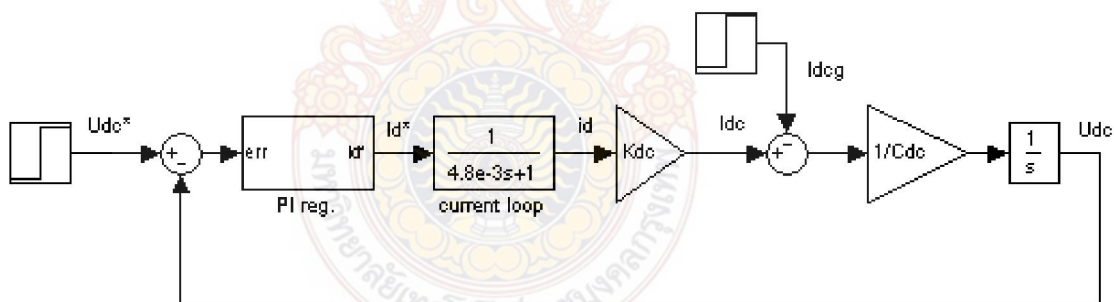
(ก)



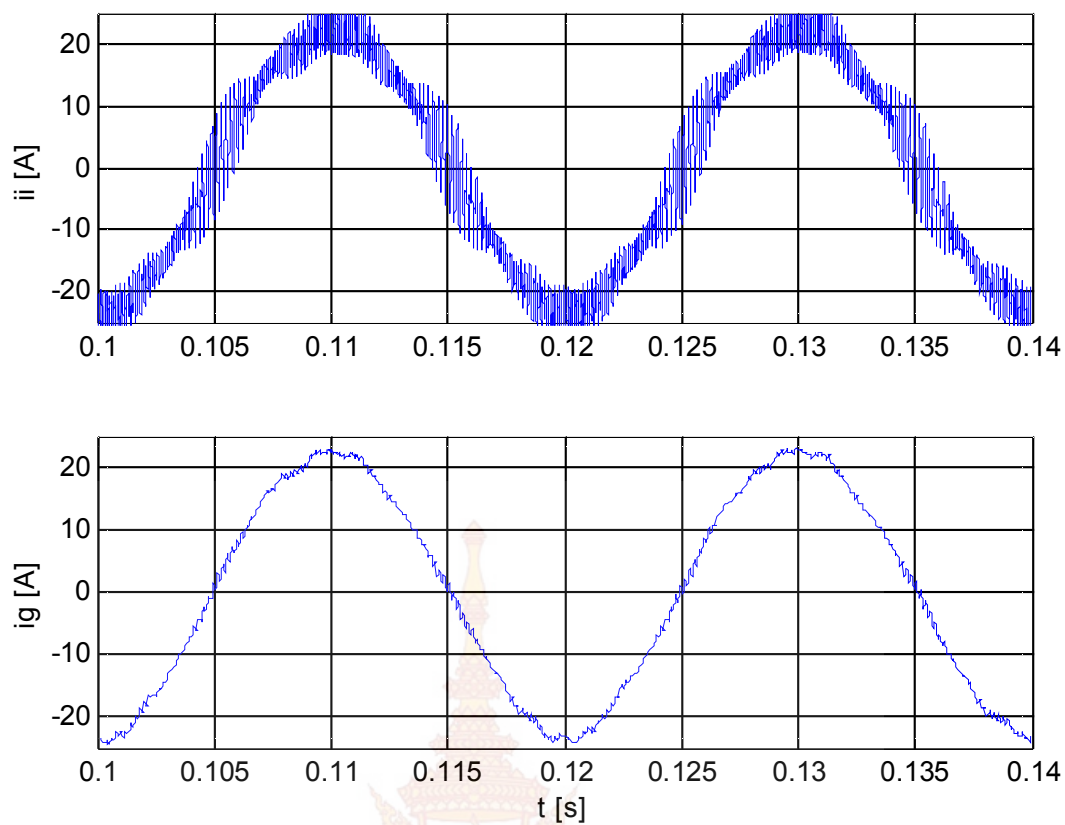
(ข)

ภาพที่ 3.7 (ก) การออกแบบด้วยวิธีทางเดินราก

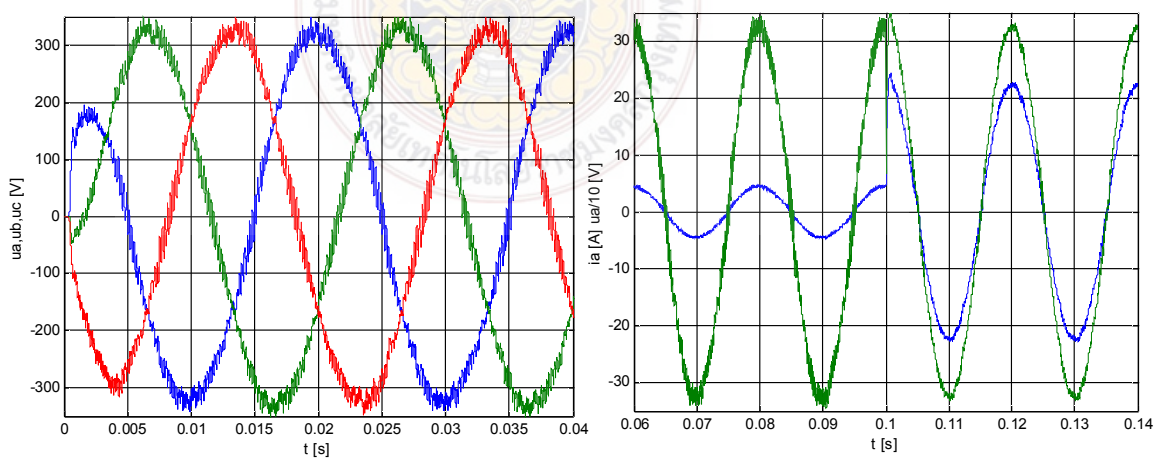
(ข) ผลสนองทางความถี่ของระบบควบคุมแรงดัน



ภาพที่ 3.8 บล็อก Simulink เพื่อจำลองระบบควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงคงที่



ภาพที่ 3.9 ผลจำลองกระแสด้านเข้าวงจรแปลงผันที่วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน



ภาพที่ 3.10 ผลจำลองกระแสด้านเข้าของวงจรแปลงผันขณะเปลี่ยนโหลดแบบทันทีทันใด



### 3.3 วงจรตรวจจับรูปคลื่นแรงดันอ้างอิง $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$

เนื่องจากชุดแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงในระบบสามเฟสในงานวิจัยนี้ ไม่ได้ต่อรับแรงดันไฟฟ้าระหว่างสายจากระบบไฟฟ้าแรงต่ำปกติได้โดยตรงเนื่องจากจะทำให้วงจรของภาคควบคุมเสียหาย จึงต้องทำการลดทอนแรงดันและแยกกราวด์อิสระเพื่อความปลอดภัยของวงจรควบคุม โดยใช้วงจรตรวจจับแรงดันเฟส  $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$  เพื่อนำมาเป็นรูปคลื่นสัญญาณอ้างอิง วงจรตรวจจับรูปคลื่นแรงดันอ้างอิง  $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$  จะใช้ อุปกรณ์ตรวจจับแรงดันของ LEM รุ่น LV25-P ทั้งหมด 3 ชุดสามารถตรวจจับแรงดันได้ตั้งแต่ 0-400 V มีอัตราส่วนการแปลงค่า 2500/1000mA ดังนั้นการปรับตั้งค่าแรงดันขาออกจะขึ้นอยู่กับค่าความต้านทาน  $R_m$  งานวิจัยนี้ใช้แรงดันขาออก 5V เป็นไปตามสมการที่ 3.6, 3.7

$$I_{pn} = \frac{V_{pn}}{R_p} \quad (3.13)$$

$$I_{pn} = \frac{V_{pn}}{R_p} \quad (3.14)$$

$$I_{pn} = \frac{115.5V}{12k}$$

$$I_{pn} = 9.6mA$$

ทำการคูณอัตราขยาย 2500/1000 mA จะได้

$$V_{out} = (I_{pn} \times 2.5) \times R_m \quad (3.15)$$

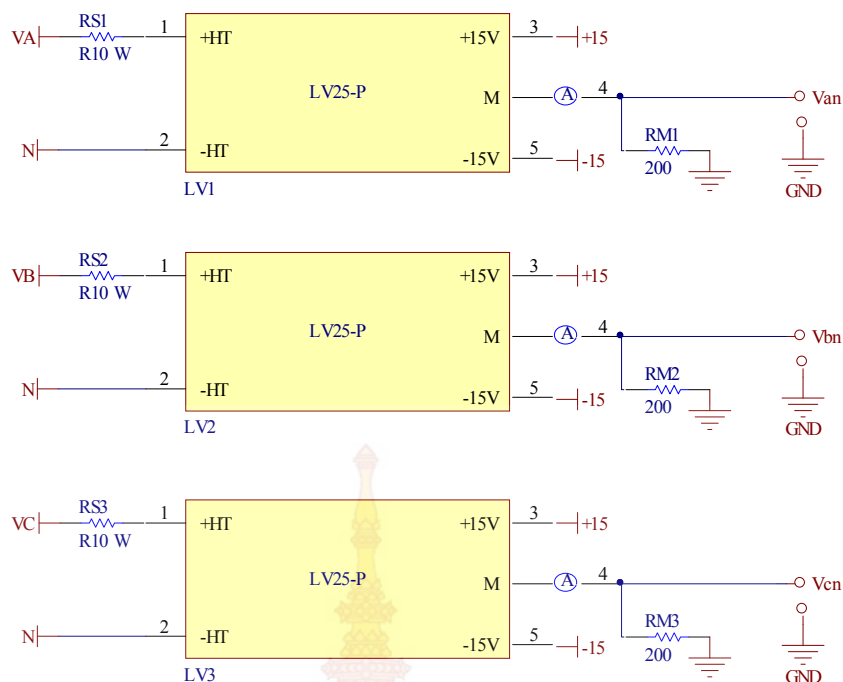
$$V_{out} = (I_{pn} \times 2.5) \times 200$$

$$V_{out} = (9.6mA \times 2.5) \times 200\Omega$$

$$V_{out} \cong 4.8125V$$

สัญญาณแรงดันขาออก 5 V ที่ได้จะส่งเข้าเป็นสัญญาณขาเข้า ของวงจรขยายและคูณสัญญาณชาน์อ้างอิงในแต่ละเฟสของวงจรภาคควบคุม วงจรตรวจจับรูปคลื่นแรงดันอ้างอิง  $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$  แสดงดังภาพที่ 3.11

