

วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM โดยใช้
เทคนิคการควบคุมแรงดันในแกน DQ Frame ด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณ

SVPWM AC-DC CONVERTER BY DQ FRAME CONTROL
TECHNIQUE USING DSP BOARD

นพรัตน์ ม่วงคุ้ม

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
ปีการศึกษา 2555
ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM โดยใช้
เทคนิคการควบคุมแรงดันในแกน DQ Frame ด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณ

นพรัตน์ ม่วงคุ้ม

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
ปีการศึกษา 2555
ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

| | |
|-------------------|---|
| หัวข้อวิทยานิพนธ์ | วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM โดยใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันในแกน DQ Frame ด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณ |
| ชื่อ - นามสกุล | นายนพรัตน์ ม่วงคุ้ม |
| สาขาวิชา | วิศวกรรมไฟฟ้า |
| อาจารย์ที่ปรึกษา | ผู้ช่วยศาสตราจารย์วันชัย ทรัพย์สิงห์, Ph.D. |
| ปีการศึกษา | 2555 |

บทคัดย่อ

ในวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงมีคุณลักษณะที่น่าสนใจหลากหลายมากมาย เช่น การรักษาความคงที่ของระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านออก ฮาร์โมนิกส์น้อย และค่าตัวประกอบกำลังมีค่าสูง ซึ่งสามารถช่วยปรับปรุงคุณภาพไฟฟ้าได้ ฉะนั้นเนื่องจากประโยชน์ทั้งหลายเหล่านี้ จึงได้เกิดการค้นคว้าในงานวิจัยนี้ และเลือกวิธีการแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการควบคุมความคงที่ของแรงดันขาออกที่ได้จากวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส ขนาด 300 โวลต์ เป็นไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 500 โวลต์โดยใช้หลักการแปลงแรงดันแบบ Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) การควบคุมจะใช้หลักการควบคุมแรงดันในแกน DQ Frame แบบทันเวลา (Real time) ด้วยการเชื่อมต่อสัญญาณจากแบบจำลองตัวควบคุมในโปรแกรม MATLAB/Simulink ผ่านบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลรุ่น DSPICE 1104 ซึ่งทำให้การควบคุมความคงที่ของแรงดันขาออกมีความสะดวก รวดเร็ว อีกทั้งยังประหยัดค่าใช้จ่าย และมีประสิทธิภาพสูงกว่าวงจรเรียงกระแสแบบไดโอด ทั้งนี้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่ถูกสร้างขึ้นในงานวิจัยนี้จะมีขนาดและ พิกัดไม่เกิน 1 kW แรงดันด้านขาเข้าขณะทดสอบ กำหนดให้เปลี่ยนแปลงได้ไม่เกินกว่า $\pm 10\%$ จากพิกัดคือ 300 โวลต์

ผลการทดสอบระบบในสถานะที่แรงดันด้านขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงจาก 300 โวลต์ ลดลงเหลือ 270 โวลต์ แรงดันทางด้านออกรักษาระดับแรงดันได้ที่ 500 โวลต์ เมื่อโหลดเต็มพิกัด 1 กิโลวัตต์ และทดสอบระบบในสถานะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีจาก 100 โอห์ม เพิ่มขึ้นเป็น 400 โอห์ม แรงดันทางด้านออกยังสามารถรักษาระดับแรงดันได้ที่ 500 โวลต์

คำสำคัญ: สเปซเวกเตอร์ แกน DQ สัญญาณทันเวลา

| | |
|-----------------------|--|
| Thesis Title | SVPWM AC–DC Converter by DQ Frame Control Technique Using DSP Board |
| Name - Surname | Mr. Nopparat Mounghum |
| Program | Electrical Engineering |
| Thesis Advisor | Assistant Professor Wanchai Subsingha, Ph.D. |
| Academic Year | 2012 |

ABSTRACT

The AC-DC Converter has a lot of interesting aspects. Such as a stabilization of DC output voltage, less harmonics in output voltage and its better power factor. These could help in supporting and improving the power system quality. Cause of these benefits therefore these thesis select the SVPWM AC-DC Converter.

This thesis presents a stabilize control output voltage of space vector pulse width modulation (SVPWM) rectifier. Its ability is to stabilize an output voltage of 500 Vdc from three phase input voltage 300 V system using a decoupling feed-forward control method by DQ Frame technique is model in MATLAB/Simulink implementation into a real-time control system by Digital Signal Processing Board (DS1104) can be easily control and effectively more than diode rectifier. The rated design of AC-DC Converter is less than 1 kW and tested due to a variation of $\pm 10\%$ of rated input voltage.

The experimental result of SVPWM AC-DC Converter using d-qframe technique shows that it can control output voltage in a good response when the input voltage is varied from 300 V down to 270 V at a constant load at 1 kW. Another result the output voltage can be keep stable at 500 V when load changes from 100 Ω increase to 400 Ω .

Keywords : SVPWM, DQ Frame, Real time Signal

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้จากการให้คำแนะนำ คุณดูแล และให้ความเมตตากรุณาอย่างสูง จาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วันชัย ทรัพย์สิงห์อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ดร.บุญยัง ปลั่งกลาง ประธานกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ดร.ณัฐภัทร พันธุ์คง กรรมการสอบวิทยานิพนธ์และผู้ช่วยศาสตราจารย์ดร.นภาพร พ่วงพรพิทักษ์ผู้ทรงคุณวุฒิ ที่กรุณาให้คำแนะนำและให้คำปรึกษาตลอดจนให้ความช่วยเหลือและแก้ไขข้อบกพร่องต่าง ๆ เพื่อให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความสมบูรณ์ ซึ่งผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

กราบขอบพระคุณ อาจารย์ชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข และอาจารย์ทุกท่านที่มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ บ่มเพาะจนผู้วิจัยสามารถนำเอาหลักการมาประยุกต์ใช้และอ้างอิงในงานวิจัยครั้งนี้ อีกทั้งให้คำแนะนำอันเป็นประโยชน์ในการทำวิจัยตลอดจนให้ความช่วยเหลือและแก้ไขข้อบกพร่องต่างๆ เพื่อให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความสมบูรณ์ และขอขอบคุณกำลังใจจากครอบครัว เพื่อน และรุ่นน้องทุกคน

กราบขอบพระคุณ คุณธรรมจักร นันทวิทยาภรณ์และคุณบุญยศศักดิ์ กัณหานนท์ ผู้บังคับบัญชาโดยตรงของผู้วิจัย ในบริษัท บิวคอน จำกัด ที่ได้ให้การสนับสนุนเวลา และโอกาสทางการศึกษา แก่ผู้วิจัยตลอดเวลาที่ศึกษาอยู่ที่มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี เพื่อนร่วมงานทุกท่านที่เอาใจช่วยผู้วิจัยเสมอมา นอกเหนือจากนี้ขอขอบคุณ คุณกุลเดชา อนุกุลภิรมย์ ที่คอยให้คำแนะนำ ช่วยเหลือตลอดเวลาในการศึกษาของผู้วิจัย

คุณค่าอันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ขอมอบเพื่อบูชาพระคุณบิดา มารดา ครู อาจารย์ และผู้มีพระคุณทุกท่าน

นพรัตน์ ม่วงคุ้ม

สารบัญ

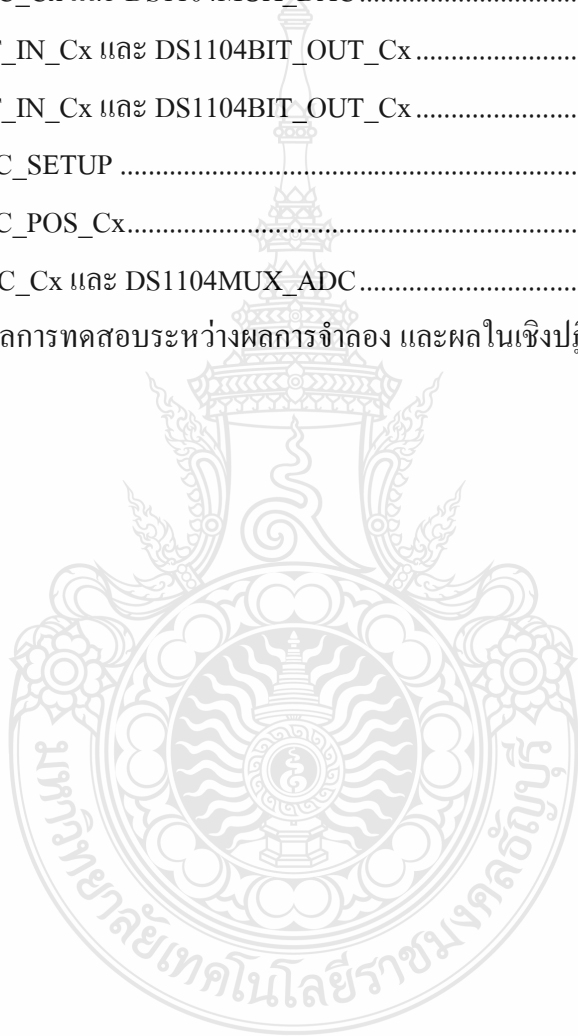
| | หน้า |
|--|------|
| บทคัดย่อภาษาไทย..... | ก |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ..... | ง |
| กิตติกรรมประกาศ..... | จ |
| สารบัญ..... | ฉ |
| สารบัญตาราง..... | ช |
| สารบัญภาพ..... | ณ |
| บทที่ | |
| 1 บทนำ..... | 1 |
| 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา..... | 1 |
| 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย..... | 1 |
| 1.3 สมมุติฐานงานวิจัย..... | 2 |
| 1.4 ขอบเขตงานวิจัย..... | 2 |
| 1.5 ขั้นตอนการวิจัย..... | 3 |
| 1.6 ข้อยกเว้นของการวิจัย..... | 3 |
| 1.7 ประโยชน์ที่ได้รับ..... | 4 |
| 2 เอกสารและวิจารณ์งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง..... | 7 |
| 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง..... | 5 |
| 2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง แบบ SVPWM..... | 9 |
| 2.3 การสร้างสัญญาณ SVPWM..... | 14 |
| 2.4 การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing)..... | 19 |
| 2.5 ตัวควบคุมพีไอแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง (Discrete Time PI Controller)..... | 21 |
| 2.6 การเปลี่ยนแกนระบบไฟฟ้าสามเฟส..... | 24 |
| 2.7 อุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง..... | 30 |
| 2.8 อุปกรณ์ส่วนที่ใช้เก็บพลังงาน..... | 34 |
| 2.9 โปรแกรม MATLAB/Simulink..... | 35 |

สารบัญ (ต่อ)

| บทที่ | หน้า |
|---|------|
| 2.10 การ์ดอินเตอร์เฟซ (dSPACE DS1104) [9]..... | 40 |
| 3 วิธีการดำเนินงานวิจัย..... | 44 |
| 3.1 ขั้นตอนการดำเนินงานวิจัย | 45 |
| 3.2 การออกแบบจำลองระบบโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink..... | 47 |
| 3.3 พารามิเตอร์ของระบบในการจำลองในโปรแกรม MATLAB/Simulink..... | 48 |
| 3.4 ผลการวิเคราะห์ และจำลองระบบในโปรแกรม Matlab/Simulink..... | 49 |
| 3.5 การออกแบบวงจรภาคกำลัง | 56 |
| 3.6 การออกแบบส่วนการควบคุม..... | 59 |
| 3.7 การออกแบบส่วนที่ใช้เก็บพลังงาน | 66 |
| 3.8 สถาปัตยกรรมของบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล DS1104 [9] เทคโนโลยีของ บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลรุ่น DS1104 | 72 |
| 3.9 ออกแบบระบบซอฟต์แวร์..... | 78 |
| 4 ผลการทดลอง | 81 |
| 4.1 วิจารณ์ผลทดสอบ..... | 93 |
| 5 สรุปผลท้าวิจัย การอภิปรายผล และข้อเสนอแนะ | 94 |
| 5.1 สรุปผลการวิจัยและการอภิปรายผล..... | 94 |
| 5.2 ข้อเสนอแนะ | 95 |
| บรรณานุกรม | 96 |
| ภาคผนวก..... | 97 |
| ภาคผนวก ก คุณลักษณะอุปกรณ์ที่สำคัญ | 98 |
| ภาคผนวก ข คุณลักษณะของอุปกรณ์กำลัง..... | 103 |
| ภาคผนวก ค ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่..... | 117 |
| ประวัติผู้เขียน..... | 137 |

สารบัญตาราง

| ตารางที่ | หน้า |
|---|------|
| 2.1 รูปแบบการทำงานของสวิตช์กำลังทั้ง 6 ตัว..... | 15 |
| 3.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบในโปรแกรม Matlab/Simulink..... | 49 |
| 3.2 DS1104ADC_Cx และ DS1104MUX_ADC..... | 75 |
| 3.3 DS1104DAC_Cx และ DS1104MUX_DAC..... | 75 |
| 3.4 DS1104BIT_IN_Cx และ DS1104BIT_OUT_Cx..... | 75 |
| 3.5 DS1104BIT_IN_Cx และ DS1104BIT_OUT_Cx..... | 76 |
| 3.6 DS1104ENC_SETUP | 76 |
| 3.7 DS1104ENC_POS_Cx..... | 77 |
| 3.8 DS1104ADC_Cx และ DS1104MUX_ADC..... | 78 |
| 4.1 การเปรียบเทียบผลการทดสอบระหว่างผลการจำลอง และผลในเชิงปฏิบัติ..... | 93 |



สารบัญภาพ

| ภาพที่ | หน้า |
|--------|--|
| 2.1 | ภาระที่ใช้ในการทดสอบในสภาวะชั่วคราวในงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง 6 |
| 2.2 | ผลของระดับแรงดันทางด้านขาออก ในงานวิจัยที่เกี่ยวข้องซึ่งมีค่าที่ระดับ 600 V เพียงระดับเดียว และไม่ได้มีการควบคุมแรงดันทางด้านขาออกแบบทันเวลา (Real Times) .. 6 |
| 2.3 | บล็อกไดอะแกรมที่ใช้การจำลองในงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง 7 |
| 2.4 | ผลของระดับแรงดันทางด้านขาออกที่ได้จากการจำลอง ในงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง 8 |
| 2.5 | ผลของระดับกระแส และแรงดันทางด้านขาเข้าที่ได้จากการจำลอง ในงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง..... 8 |
| 2.6 | วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM 9 |
| 2.7 | แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบพีดีบีดับลิเอ็ม (PWM Rectifier) 12 |
| 2.8 | บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPW..... 13 |
| 2.9 | ไดอะแกรมของเวกเตอร์ทั้ง 8 เวกเตอร์ 14 |
| 2.10 | สถานะที่ 1 (Sector 1) 16 |
| 2.11 | สถานะที่ 2 (Sector 2) 17 |
| 2.12 | สถานะที่ 3 (Sector 3) 17 |
| 2.13 | สถานะที่ 4 (Sector 4) 18 |
| 2.14 | สถานะที่ 5 (Sector 5) 18 |
| 2.15 | สถานะที่ 6 (Sector 6) 19 |
| 2.16 | ส่วนประกอบในระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล 19 |
| 2.17 | โครงสร้างของการประมวลผลแบบเวลาจริง (Real-Time Signal Processing)..... 21 |
| 2.18 | บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมพีไอ 22 |
| 2.19 | โครงสร้างของตัวควบคุมพีไอ ที่แก้อินทิเกรตสะสมขณะที่เอาต์พุตติดขอบจำกัด 23 |
| 2.20 | การแปลงแกนตามกฎของ Clarke..... 24 |
| 2.21 | การแปลงแกนตามกฎของ Park 26 |
| 2.22 | การแปลงแกนจากกฎของ Clarke ไปเป็นกฎของ Park..... 27 |
| 2.23 | กระบวนการของ Phase Locked Loop..... 28 |

สารบัญภาพ (ต่อ)

| ภาพที่ | หน้า |
|--------|---|
| 2.24 | วงจรสมมูลของอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 31 |
| 2.25 | ค่ากระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในช่วงเวลาต่างๆ..... 31 |
| 2.26 | อุณหภูมิวิกฤตและอุณหภูมิการทำงานสูงสุด T_{jmax} ที่ปลอดภัยของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ..... 33 |
| 2.27 | พิกัดกำลังไฟฟ้าของอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังและการประยุกต์ใช้งาน 34 |
| 2.28 | บล็อกไดอะแกรมการควบคุมพื้นฐาน..... 35 |
| 2.29 | Block Diagram พื้นฐานใน Simulink Library Browser 36 |
| 2.30 | หน้าต่างสำหรับสร้างระบบจำลองของ Simulink 36 |
| 2.31 | การเชื่อมต่อระหว่าง Block ของ Simulink..... 37 |
| 2.32 | กลุ่ม Block ของ Source 37 |
| 2.33 | กลุ่ม Block ของ Sinks 38 |
| 2.34 | กลุ่ม Block ของ Math Operations 38 |
| 2.35 | กลุ่ม Block ของ Signal Routing 39 |
| 2.36 | หน้าต่างที่ใช้กำหนดค่าคงที่ในการจำลองปัญหา 40 |
| 2.37 | การ์ดอินเทอร์เฟซ dSPACE รุ่น DS1104 41 |
| 2.38 | บล็อกไดอะแกรมฮาร์ดแวร์ของการ์ดอินเทอร์เฟซ DS1104 41 |
| 2.39 | บล็อก RTLlib 1104 42 |
| 2.40 | การเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับ D/A ของ DS1104 43 |
| 2.41 | การจำลองแบบสัญญาณทันเวลาโดยใช้ Control Desk 43 |
| 3.1 | โครงสร้างส่วนประกอบของงานวิจัย..... 44 |
| 3.2 | แผนภาพขั้นตอนการดำเนินงานวิจัย..... 46 |
| 3.3 | ระบบการควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM 47 |
| 3.4 | แรงดันทางด้านขาเข้าการจำลองระบบในช่วงสภาวะชั่วคราว ในขณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงจาก 0.9 กิโลวัตต์ เพิ่มขึ้นเป็น 1 กิโลวัตต์แบบทันทีทันใด..... 50 |
| 3.5 | แรงดันทางด้านขาออกจากการจำลองของระบบในขณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงจาก 0.9 กิโลวัตต์ เพิ่มขึ้นเป็น 1 กิโลวัตต์ แบบทันทีทันใด 50 |