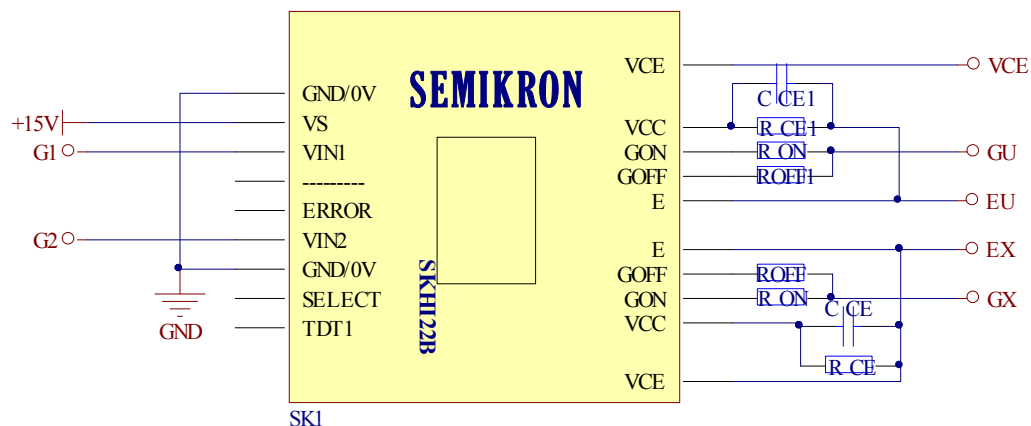
### Voltage Sensor



ภาพที่ 3.11 วงจรตรวจจับรูปคลื่นแรงดันอ้างอิง  $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$

### 3.4 ชุดขับนำเกต ไอจีบีที

เนื่องจากในโมดูลไอจีบีที มีอยู่ด้วยกัน 6 ตัว จะแบ่งออกเป็นส่วนที่อยู่ด้านบน 3 ตัว คือ U, V และ W ส่วนด้านล่างอีก 3 ตัว ได้แก่ X, Y และ Z ไอจีบีทีที่อยู่ในการ์ดเดียวกันจะไม่สามารถขับนำเกตได้พร้อมกัน เพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจร ทำให้ไอจีบีที เกิดการเสียหายได้ จึงต้องให้ความสำคัญเป็นอย่างมาก ได้มีการนำชุดขับนำเกตไอจีบีทีของ SEMIKRON รุ่น SKHI22B มาใช้ซึ่งให้ความปลอดภัยสูงต่ออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ภายในชุดขับนำเกตนี้ประกอบด้วยวงจรหน่วงสัญญาณการขับนำเกต โดยจะทำการหน่วงสัญญาณการขับนำเกตเมื่อมีการสวิตช์ในสถานะ ON, OFF ระหว่าง  $G_1$  และ  $G_2$  ไว้ที่  $3.2\mu s$  และทำการตรวจเช็คแรงดันตกคร่อมไอจีบีทีของขั้วแรงดัน  $V_{ce}$  เมื่อมีแรงดันเกินค่า 400 โวลต์ วงจรจะหยุดการทำงานพร้อมทั้งส่งสัญญาณที่เกิดการผิดพลาดออกมาแสดงผลผ่านทางหลอดแอลอีดี ให้รู้ว่ามี การผิดพลาดเกิดขึ้น การทำงานเมื่อชุดขับนำเกตได้รับสัญญาณ  $G_1$  และ  $G_2$  ด้วยแรงดันทางด้านปรัภูมิแล้ว ชุดขับนำเกตจะนำสัญญาณของ  $G_1$  และ  $G_2$  มาแยกสัญญาณการขับนำเกตตามค่าที่ตั้งไว้พร้อมทั้งส่งผ่านค่าที่ได้ไปยังด้านทุติยภูมิ เพื่อทำการแยกกราวน้ออกจากระบบควบคุมและทำการแปลงแรงดันสถานะ ON, OFF ของ GU และ GX ด้วยแรงดัน +15V, -7V แรงดันส่วนนี้จะส่งไปขับนำเกตไอจีบีทีในภาคกำลัง วงจรของชุดขับนำเกตแสดงดังในภาพที่ 3.12



ภาพที่ 3.12 วงจรของชุดขับเคลื่อนไอจีบีที แสดงเฉพาะ GU และ EU เท่านั้น

### 3.5 ชุดตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $i_a, i_b, i_c$

เนื่องชุดแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงในระบบไฟฟ้าสามเฟสในงานวิจัยนี้ ไม่ได้ต่อบำบัดกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าของระบบปกติได้โดยตรงเนื่องจากจะทำให้วงจรของภาคควบคุมเสียหาย จึงต้องทำการลดทอนกระแสและแยกกราวด์อิสระ จากในภาพที่ 3-30 จะแสดงวงจรตรวจจับกระแส จะใช้อุปกรณ์ตรวจจับกระแสของ LEM รุ่น LA25-NP สามารถตรวจจับกระแสได้สูงสุดที่ 25 A มีอัตราส่วน 1/1000 หลักการของวงจรตรวจจับกระแสจะนำค่าของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดในวงจรแต่ละวงจรโดยมีค่าประมาณ 10 A หากต้องการนำเอาสัญญาณขาออกไปใช้งานจะต้องเปลี่ยนค่ากระแสให้เป็นแรงดัน จะเป็นไปตามสมการที่ 3.10 ได้ดังนี้

$$I_p = 10 A$$

ทำการคูณอัตราขยาย 1/1000 จะได้

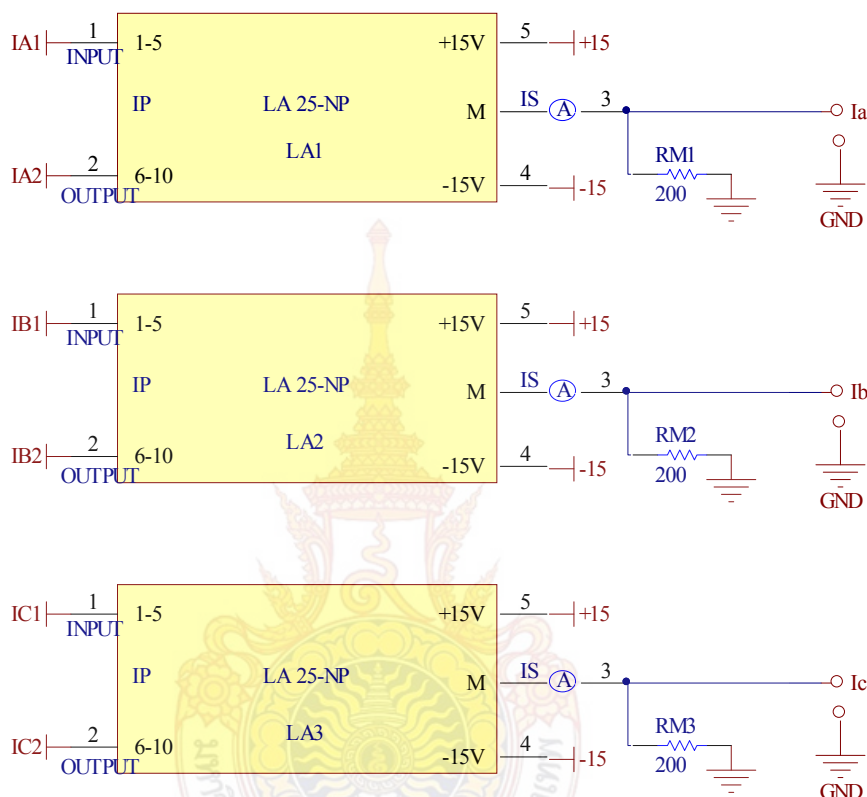
$$V_{out} = \left( I_p \times \frac{1}{1000} \right) \times R_m \quad (3.16)$$

$$V_{out} = \left( \frac{10 A}{1000 A} \right) \times 200 \Omega$$

$$V_{out} = 2 V$$

สัญญาณแรงดันขาออก 2V ที่ได้นี้จะส่งเข้าเป็นสัญญาณกระแสขาเข้าของวงจรฮีสเตอร์ซิส ในแต่ละเฟสของภาคควบคุม วงจรของชุดตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $i_a, i_b, i_c$  แสดงดัง ในภาพที่ 3.13

### Current Sensor



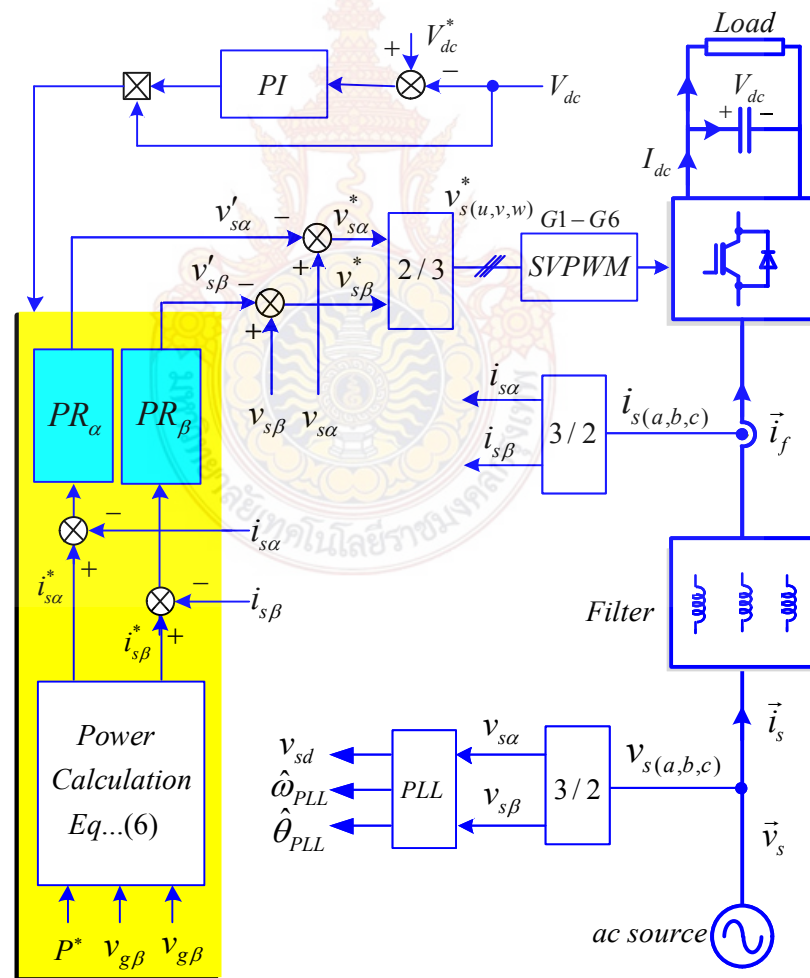
ภาพที่ 3.13 วงจรของชุดตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $i_a, i_b, i_c$

## บทที่ 4

### ผลการดำเนินงานวิจัย

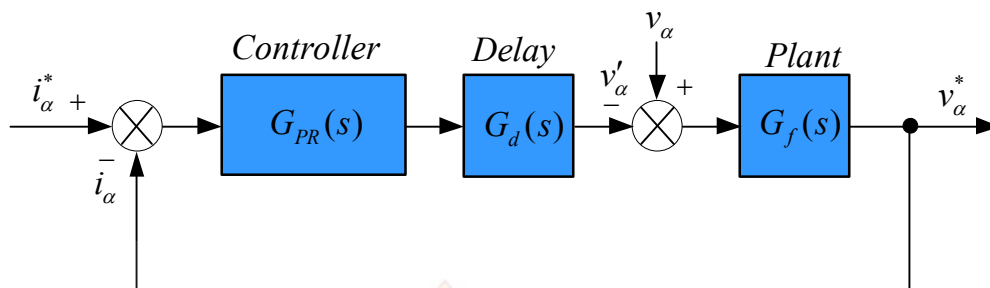
#### 4.1 การควบคุมกระแสในวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงสามเฟส

ในบทนี้กล่าวถึงผลการทดสอบที่ได้ดำเนินการออกแบบสร้างชุดแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงในระบบสาม ซึ่งผลการทดสอบการทำงานของระบบจริง ทั้งสภาวะคงตัว และในสภาวะชั่วครู่ เพื่อรักษาแรงดันทางด้านขาออกของระบบเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงภาระ จากนั้นดำเนินการออกแบบสร้างชุดแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงในระบบสามเฟส แล้วทำการทดสอบการทำงานของวงจรว่าทำงานได้ตามที่ออกแบบไว้



ภาพที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมควบคุมระบบคอนเวอร์เตอร์ที่ทดสอบ

ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์ สามารถติดตามสัญญาณแรงดันและความถี่อื่นพุทได้ดีกว่าตัวควบคุมแบบพีไอ และอัตราขยายตัวควบคุมสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์จะมีการขยายที่ความถี่มูลฐานของแรงดันด้านเข้าและไม่เกิดการเลื่อนของมุมเฟส



รูปที่ 4.2 บล็อกไดอะแกรมควบคุมในวงรอบกระแส

เมื่อพิจารณาบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 4.2  $G_d(s)$  ทรานเฟอร์ฟังก์ชันผลของเวลาหน่วง (delay time) จากการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล,  $G_f(s)$  ทรานเฟอร์ฟังก์ชันตัวกรองกระแสคอนเวอร์เตอร์ และตัวควบคุมสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์  $G_{PR}(s)$  แสดงดังสมการที่ 4.1

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{2K_i s}{s^2 + \omega^2} \quad (4.1)$$

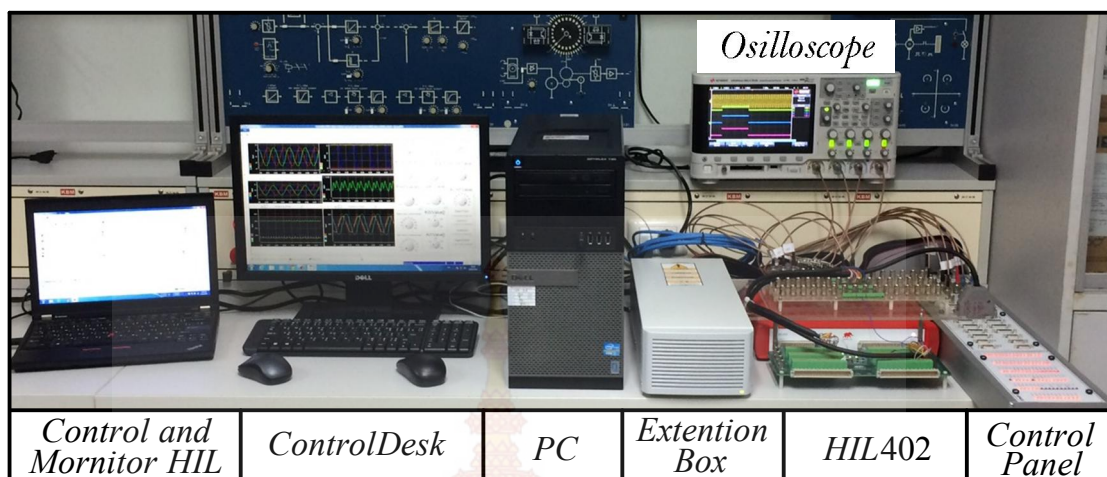
ทรานเฟอร์ฟังก์ชันวงรอบเปิดวงรอบควบคุมกระแส แสดงได้จาก

$$G_{OL}(s) = G_{PR}(s)G_d(s)G_L(s) \quad (4.2)$$

การออกแบบเลือกความถี่ตัดข้าม  $\omega_0 \approx 2500 \text{ rad/sec}$  และเลือกความถี่  $\omega_{cn} \approx 20\%$  ของความถี่  $\omega_0$  จากการออกแบบอัตราขยายจะได้  $k_p = 9.6$  และ  $k_i = 5000$  การทดสอบการติดตามสัญญาณไซน์ตัวควบคุมกระแสวงรอบปิด ให้ผลการติดตามสัญญาณไซน์อ้างอิงโดยมีค่าความผิดพลาดเป็นศูนย์

หลักการควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้าเพื่อแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้คงที่หรือตามค่าคำสั่ง ในขณะที่เดียวกันระบบจะต้องสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้กำลังไฟฟ้จริงและกำลังไฟฟ้เสมือนได้อย่างอิสระ โดยใช้หลักการควบคุมบนแกนกระแสอ้างอิงนี้

การทดลองระบบควบคุมด้วยฮาร์ดแวร์จำลองระบบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงสามเฟส รุ่น HIL402 ดังในรูปที่ 4.3 ใช้สร้างวงจรอินเวอร์เตอร์สำหรับแปลงผันสามเฟส และกำหนดค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 4.1



ภาพที่ 4.3 โครงสร้างฮาร์ดแวร์ทดสอบจำลองระบบ

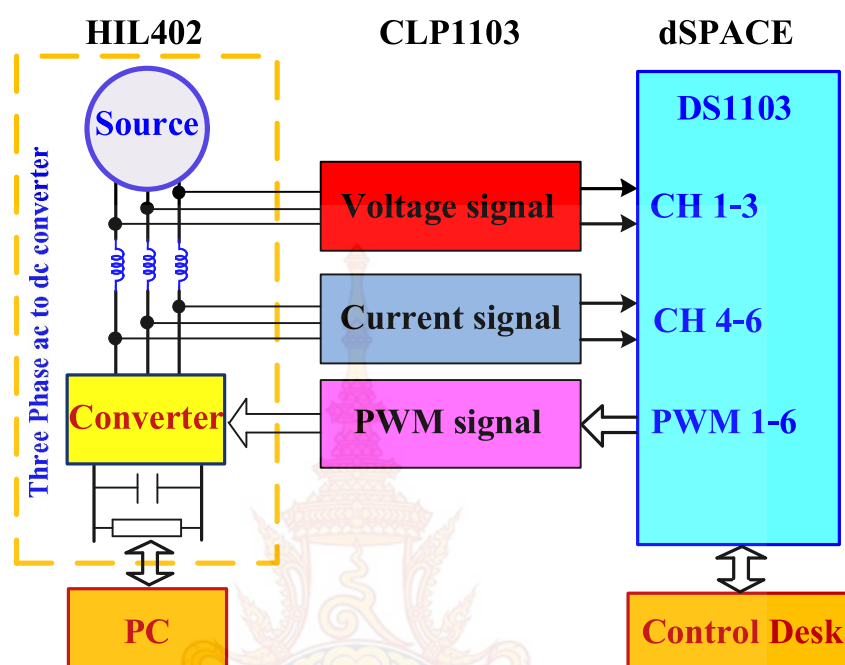
ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ของระบบควบคุมวงจรแปลงผันที่ทดสอบ

| พารามิเตอร์           | รายละเอียด | หน่วย         |
|-----------------------|------------|---------------|
| ระบบไฟฟ้า 3 เฟส 4 สาย | 380        | volt          |
| ความถี่               | 50         | Hz            |
| แรงดันดีซีบัส         | 700        | volt          |
| อินเวอร์เตอร์สามเฟส   | 5          | kW            |
| ความถี่สวิตช์         | 10         | kHz           |
| ภาระทดสอบระบบสูงสุด   | 100        | Ohm           |
| ตัวเก็บประจุ          | 2200       | $\mu\text{F}$ |
| ตัวเหนี่ยวนำ          | 5          | mH            |

ค่าพารามิเตอร์ดังตารางที่ 4.1 ด้วยโปรแกรม Schematic และ Control Panel (HIL 402) โดยรับสัญญาณสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดดูเลชัน (SVPWM) ควบคุมไोजิปที่จากทางช่องสัญญาณ Digital I/O ส่วนค่ากระแสและแรงดันผ่านช่องสัญญาณ Analog I/O ตามรูปที่ 4.4 การทดลองลักษณะนี้ทำ

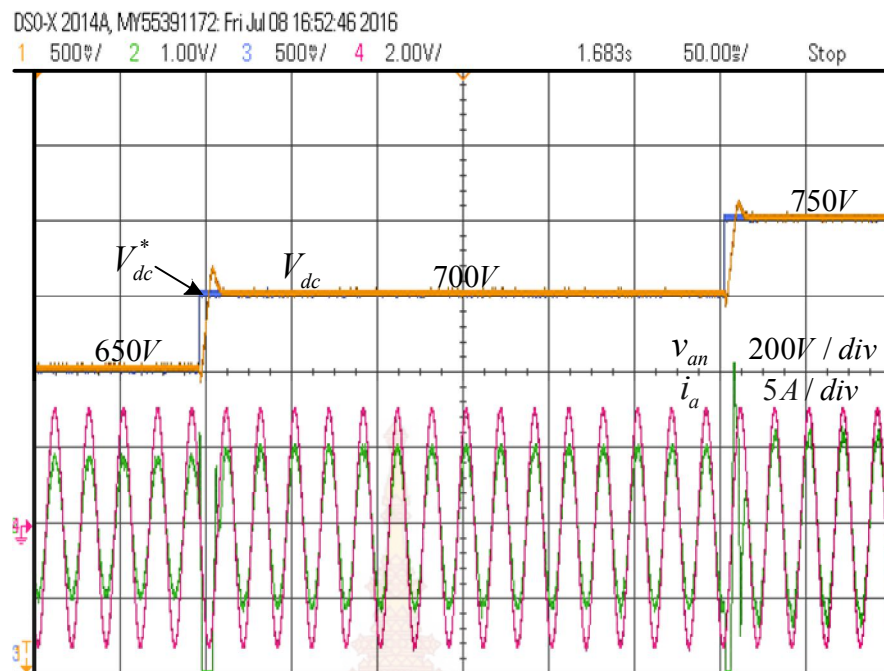


ให้ลดการสูญเสียจากวงจรกำลัง และทดสอบเงื่อนไขแหล่งจ่ายแรงดันวงจรแปลงผันได้สะดวกมากขึ้น ระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลใช้การดิ้นเตอร์เฟส dSPACE รุ่น DS1103 ซึ่งระบบควบคุม ประกอบด้วยเฟสล็อกกลุ่ม ตัวควบคุมกระแสสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์บนแกนอ้างอิงหนึ่ง ตัวควบคุมพีไอ วงรอบแรงดันดีซีบัส การทดลองดังนี้