สารบัญภาพ (ต่อ)

| ภาพที่ | หน้า |
|--------|---|
| 3.6 | แรงดันขาเข้าจากการจำลองของระบบในขณะที่แรงดันขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงจาก 300 โวลต์ ลดลงเหลือ 250 โวลต์..... 51 |
| 3.7 | แรงดันขาออกจากการจำลองของระบบในขณะที่แรงดันขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงจาก 300 โวลต์ ลดลงเหลือ 250 โวลต์ 51 |
| 3.8 | แรงดันขาเข้าจากการจำลองการทำงานของระบบในช่วงสภาวะคงตัว (Steady State).... 52 |
| 3.9 | แรงดันขาออกจากการจำลองของระบบในช่วงสภาวะคงตัว (Steady Statez)..... 52 |
| 3.10 | สัญญาณควบคุมของระบบ กิ่งบนที่ 1 และกิ่งล่างที่ 4..... 53 |
| 3.11 | สัญญาณควบคุมของระบบ กิ่งบนที่ 3 และ กิ่งล่างที่ 6..... 54 |
| 3.12 | สัญญาณควบคุมของระบบ กิ่งบนที่ 5 และ กิ่งล่างที่ 2..... 55 |
| 3.13 | ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในการจำลองการทำงาน 56 |
| 3.14 | การออกแบบวงจรภาคกำลัง โดยมีไอจีบีที เป็นตัวสวิตช์ 56 |
| 3.15 | การออกแบบลายวงจรแผ่น PCB ภาคกำลัง โดยมีไอจีบีที เป็นตัวสวิตช์ 57 |
| 3.16 | วงจรภาคขับสวิตช์ไอจีบีที..... 57 |
| 3.17 | ลายวงจรแผ่น PCB ของวงจรป้องกันไอจีบีที (IGBT) จากการลัดวงจร..... 58 |
| 3.18 | ไอซีเบอร์ 74LS04P (NOT Gate)..... 59 |
| 3.19 | บล็อกไดอะแกรมการทำงานร่วมกันของ 2 อัลกอริทึม 60 |
| 3.20 | ปัญหาในการตรวจจับขนาดของแรงดันสเปซเวกเตอร์..... 60 |
| 3.21 | วงจรจำลองการทำงานของส่วนการตรวจจับแรงดันแรงดันตกชั่วครู่แบบเร็ว 61 |
| 3.22 | บล็อกไดอะแกรมแสดงการคำนวณรีเฟรชเฟดดิเอฟทีแบบเต็มคาบบนแกนหมุน 63 |
| 3.23 | วิธีการรีเฟรชเฟดดิเอฟทีที่ใช้ในส่วนตรวจจับแบบแม่นยำ 63 |
| 3.24 | บล็อกไดอะแกรมการสร้างแรงดันอ้างอิงโดยใช้เฟสบล็อกคู่..... 64 |
| 3.25 | บล็อกไดอะแกรมส่วนควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ชดเชยแรงดันตกชั่วครู่แบบอนุกรม..... 65 |
| 3.26 | วงจรสแน็บเบอร์ 67 |
| 3.27 | การแบ่งกระแส I_o เป็น I_s และ I_c 67 |
| 3.28 | ช่วงเวลาที่ยานต์ต่อวงจร 68 |
| 3.29 | การวัดสัญญาณของ LV25-P 71 |

สารบัญภาพ (ต่อ)

| ภาพที่ | หน้า |
|--------|---|
| 3.30 | ย่านของการเปลี่ยนแปลงมุมเฟส 72 |
| 3.31 | บล็อกไดอะแกรมของ dSPACE รุ่น DS1104 73 |
| 3.32 | บอร์ดประมวลผลดิจิทัล dSPACE รุ่น DS1104 และอุปกรณ์ต่อพ่วง 74 |
| 3.33 | แผนผังการควบคุมค่าพารามิเตอร์แบบเวลาจริงผ่านซอฟต์แวร์ 79 |
| 3.34 | บอร์ดประมวลผลดิจิทัล dSPACE รุ่น DS1104 และอุปกรณ์ต่อพ่วงที่สามารถนำมาทดสอบระบบกับซอฟต์แวร์ MATLAB/Simulink 80 |
| 4.1 | ระบบการควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPW .. 81 |
| 4.2 | ระบบการควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM ที่มีการควบคุม และแสดงผลด้วยอินเทอร์เฟซการ์ดที่ใช้ทดสอบการทำงาน... 82 |
| 4.3 | วิธีการทดสอบในช่วงสภาวะชั่วคราว ในขณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงจาก 0.9 กิโลวัตต์ เพิ่มขึ้นเป็น 1 กิโลวัตต์แบบทันทีทันใด 83 |
| 4.4 | ผลของแรงดันทางด้านขาเข้า ของระบบในขณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงจาก 0.9 กิโลวัตต์ เพิ่มขึ้นเป็น 1 กิโลวัตต์แบบทันทีทันใด 84 |
| 4.5 | ผลของแรงดันทางด้านขาออกของระบบในขณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงจาก 0.9 กิโลวัตต์ เพิ่มขึ้นเป็น 1 กิโลวัตต์แบบทันทีทันใด 84 |
| 4.6 | วิธีการทดสอบในช่วงสภาวะชั่วคราว ขณะที่แรงดันขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงจาก 300 โวลต์ ลดลงเหลือ 250 โวลต์ และมีการเปลี่ยนแปลงคืนกลับจาก 250 โวลต์ เพิ่มขึ้นเป็น 300 โวลต์อย่างเดิม..... 85 |
| 4.7 | ผลของแรงดันทางด้านขาเข้าในช่วงสภาวะชั่วคราว ขณะที่แรงดันขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงจาก 300 โวลต์ ลดลงเหลือ 250 โวลต์ และมีการเปลี่ยนแปลงคืนกลับจาก 250 โวลต์ เพิ่มขึ้นเป็น 300 โวลต์..... 86 |
| 4.8 | ผลของแรงดันทางด้านขาออกในช่วงสภาวะชั่วคราว ขณะที่แรงดันขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงจาก 300 โวลต์ ลดลงเหลือ 250 โวลต์ และมีการเปลี่ยนแปลงคืนกลับจาก 250 โวลต์ เพิ่มขึ้นเป็น 300 โวลต์..... 86 |
| 4.9 | วิธีทดสอบการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM ในช่วงสภาวะคงตัว (Steady State)..... 87 |

สารบัญญภาพ (ต่อ)

| ภาพที่ | หน้า |
|--|------|
| 4.10 ผลของแรงดันทางด้านขาเข้าในช่วงสภาวะคงตัว (Steady State) โดยกำหนดให้ระบบมีภาระ 100% ซึ่งภาระความต้านทานเท่ากับ 70.5 โอห์ม มีขนาดประมาณ 1 กิโลวัตต์ และเกิดกระแสที่ภาระขนาด 3.5 แอมป์ | 88 |
| 4.11 ผลของแรงดันทางด้านขาออกในช่วงสภาวะคงตัว (Steady State) โดยกำหนดให้ระบบมีภาระ 100% ซึ่งภาระความต้านทานเท่ากับ 70.5 โอห์ม มีขนาดประมาณ 1 กิโลวัตต์ และ เกิดกระแสที่ภาระขนาด 3.5 แอมป์ | 88 |
| 4.12 สัญญาณควบคุมของระบบกึ่งบนที่ 1 และ กึ่งล่างที่ 4..... | 89 |
| 4.13 ค่า Delay Times ของสัญญาณควบคุมของระบบกึ่งบนที่ 1 และ กึ่งล่างที่ 4 | 89 |
| 4.14 สัญญาณควบคุมของระบบกึ่งบนที่ 3 และ กึ่งล่างที่ 6..... | 90 |
| 4.15 ค่า Delay Times ของสัญญาณควบคุมของระบบกึ่งบนที่ 3 และ กึ่งล่างที่ 6 | 90 |
| 4.16 สัญญาณควบคุมของระบบกึ่งบนที่ 5 และ กึ่งล่างที่ 2..... | 91 |
| 4.17 ค่า Delay Times ของสัญญาณควบคุมของระบบกึ่งบนที่ 5 และ กึ่งล่างที่ 2 | 91 |
| 4.18 ค่าฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในระบบ | 92 |
| 4.19 ระบบจัดการการควบคุมแรงดันด้านออกในลักษณะของ GUI โดยสามารถปรับค่าพารามิเตอร์แบบเวลาจริง (Real-Time) | 92 |

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันเทคโนโลยีการมอดูเลชันตามความกว้างพัลส์ Pulse Width Modulation (PWM) ในวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรง มีคุณลักษณะที่น่าสนใจหลากหลายมากมาย เช่น การรักษาความคงที่ของระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านออก ฮาร์โมนิกส์น้อย และค่าตัวประกอบกำลังมีค่าสูง ซึ่งสามารถช่วยปรับปรุงคุณภาพไฟฟ้าได้ ฉะนั้นเนื่องจากประโยชน์ทั้งหลายเหล่านี้ จึงได้มีการค้นคว้าวิจัยกันอย่างแพร่หลายมากมาย ดังนั้นจึงมีการพัฒนาวิธีการแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้เทคนิคต่างๆ ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังเข้ามาประยุกต์ใช้ แทนที่จะใช้ไดโอด และอุปกรณ์เลี้ยงงานเท่านั้น วิธีการแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ด้วยคอนเวอร์เตอร์แบบ Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) เป็นวิธีการหนึ่งที่ใช้อุปกรณ์สวิตช์สารกึ่งตัวนำ แทนไดโอด เทคนิคการมอดูเลชันตามความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulation) สามารถแบ่งได้ดังนี้ คือ แบบควบคุมกระแสทางอ้อมจะมีคุณลักษณะของกระแสด้านออกที่ดี และควบคุมได้ง่ายโดยไม่มีการเปรียบเทียบกับกระแสด้านเข้า แต่การตอบสนองไดนามิกส์จะช้า และความเสถียรของกระแสมีค่าต่ำ ส่วนการควบคุมกระแสโดยตรง ปัจจุบันได้มีการนำเทคโนโลยีการโปรแกรมเข้ามาควบคุม ซึ่งจะมีประโยชน์จะทำให้มีการตอบสนองทางไดนามิกส์ที่รวดเร็ว มีโครงสร้างการควบคุมง่าย และมีประสิทธิภาพโดยในวิทยานิพนธ์นี้จะเสนอการควบคุมกระแสทางตรงซึ่งเป็นที่รู้จักกันดีในรูปแบบ SVPWM ที่ควบคุมแรงดันด้านขาออกโดยใช้หลักการควบคุมแรงดันในแกน DQ Frame และแสดงผลด้วยการ์ดอินเตอร์เฟส ซึ่งจะได้อธิบายในหัวข้อต่อไป

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อสร้างสัญญาณการควบคุมของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM แบบบิตนเวลา ที่ได้จากการแปลงแบบจำลองตัวควบคุมในโปรแกรม Matlab/Simulink ผ่านบอร์ดประมวลผลสัญญาณ

1.2.2 เพื่อควบคุมความถี่ของแรงดันด้านออกของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM จากสัญญาณควบคุมแบบทันเวลาผ่านบอร์ดประมวลผลสัญญาณ โดยใช้เทคนิคการควบคุมในแกน DQ Frame

1.2.3 เพื่อพัฒนาสร้างวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM ให้มีระบบจัดการการควบคุมแรงดันด้านออกในลักษณะของ GUI โดยสามารถปรับค่าพารามิเตอร์แบบเวลาจริง (Real-Time) ได้

1.3 สมมุติฐานการวิจัย

ในปัจจุบันการศึกษาค้นคว้าวิธีการรักษาความถี่ของระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านออกของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM นั้นหลากหลาย เพื่อนำไปประยุกต์ใช้ในงานต่างๆ ซึ่งในแต่ละวิธีมีการออกแบบการควบคุมที่ซับซ้อนหลากหลาย อันเป็นที่มาของการนำเทคโนโลยีการโปรแกรมเข้ามามีบทบาทในการควบคุมในงานวิจัยนี้มีผลดีคือการตอบสนองทางไดนามิกส์ที่รวดเร็ว มีโครงสร้างที่ควบคุมง่ายเนื่องจากควบคุมที่โปรแกรม Matlab/Simulink มีลักษณะการใช้งานโดยบล็อกไดอะแกรมที่เข้าใจง่าย และใช้งานกันอย่างแพร่หลายในปัจจุบันไม่ว่าจะเป็นในห้องปฏิบัติการ หรือในคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล

ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงมีแนวคิดที่จะสร้างวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM ที่สามารถควบคุมความถี่ที่ และกำหนดระดับแรงดันขาออกของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM ได้ในรูปแบบทันเวลา (Real Time) เป็นลักษณะ Graphic User Interface (GUI) ซึ่งสามารถทำได้อย่างรวดเร็ว มากยิ่งขึ้นเหมาะสำหรับใช้งานในห้องปฏิบัติการเพื่อพัฒนาการควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านทางออกของระบบได้อย่างมีประสิทธิภาพ

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

1.4.1 สร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของสัญญาณควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM โดยใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันในแกน DQ Frame ในโปรแกรม Matlab/Simulink ขึ้นมาในรูปแบบของสัญญาณแบบทันเวลาผ่านทางการ์ดอินเทอร์เฟซ DS1104

1.4.2 สร้างวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM ขนาดไม่เกิน 1 kW แรงดันด้านขาเข้ากำหนดให้เปลี่ยนแปลงได้ไม่เกินกว่า $\pm 10\%$ จากพิกัด 300 V และ

แรงดันขาออกไม่เกิน 500 Vdc และรับสัญญาณควบคุมแบบทันเวลาผ่านบอร์ดประมวลผลสัญญาณ DS1104

1.4.3 มีระบบควบคุมและจัดการ โดยสามารถแสดงผลในลักษณะ Graphic User Interface: GUI และสามารถปรับค่าพารามิเตอร์แบบ Real Time ได้

1.5 ขั้นตอนการวิจัย

1.5.1 ศึกษาคุณลักษณะการควบคุมแรงดันในแกน DQ Frame ในโปรแกรม MATLAB/Simulink

1.5.2 ศึกษาคุณลักษณะของสัญญาณ SVPWM ในโปรแกรม MATLAB/Simulink

1.5.3 ศึกษาคุณลักษณะของอุปกรณ์วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM โดยใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันในแกน DQ Frame ด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล DS1104

1.5.4 ศึกษาของอุปกรณ์ในวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM โดยจำลองการทำงานในโปรแกรม Matlab/Simulink

1.5.5 ศึกษาการสร้าง และพัฒนาวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM โดยใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันในแกน DQ Frame ด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณ และสร้างระบบจัดการด้วยการควบคุมพลังงานแบบ Real Time ด้วยการ์ดอินเทอร์เฟซ DS1104

1.5.6 ทำการทดสอบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM และระบบควบคุมที่สร้างขึ้น

1.5.7 วิเคราะห์ผลการทดลอง ตามผลขั้นตอนการทดลอง

1.5.8 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

1.6 ข้อยกจำกัดของการวิจัย

1.6.1 แรงดันทางด้านเข้ากำหนดใช้เป็นแบบแหล่งจ่ายปรับค่าได้ 270-300 Vac

1.6.2 การควบคุมแรงดันขาออกไม่เกิน 500 Vdc

1.6.3 พิกัดของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM ขนาดไม่เกิน 1 kW

1.7 ประโยชน์ที่ได้รับ

1.7.1 สร้างการควบคุมแรงดันในแกน DQ Frame ในโปรแกรม Matlab/Simulink ได้แนวทางในการพัฒนา และประยุกต์ใช้วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM ในอนาคตต่อไป

1.7.2 นำสัญญาณควบคุมที่ได้จากการแปลงเป็นสัญญาณแบบทันเวลามาพิสูจน์คุณลักษณะได้ และใช้ควบคุมในงานวิจัย อื่นๆ ที่เกี่ยวข้องได้

1.7.3 กระตุ้นให้เกิดการนำไปพัฒนางานวิจัยที่มีจุดประสงค์คล้ายกัน

1.7.4 เสริมสร้างศักยภาพในด้านเทคโนโลยีในประเทศ



บทที่ 2

เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

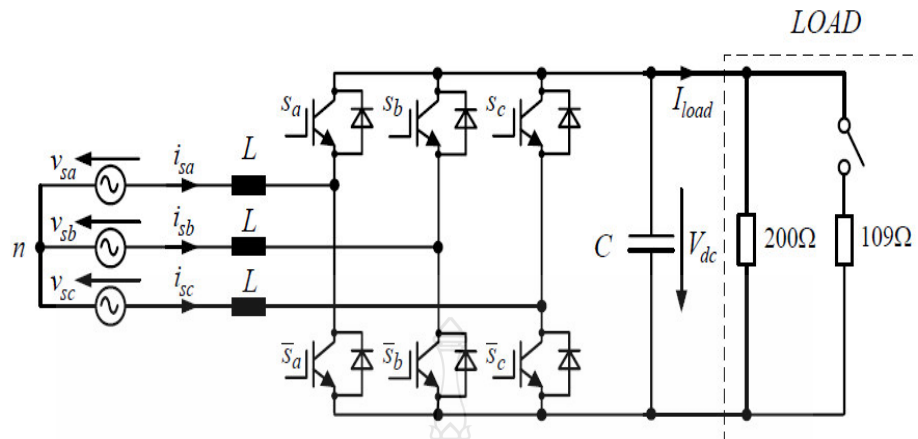
เนื้อหาในบทนี้อธิบายถึงทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องซึ่งประกอบด้วย การทบทวนบทความที่เกี่ยวกับวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM เนื้อหาที่เกี่ยวข้องในงาน ผลกระทบของตัวแปรที่สำคัญที่ส่งผลต่อการผลิตกำลังไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์ วงจรทอนระดับแรงดันและการใช้โปรแกรม Matlab/Simulink

2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

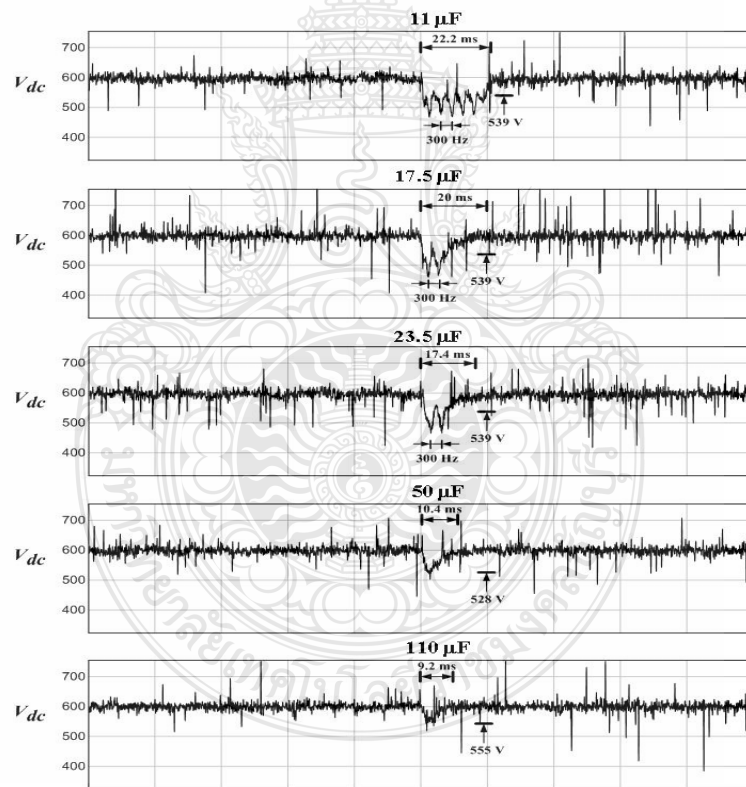
จากการทบทวนบทความงานวิจัยด้านการจำลองแผงเซลล์แสงอาทิตย์โดยการจำลองโปรแกรมคอมพิวเตอร์นั้น มีหลายงานที่นำเสนอถึงวิธีการศึกษาผลกระทบของปริมาณแสง อุณหภูมิ และความต้านทาน ต่อคุณสมบัติการจ่ายกำลังไฟฟ้าของแผงเซลล์แสงอาทิตย์ โดยมีในแต่ละงานต่างมีข้อดี และสิ่งที่น่าสนใจแตกต่างกันไปดังนี้

2.1.1 SVPWM-Rectifier with a Small DC-Link Capacitor by using Feed forward Disturbance Rejection Technique ปี 2006 โดย Jedsada Jaroenkiattraai [1]