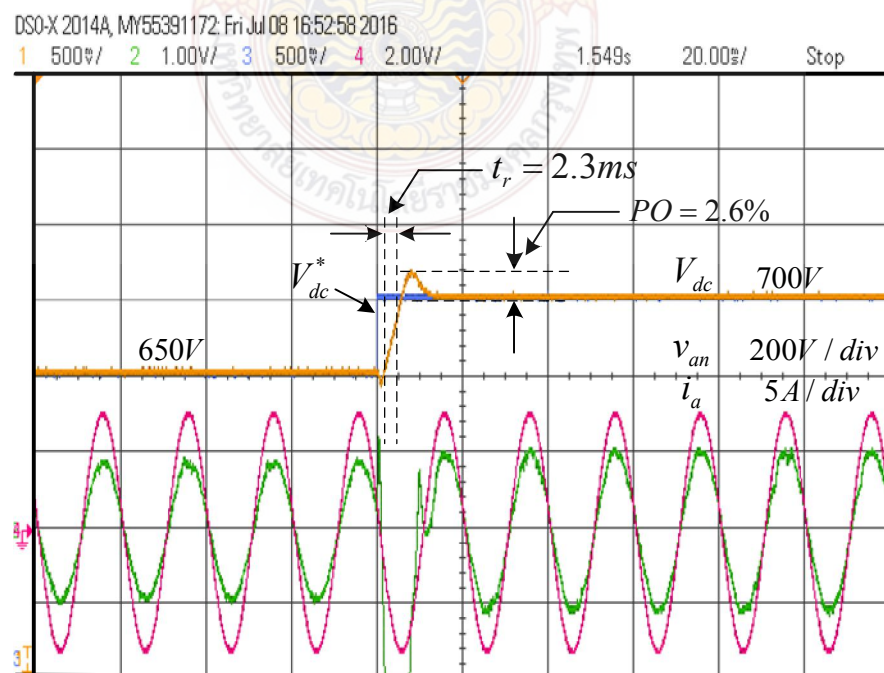


ภาพที่ 4.4 บล็อกไดอะแกรมฮาร์ดแวร์ทดสอบระบบ

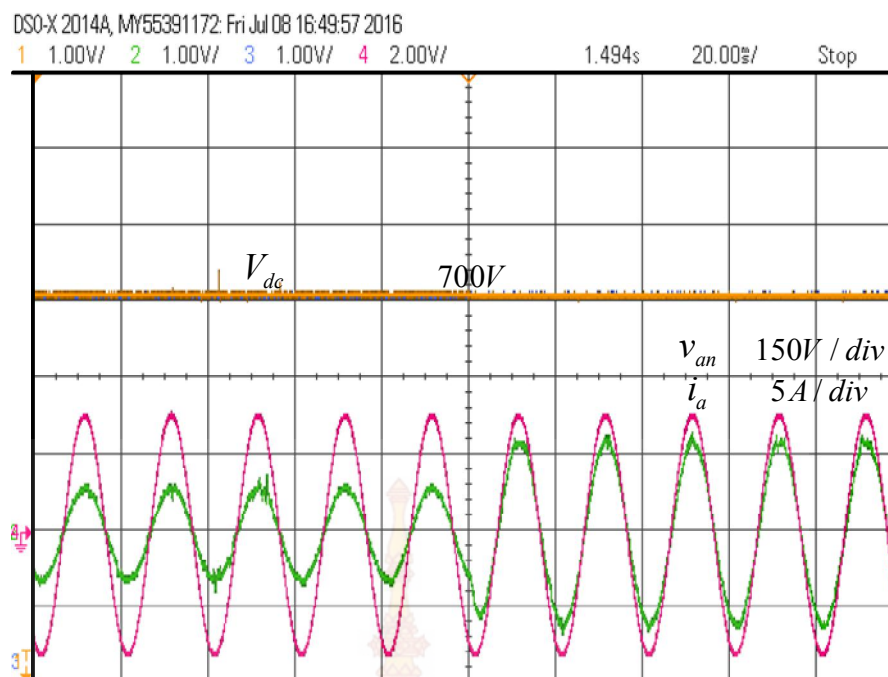
การทดสอบการทำงานในสภาวะชั่วคราวและในสภาวะอยู่ตัวของระบบโดยการพิจารณาผลตอบสนองทางด้านเอาต์พุตในสภาวะที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าคำสั่งแบบขั้นในกรณีโหลดคงที่และเปลี่ยนแปลงโหลดกรณีใช้คำสั่งควบคุมดีซีบัสคงที่ เพื่อตรวจสอบการตอบสนองแรงดัน ดีซีบัสทางด้านเอาต์พุต และลักษณะของรูปคลื่นกระแสเมื่อเทียบกับแรงดัน ในรูปที่ 4.5 ผลตอบสนองแรงดันดีซีเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าคำสั่งแบบขั้นจาก 650 โวลต์ไปที่ 700 โวลต์และ 750 โวลต์ตามลำดับ แรงดันดีซีบัสสามารถติดตามได้ตลอดทุกช่วงของค่าคำสั่ง รูปที่ 4.6 เป็นภาพขยายของรูปที่ 4.5 เพื่อพิจารณาผลตอบสนองทางเวลาในช่วงเปลี่ยนแปลงค่าคำสั่งแบบขั้นจาก 650 โวลต์ไปที่ 700 โวลต์ แรงดันดีซีบัสเพิ่มขึ้นประมาณ 720 โวลต์ เปอร์เซนต์พุ่งสูงเกิน (Percent overshoot) 2.6% ของค่าคำสั่ง และผลตอบสนองทางเวลาของเวลาขาขึ้น (Rise time: ) 2.3 วินาที ใช้เวลาเข้าที่ (Setting time) ประมาณ 17 วินาที รูปที่ 4.7 การทดสอบผลตอบสนองแรงดันดีซี ด้วยการเปลี่ยนแปลงภาระโหลดตัวด้านทานจาก 50% ไปที่ 100% วงรอบควบคุมสามารถรักษาค่าระดับแรงดันดีซีให้ผลตอบสนองได้ดี แรงดันดีซีบัสมีการเปลี่ยนแปลงต่ำ ซึ่งสังเกตว่าเมื่อระบบจ่ายกระแสทางด้านขาเข้ามีค่าเพิ่มขึ้นการกระเพื่อม (Ripple) ของกระแสมีค่าลดลง



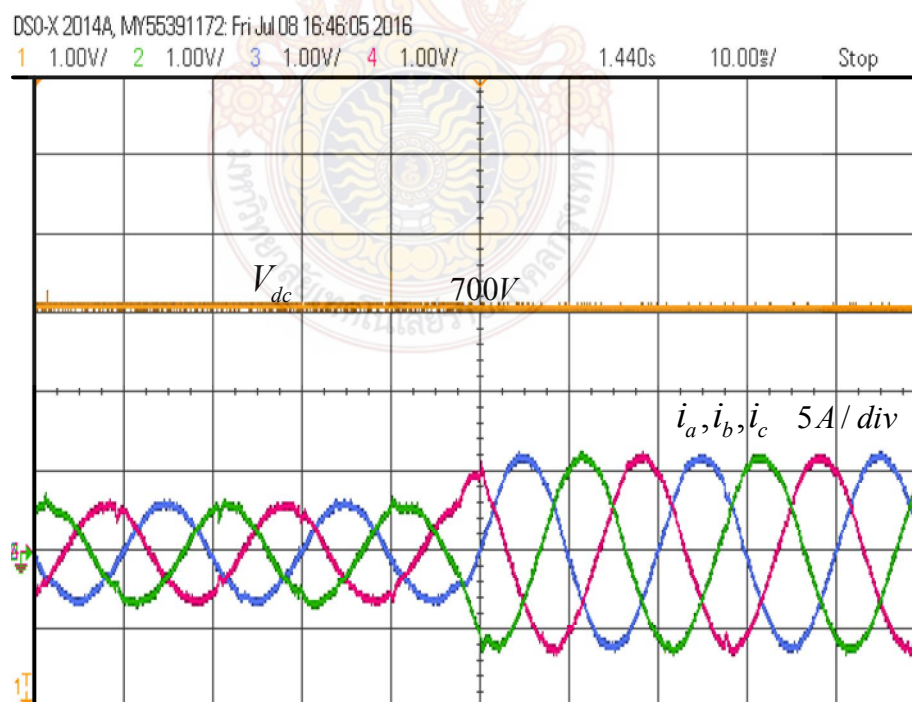
รูปที่ 4.5 ผลตอบสนองแรงดัน  $v_{an}$  และกระแส  $i_a$  ช่วงเปลี่ยนแปลงค่าคำสั่งดีซีจาก 650 → 700 → 750 โวลต์