งานที่ได้นำเสนอคือเป็นการสร้างวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM ที่ใช้ตัวเก็บประจุขนาดเล็กอยู่ในส่วนของการเชื่อมต่อแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงกับโหลด โดยใช้เทคนิคของการกำจัดผลของสิ่งรบกวน ที่มีผลต่อขนาดของตัวเก็บประจุ ด้วยวิธีการชดเชยแบบป้อนไปหน้าไว้หลังตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อลดขนาดของตัวเก็บประจุ ระบบต้นแบบถูกออกแบบให้ทำงานที่ แรงดันด้านเข้า 3 เฟส 3 สาย 380 V 50 Hz แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านออก 600 V โหลดเป็นความต้านทานขนาดพิกัดสูงสุด 5.1 kW ข้อสนใจในงานวิจัยชิ้นนี้คือไม่ได้มีการควบคุมแรงดันทางด้านขาออกแบบทันเวลา (Real Times) ดังภาพที่ 2.1 และ 2.2 มีความยุ่งยากการออกแบบวงจรควบคุม และทำให้ไม่สามารถเลือกระดับแรงดันทางด้านขาออกได้ ในส่วนที่พัฒนาต่อในงานวิจัยชิ้นนี้ได้ออกแบบให้มีการควบคุมแรงดันทางด้านขาออกแบบทันเวลา สามารถเลือกระดับแรงดันทางด้านขาออกได้ตั้งแต่ 400 V ถึง 500 V เพื่อสามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้ในงานวิจัยอื่นๆ ที่เกี่ยวข้องได้



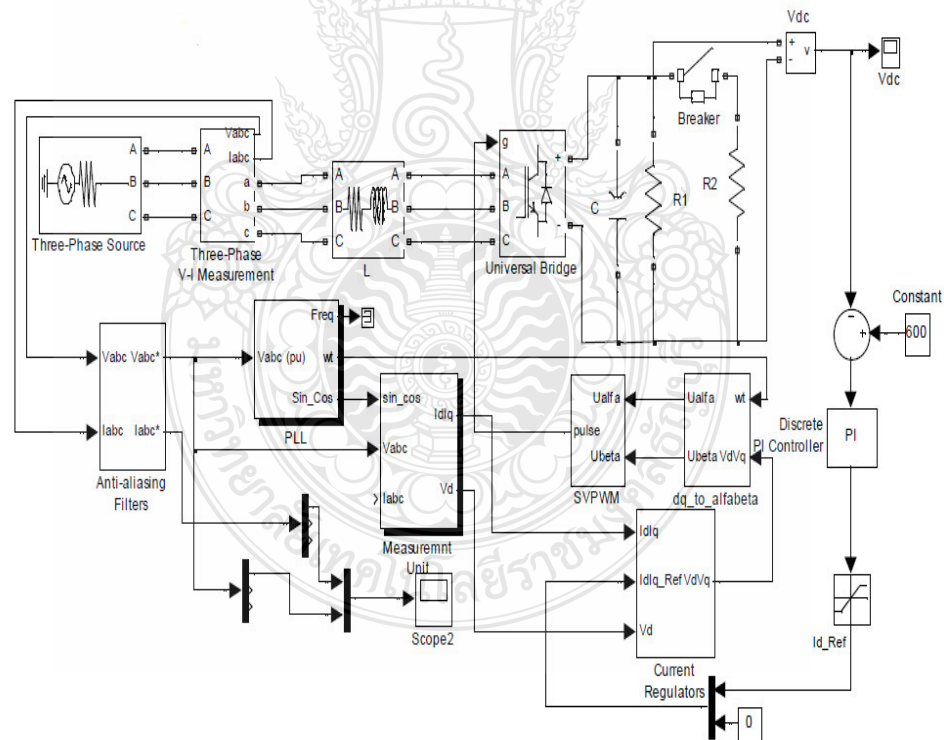
ภาพที่ 2.1 ภาระที่ใช้ในการทดสอบในสภาวะชั่วคราวในงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง



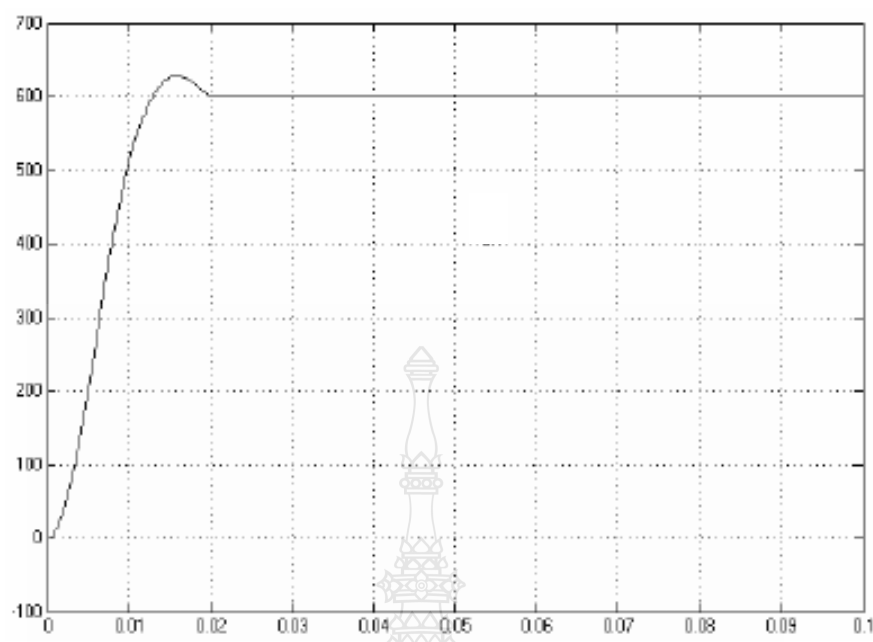
ภาพที่ 2.2 ผลของระดับแรงดันทางด้านขาออก ในงานวิจัยที่เกี่ยวข้องซึ่งมีค่าที่ระดับ 600 V เพียงระดับเดียว และไม่ได้มีการควบคุมแรงดันทางด้านขาออกแบบทันทีเวลา (Real Times)

2.1.2 Simulation of Three-phase Voltage Source PWM Rectifier Based on the Space Vector Modulation 2008 โดย Wang Xu, Huaung Kaizheng, Yan Shijie, Xu Bin [2]

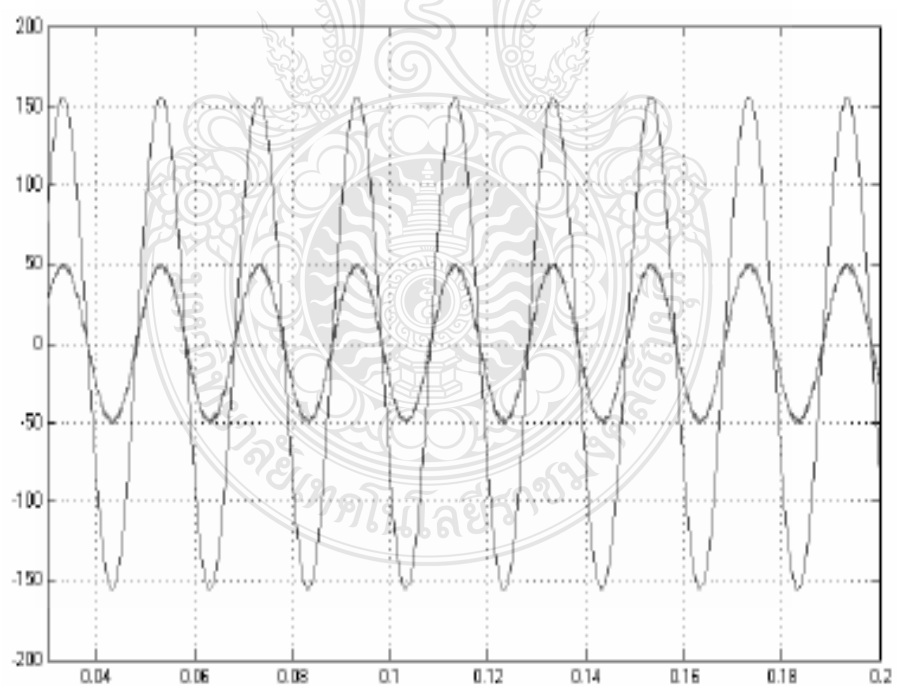
Wang Xu และคณะได้นำเสนอการเปรียบเทียบเทคนิคการมอดูเลชันตามความกว้างพัลส์ (PWM) ในวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ Sine Pulse Width Modulation (SPWM) และแบบ Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) การควบคุมใช้หลักการควบคุมแรงดันในแกน DQ Frame ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการใช้เทคนิคการมอดูเลชันตามความกว้างพัลส์ (PWM) ในวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) ให้อัตราของแรงดันด้านออกได้มากกว่าแบบ Sine Pulse Width Modulation (SPWM) สิ่งที่ดีในงานวิจัยชิ้นนี้คือเป็นเพียงการจำลองในคอมพิวเตอร์ ไม่ได้มีการนำสัญญาณจากคอมพิวเตอร์ออกมาเป็นสัญญาณจริงดังในภาพที่ 2.3 และภาพที่ 2.4 และมีได้แสดงผลของแรงดันที่ออกจากเทคนิคการมอดูเลชันตามความกว้างพัลส์ (PWM) ในวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ Sine Pulse Width Modulation (SPWM) มาแสดงเปรียบเทียบ



ภาพที่ 2.3 บล็อกไดอะแกรมที่ใช้การจำลองในงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง



ภาพที่ 2.4 ผลของระดับแรงดันทางด้านขาออกที่ได้จากการจำลอง ในงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง



ภาพที่ 2.5 ผลของระดับกระแส และแรงดันทางด้านขาเข้าที่ได้จากการจำลอง ในงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

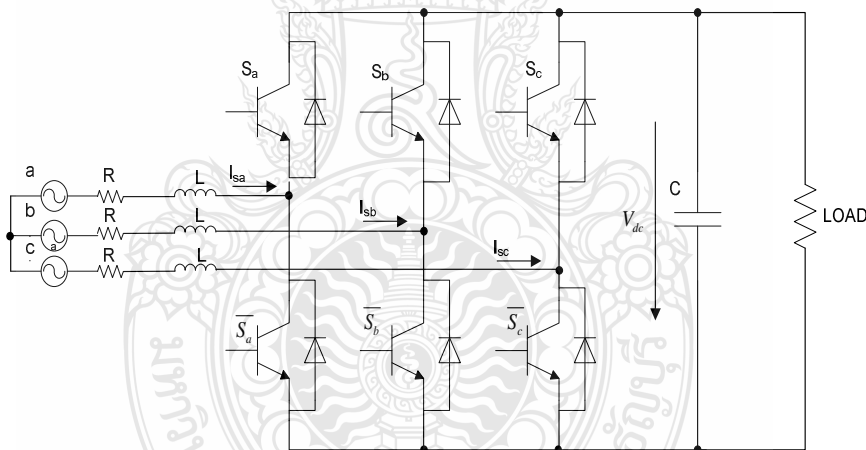
2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM

วิธีการแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ด้วยวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ

SVPWM เป็นวิธีการหนึ่งที่ใช้อุปกรณ์สวิตช์สารกึ่งตัวนำ แทนไดโอด ซึ่งคอนเวอร์เตอร์แบบนี้มีข้อดีคือ

1. กระแสทางด้านขาเข้า มีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์
2. ตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง
3. พลังงานไฟฟ้าสามารถไหลได้สองทิศทาง
4. แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้คงที่

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรมีดังภาพที่ 2.6 จะประกอบไปค่าความต้านทาน และค่าความเหนี่ยวนำ ในสายส่งทางด้านเข้า และกำหนดให้ระบบไฟฟ้าทั้งสามเฟสสมดุล



ภาพที่ 2.6 วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM

ในวงจรมีดังภาพที่ 2.6 เมื่อไม่นำค่าความต้านทาน และค่าความเหนี่ยวนำ มาพิจารณา สามารถเขียนสมการแรงดันไฟฟ้าได้ดังนี้

$$V_{sa}(t) = V_m \cos(\omega t) \quad (2.1)$$

$$V_{sb}(t) = V_m \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \quad (2.2)$$

$$V_{sc}(t) = V_m \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \quad (2.3)$$

กำหนดให้ V_m คือค่าสูงสุดของแรงดันทั้งสามเฟส สมการของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรง คือ

$$L \frac{di_{sa}}{dt} = V_{sa} - f_a \cdot V_{dc} \quad (2.4)$$

$$L \frac{di_{sb}}{dt} = V_{sb} - f_b \cdot V_{dc} \quad (2.5)$$

$$L \frac{di_{sc}}{dt} = V_{sc} - f_c \cdot V_{dc} \quad (2.6)$$

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = f_a \cdot i_{sa} + f_b \cdot i_{sb} + f_c \cdot i_{sc} - I_{load} \quad (2.7)$$

กำหนดให้ C คือตัวเก็บประจุของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรง และ f_a, f_b, f_c คือค่าฟังก์ชันของการสวิตช์ เท่ากับ $0, \pm \frac{1}{3}$ และ $\pm \frac{2}{3}$ เขียนสมการได้ดังนี้

$$f_a = \frac{(2S_a - S_b - S_c)}{3} \quad (2.8)$$

$$f_b = \frac{(2S_b - S_a - S_c)}{3} \quad (2.9)$$

$$f_c = \frac{(2S_c - S_a - S_b)}{3} \quad (2.10)$$

กำหนดให้ s_a, s_b, s_c คือสัญญาณขับเคลื่อนของอุปกรณ์สวิตช์ตัวบนในแต่ละสาขาของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ 1 และ 0 และสามารถแปลงให้อยู่ในรูปแกนหมุน โดยใช้ทฤษฎีของกรอบอ้างอิง (Reference Frame Theory) โดยใช้เมตริกซ์แปลงผันดังต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin \omega t & \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

กำหนดให้ X_d และ X_q เป็นเวกเตอร์ในแกน d และแกน q ตามลำดับ โดยเป็นทั้งแกน กระแส และแรงดัน และจากสมการที่ 2.18 ถึง 2.10 คูณด้วยเมตริกซ์แปลงผัน จะได้

$$L \frac{di_{sd}}{dt} = V_{sd} + \omega L i_{sq} - f_d V_{dc} \quad (2.12)$$

$$L \frac{di_{sq}}{dt} = V_{sq} - \omega L i_{sd} - f_q V_{dc} \quad (2.13)$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (f_d i_{sd} + f_q i_{sq}) - I_{load} \quad (2.14)$$

กำหนดให้ i_{sd} และ i_{sq} คือ ค่ากระแสในแกน d และแกน q

f_d และ f_q คือ ฟังก์ชันของการสวิตช์ในแกน d และแกน q

V_{sd} และ V_{sq} คือ แรงดันของระบบไฟฟ้าในแกน d และ q

ω คือ ความถี่เชิงมุมของระบบไฟฟ้า

L คือ ตัวเหนี่ยวนำของวงจร

ดังนั้นค่าแรงดันของระบบไฟฟ้า V_{sd} และ V_{sq} ในแกน d และแกน q จะเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$V_{sd} = V_m \quad (2.15)$$

$$V_{sq} = 0 \quad (2.16)$$

และนำไปแทนในสมการที่ 2.12 และ 2.13 ได้ดังนี้

$$L \frac{di_{sd}}{dt} = V_m + \omega L i_{sq} - f_d V_{dc} \quad (2.17)$$

$$L \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega L i_{sd} - f_q V_{dc} \quad (2.18)$$

และหาค่ากำลังไฟฟ้าด้านออกของวงจร P_{env} ได้ดังนี้

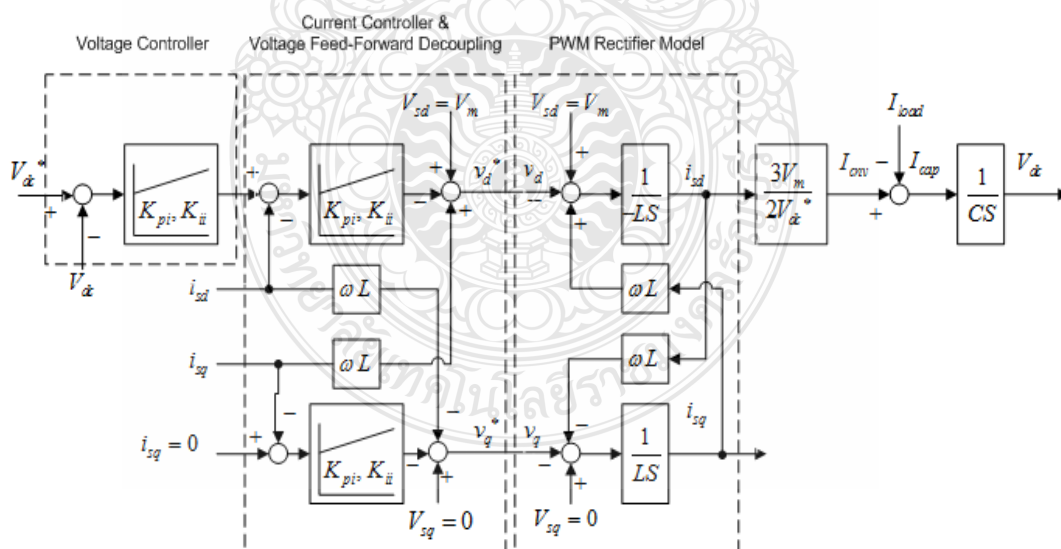
$$P_{env} = \frac{3}{2} i_{sd} V_m \quad (2.24)$$

ซึ่งตัวควบคุมกระแสแบบพี-ไอในแกนหมุน d และ q นั้นยังไม่มีประสิทธิภาพในการควบคุมที่ดีพอ ดังนั้นเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการควบคุมที่มีประสิทธิภาพให้ดียิ่งขึ้นเราสามารถเพิ่มสมการที่เรียกว่า Voltage Feed-Forward Decoupling [7] จะแสดงเป็นสมการได้ดังนี้

$$v_d^* = V_{sd} - (K_{pi} + \frac{K_{ii}}{S})(i_{sd}^* - i_{sd}) + \omega L i_{sq} \quad (2.25)$$

$$v_q^* = V_{sq} - (K_{pi} + \frac{K_{ii}}{S})(i_{sq}^* - i_{sq}) + \omega L i_{sd} \quad (2.26)$$

จากสมการที่ 2.25 และ 2.26 ที่เรียกว่า Voltage Feed-Forward Decoupling ได้นำมาเขียนแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรม ได้ดังนี้



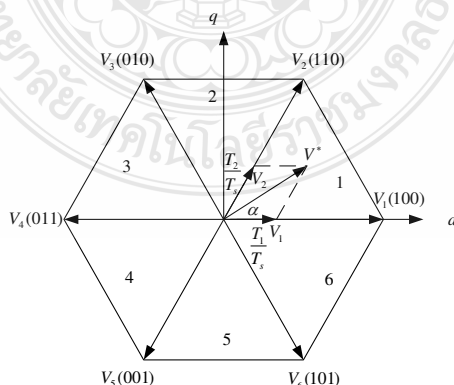
ภาพที่ 2.8 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM

2.3 การสร้างสัญญาณ SVPWM

หลักการของเทคนิคการมอดูเลตโดยทั่วไปนั้นเป็นการปรับแรงดันไฟฟ้าด้านออกให้มอดูเลตประกอบของความถี่หลักมูล (Fundamental) มีค่ามากที่สุดและมีฮาร์มอนิกส์ น้อยที่สุดซึ่งเทคนิคการควบคุมแบบ SVPWM จะทำให้ได้แรงดันด้านออกเพิ่มขึ้นถึง 15% จากการสวิตซ์แบบ SPWM และสามารถควบคุมได้ทั้งขนาดและความถี่ ซึ่งเหมาะสำหรับโหลดที่มีการเปลี่ยนแปลงง่ายหรือมีขนาดใหญ่ๆ ในการทำงานของไอจีบีทีทั้งหกตัวสามารถที่จะสร้างแรงดันออกได้ถึง 8 สถานะโดยมีทั้งสถานะที่ไม่เป็น 0 และสถานะที่เป็น 0 และอีกสถานะหนึ่งจะเกิดขึ้นในปริภูมิว่าง (Space Vector) สัญญาณอ้างอิงที่เกิดจากการทำงานของสวิตซ์เป็นแปดสถานะ จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ตามสมการที่ 2.4 ถึง 2.7 สามารถนำมาเขียนเป็นสมการของการสร้างสัญญาณสวิตซ์ ได้ดังนี้

$$V_{N0} = -\frac{V_{dc}}{3} \sum_{i=a,b,c} S_i \quad (2.27)$$

เมื่อกำหนดให้ $S_i (i = a, b, c)$ คือ ฟังก์ชันการสวิตซ์ วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ดังภาพที่ 2.1 ซึ่งการสวิตซ์ที่กึ่งบน และกึ่งล่างไม่สามารถทำงานพร้อมกันได้ ดังนั้นในส่วนของสัญญาณควบคุมจึงต้องมีเวลาหน่วง (Dead Time) สวิตซ์กำลังทั้ง 6 ตัว ต้องทำงาน ON และ OFF ด้วยสัญญาณควบคุม เมื่อกำหนดให้ $S_i = 1; (i = a, b, c)$ แทนสวิตซ์กึ่งบน ON และสวิตซ์กึ่งล่าง OFF และเมื่อกำหนดให้ $S_i = 1$ แทนสวิตซ์กึ่งบน ON และสวิตซ์กึ่งล่าง OFF และ $S_i = 0$ แทนสวิตซ์กึ่งบน OFF และสวิตซ์กึ่งล่าง ON



ภาพที่ 2.9 ไดอะแกรมของเวกเตอร์ทั้ง 8 เวกเตอร์ [8]

จากตารางที่ 2.1 รูปแบบการทำงานของสวิตช์กำลังทั้ง 6 ตัว สามารถแยกแวกเตอร์แรงดันทั้ง 8 แวกเตอร์ ออกเป็น 2 ส่วน ดังนี้แวกเตอร์ที่ทำงาน (Active) คือแวกเตอร์แรงดัน 1-6 และแวกเตอร์ศูนย์ คือแวกเตอร์ 0, 7 การทำงานของแวกเตอร์ทั้ง 8 แวกเตอร์นี้จะสัมพันธ์กับภาพที่ 2.9 ซึ่งเป็นรูปหกเหลี่ยมตามแวกเตอร์แรงดัน และเมื่อแวกเตอร์แรงดันอ้างอิง (V^*) หมุนอยู่เซกเตอร์ที่ 1 การมอดูเลชันแบบ SVPWM จะทำหน้าที่คำนวณค่าเวลา T_0, T_1, T_2

ตารางที่ 2.1 รูปแบบการทำงานของสวิตช์กำลังทั้ง 6 ตัว

| รูปแบบสวิตช์ | | | แรงดัน | | |
|--------------|---|---|----------------------|----------------------|----------------------|
| 1 | 2 | 3 | V_{an} | V_{bn} | V_{cn} |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | $-\frac{V_{dc}}{3}$ | $-\frac{V_{dc}}{3}$ | $2\frac{V_{dc}}{3}$ |
| 0 | 1 | 0 | $-\frac{V_{dc}}{3}$ | $2\frac{V_{dc}}{3}$ | $-\frac{V_{dc}}{3}$ |
| 0 | 1 | 1 | $-2\frac{V_{dc}}{3}$ | $\frac{V_{dc}}{3}$ | $\frac{V_{dc}}{3}$ |
| 1 | 0 | 0 | $2\frac{V_{dc}}{3}$ | $-\frac{V_{dc}}{3}$ | $-\frac{V_{dc}}{3}$ |
| 1 | 0 | 1 | $\frac{V_{dc}}{3}$ | $-2\frac{V_{dc}}{3}$ | $\frac{V_{dc}}{3}$ |
| 1 | 1 | 0 | $\frac{V_{dc}}{3}$ | $\frac{V_{dc}}{3}$ | $-2\frac{V_{dc}}{3}$ |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |

ไคอะแกรมของแวกเตอร์ทั้ง 8 แวกเตอร์ โดยที่กำหนดให้ f_s คือ ความถี่สวิตซ์ M คือ อัตราการมอดูเลชัน เราสามารถนำมาเขียนสมการคำนวณค่าเวลา T_0, T_1, T_2 ได้ดังนี้

$$T_0 = \frac{T_s - T_1 - T_2}{2} \quad (2.28)$$

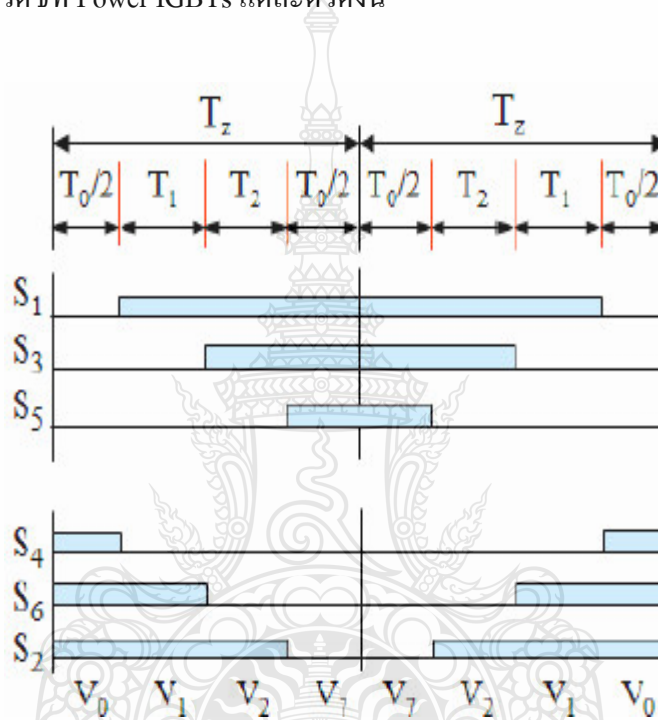
$$T_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} MT_s \sin\left(\frac{\pi}{3-\alpha}\right) \quad (2.29)$$

$$T_2 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} MT_s \sin(\alpha) \quad (2.30)$$

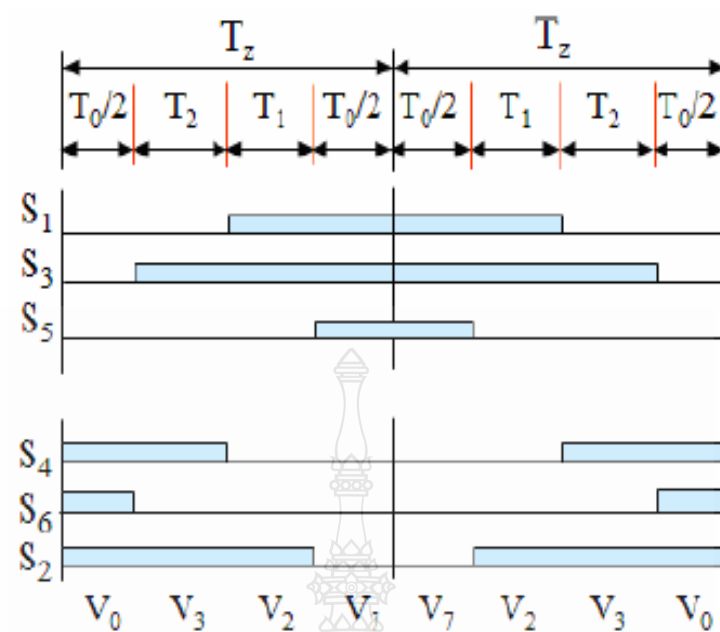
$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (2.31)$$

$$M = \frac{V^*}{V_{sixstep}} = \frac{V^*}{\frac{2}{\pi} V_{dc}} \quad (2.32)$$

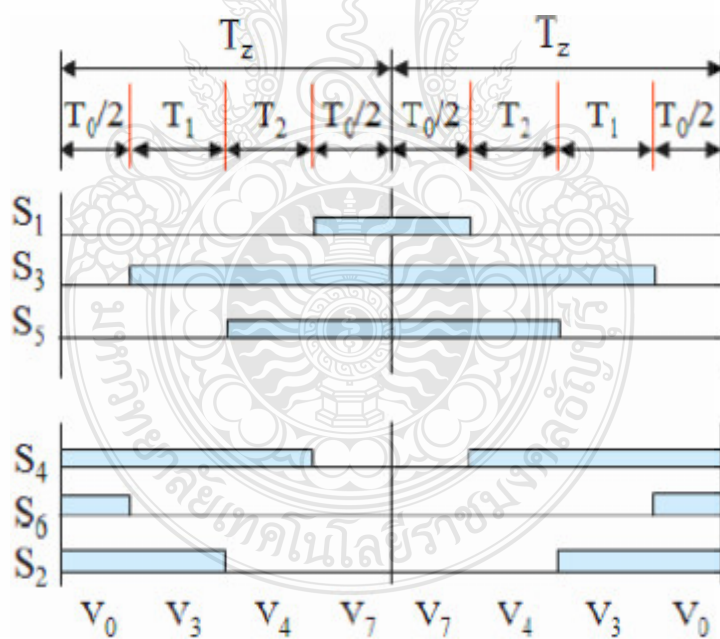
และได้ค่าเวลาการสวิตช์ที่ Power IGBTs แต่ละตัวดังนี้



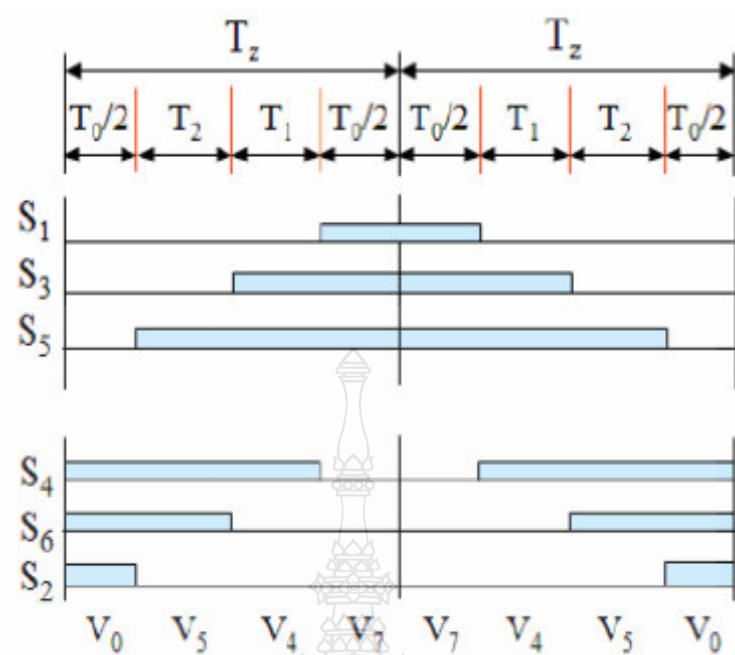
ภาพที่ 2.10 สถานะที่ 1 (Sector 1)



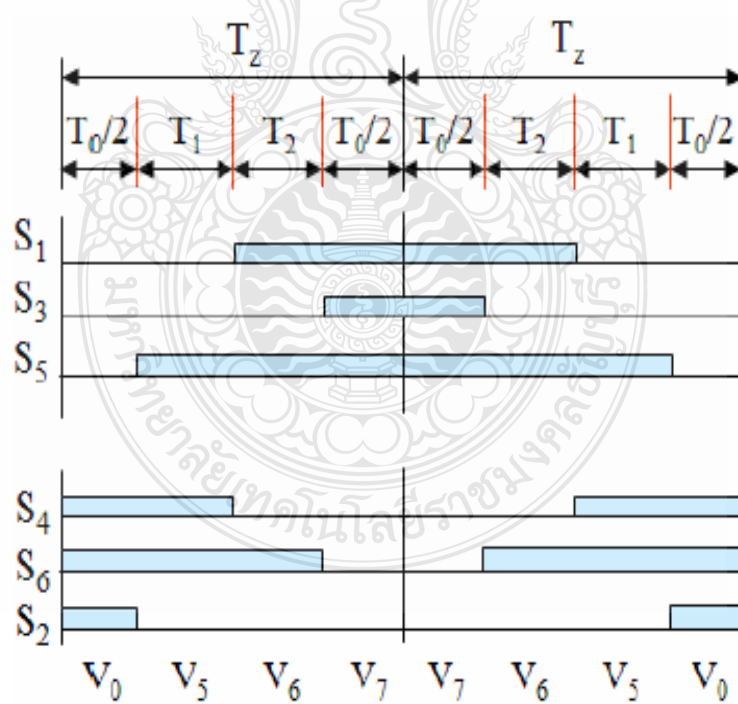
ภาพที่ 2.11 สถานะที่ 2 (Sector 2)



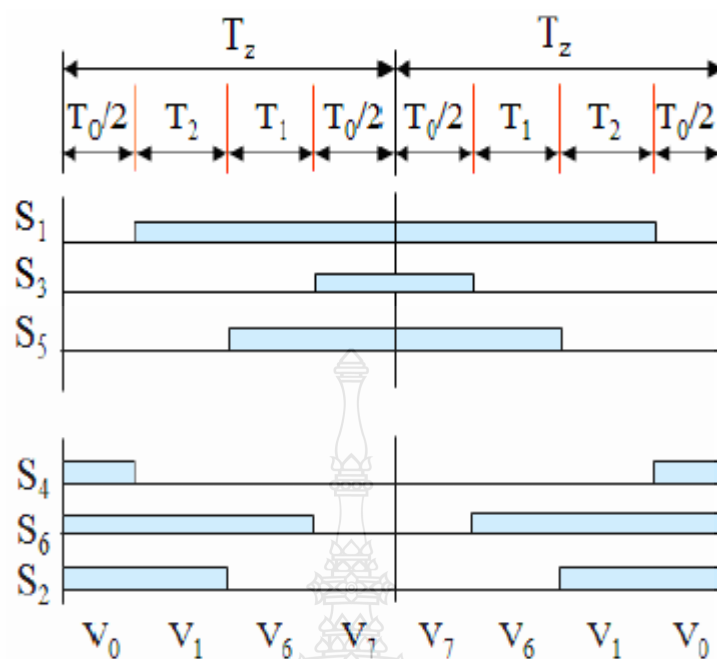
ภาพที่ 2.12 สถานะที่ 3 (Sector 3)



ภาพที่ 2.13 สถานะที่ 4 (Sector 4)



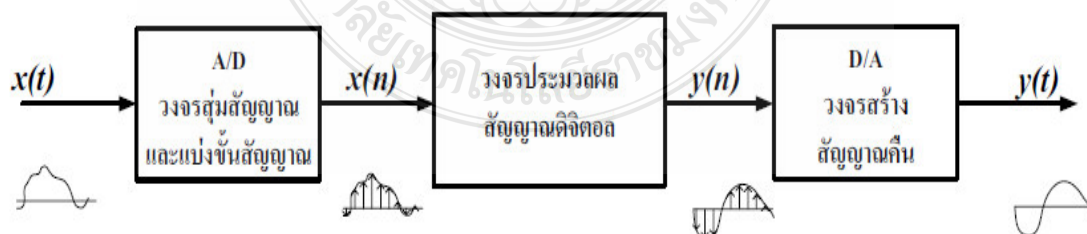
ภาพที่ 2.14 สถานะที่ 5 (Sector 5)



ภาพที่ 2.15 สถานะที่ 6 (Sector 6)

2.4 การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing)

ทฤษฎีของการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเป็นการกระทำโดยมองสัญญาณขาเข้าลักษณะของลำดับของข้อมูลซึ่งก็คือสัญญาณไม่ต่อเนื่อง ที่แทนค่าด้วยข้อมูลดิจิทัล ที่ขึ้นอยู่กับความละเอียดของตัวประมวลผล เช่น ขนาด 8 , 16 หรือ 32 บิต โดยนำ ข้อมูลเหล่านี้มาประมวลผล เช่น บวก ลบ คูณ หาร เพื่อหาสัญญาณขาออกในลักษณะเป็นลำดับข้อมูลเช่นเดียวกัน ซึ่งส่วนประกอบในระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ดังแสดงในภาพที่ 2.16



ภาพที่ 2.16 ส่วนประกอบในระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

2.4.1 วงจรแปลงสัญญาณอะนาล็อกเป็นดิจิทัล (Analog to Digital) ซึ่งสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 กระบวนการย่อย คือ

1. วงจรสุ่มสัญญาณ (Sampler) สัญญาณขาเข้าของวงจรนี้เป็นสัญญาณแบบอะนาล็อก $x(t)$ ส่วนสัญญาณขาออกเป็นสัญญาณไม่ต่อเนื่อง $x(n)$ พารามิเตอร์วงจรสุ่มสัญญาณนี้ก็คือ ค่าอัตราการสุ่ม (Sampling Rate) หรือ ความถี่ในการสุ่มใช้สัญลักษณ์แทนว่า f_s ค่านี้เป็นตัวกำหนดว่าวงจรสุ่มจะสุ่มสัญญาณด้วยอัตราที่ครั้งต่อวินาทีหรือกิโลเฮิร์ตซ์ (Hz)

2. วงจรแบ่งขั้นสัญญาณ (Quantization) สัญญาณ $x(n)$ ที่ได้จากวงจรสุ่มสัญญาณ ถือว่ามีความละเอียด (นัยสำคัญ) เต็มที่ในทางขนาด ซึ่งในทางปฏิบัติเมื่อนำไปใช้งานจะต้องลด ความละเอียดของ $x(n)$ ลงให้สามารถแทนได้ด้วยสัญญาณดิจิทัลที่มีจำนวนบิตจำกัด กระบวนการลดความละเอียดนี้เรียกว่า การแบ่งขั้นของสัญญาณ (Quantization) ความละเอียดที่ได้จากการแบ่งขั้นสัญญาณขึ้นอยู่กับจำนวนบิตที่จะใช้วงจรสุ่มสัญญาณรวมกับวงจรแบ่งขั้นสัญญาณ ในทางปฏิบัติก็คือ ตัวแปลงสัญญาณ อะนาล็อกเป็นดิจิทัล (A/D Converter) นั่นเอง ซึ่งจะรวมสองกระบวนการนี้อยู่ในวงจรเดียวกัน และ โดยทั่วไปเราจะใช้ตัวแปลงสัญญาณอะนาล็อกเป็นดิจิทัลในรูปของวงจรรวมสำเร็จรูป

2.4.2 วงจรประมวลผลสัญญาณ ส่วนนี้เป็นหัวใจหลักที่ต้องศึกษาในวิชานี้ซึ่งทำหน้าที่ประมวลผลสัญญาณ $x(n)$ เพื่อกระทำผลบางอย่างกับสัญญาณ เช่น เป็นวงจรกรองความถี่บางย่านออกและให้ผลลัพธ์ของการประมวลผลเป็นสัญญาณขาออก $y(n)$ วงจรประมวลผลสัญญาณนี้ถ้าจะพิจารณากันอย่างง่าย แท้ที่จริงก็คือ ตัวคำนวณนั่นเอง กล่าวได้ว่า มันกระทำการคำนวณหาสัญญาณขาออกจากสัญญาณขาเข้าโดยมองเห็นสัญญาณขาเข้าในลักษณะ “ลำดับของค่า” ซึ่งอธิบายได้ ดังนี้