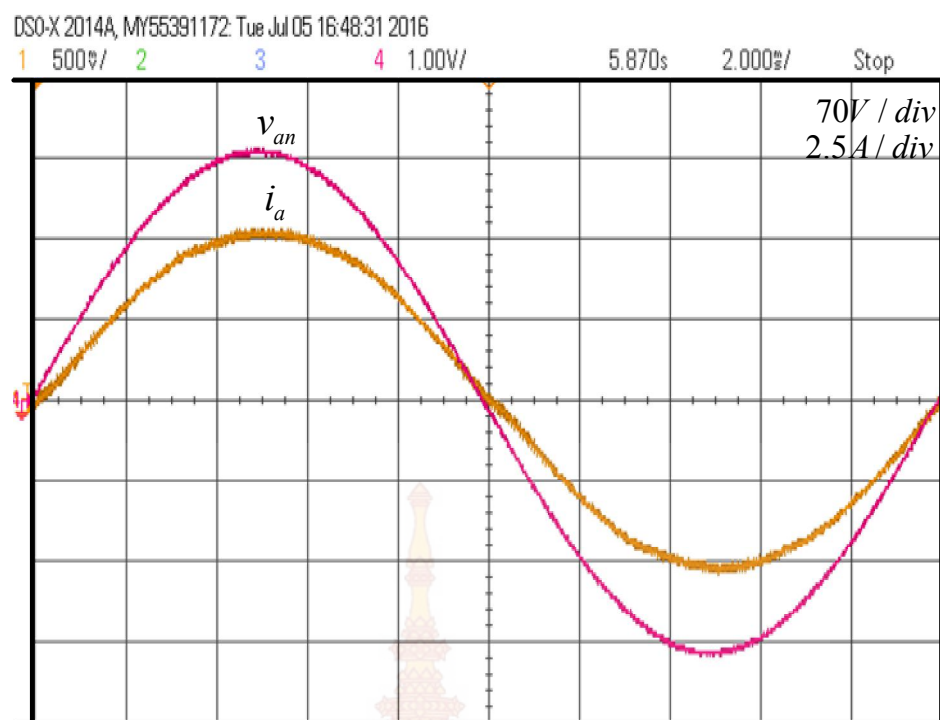
รูปที่ 4.6 ภาพขยายรูปที่ 4.4 ผลตอบสนองในสภาวะชั่วคราวและสภาวะอยู่ ตัวแรงดันดีซี ช่วงเปลี่ยนแปลงค่าคำสั่งจาก 650 → 700 โวลต์



ภาพที่ 4.7 แรงดัน  $v_{an}$  และกระแส  $i_a$  ช่วงเปลี่ยนแปลงภาระ 50%→100%



ภาพที่ 4.8 กระแส  $i_a, i_b, i_c$  ช่วงเปลี่ยนแปลงภาระ 50%→100%



ภาพที่ 4.9 ภาพขยายแรงดัน  $v_{an}$  และกระแส  $i_a$  ในสภาวะอยู่ตัว

รูปที่ 4.8 ผลตอบสนองของกระแสสามเฟสต่อการเพิ่มภาระโหลดตัวต้านทานทันทีทันใด ในขณะรูปที่ 4.9 การตรวจสอบผลเพื่อยืนยันการทำงานของระบบควบคุมการแปลงผันในโหมดเรียงกระแสที่มีการควบคุม วงจรแปลงผันใช้กำลังไฟฟ้าจริงแสดงจากกระแสทางด้านขาเข้าอินเฟสกับแรงดันและกระแสมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกมีค่า 1.4 %

4.2 การขนานวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงสามเฟส 2 โมดูล

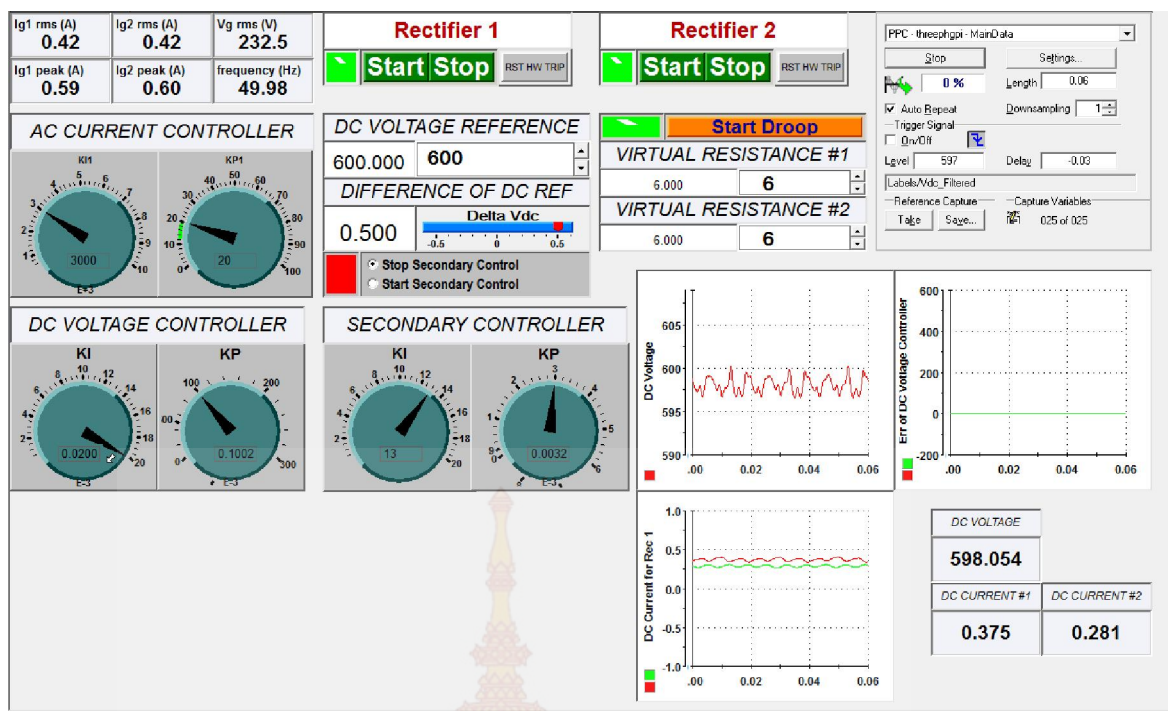
รูปที่ 4.10 แสดงภาพคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดลองงานวิจัย ประกอบด้วยคอนเวอร์เตอร์จำนวน 2 โมดูล เซนเซอร์กระแสและแรงดันจำนวน 3 สามเฟส



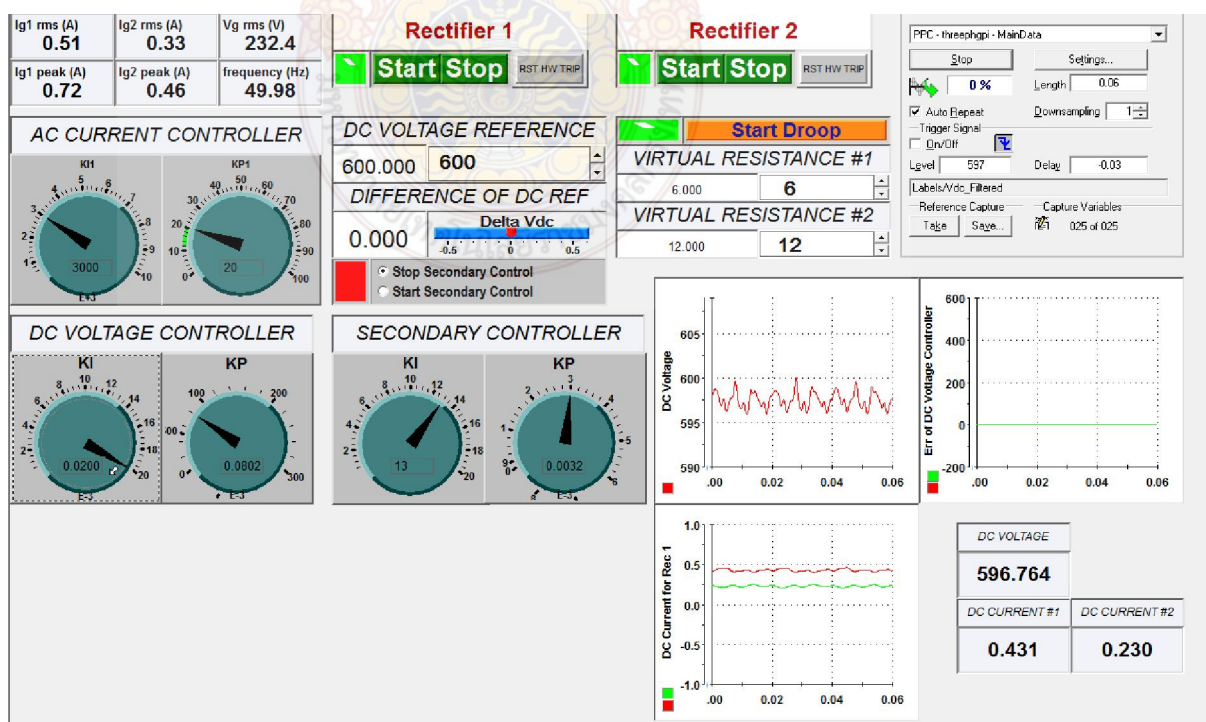
ภาพที่ 4.10 ภาพวงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 โมดูลที่ใช้ในการทดลองงานวิจัย





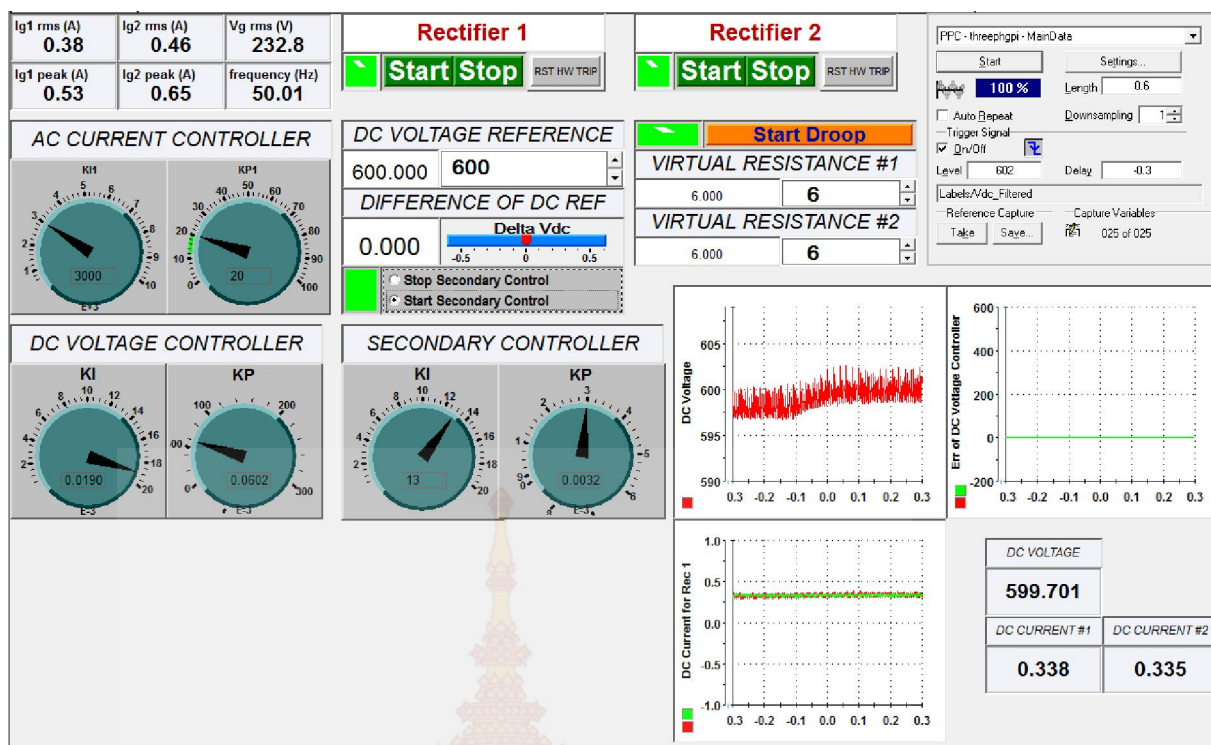


ภาพที่ 4.13 ผลการทดลองควบคุมระดับแรงดันที่ของวงจรคอนเวอร์เตอร์จำนวน 1 โมดูล



ภาพที่ 4.14 ผลการทดลองการขนานของวงจรคอนเวอร์เตอร์จำนวน 2 โมดูล แบบดรู๊ป





ภาพที่ 4.15 ผลการทดลองการขนานของวงจรคอนเวอร์เตอร์จำนวน 2 โมดูลโดยเปลี่ยนระดับแรงดันอ้างอิง