สัญญาณขาเข้าตัวปัจจุบัน คือ $x(n)$ สัญญาณขาเข้าในอดีต คือ $x(n-1)$, $x(n-2)$, $x(n-3)$, ... สัญญาณขาเข้าในอนาคต (รับมาล่วงหน้า) คือ $x(n+1)$, $x(n+2)$, $x(n+3)$, ... สัญญาณขาออกในอดีต (ได้คำนวณไปแล้ว) คือ $y(n-1)$, $y(n-2)$, $y(n-3)$, ... เป็นต้น ตัวอย่างเช่น สมมุติมีสมการสำหรับการประมวลผล คือ $y(n) = 0.5(x(n) + x(n-1))$ ถ้าพิจารณาในแง่การคำนวณสมการนี้บอกว่าคุณค่าผลตอบ ณ ตำแหน่ง n ใด ๆ สามารถหาได้ด้วยการเอาสัญญาณขาเข้าที่ตำแหน่งเวลาเดียวกัน ($x(n)$) บวกเข้ากับสัญญาณขาเข้าที่ตำแหน่งเวลาก่อนหน้านั้น 1 ตำแหน่ง ($x(n-1)$) เสร็จแล้วเอาผลบวกที่ได้คูณด้วย 0.5 ยกตัวอย่างเช่น

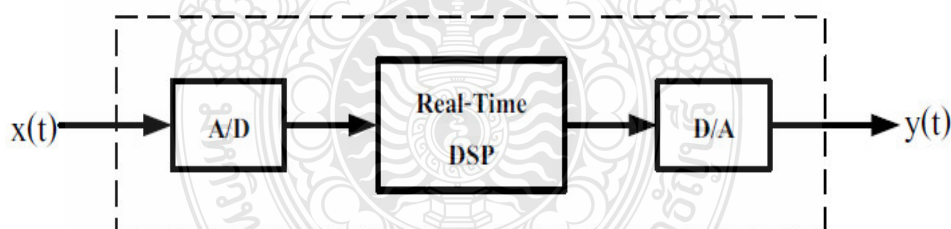
$$\text{ที่ } n=3 \text{ ตัวประมวลผลจะคำนวณหา } y(3) \text{ โดย } y(3) = 0.5(x(3) + x(2))$$

$$\text{ที่ } n=4 \text{ ตัวประมวลผลจะคำนวณหา } y(4) \text{ โดย } y(4) = 0.5(x(4) + x(3))$$

$$\text{ที่ } n=5 \text{ ตัวประมวลผลจะคำนวณหา } y(5) \text{ โดย } y(5) = 0.5(x(5) + x(4))$$

2.4.3 วงจรสร้างสัญญาณคืน (Signal Reconstruction) ใช้ในระบบที่มีสัญญาณขาออกสุดท้ายเป็นสัญญาณต่อเนื่อง (การประมวลผลสัญญาณบางอย่างต้องการสัญญาณขาออกเป็นสัญญาณไม่ต่อเนื่องก็ไม่จำเป็นต้องมีส่วนที่ 3 นี้) โดยทำหน้าที่แปลงสัญญาณไม่ต่อเนื่อง $y(n)$ ให้กลับเป็นสัญญาณต่อเนื่อง $y(t)$ ซึ่งจะเป็นสัญญาณขาออกสุดท้ายของระบบ วงจรประเภทนี้ก็คือ ตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอะนาล็อก (D/A converter) นั่นเอง ซึ่งก็มีในรูปแบบวงจรรวมสำเร็จรูปเช่นกัน

2.4.4 การประมวลผลแบบเวลาจริง (Real-Time Signal Processing) หมายถึง การประมวลผลที่กระทำที่อัตราจริงของสัญญาณขาเข้า และให้สัญญาณขาออกทันกับสัญญาณขาเข้าที่เข้ามา เช่น ในระบบที่มีอัตราการสุ่มของสัญญาณขาเข้า และขาออกเท่ากัน เมื่อมีสัญญาณขาเข้ามา 1 ค่า ระบบจะต้องประมวลผลให้ได้สัญญาณขาออก 1 ค่าก่อนที่สัญญาณขาเข้าตัวถัดไปจะเข้ามาเป็นต้น การประมวลผลแบบเวลาจริงนี้มีการประยุกต์ใช้งานอย่างมาก และเป็นตัวแทนที่แท้จริงของระบบที่เคยใช้เป็นแบบอะนาล็อกดังแสดงในภาพที่ 2.17 อย่างไรก็ตาม ระบบที่มีการประมวลผลแบบเวลาจริงไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณขาเข้า และออกเป็นสัญญาณอนาล็อกทั้งคู่เสมอไป การประมวลผลสัญญาณแบบเวลาจริงทำให้เกิดข้อกำหนดที่สำคัญขึ้นมาต่อการเลือกใช้ตัวประมวลผลสัญญาณ คือตัวประมวลผลต้องมีความเร็วเพียงพอที่จะประมวลผลสัญญาณให้ทันได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ถ้าสัญญาณที่ต้องการประมวลผลมีอัตราการสุ่มที่สูง หรืออัลกอริทึมที่ใช้มีความ ซับซ้อนในการคำนวณมากก็จำเป็นต้องใช้ตัวประมวลผลที่มีความเร็วสูงมากยิ่งขึ้น

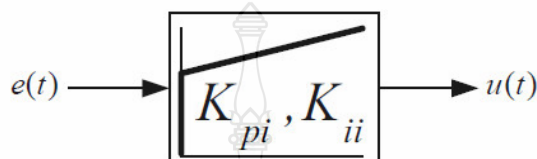


ภาพที่ 2.17 โครงสร้างของการประมวลผลแบบเวลาจริง (Real-Time Signal Processing)

2.5 ตัวควบคุมพีไอแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง (Discrete Time PI Controller)

ตัวควบคุมพีไอแบบอนาล็อกถูกใช้อย่างกว้างขวางในระบบควบคุมแบบต่างๆ เป็นเวลาช้านานมีบล็อกไดอะแกรมดังภาพที่ 2.17 เนื่องจากต้องจำกัดค่าเอาต์พุตของตัวควบคุม ซึ่งมีส่วนการควบคุมแบบอินทิเกรตอยู่ด้วยซึ่งขณะที่ค่าเอาต์พุตติดขอบจำกัดส่วนอินทิเกรตจะต้องหยุดเพื่อมิให้เกิดค่าอินทิเกรต สะสมขณะที่เอาต์พุตไม่สามารถเพิ่มขึ้นได้ (Integrator Windup) ฉะนั้นจะทำให้ผล

การควบคุมเกิดโอเวอร์ชูตสูงกว่าปกติดังนั้นจึงต้องใช้ตัวควบคุมชนิดที่แก้ผลดังกล่าว ดังภาพที่ 2.18 การแก้ผลของอินทิเกรตสะสมขณะที่เอาต์พุตติดขอบจำกัดนี้อาศัยผลต่างเอาต์พุตจริง (U_k) และเอาต์พุตที่ติดขอบจำกัด (U_{ik}) ซึ่งจะได้ค่าคิดลบเสมอขณะติดขอบจำกัดคูณด้วย ค่าคงที่การแก้อินทิเกรตสะสม (K_{cor}) แล้วนำไปบวกกับค่าที่เกิดจากการควบคุมแบบอินทิเกรต ซึ่งค่าคงที่การแก้อินทิเกรตสะสมมีค่าตามสมการที่ 2.33



ภาพที่ 2.18 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมพีไอ

จากบล็อกไดอะแกรมสามารถเขียนเป็นสมการทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_R} \int_0^t e(t) dt \right] \quad (2.33)$$

สำหรับ Z-Transformation ของ Discrete Time PI Controller หาได้จาก

$$U(z) = Z\{m(t)\} = K_p \left[Z\{e(t)\} + \frac{1}{T_R} Z\left\{ \int_0^t e(t) dt \right\} \right] \quad (2.34)$$

กำหนดใช้ Trapezoidal Rule of Integration Back Ward Difference ดังนั้น จะได้

$$U(z) = K_p \left[E(z) + \frac{1}{T_R} \times \frac{T}{2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} E(z) \right] \quad (2.35)$$

$$U(z) = E(z) \left[\left(K_p - \frac{TK_p}{2T_R} \right) + \left(\frac{TK_p}{2T_R} \right) \right] \quad (2.36)$$

จะได้ Z-Transformation

$$D(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = K_{pi} + \frac{K_i}{1-z^{-1}} \quad (2.37)$$

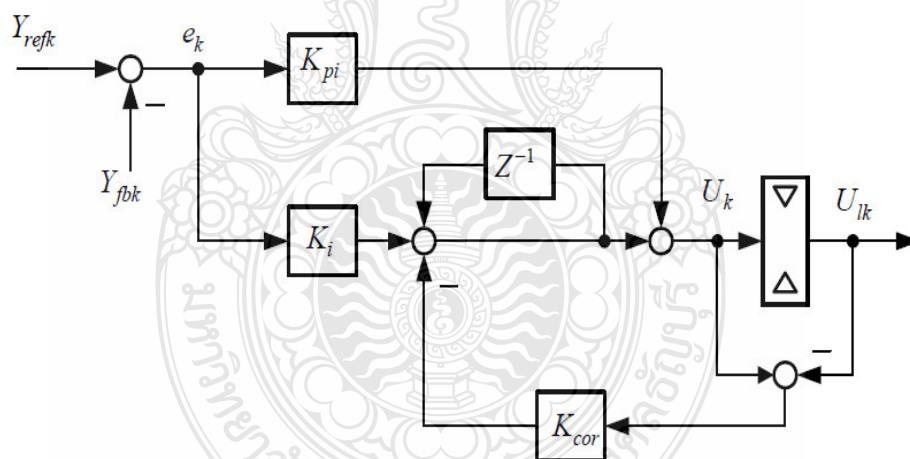
โดยที่

$$K_{pi} = K_p + \frac{K_p T}{2T_R} \quad (2.39)$$

$$K_i = \frac{K_p T}{T_R} \quad (2.40)$$

สำหรับ Discrete Time PI Controller สามารถเขียนได้ดังนี้

$$U_k = K_{pi} e_k + K_i \sum_{i=0}^k e_i \quad (2.41)$$



ภาพที่ 2.19 โครงสร้างของตัวควบคุมพีไอ ที่เก็อนทิกเรตสะสมขณะที่เอาท์พุตติดขอบจำกัด

$$K_{cor} = \frac{K_i}{K_{pi}} \quad (2.42)$$

จากโครงสร้างตัวควบคุมแบบพีไอดังภาพที่ 2.19 สามารถเขียนเป็นขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมการควบคุมแบบพีไอ ที่เก็อนทิกเรตสะสมขณะที่เอาท์พุตติดขอบจำกัด ได้ดังนี้

$$INPUT \Rightarrow Y_{refk}, Y_{fbk}$$

$$e_k = Y_{refk} - Y_{fbk}$$

$$U_k = x_i + K_{pi} e_k$$

$$U_k = U_{lk}$$

$$IF \Rightarrow U_k > U_{max} THEN \Rightarrow U_{lk} = U_{max}$$

$$IF \Rightarrow U_k < U_{min} THEN \Rightarrow U_{lk} = U_{min}$$

$$OUTPUT \Rightarrow U_{lk}$$

$$e_{lk} = U_k - U_{lk}$$

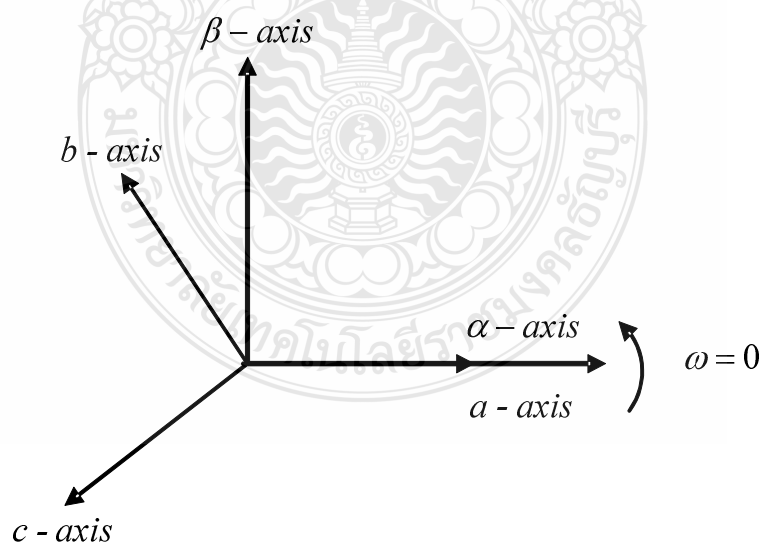
$$x_i = x_i + K_i e_k + K_{cor} e_{lk}$$

2.6 การเปลี่ยนแกนระบบไฟฟ้าสามเฟส

ในการศึกษาเรื่องของระบบไฟฟ้าได้มีการนำเอาสมการทางคณิตศาสตร์มาใช้ในการแก้ปัญหาของสมการที่ซับซ้อนและมีค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เปลี่ยนไปตามเวลา โดยมีทฤษฎีในการแปลงทางคณิตศาสตร์ที่เกี่ยวข้องกับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสอยู่ดังนี้ คือ

2.6.1 การแปลงภาพของ Clarke's Transformation

ตัวแปรคงที่ 2 เฟส ของการแปลงภาพตามกฎของ Clark คือ α และ β ดังภาพที่



ภาพที่ 2.20 การแปลงแกนตามกฎของ Clarke

แกน α อยู่ในตำแหน่งเดียวกับแกน a และ β ล้าหลังแกน α และ แกน c ให้อยู่ในภาพของแกน α และแกน β แสดงในองค์ประกอบของลำดับศูนย์ (Zero Sequence) ได้ดังนี้

$$[f_{\alpha\beta 0}] = [T_{\alpha\beta 0}][f_{abc}] \quad (2.43)$$

และ กำหนดให้ $[T_{\alpha\beta 0}]$ ถูกแปลงเป็น

$$[T_{\alpha\beta 0}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & 0.866 & 0.866 \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

และสามารถแปลงให้อยู่ในภาพเมตริกกลับ (Inverse Matrix) ได้

$$[T_{\alpha\beta 0}]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -0.5 & 0.866 & 1 \\ -0.5 & -0.866 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

2.6.1 การแปลงแกนของ Park (Park Transform)

การแปลงแกนของ Park เป็นที่รู้จักในเรื่องของการแปลงระบบ 3 เฟส เป็นระบบ 2 เฟส ในการวิเคราะห์เครื่องกลเชิงโรตอรี สมการแปลงแกน เป็นดังนี้

$$[f_{dq0}] = [T_{dq0}(\theta_d)][f_{abc}] \quad (2.46)$$

โดยที่ $[T_{dq0}(\theta_d)]$ ถูกกำหนดให้เป็น

$$[T_{dq0}(\theta_d)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_d & \cos\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta_d & -\sin\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

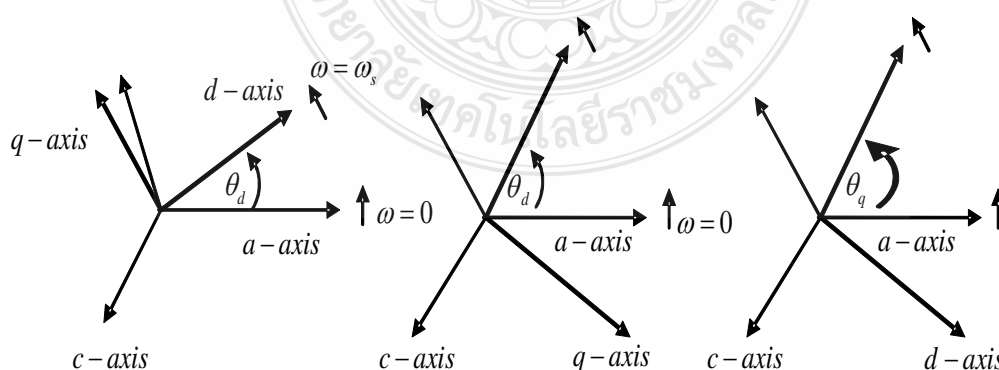
และเมตริกกลับ คือ

$$[T_{dq0}(\theta_d)]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_d & -\sin \theta_d & 1 \\ \cos\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

การแปลงแกนของปาร์ก (Park's Transformation) ใช้เปลี่ยนปริมาณทางเวกเตอร์ด้านสเตเตอร์ของเครื่องกลเชิงโครนัสเป็นแกนอ้างอิง dq และ q ทางบวก นำหน้าแกน d อยู่ $\frac{\pi}{2}$ ในภาพ การแปลงภาพของปาร์ก ส่วนค่าความต่างศักย์ภายใน มีค่าขึ้นอยู่กับแกน q ทางบวก ส่วนในบางครั้ง อาจมีการกำหนดให้แกน q ล้าหลังแกน d จะต้องกำหนดไว้ว่าแกน q ตรงกับค่าแรงดันเหนี่ยวนำเสมอ และสามารถแสดงในภาพแบบของการแปลงได้เป็น

$$[T_{dq0}(\theta_d)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_d & \cos\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta_d & \sin\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

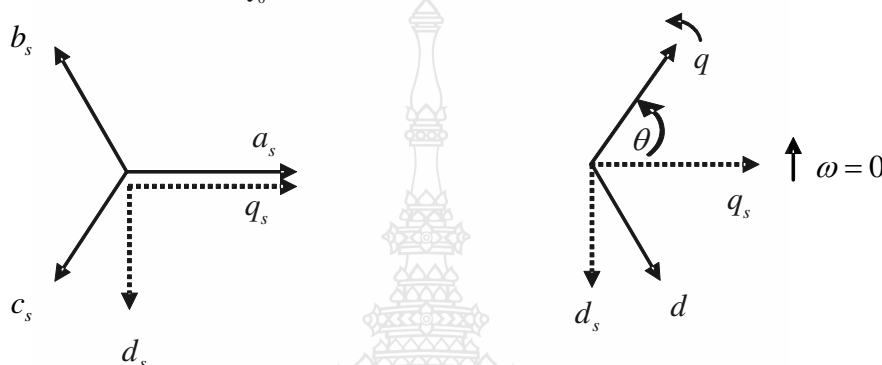
ส่วนการใช้การแปลงแบบใดไม่ว่าเป็นแกน q นำหน้าแกน d หรือ แกน q ล้าหลังแกน d แต่ในการแปลงแกนมักจะแสดงค่าในภาพของมุม θ_d และ θ_q ระหว่างแกน q กับแกน q ดังแสดงในภาพ



ภาพที่ 2.21 การแปลงแกนตามกฎของ Park

การแปลงแกนระหว่างแกน abc และการหมุนของ $qd0$ ในส่วนนี้จะแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ระหว่างส่วนที่อยู่กับที่ที่ถูกแสดงด้วยแกน abc กับส่วนที่เคลื่อนที่ของแกน qd มุม θ คือมุมที่อยู่ระหว่างแกน q ของส่วนที่เคลื่อนที่และส่วนที่อยู่กับที่อย่างแกน q และแกน d ซึ่งเป็นฟังก์ชันของความเร็วเชิงมุม ωt ของส่วนที่เคลื่อนที่ qd และค่าตั้งต้นตั้งสมการ

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \theta(0) \quad (2.50)$$



ภาพที่ 2.22 การแปลงแกนจากกฎของ Clarke ไปเป็นกฎของ Park

เมื่อ $\theta(0)$ คือค่าเริ่มต้นของ θ ที่เวลา $t=0$ เมื่อองค์ประกอบของ qd ถูกรวมอยู่ในภาพของเวกเตอร์จะได้

$$i_q - ji_d = i_q^s \cos \theta - i_d^s \sin \theta - j(i_d^s \sin \theta + i_q^s \cos \theta) \quad (2.51)$$

การกลับของการแปลงจะได้

$$\begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

อีกทางหนึ่ง การกลับของการแปลงแกนสามารถแสดงได้เป็น

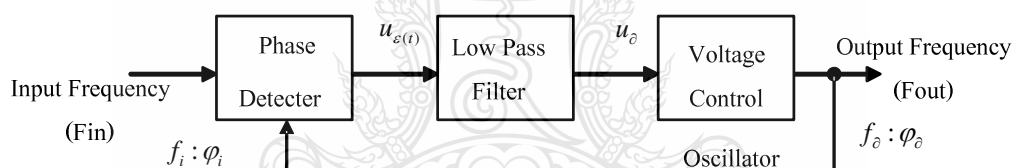
$$i_q^s - ji_d^s = (i_q - ji_d) e^{j\theta} \quad (2.53)$$