## บทที่ 5

### สรุปและข้อเสนอแนะ

#### 5.1 สรุปผลวิจัย

การควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบใช้ตัวควบคุมกระแสทางด้านขาเข้าวงจรแปลงผันด้วยตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์ และควบคุมแรงดันดีซีบัสทางด้านขาออกด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ ได้ทำการทดสอบวงจรกำลังและระบบควบคุมด้วยฮาร์ดแวร์จำลองระบบ เมื่อทดสอบระบบ วงจรแปลงผันสามารถทำหน้าที่แปลงผันในโหมดเรียงกระแส ตัวควบคุมสามารถควบคุมให้กระแสทางด้านเข้ามีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ และมีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง แรงดันดีซีบัสราบเรียบและติดตามค่าคำสั่งได้ตามต้องการ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงภาระด้านโหลด ระบบควบคุมสามารถรักษาระดับแรงดันดีซีบัสตามค่าคำสั่งได้ แสดงให้เห็นว่าระบบควบคุมสามารถทำงานในสภาวะชั่วคราวและสภาวะอยู่ตัวได้ดี ซึ่งเหมาะที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานได้กับกังหันลมหรือคอนเวอร์เตอร์ระบบส่งกำลังไฟฟ้าได้เป็นอย่างดี

#### 5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

ในการเชื่อมต่อเข้าสู่ระบบกริดนั้นจะพบว่ามีความแปรปรวนที่ไม่คงที่มากมาย ทำให้การควบคุมและการเชื่อมต่อเข้ากริดนั้นทำได้ยาก

(1) สัญญาณรบกวนที่เข้ามายังระบบ สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นนั้นในการทำเชื่อมต่อกริดนั้นเป็นผลมาจากความถี่สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ โดยจะส่งสัญญาณเข้ามารบกวนยังส่วนต่างๆ ี่ความถูกต้องของวงจร ซึ่งจะทำให้ค่าความถูกต้องของรูปคลื่นแรงดันลดน้อยลง โดยเราจะทำการป้องกันโดยการต่อไอซีที่เป็นแบบออปโตคัปเปิ้ลที่ตัวอินเวอร์เตอร์ เพื่อทำการแยกโดดทางไฟฟ้าและเป็นการช่วยลดสัญญาณรบกวนให้กับระบบ และตัวระบบที่เลือกใช้ควบคุมแบบ SOGI ก็จะช่วยลดสัญญาณรบกวนที่เพิ่มเข้ามาทำการควบคุมได้

(2) การลัดวงจรของระบบ ก่อนที่จะทำการจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่กริดนั้นจำเป็นจะต้องตรวจสอบพารามิเตอร์ต่างๆ ให้ครบถ้วนก่อนการซิงโครไนซ์มิฉะนั้นอาจทำให้ การซิงโครไนซ์มีความผิดพลาดเช่น เข้าระบบกริดสลับเฟสจะทำให้ระบบเกิดการลัดวงจรซึ่งอาจทำให้อุปกรณ์ในส่วนวงจรกำลังเสียหายได้

## บรรณานุกรม

- [1] Murat Yilmaz, Philip T. Krein, " Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles, " IEEE Transactions on Power Electronics, Volume. 28 , Issue: 5, pp. 2151 - 2169, 2013.
- [2] A. Kuperman, U .Levy, J. Goren, A. Zafransky, and A. Savernin, "Battery Charger for Electric Vehicle Traction Battery Switch Station," IEEE Transactions on Industrial Electronics , Vol. 60, No. 12 pp. 5391-5399, 2013.
- [3] E. Koutroulis and K. Kalaitzakis, "Grid-Connected Integrated Battery Chargers in Vehicle Applications :Review and New Solution," IEEE Transactions on Industrial Electronics , Vol. 60, No. 12 pp. 459-473, 2013.
- [4] D. Aggeler, , F. Canales , H. Zelaya-De La Parra, A. Coccia, N. Butcher, and O. Apeldoorn "Ultra-fast DC-charge infrastructures for EV-mobility and future smart grids," (ISGT Europe), 2010 IEEE PES, pp 1-8., 2010.
- [5] Hsieh, Y.-C. , Huang, C.-S. "Li-ion battery charger based on digitally controlled phase-shifted full-bridge converter," IET Power Electronics., Volume.4, , Issue: 5, pp. 2151 - 2169. pp. 242 - 247, 2011.
- [6] Y. Amirnaser and I. Reza "Voltage-Source Converters in Power Systems" Wiley , 978-0-470-52156-4 416, 2010
- [7] R. Teodorescu, M. Liserre and P. Rodríguez "Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems" Wiley , 978-0-470-05751-3 416, 2011
- [8] IEEE Std. 1547-2003 "Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems," ISBN 0-7381-3720-0 SH95144, IEEE, June 2003
- [9] IEEE Std 1547.1-2005 "IEEE Standard Conformance Test Procedures for Equipment Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems", 2005
- [10] S. Chung, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters,"IEEE Trans. Power Electron., vol. 15, no. 3, pp. 431–438, May 2000.
- [11] S.-K. Chung, "Phase-Locked Loop for grid-connected three-phase power conversion systems," IEE Proceedings on Electronic Power Applications, Vol. 147, no. 3, pp. 213–219, 2000
- [12] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. Timbus, "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems,"IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 53, no. 5, pp. 1398–1409, Oct.2006.

## ภาคผนวก ก

บทความวิจัยนำเสนอในการประชุมวิชาการ EECON ครั้งที่ 39 2559 จำนวน 1 บทความ



# วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบสามเฟสด้วยตัวควบคุมกระแสแบบสัดส่วนบวก รีโซแนนซ์ทดสอบแบบฮาร์ดแวร์จำลองระบบ

## Proportional resonant current controller for Three-phase ac to dc converter based on Hardware in the Loop Experimental

ชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข บุญช่วย เจริญผล และทองอินทร์ สุยะทา

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

2 ถนนนางลิ้นจี่ แขวงทุ่งมหาเมฆ เขตสาทร กรุงเทพฯ 10120 chanrit.t@rmutk.ac.th, thongin.ee@gmail.com

### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงสามเฟสแบบฟูลบริดจ์ด้วยเทคนิคการควบคุมวงรอบกระแสแบบสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์ (PR current control) กระแสคำสั่งควบคุมบนแกนอ้างอิงนิ่ง(stationary reference frame) และวงรอบนอกควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงคงที่ 700 โวลต์ นอกจากนี้ยังนำเสนอแนวทางการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์ และตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมแรงดันดีซี การทดลองพิกัดกำลังไฟฟ้า 5 กิโลวัตต์ ในสภาวะอยู่ค่าตัวประกอบกำลัง 0.98 และความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกกระแส ( $THD_i$ ) 1.4 เปอร์เซ็นต์ ผลทดลองการทำงานด้วยฮาร์ดแวร์จำลองระบบ สามารถยืนยันการทำงานของวงจรแปลงผันได้เป็นอย่างดี

**คำสำคัญ:** การแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง, การควบคุมแบบสัดส่วนรีโซแนนซ์, ฮาร์ดแวร์จำลองระบบ

### Abstract

The aim of the paper is to propose Proportional resonant current controller for Three-phase ac to dc full bridge converter with the proportional resonant control strategy (PR current control). The current commands are control and regulated on the stationary reference frame. The dc bus output voltage is regulated at 700 volt by the proportional integral controller (PI control). Moreover, the design methodologies of the proportional resonant controller and proportional integral control are guideline presented. The 2.5 kW converter using tests with PF is 0.98 and the  $THD_i$  is 2 % under steady state condition. Finally the concept of the validity of the proposed three-phase ac to dc converter is guarantee by using hardware-in-the-loop (HIL) tests.

**Keywords:** Three-phase ac to dc converter, proportional resonant control, hardware-in-the-loop

### 1. คำนำ

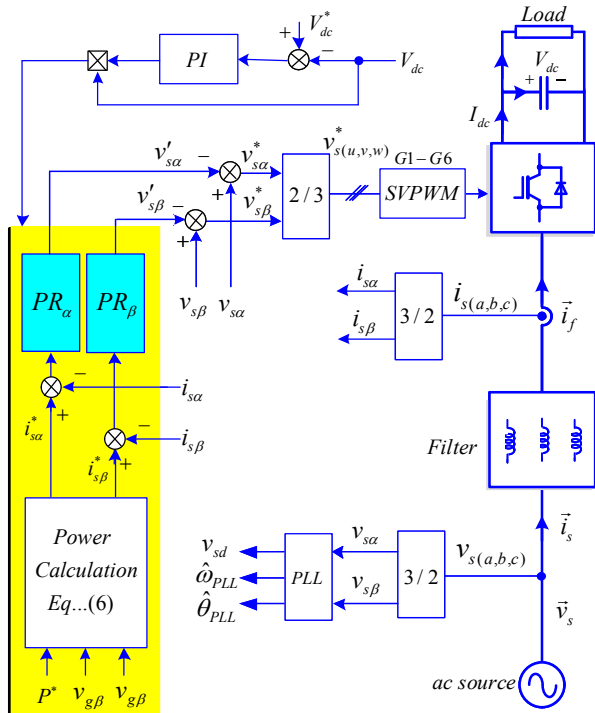
วงจรแปลงผันไฟฟ้าแบบสามเฟสที่มีการควบคุมกระแสทางด้านขาเข้าส่วนใหญ่มีการประยุกต์ใช้งานอย่างแพร่หลาย [1-4] อาทิ แยกทีฟฟิลเตอร์ วงจรเรียงกระแสที่มีการควบคุมค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง แหล่งจ่ายไฟสำรองสำหรับแบตเตอรี่ หรือระบบแปลงผันใช้งานร่วมกับกังหันลม เป็นต้น ส่วนใหญ่การควบคุมกระแสจะกระทำบนแนวแกนชิงโครนัส (rotationary reference frame)  $i_d, i_q$  เนื่องจากง่ายต่อการออกแบบและทดลอง อย่างไรก็ตามหากตัวควบคุมแบบเดิมมีการสัญญาณรบกวนจากการสวิตช์หรือมีความถี่อื่นปะปนเข้ามาตัวควบคุมจะมองว่าเป็นค่าความผิดพลาดจากระบบ วงรอบควบคุมจึงทำหน้าที่ขยายสัญญาณ ซึ่งแท้ที่จริงแล้วเกิดจากการรบกวน ดังนั้นการขยายสัญญาณก็จะส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของกระแสด้านเข้าโดยตรง