ค่าของ $e^{j\theta}$ อาจถูกเรียกได้ว่าเป็นตัวปฏิบัติการการหมุนที่มีค่าการหมุนขึ้นอยู่กับค่ามุม θ ดังนั้น จากสมการข้างต้นชี้ให้เห็นถึงการแก้ปัญหของส่วน qd ที่เป็นไปตามการตั้งค่าของการหมุน

แบบซิงโครนัสของแกน qd ที่มุม θ นำหน้าการหมุนของแกน เมื่อลองตรวจสอบธรรมชาติขององค์ประกอบ qd ในการหมุนแบบซิงโครนัสของแกน qd นี้คือค่าสมมูลของสิ่งที่จะมาพบจากการสังเกตการหมุนกับ i การแสดงการเปลี่ยนแปลงในการหมุนแบบซิงโครนัสใหม่ของแกน qd โดยค่า e ใช้เพื่อแยกแยะออกจากค่า s (ตัวยก) ที่เป็นส่วนที่อยู่กับที่ของแกน qd แต่อย่างไรก็ตามค่าความเร็วของการหมุนคงที่จะได้จากสมการที่ 2.54

$$\theta_e(t) = \int_0^t \omega_e dt + \theta_e(0) = \omega_e t + \theta_e(0) \quad (2.54)$$

ในการหาค่ามุมเราสามารถหาได้จากวิธีการเฟสล็อกลูป (Phase Lock Loop: PLL) ซึ่ง PLL เป็นระบบควบคุมความถี่ โดยใช้วิธีเปรียบเทียบเฟสเฟส (Phase) ของความถี่ทางด้านเอาต์พุต กับเฟสของความถี่อ้างอิง (Reference Frequency) ซึ่งถูกป้อนเข้าทางด้านอินพุตของระบบ ภาพที่ 2.23 แสดงไต่อะแกรมของเฟสล็อกลูปอย่างง่าย



ภาพที่ 2.23 กระบวนการของ Phase Locked Loop

เวกเตอร์ i ของคู่อันดับ qd ใหม่ คือ

$$(i_q^e - j i_d^e) = (i_q^s - j i_d^s) e^{-j(\omega_e t + \theta_e(0))} \quad (2.55)$$

$$I_m e^{j(\omega_e t + \phi)} e^{-j(\omega_e t + \theta_e(0))} = I_m e^{j(\phi - \theta_e(0))} \quad (2.56)$$

$$I_m \cos(\phi - \theta_e(0)) + j I_m \sin(\phi - \theta_e(0)) \quad (2.57)$$

เราสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ความแตกต่างของการตั้งค่ากระแสสมมูล 3 เฟสได้จากสมการข้างต้น และสมการที่แสดงองค์ประกอบของ q และ d ในกรอบอ้างอิงซิงโครนัสที่คล้ายกับค่าจริง และองค์ประกอบทางจินตภาพ ของค่าสูงสุดของกระแสของเฟส a คือ

$$(i_q^e - ji_d^e) = \sqrt{2}i_a \quad (2.58)$$

ภาพแบบ การแปลงค่าที่สมบูรณ์ จากส่วนคงที่ $qd0$ ไปยังส่วนที่เคลื่อนที่ $qd0$ ด้วยลำดับศูนย์ (Zero Sequence) ที่สมบูรณ์ คือ

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

เมื่อ $\theta = \omega t + \theta(0)$ ในเมตริกซ์ อาจแสดงได้จากสมการ

$$[i_{qd0}] = [T_\theta][T_{qd0}^s][i_{abc}] \quad (2.60)$$

ในเทอมของกระแส ตั้งต้น abc คือ

$$[i_{qd0}] = [T_\theta][T_{qd0}^s][i_{abc}] \quad (2.61)$$

แสดงค่า

$[T_\theta][T_{qd0}^s]$ ด้วย $[T_{qd0}]$ จะได้

$$[i_{qd0}] = [T_{qd0}][T_{qd0}][i_{abc}] \quad (2.62)$$

เขียนอยู่ในภาพการคูณเมตริกซ์ง่าย ๆ ได้

$$[T_{qd0}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

ค่าการย้อนกลับของการแปลงภาพเขียนได้เป็น

$$[T_{qd0}]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

และยังสามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าชั่วขณะ (Instantaneous Power) รวมในวงจร 3 เฟส จากปริมาณ abc เป็น $qd0$ หาได้จาก

$$P_{abc} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

$$\begin{bmatrix} [T_{qd0}]^{-1} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} [T_{qd0}]^{-1} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

$$\begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [T_{qd0}]^{-1} \\ [T_{qd0}]^{-1} \\ [T_{qd0}]^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

สามารถเขียนได้ว่า

$$\begin{bmatrix} [T_{qd0}]^{-1} \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} [T_{qd0}]^{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

ดังนั้น

$$P_{abc} = \frac{3}{2} (v_q i_q + v_d i_d) + \frac{1}{3} v_0 i_0 \quad (2.69)$$

2.7 อุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

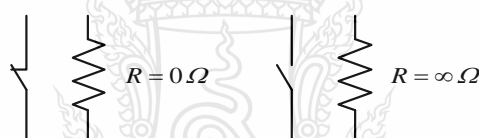
อุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเป็นอุปกรณ์หลักที่ใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังทั่วไป ซึ่งอุปกรณ์ดังกล่าวจะทำงานใน 2 สถานะคือ สถานะนำกระแส และสถานะหยุดนำกระแส ทั้งนี้ในเชิง

ทฤษฎี อุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์จะถูกรวมให้เป็นสวิตช์อุดมคติ เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ วงจร อย่างไรก็ตามความเข้าใจคุณลักษณะแรงดันและกระแสของอุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง แต่ละชนิดมีความจำเป็นอย่างยิ่งในการนำไปประยุกต์ใช้งาน [10]

อุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังควรมีคุณลักษณะทางอุดมคติดังนี้

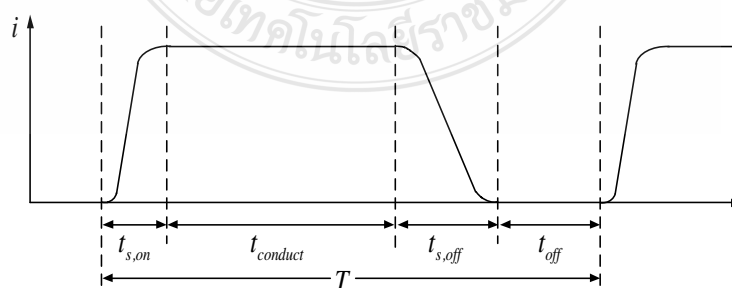
- สามารถทนแรงดันพังทลายได้สูง ซึ่งขึ้นอยู่กับพิกัดแรงดันใช้งาน
- มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำทำให้มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียต่ำ
- มีความเร็วสูงในการเปลี่ยนสถานะการทำงาน
- ทนต่ออุณหภูมิสูงขณะใช้งาน
- ควบคุมได้ง่าย

โดยทั่วไปอุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังจะทำงานเป็นสวิตช์ในวงจร ซึ่งขณะนำกระแส ค่าความต้านทานของอุปกรณ์จะต่ำมาก (ใกล้เคียงศูนย์) และขณะหยุดนำกระแส ค่าความต้านทานของอุปกรณ์จะสูงมาก (ใกล้เคียงค่าอนันต์) ดังวงจรสมมูลในภาพที่ 2.24



ภาพที่ 2.24 วงจรสมมูลของอุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

ขณะอุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเปลี่ยนสถานะทำงาน จะเกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียขึ้น ซึ่งเกี่ยวข้องกับค่าประสิทธิภาพของวงจรโดยรวม ทั้งนี้ช่วงเวลาในการทำงานของสวิตช์ และกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการทำงานทั้ง 2 สถานะ แสดงดังภาพที่ 2.25



ภาพที่ 2.25 ค่ากระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในช่วงเวลาต่างๆ

- เมื่อ $t_{s,on}$ คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (Turn On)
 $t_{conduct}$ คือ ช่วงเวลานำกระแส (On)
 $t_{s,off}$ คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off)
 t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแส (Off)

การสูญเสียที่สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังแบ่งได้เป็น 2 ส่วนคือ สูญเสียขณะนำกระแส ($W_{con,loss}$) และขณะสวิตซ์ ($W_{s,loss}$) โดยการสูญเสียขณะสวิตซ์แบ่งได้อีกเป็น 2 ส่วน คือ ช่วงเริ่มนำกระแส (Turn-On Loss: $W_{s_on,loss}$) และช่วงเริ่มหยุดนำกระแส (Turn-Off Loss: $W_{s_off,loss}$) ค่าพลังงานสูญเสียต่างๆ สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ 2.70

$$W_{con,loss} = V_d I_d t_{conduct} \quad (2.70)$$

$$W_{s_on,loss} = \frac{1}{2} V_d I_d t_{s,on}$$

$$W_{s_off,loss} = \frac{1}{2} V_d I_d t_{s,off}$$

วัตถุประสงค์ของการออกแบบอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังคือค่าที่น้อยที่สุดของการสูญเสียขณะนำกระแสและการสูญเสียขณะสวิตซ์รวมกัน (อยู่ในรูปของความร้อน) เพราะอุณหภูมิการทำงานสูงสุด T_{jmax} จะต้องถูกจำกัดเพื่อป้องกันอุณหภูมิเบรคควาน์ ดังนั้นกำลังสูญเสียสูงสุดหาได้จากสมการที่ 2.71

$$P_{AVmax} \leq \frac{T_{jmax} - T_a}{R_{thja}} \quad (2.71)$$

- เมื่อ T_{jmax} คือ อุณหภูมิสูงสุดที่จุดต่อ
 T_a คือ อุณหภูมิแวดล้อม
 R_{thja} คือ ความต้านทานความร้อนระหว่างจุดต่อของสารกึ่งตัวนำและสภาพแวดล้อม

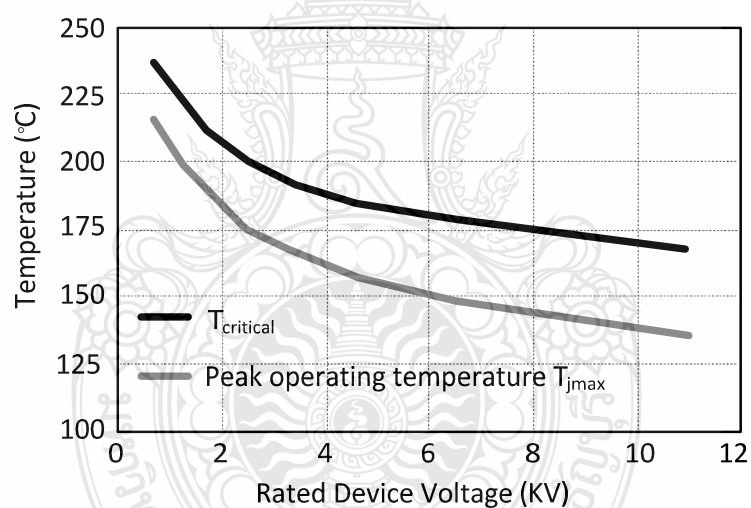
อุณหภูมิการทำงานสูงสุด T_{jmax} จะลดลงด้วยอุปกรณ์ป้องกันแรงดัน [3] ซึ่งอุณหภูมิวิกฤตและอุณหภูมิการทำงานสูงสุด T_{jmax} ที่ปลอดภัยของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำสามารถแสดงได้ดังภาพที่

2.26 ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียของอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในขณะทำงานที่ความถี่ f สามารถหาได้จากสมการที่ 2.72

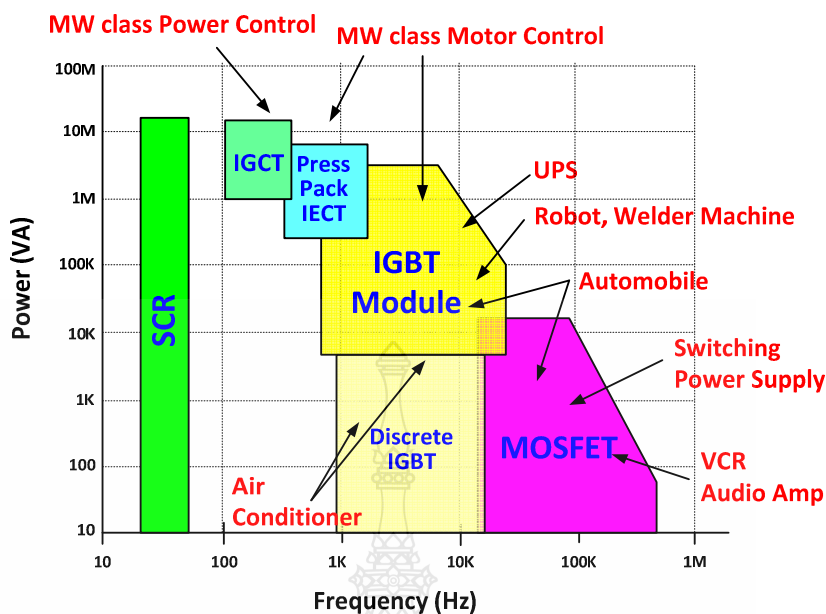
$$P_{AV} = \psi I_{on} V_{on} + f (W_{on} + W_{off}) \quad (2.72)$$

เมื่อ I_{on} คือ กระแสในขณะนำกระแส
 V_{on} คือ แรงดันขณะนำกระแส
 W_{on} คือ การสูญเสียขณะนำกระแส
 W_{off} คือ การสูญเสียขณะหยุดนำกระแส
 ψ คือ Duty Cycle

จากสมการที่ 2.71 และ 2.72 เป็นข้อจำกัดสำหรับการนำอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังไปประยุกต์ใช้งานตามที่แสดงในภาพที่ 2.26 และ 2.27



ภาพที่ 2.26 อุณหภูมิวิกฤตและอุณหภูมิการทำงานสูงสุด T_{jmax} ที่ปลอดภัยของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ [3]



ภาพที่ 2.27 พิกัดกำลังไฟฟ้าของอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังและการประยุกต์ใช้งาน [4]

การพัฒนาอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในปัจจุบันสามารถพัฒนาไปที่พิกัดที่สูงขึ้นมาก ดังแสดงในภาพที่ 2.27 สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ขนาดกำลังไฟฟ้าที่ใช้คือ 2 กิโลวัตต์ ความถี่สวิตซ์ 10 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่พิจารณาเลือกใช้คือ ไอจีบีที

2.8 อุปกรณ์ส่วนที่ใช้เก็บพลังงาน

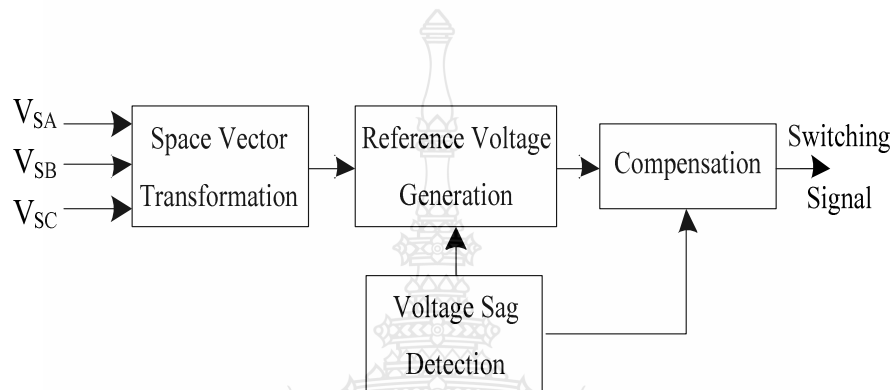
เป็นส่วนที่มีความสำคัญต่อความสามารถในการชดเชยแรงดันตกชั่วครู่ในส่วนของโหลดที่สามารถรับได้และระยะเวลาในการชดเชย ซึ่งส่วนที่ใช้เก็บพลังงานนี้สามารถนำแบตเตอรี่หรือตัวเก็บประจุมาใช้ได้ แต่โดยทั่วไปแล้วนิยมใช้ตัวเก็บประจุมากกว่าเนื่องจากหาซื้อได้ง่ายและราคาถูก นอกจากนั้นยังสามารถลดปัญหาจางจรชาร์จได้อีกด้วย

2.8.1 ส่วนการควบคุม

เป็นส่วนที่มีความสำคัญที่สุดในระบบการชดเชยแรงดันตกชั่วครู่ มีหน้าที่ในการควบคุมการเริ่มหรือหยุดทำงานของระบบ และการกำหนดหาแรงดันที่ต้องชดเชยแล้วส่งสัญญาณไปสั่งให้ส่วนการแปลงพลังงานทำงาน ระบบการควบคุมพื้นฐานที่ถูกใช้ในงานวิจัยที่ผ่านมาโดยส่วนใหญ่จะใช้การควบคุมแบบเวกเตอร์ ดังแสดงในภาพที่ 2.28 สามารถแบ่งได้เป็น 3 ส่วน [6] คือ

การตรวจจับแรงดันตกชั่วคราว มีหน้าที่หลักเป็นเพียงการตรวจจับการเกิดและการสิ้นสุดของแรงดันตกชั่วคราวเท่านั้น

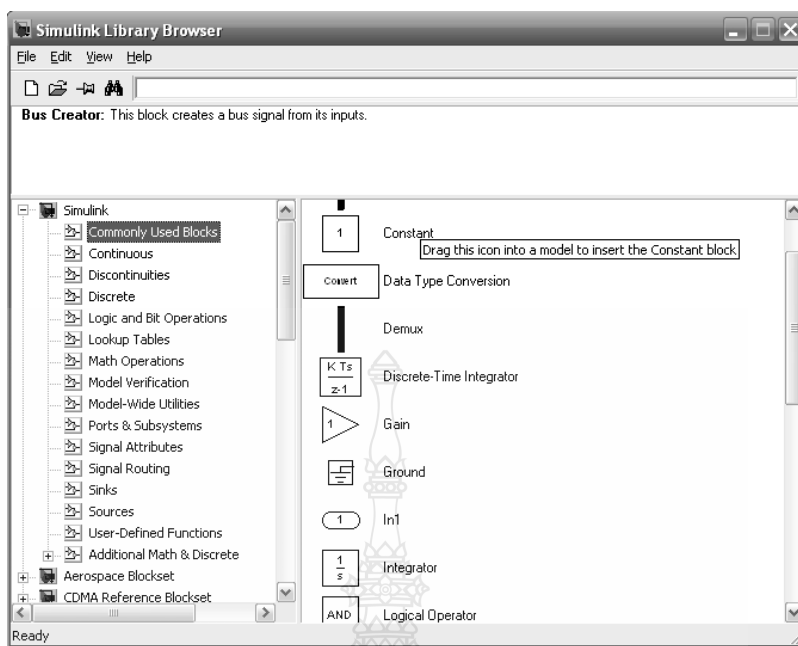
- 1) การสร้างแรงดันอ้างอิง มีหน้าที่หลักในการสร้างแรงดันสมมุติของแรงดันในระบบไฟฟ้าที่เป็นปกติขณะเกิดแรงดันตกชั่วคราว
- 2) การสร้างแรงดันชดเชย มีหน้าที่หลักในการคำนวณหาแรงดันที่ต้องชดเชย และสร้างสัญญาณการขับนำสวิตช์ไปสั่งให้วงจรแปลงผันสร้างแรงดันชดเชย



ภาพที่ 2.28 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมพื้นฐาน

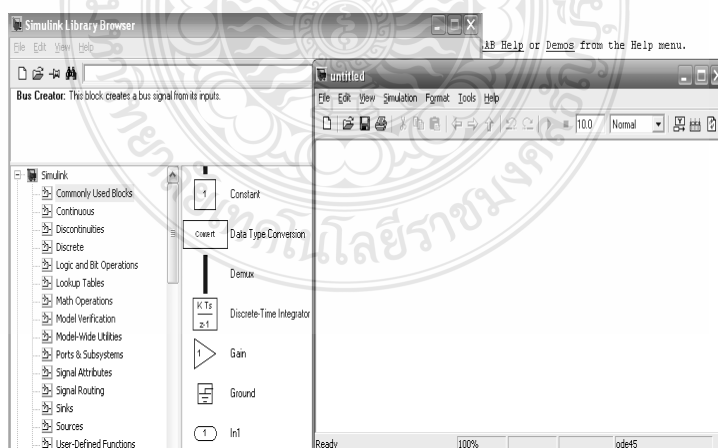
2.9 โปรแกรม MATLAB/Simulink

โปรแกรม Matlab/Simulink เป็นโปรแกรมในส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในโปรแกรม MATLAB ซึ่งเป็นโปรแกรมคำนวณเชิงตัวเลขที่มีประโยชน์อย่างหลากหลาย เช่น การใช้งานฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ขั้นสูง การคำนวณในเชิงตัวแปรเพื่อแก้สมการ การใช้งานร่วมกับฮาร์ดแวร์รูปแบบต่างๆ เป็นต้น ในส่วนของ Simulink นั้นเป็นเครื่องมือที่ใช้ในการเขียนโปรแกรมเพื่อหาคำตอบของสมการทางคณิตศาสตร์ โดยใช้รูปแบบของ Block Diagram เป็นหลักทำให้มีความง่ายและสะดวกมากยิ่งขึ้น สำหรับองค์ประกอบของโปรแกรมนั้น จะสามารถสร้างแบบจำลองได้โดยใช้ Building Blocks ที่มีมาจาก Simulink Library Browser ดังภาพที่ 2.29

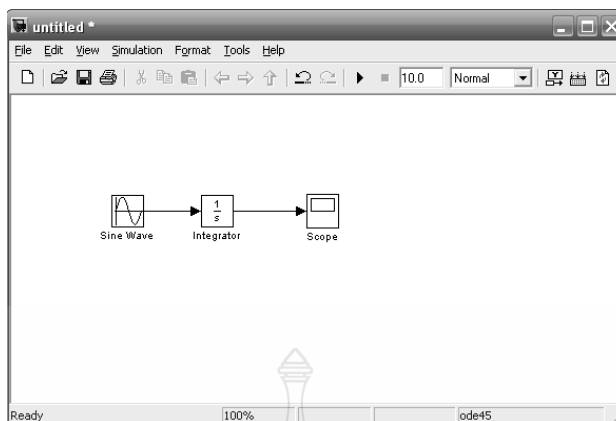


ภาพที่ 2.29 Block Diagram พื้นฐานใน Simulink Library Browser

ในโปรแกรม Simulink นั้น การจำลองปัญหาอาศัยการสร้างแผนภูมิ (Simulation Diagram) เพื่อการกำหนด การรับ และส่งผ่านสัญญาณ ข้อมูลจาก block หนึ่งจะถูกส่งผ่าน ไปอีก Block หนึ่งโดยจะผ่านเส้นเชื่อมต่อระหว่างกัน โดยที่สามารถดูผลลัพธ์ของข้อมูลได้หลายลักษณะทั้ง Oscilloscope หรือ Display โดยสามารถเลือกจากในส่วนของ Sink ดังภาพที่ 2.36 และ 2.37



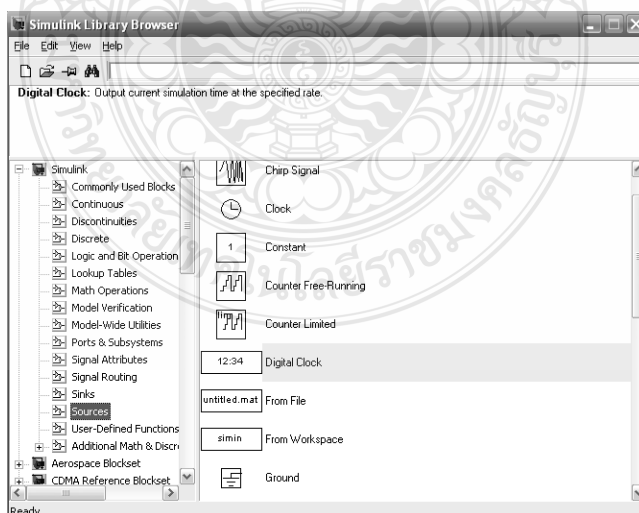
ภาพที่ 2.30 หน้าต่างสำหรับสร้างระบบจำลองของ Simulink



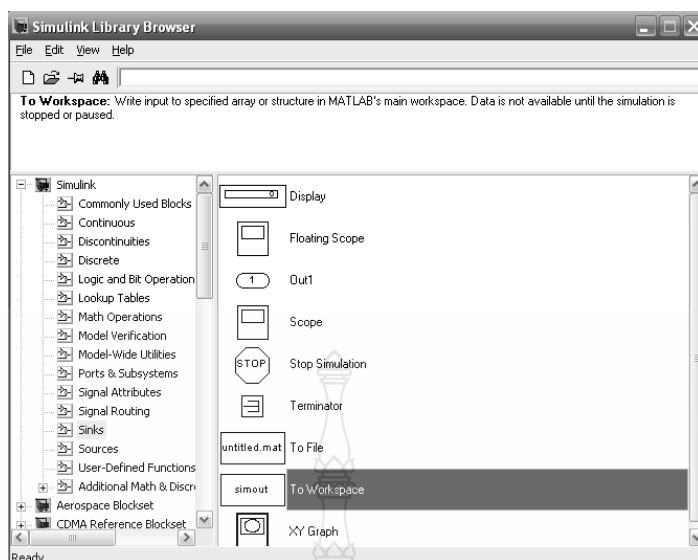
ภาพที่ 2.31 การเชื่อมต่อระหว่าง Block ของ Simulink

2.9.1 กลุ่มของ Block พื้นฐานใน Simulink

1. แหล่งกำเนิดสัญญาณ (Source) และแหล่งแสดงสัญญาณ (Sinks) กลุ่มของ Source ที่กำหนดมาให้ประกอบด้วยแหล่งกำเนิดข้อมูลหรือสัญญาณ เช่นแหล่งกำเนิดค่าคงที่ (Constant), แหล่งกำเนิดสัญญาณพัลส์ (Pulse Generator) แหล่งกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ (Sine Wave) หรือแหล่งกำเนิดสัญญาณนาฬิกา (Clock) ที่มักใช้เพื่อจับเวลาการจำลองปัญหาเป็นต้น ดังภาพที่ 2.32 กลุ่มของ Sinks เป็นกลุ่มที่จะใช้สำหรับเก็บข้อมูล (To Workspace) และแสดงผลของการแก้ปัญหา (Scope Display) เป็นต้น ดังภาพที่ 2.33

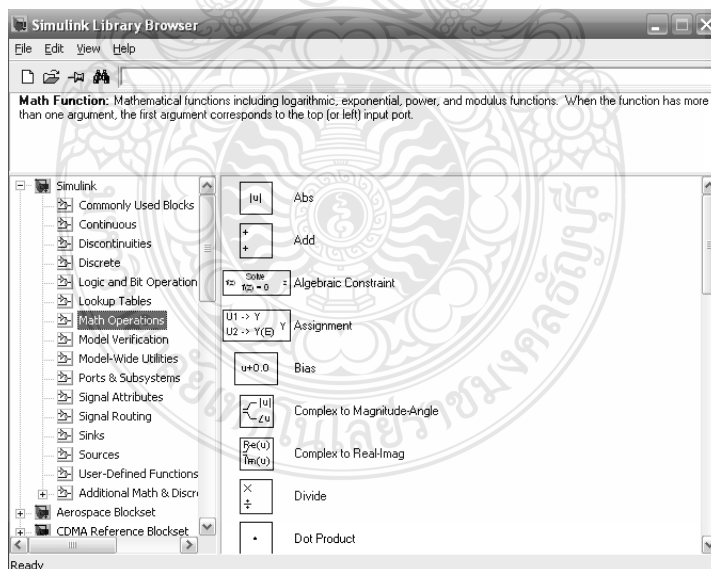


ภาพที่ 2.32 กลุ่ม Block ของ Source



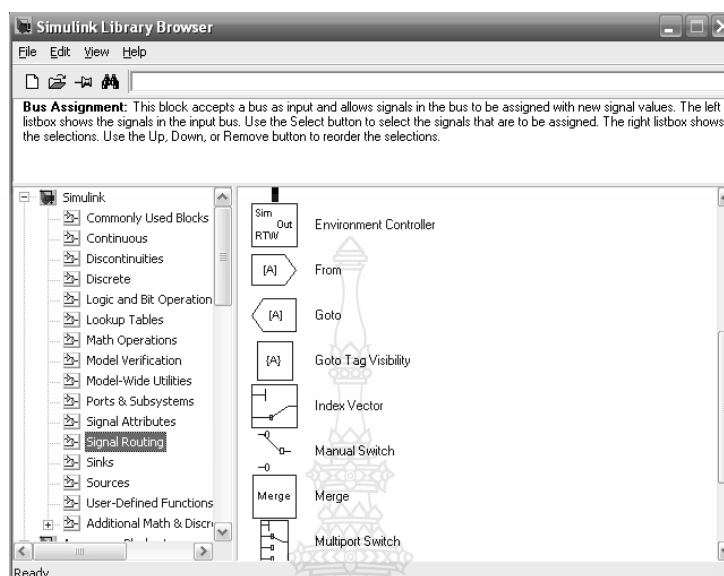
ภาพที่ 2.33 กลุ่ม Block ของ Sinks

2. การดำเนินการทางคณิตศาสตร์ (Math Operations) กลุ่ม Math Operations มีหน้าที่เกี่ยวข้องกับการดำเนินการคณิตศาสตร์ต่างๆ เช่น การบวก (Add) ฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ (Math Function) และการคูณตัวแปร (Gain) เป็นต้น



ภาพที่ 2.34 กลุ่ม Block ของ Math Operations

3. ทางเดินสัญญาณ (Signal Routing)

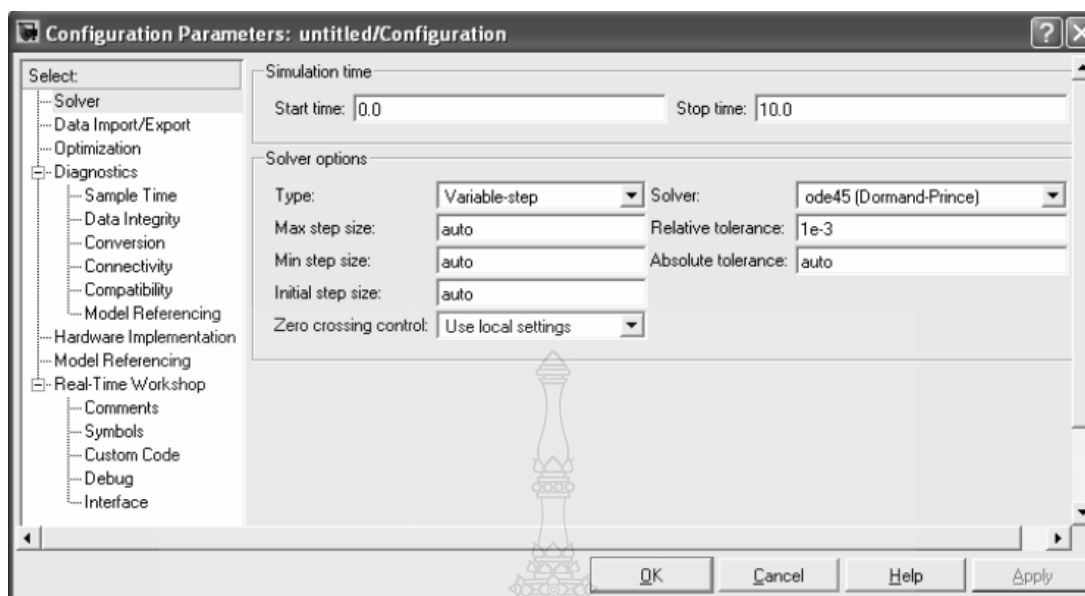


ภาพที่ 2.35 กลุ่ม Block ของ Signal Routing

ในการจำลองระบบที่มีความซับซ้อน บางครั้งมีความจำเป็นต้องมีการรับส่งสัญญาณจากส่วนหนึ่งของระบบ ไปสู่อีกส่วนหนึ่งของระบบ ซึ่งการใช้เส้นเชื่อมอาจไม่สะดวกในการทำงาน ซึ่ง Block ในกลุ่มนี้เป็นประเภท GOTO, FROM และ Multiplexing จะทำให้แผนภูมิมีความเป็นระเบียบมากขึ้นดังภาพที่ 2.35

2.9.2 การกำหนดค่าคงที่ในการจำลองปัญหา (Parameters Configuration)

การจำลองปัญหาในคอมพิวเตอร์นั้น มีข้อสังเกตที่ต้องพึงระวัง คือระยะเวลาที่สนใจในการจำลองปัญหากับระยะเวลาในการจำลองปัญหา เช่นคอมพิวเตอร์อาจใช้ระยะเวลาในการจำลองการตอบสนองในช่วง 10 นาที ของระบบที่สนใจเพียง 1 วินาที ทำให้ระยะเวลาที่คอมพิวเตอร์ใช้ในการหาคำตอบของปัญหาที่สนใจไม่ตรงกันในการจำลองปัญหาโดยใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลขที่ Step Size มีค่าไม่คงที่ (Variable Step Size) ค่า Step Size ที่มากที่สุดและน้อยที่สุดสามารถกำหนดได้ อย่างไรก็ตามระเบียบวิธีเชิงตัวเลขที่ Step Size มีค่าคงที่ (Fixed Step Size) เป็นวิธีที่มักจะนิยมใช้ในการจำลองปัญหา เนื่องจากสามารถระบุช่วงเวลาหรือจุดของเวลาที่สนใจได้อย่างแม่นยำ ดังภาพที่ 2.36



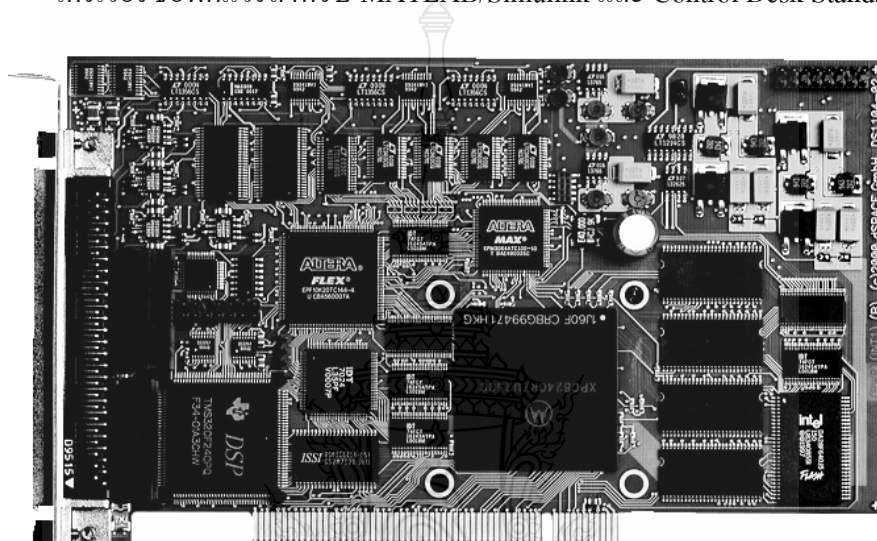
ภาพที่ 2.36 หน้าต่างที่ใช้กำหนดค่าคงที่ในการจำลองปัญหา

2.10 การ์ดอินเทอร์เฟซ (dSPACE DS1104) [9]

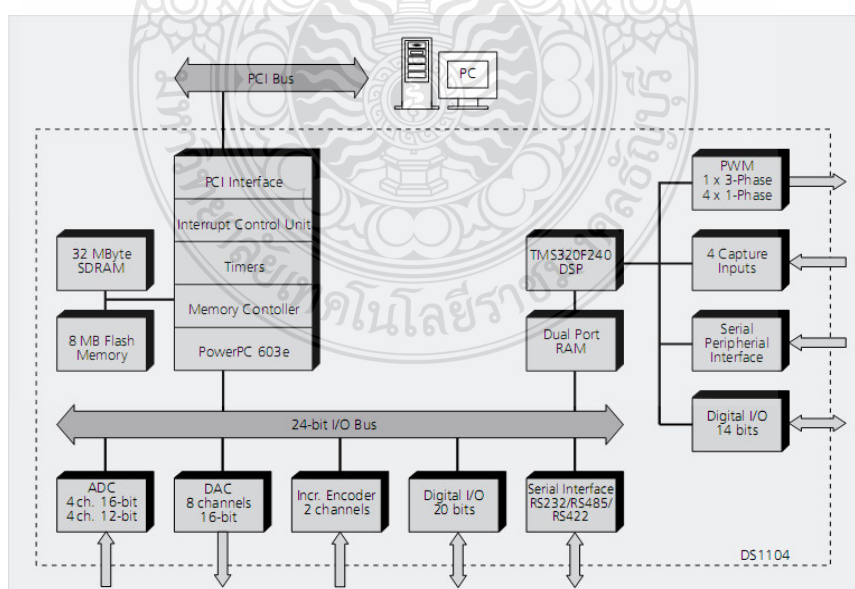
การ์ดอินเทอร์เฟซทำหน้าที่เชื่อมต่อแบบจำลองการทำงานระบบควบคุมด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink กับกระบวนการจริง โดยผ่าน blocksets และสามารถปรับแก้พารามิเตอร์ต่างๆที่ออกแบบด้วยเวลาจริง การ์ดอินเทอร์เฟซประกอบด้วยจำนวนช่อง A/D, D/A, PWM, Digital I/O และ Encoder ซึ่งใช้สำหรับระบบควบคุม เช่น การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับด้วยเวกเตอร์ การควบคุมแขนกลและการควบคุมกระบวนการแบบไม่เป็นเชิงเส้นที่ซับซ้อน เป็นต้น คุณลักษณะของการ์ดอินเทอร์เฟซ DS1104 มีดังต่อไปนี้

- เป็นการ์ดอินเทอร์เฟซสำหรับควบคุมแบบเวลาจริง (Real-Time) ผ่านสล็อต PCI 32 บิต ในคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล ใช้โปรเซสเซอร์หลัก PPC603e 250 MHz และตัวประมวลผลเชิงดิจิทัลรอง (Slave Digital Signal Processor) เบอร์ TMS320F240
- ช่องสัญญาณ A/D จำนวน 8 ช่อง ความละเอียด 12 และ 16 บิต แรงดันอินพุต $\pm 10V$
- ช่องสัญญาณ D/A จำนวน 8 ช่อง ความละเอียด 16 บิต แรงดันอินพุต $\pm 10V$
- สัญญาณ PWM จำนวน 10 ช่องแบบอิสระจาก DSP TMS320F240
- ดิจิตอล I/O จำนวน 20 ช่อง แบบขนาน
- ช่องสัญญาณสำหรับเอนโค้ดเดอร์จำนวน 2 ช่อง
- ช่องสัญญาณอินเทอร์เฟซแบบอนุกรม RS232, RS485

- อินเทอร์เน็ตฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์
- แผงเชื่อมต่อสัญญาณ(Panel) สำหรับควบคุมกระบวนการ
- Microtec C Compiler
- ซอฟต์แวร์จัดการระบบฮาร์ดแวร์ (Experiment and Platform Manager for Hardware Management)
- ไดรเวอร์ซอฟต์แวร์สำหรับ MATLAB/Simulink และ Control Desk Standar