จากปัญหาดังกล่าว สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นได้ ซึ่งการแก้ไขจะต้องเพิ่มตัวกรองหรือตัวฟิลเตอร์ให้มีขนาดใหญ่ขึ้น เพื่อจะลดทอนสัญญาณรบกวน และอีกกรณีคือใช้ตัวควบคุมที่มีอัตราขยายสูงที่ความถี่เดียวกัน

บทความนี้นำเสนอการแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงด้วยเทคนิคการควบคุมกระแสแบบสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์บนวงรอบควบคุมกระแสอ้างอิงนิ่ง โดยการควบคุมวงจรถูกจำลองด้วยพัลส์วิดโมดูเลชัน ควบคุมการทำงานของไอจีบีที (IGBT) เพื่อควบคุมให้กระแสทางด้านแหล่งจ่ายมีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าใกล้เคียงหนึ่งและรูปคลื่นด้านเข้าใกล้เคียงสัญญาณไซน์

### 2. ทฤษฎี

วัตถุประสงค์หลักการควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้าเพื่อแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้คงที่หรือตามค่าคำสั่ง ในขณะที่เดียวกันระบบจะต้องสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้ากำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนได้อย่างอิสระ โดยใช้หลักการควบคุมบนแกนกระแสอ้างอิงนิ่ง สมการทางคณิตศาสตร์การแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแสดงได้จาก [1-2]



รูปที่ 1 บล็อกไดอะแกรมควบคุมระบบที่นำเสนอ

$$v_{sa} = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + v_{an} \quad (1)$$

$$v_{sb} = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + v_{bn} \quad (2)$$

$$v_{sc} = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + v_{cn} \quad (3)$$

เมื่อแปลงสมการ (1) ถึง (3) ให้อยู่ในแนวแกนอ้างอิงหนึ่งตั้งฉาก จะได้

$$v_{sa} = Ri_{sa} + L \frac{di_{sa}}{dt} + v_{an} \quad (4)$$

$$v_{sb} = Ri_{sb} + L \frac{di_{sb}}{dt} + v_{bn} \quad (5)$$

กำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนบนแนวแกนอ้างอิงหนึ่งของวงจรแปลงผัน แสดงได้จาก

$$P_{sa} = \frac{3}{2}(v_{sa}i_{sa} + v_{sb}i_{sb}), \quad Q_{sa} = \frac{3}{2}(v_{sb}i_{sa} - v_{sa}i_{sb}) \quad (6)$$

ดังนั้น สมมุติวงจรแปลงผันทำงานเป็นอุดมคติ ไม่มีการสูญเสียจากการสวิตช์ และค่าสูญเสียจากความร้อนของตัวต้านทานภายในตัวหนึ่งยวนำ กำลังไฟฟ้าด้านอินพุตจะมีค่าเท่ากับกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต โดยควบคุมให้อัตราการแปลงผันมีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง แสดงจาก

$$V_{dc}I_{con} = P_{sa} = \frac{3}{2}[v_{sa}i_{sa} + v_{sb}i_{sb}] \quad (7)$$

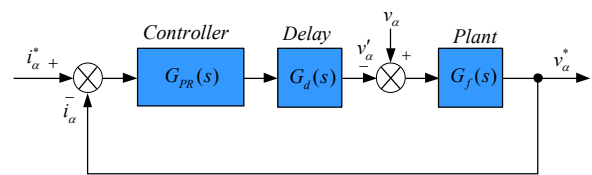
ดังนั้น กระแสคำสั่งวงจรแปลงผันไฟฟ้าแสดงได้จาก

$$I_{con} = \frac{3v_{sa}i_{sa}}{2V_{dc}} \quad (8)$$

กระแสคำสั่งในสมการที่ (8) อยู่ในปริมาณดีซี ดังนั้นเมื่อนำไปใช้งาน จะต้องทำการแปลงให้อยู่ในรูปปริมาณเอชเพื่อจะได้กระแสคำสั่งที่อยู่ในรูป  $i_{sa}^*, i_{sb}^*$  ตั้งฉากกัน ซึ่งการแปลงแกนนั้นจะต้องใช้มุมเฟสทางแรงดันไฟฟ้า เพื่อเป็นมุมเฟสอ้างอิงที่มีการหมุนด้วยความถี่เดียวกับแหล่งจ่ายแรงดัน โดยสร้างจากวงจรเฟสล็อกลูป (Phase Lock Loop : PLL) [5-7] ส่วนการควบคุมแรงดันดีซีบัสทางด้านเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ไว้ ตัวควบคุมพีไอ [2], [8-9]

### 3. การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบสัดส่วนบวกกรีโชนแนซ

ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกกรีโชนแนซ [10-12] สามารถติดตามสัญญาณแรงดันและความถี่อินพุตได้ดีกว่าตัวควบคุมแบบพีไอ และอัตราขยายตัวควบคุมสัดส่วนบวกกรีโชนแนซจะมีการขยายที่ความถี่มูลฐานของแรงดันด้านเข้าและไม่เกิดการเลื่อนของมุมเฟส



รูปที่ 2 บล็อกไดอะแกรมควบคุมในวงรอบกระแส

เมื่อพิจารณาบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2  $G_d(s)$  ทราบเฟร็กชันฟังก์ชันผลของเวลาหน่วง (delay time) จากการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล,  $G_f(s)$  ทราบเฟร็กชันฟังก์ชันตัวกรองกระแสคอนเวอร์เตอร์ และตัวควบคุมสัดส่วนบวกกรีโชนแนซ  $G_{PR}(s)$  แสดงดังสมการที่ (9)

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{2K_i s}{s^2 + \omega^2} \quad (9)$$

ทราบเฟร็กชันฟังก์ชันวงรอบเปิดวงรอบควบคุมกระแส แสดงได้จาก

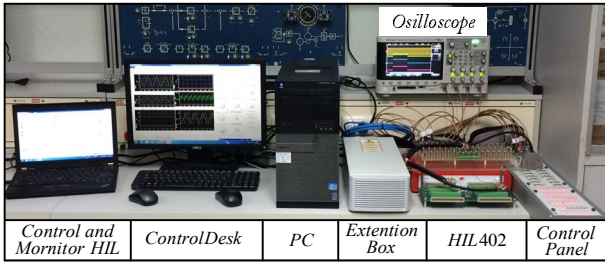
$$G_{OL}(s) = G_{PR}(s)G_d(s)G_L(s) \quad (10)$$

การออกแบบเลือกความถี่ตัดข้าม  $\omega_0 \approx 2500 \text{ rad/sec}$  และเลือกความถี่  $\omega_{cn} \approx 20\%$  ของความถี่  $\omega_0$  จากการออกแบบอัตราขยายจะได้  $k_p = 9.6$  และ  $k_i = 5000$  การทดสอบการติดตามสัญญาณไซน์ตัวควบคุมกระแสวงรอบปิด ให้ผลการติดตามสัญญาณไซน์อ้างอิงโดยมีความผิดพลาดเป็นศูนย์

### 4. ผลการทดลองระบบอินเวอร์เตอร์สามเฟส

การทดลองระบบควบคุมด้วยฮาร์ดแวร์จำลองระบบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงสามเฟส รุ่น HIL402 ดังในรูปที่ 3 ใช้ฮาร์ดแวร์อินเวอร์เตอร์สำหรับแปลงผันสามเฟส และกำหนด





รูปที่ 3 โครงสร้างฮาร์ดแวร์ทดสอบระบบ

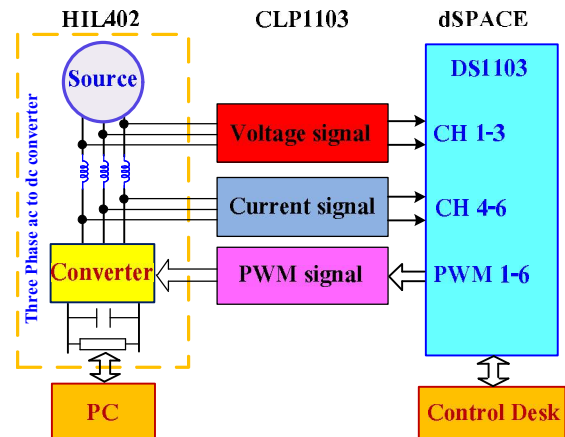
ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ของระบบควบคุมแรงดันแปลงผันที่ทดสอบ

| พารามิเตอร์           | รายละเอียด | หน่วย   |
|-----------------------|------------|---------|
| ระบบไฟฟ้า 3 เฟส 4 สาย | 380        | volt    |
| ความถี่               | 50         | Hz      |
| แรงดันดีซีบัส         | 700        | volt    |
| อินเวอร์เตอร์สามเฟส   | 5          | kW      |
| ความถี่สวิตช์         | 10         | kHz     |
| การทดสอบระบบสูงสุด    | 100        | Ohm     |
| ตัวเก็บประจุ          | 2200       | $\mu$ F |
| ตัวเหนี่ยวนำ          | 5          | mH      |

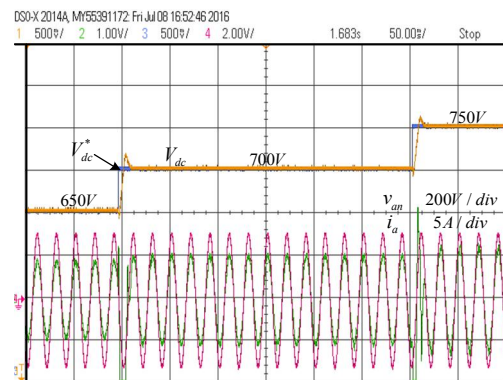
ค่าพารามิเตอร์ดังตารางที่ 1 ด้วยโปรแกรม Schematic และ Control Panel (HIL 402) โดยรับสัญญาณสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชัน (SVPWM) ควบคุมไอบีบีที่จากทางช่องสัญญาณ Digital I/O ส่วนค่ากระแสและแรงดันผ่านช่องสัญญาณ Analog I/O ตามรูปที่ 4 การทดลองลักษณะนี้ทำให้ลดการสูญเสียจากวงจรกำลัง และทดสอบเงื่อนไขแหล่งจ่ายแรงดันวงจรแปลงผันได้สะดวกมากขึ้น ระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลใช้การ์ดคอมพิวเตอร์เฟส dSPACE รุ่น DS1103 ซึ่งระบบควบคุมประกอบด้วยเฟสล็อกคัล ตัวควบคุมกระแสสัดส่วนบวกกรีโชนแนชบนแกนอ้างอิงนิ่ง ตัวควบคุมฟีดแบ็กแรงดันดีซีบัส การทดลองดังนี้

การทดสอบการทำงานในสภาวะชั่วคราวและในสภาวะอยู่ตัวของระบบโดยการพิจารณาผลตอบสนองทางด้านเอาต์พุตในสภาวะที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าคำสั่งแบบขั้นในกรณีโหลดคงที่และเปลี่ยนแปลงโหลดกรณีใช้คำสั่งควบคุมดีซีบัสคงที่ เพื่อตรวจสอบการตอบสนองแรงดันดีซีบัสทางด้านเอาต์พุต และลักษณะของรูปคลื่นกระแสเมื่อเทียบกับแรงดัน ในรูปที่ 5 ผลตอบสนองแรงดันดีซีเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงคำสั่งแบบขั้นจาก 650 โวลต์ไปที่ 700 โวลต์และ 750 โวลต์ตามลำดับ แรงดันดีซีบัสสามารถติดตามได้ตลอดทุกช่วงของคำสั่ง รูปที่ 6 เป็นภาพขยายของรูปที่ 5 เพื่อพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา ในช่วงเปลี่ยนแปลงคำสั่งแบบขั้นจาก 650 โวลต์ไปที่ 700 โวลต์ แรงดันดีซีบัสเพิ่มขึ้นประมาณ 720 โวลต์ เปอร์เซนต์ฟุ้งสูงเกิน (Percent overshoot : ) 2.6% ของคำสั่ง และผลตอบสนองทางเวลาของเวลาขาขึ้น (Rise time: ) 2.3 วินาที ใช้เวลาเข้าที่ (Setting time) ประมาณ 17 วินาที รูปที่ 7 การทดสอบผลตอบสนองแรงดันดีซี ด้วยการเปลี่ยนแปลงภาระโหลดตัวต้านทานจาก 50% ไปที่ 100% วงรอบควบคุมสามารถรักษาค่าระดับ

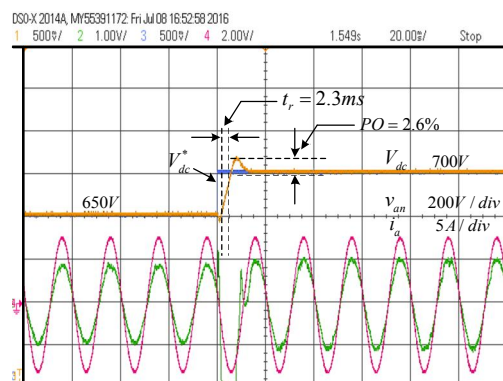
แรงดันดีซีให้ผลตอบสนองได้ดี แรงดันดีซีขั้วสมการเปลี่ยนแปลงต่ำ ซึ่งสังเกตว่าเมื่อระบบจ่ายกระแสทางด้านขาเข้ามีค่าเพิ่มขึ้นการกระเพื่อม (Ripple) ของกระแสมีค่าลดลง



รูปที่ 4 บล็อกไดอะแกรมฮาร์ดแวร์ทดสอบระบบ



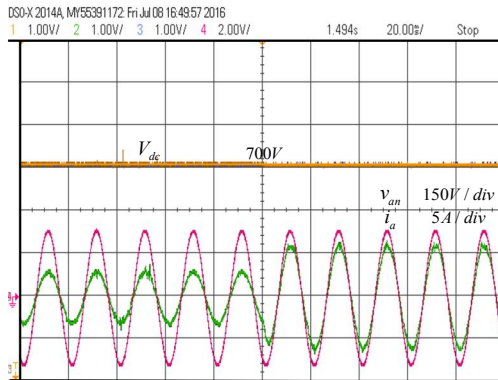
รูปที่ 5 ผลตอบสนองแรงดัน  $v_{an}$  และกระแส  $i_a$  ช่วงเปลี่ยนแปลงคำสั่งดีซีบัสจาก 650  $\rightarrow$  700  $\rightarrow$  750 โวลต์



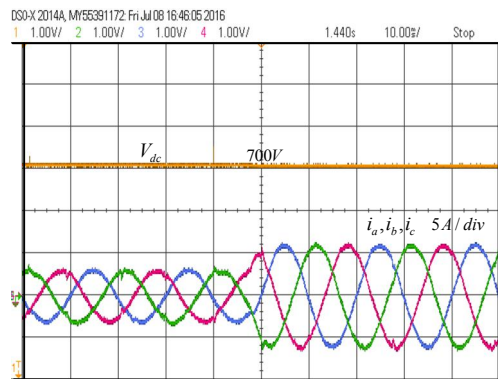
รูปที่ 6 ภาพขยายรูปที่ 5 ผลตอบสนองในสภาวะชั่วคราวและสภาวะอยู่ตัวแรงดันดีซี ช่วงเปลี่ยนแปลงคำสั่งจาก 650  $\rightarrow$  700 โวลต์



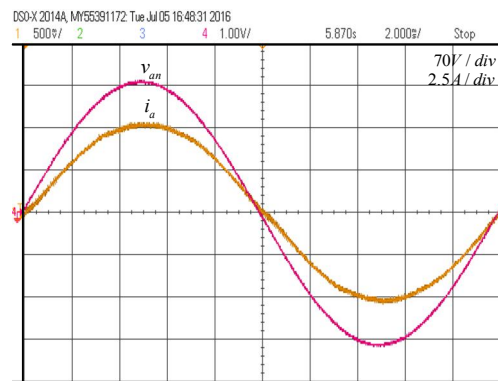
รูปที่ 8 ผลตอบสนองของกระแสสามเฟสต่อการเพิ่มภาระโหลดตัวต้านทานทันทีทันใด ในขณะที่รูปที่ 9 การตรวจสอบผลเพื่อยืนยันการทำงานของระบบควบคุมการแปลงผันในโหมดเรียงกระแสที่มีการควบคุม วงจรแปลงผันใช้กำลังไฟฟ้าจริงแสดงจากกระแสทางด้านขาเข้าอินเฟสกับแรงดันและกระแสมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกมีค่า 1.4 %



รูปที่ 7 แรงดัน  $v_{an}$  และกระแส  $i_a$  ช่วงเปลี่ยนแปลงภาระ 50%→100%



รูปที่ 8 กระแส  $i_a, i_b, i_c$  ช่วงเปลี่ยนแปลงภาระ 50%→100%



รูปที่ 9 ภาพขยายแรงดัน  $v_{an}$  และกระแส  $i_a$  ในสภาวะอยู่ตัว

## 5. สรุป

การควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบใช้ตัวควบคุมกระแสทางด้านขาเข้า วงจรแปลงผันด้วยตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกโรโทเนนซ์ และควบคุม

แรงดันดีซีบัสทางด้านขาออกด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ ได้ทำการทดสอบ วงจรกำลังและระบบควบคุมด้วยฮาร์ดแวร์จำลองระบบ เมื่อทดสอบระบบ วงจรแปลงผันสามารถทำหน้าที่แปลงผันในโหมดเรียงกระแส ตัวควบคุมสามารถควบคุมให้กระแสทางด้านเข้ามีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ และมีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง แรงดันดีซีบัสราบเรียบและติดตามค่าคำสั่งได้ตามต้องการ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงภาระด้านโหลด ระบบควบคุมสามารถรักษาระดับแรงดันดีซีบัสตามค่าคำสั่งได้ แสดงให้เห็นว่าระบบควบคุมสามารถทำงานในสภาวะชั่วคราวและสภาวะอยู่ตัวได้ดี ซึ่งเหมาะที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานได้กับกังหันลมหรือคอนเวอร์เตอร์ระบบส่งกำลังไฟฟ้าได้เป็นอย่างดี

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Y. Amirnaser and I. Reza "Voltage-Source Converters in Power Systems" Wiley , 978-0-470-52156-4 416, 2010
- [2] R. Teodorescu, M. Liserre and P. Rodríguez "Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems" Wiley , 978-0-470-05751-3 416, 2011
- [3] IEEE Std. 1547-2003 "Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems," ISBN 0-7381-3720-0 SH95144, IEEE, June 2003
- [4] IEEE Std 1547.1-2005 "IEEE Standard Conformance Test Procedures for Equipment Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems", 2005
- [5] S. Chung, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 15, no. 3, pp. 431–438, May 2000.
- [6] S.-K. Chung, "Phase-Locked Loop for grid-connected three-phase power conversion systems," IEE Proceedings on Electronic Power Applications, Vol. 147, no. 3, pp. 213–219, 2000
- [7] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. Timbus, "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 53, no. 5, pp. 1398–1409, Oct.2006.
- [8] P. Brogan, "The stability of multiple, high power, active front end voltage sourced converters when connected to wind farm collector systems", In proc. of EPE Wind Energy Chapter Symposium 2010, Staffordshire University Stafford, UK, April 15-16, 2010.
- [9] Dell'Aquila, A., Liserre, M., Monopoli, V. G. and Rotondo, P., 'Overview of PI-Based Solutions for the Control of DC Buses of a Single-Phase H-Bridge Multilevel Active Rectifier'. IEEE Transactions on Industry Applications, 44(3), June 2008, 857–866.
- [10] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre and A. Poh Chiang Loh, "Proportional-Resonant Controllers and Filters for Grid-Connected Voltage-Source Converters" IEE Proceedings on Electric Power Applications, Vol. 153, Issue 5, Sep., 2006
- [11] D. Zmood and D. G. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 18, no. 3, pp. 814–822, 2003
- [12] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier", IEEE Trans. Ind.App., vol. 41, no. 5, Sep./Oct. 2005, pp. 1281-1291.