ภาพที่ 2.37 การ์ดอินเตอร์เฟส dSPACE รุ่น DS1104

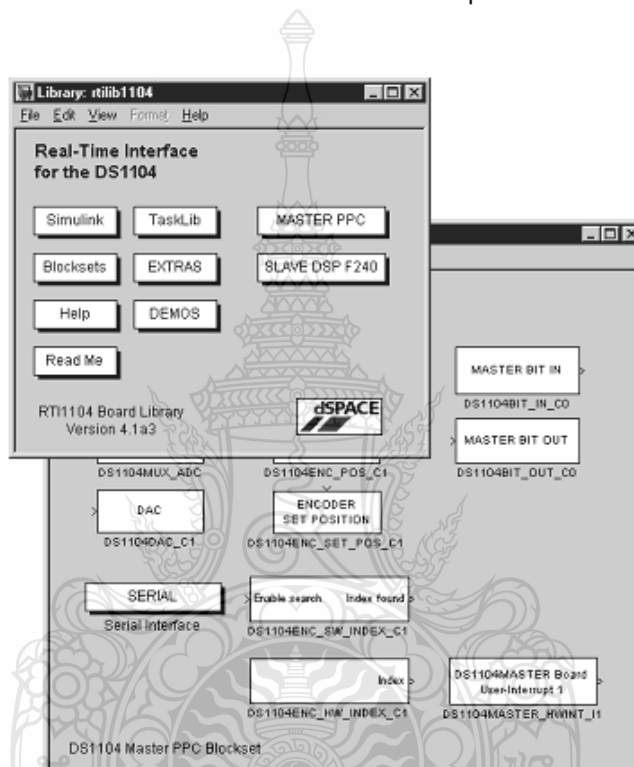


ภาพที่ 2.38 บล็อกไดอะแกรมฮาร์ดแวร์ของการ์ดอินเตอร์เฟส DS1104

ซอฟต์แวร์สำหรับคาร์ดิเนเตอร์เฟส dSPACE ประกอบไปด้วย

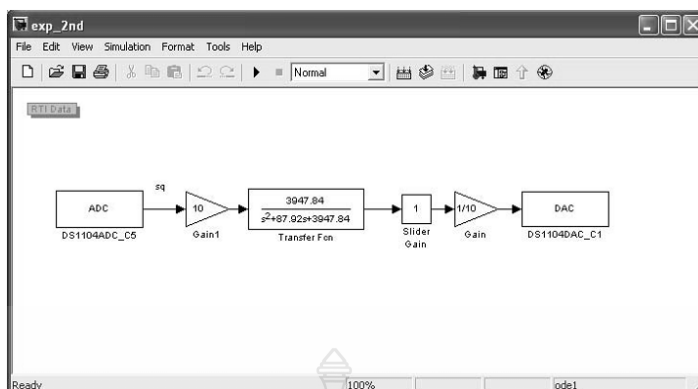
1. Real-Time Library (RTLib 1104) เป็น Blocksets ที่ถูกติดตั้งบน Simulink สำหรับการใช้งานเชื่อมโยง A/D, D/A PWM Blockset กับโปรแกรม MATLAB/Simulink คอมไพล์โปรแกรมและจำลองการทำงานแบบเวลาจริง ดังภาพที่ 2.39

2. Control Desk ซึ่งเป็นซอฟต์แวร์แบบ Graphic User Interface (GUI) โดยทำหน้าที่โหลดข้อมูลตั้งเริ่ม หรือหยุดทำงาน ปรับและแสดงค่าของตัวแปรต่างๆ ใน Simulink แบบเวลาจริงดังภาพที่ 2.41

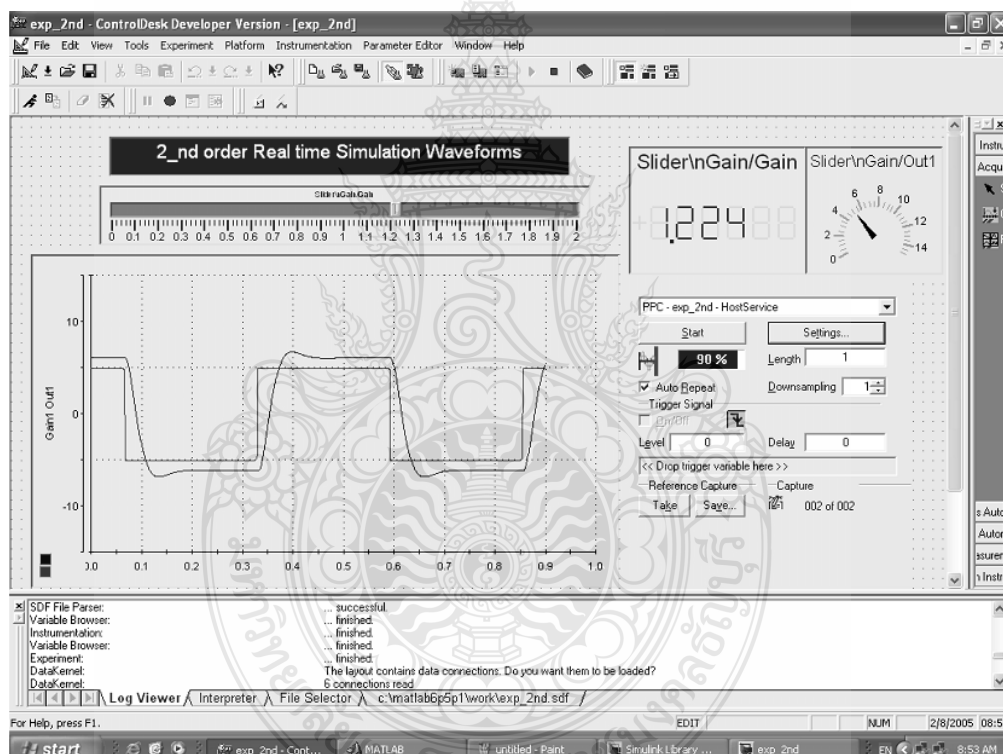


ภาพที่ 2.39 บล็อก RTLib 1104

การใช้ Real-Time Library ซึ่งเป็น Blocksets ที่ใช้หลักการของ Digital To Analog Converter เพื่อทำให้เป็นสัญญาณจริงในรูปแบบทันเวลา ภาพที่ 2.40 เป็นการโปรแกรม Control Desk เพื่อควบคุมสัญญาณในรูปแบบทันเวลาโดยสามารถปรับค่าตัวแปรต่างๆ ที่สร้างขึ้นด้วย Simulink ซึ่งสามารถดูผลตอบสนองของระบบที่สร้างขึ้นเมื่อปรับเปลี่ยนตัวแปรข้างต้นได้ จึงมีความสะดวกเนื่องจากคอมไพล์ DSP Code เพียงครั้งเดียวจะได้ไฟล์ตัวแปรซึ่งสามารถนำไปใช้กับ Control Desk เพื่อการควบคุมแบบทันเวลาได้เลย หากไม่ใช้ Control Desk เมื่อมีการแก้ไขค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ใน Simulink จะต้องคอมไพล์ใหม่ทุกครั้งทำให้เสียเวลาในการทดสอบ



ภาพที่ 2.40 การเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับ D/A ของ DS1104

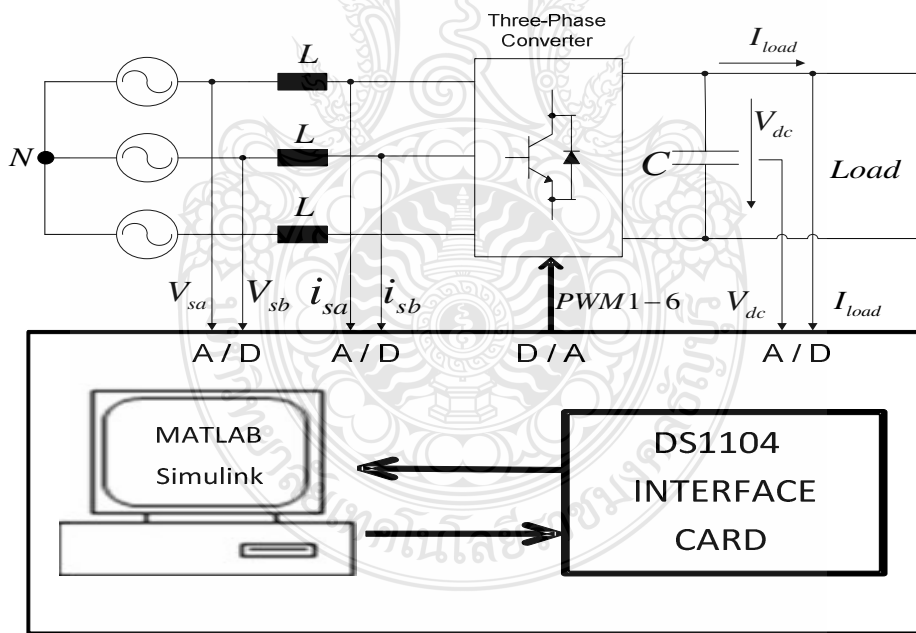


ภาพที่ 2.41 การจำลองแบบสัญญาณทันเวลาโดยใช้ Control Desk

บทที่ 3

วิธีการดำเนินงานวิจัย

งานวิจัยนี้จะควบคุมความสม่ำเสมอของแรงดันด้านออกในวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM โดยใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันในแกน DQ Frame ด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณ โดยจะสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของสัญญาณ SVPWM และมีการควบคุมแรงดันด้านออกในแกน DQ Frame ลงในโปรแกรม Matlab/Simulink แล้วแปลงให้อยู่ในรูปของสัญญาณแบบทันเวลา (Real-Time) ผ่านทางคาร์ดิอินเตอร์เฟส ในระบบประกอบไปด้วยสองส่วนคือ ส่วนภาควงจรกำลัง ทำหน้าที่แปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรง และชุดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลทำหน้าที่เป็นตัวประมวลผลเพื่อสร้างสัญญาณแบบทันเวลา (Real Time) เพื่อไปควบคุมและแสดงผลให้กับภาควงจรกำลัง โดยใช้อินเตอร์เฟสการ์ดรุ่น DS1104 ดังในภาพที่ 3.1



ภาพที่ 3.1 โครงสร้างส่วนประกอบของงานวิจัย

3.1 ขั้นตอนการดำเนินงานวิจัย

งานวิจัยนี้ได้กำหนดขั้นตอนการดำเนินงานทั้งในส่วนของซอฟต์แวร์และฮาร์ดแวร์ ดังแสดงในภาพที่ 3.2 โดยมีรายละเอียดลำดับขั้นตอนการทำงานดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 : ศึกษาค้นคว้าทฤษฎีที่เกี่ยวข้องโดยศึกษาเกี่ยวกับสมการทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM ตัวแปรต่างๆที่มีผลต่อการควบคุมแรงดันด้านออกของวงจร หลักการทำงานและการควบคุมแรงดันไฟฟ้าขาออกของวงจร การใช้งานโปรแกรม Matlab/Simulink และการใช้งานบอร์ดอินเทอร์เฟส

ขั้นตอนที่ 2 : ออกแบบจำลองวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM จากโปรแกรม Matlab/Simulink โดยใช้สมการพื้นฐานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM เพื่อศึกษาผลกระทบของตัวแปรต่างๆต่อการทำงานและการควบคุมแรงดันไฟฟ้าขาออกของวงจร

ขั้นตอนที่ 3 : ศึกษาคุณลักษณะของอุปกรณ์วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM โดยใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันในแกน DQ Frame ด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล DS1104

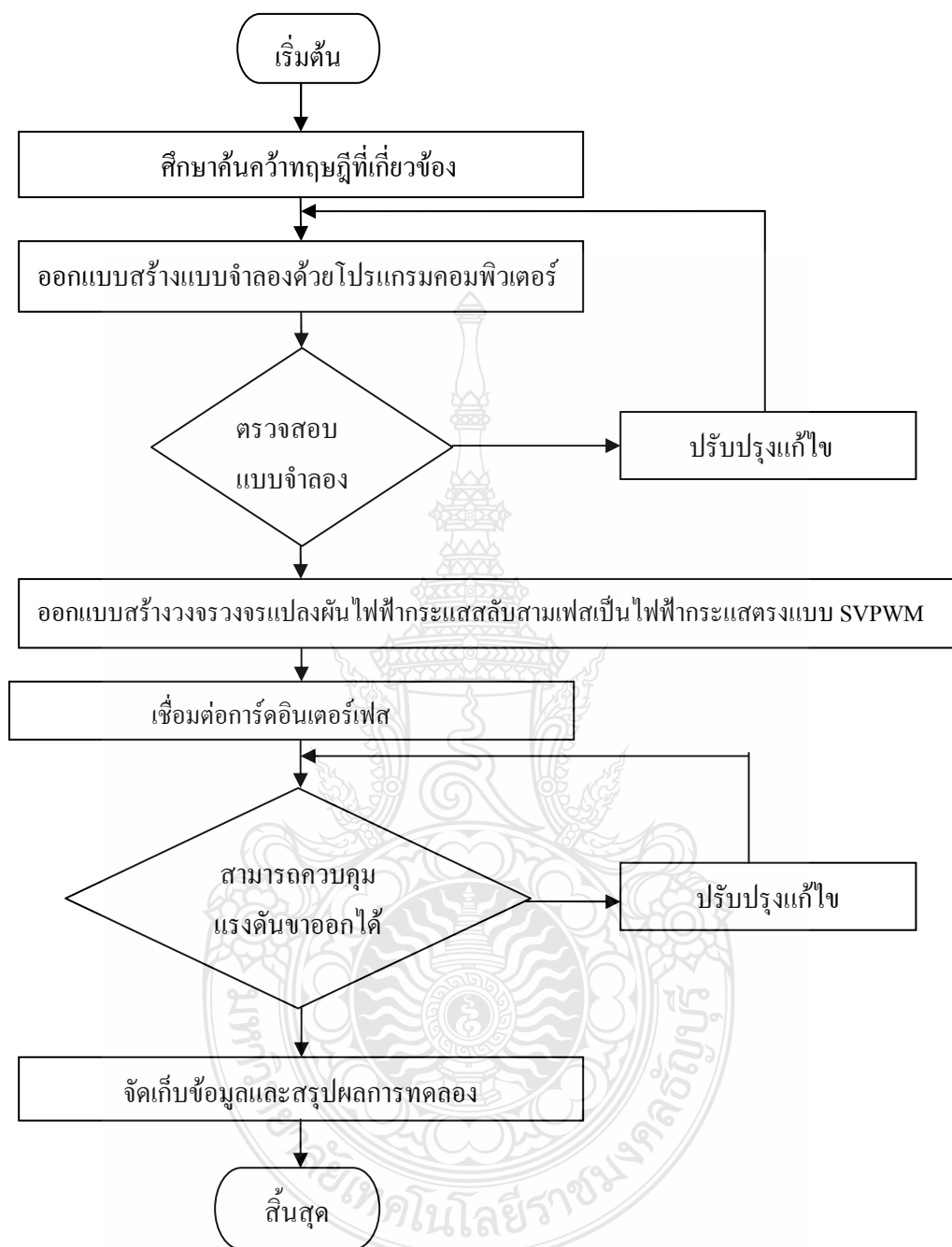
ขั้นตอนที่ 4 : ศึกษาคุณลักษณะของอุปกรณ์ในวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM โดยจำลองการทำงานในโปรแกรม Matlab/Simulink

ขั้นตอนที่ 5 : ศึกษาการสร้าง และพัฒนางจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM โดยใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันในแกน DQ Frame ด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณ และสร้างระบบจัดการด้วยการควบคุมพลังงานแบบ Real-Time ด้วยการ์ดอินเทอร์เฟส DS1104

ขั้นตอนที่ 6 : ทำการทดสอบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM และระบบควบคุมที่สร้างขึ้น

ขั้นตอนที่ 7 : วิเคราะห์ผลการทดลอง ตามผลขั้นตอนการทดลอง

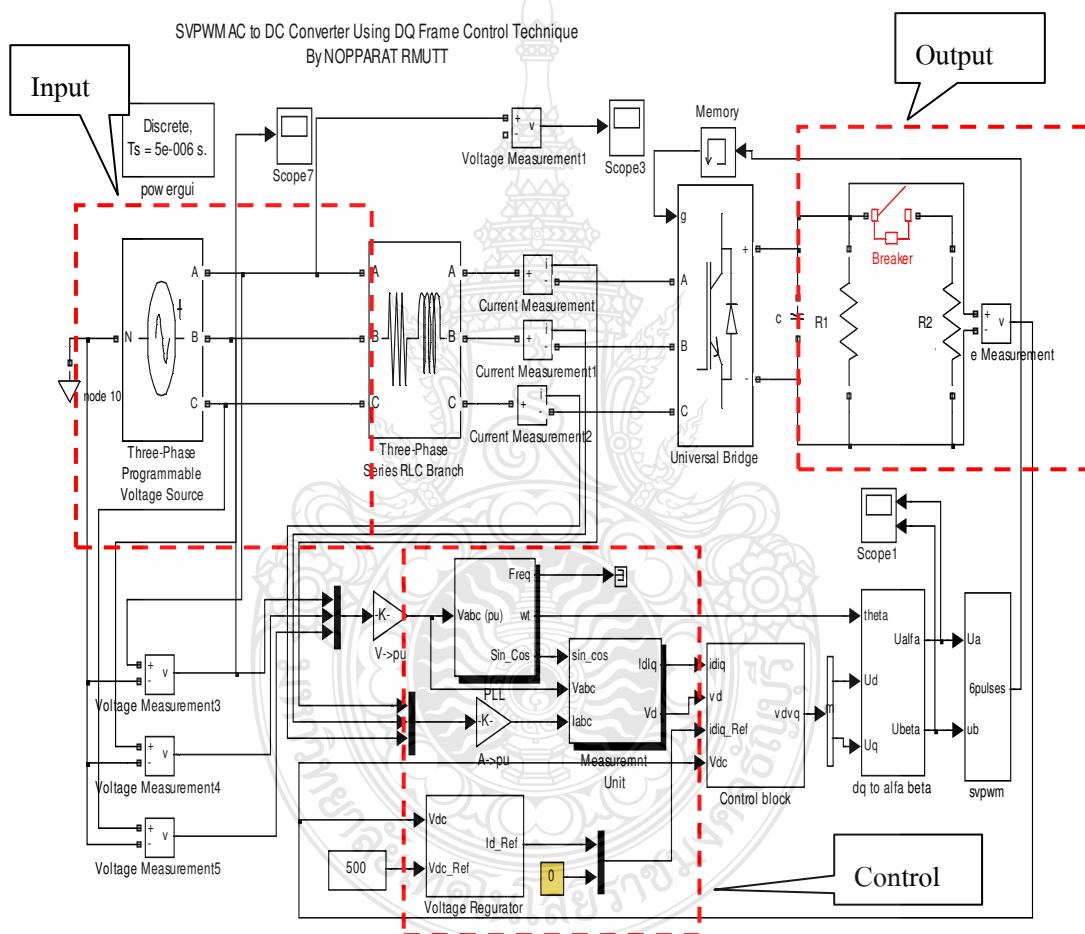
ขั้นตอนที่ 8 : สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง



ภาพที่ 3.2 แผนภาพขั้นตอนการดำเนินงานวิจัย

3.2 การออกแบบจำลองระบบโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink

ลักษณะการควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับ เป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM ตามภาพที่ 3.1 คล้ายๆกับการควบคุมอินดักชันมอเตอร์ (Induction Motor) แบบ Field Oriented Control (FOC) ซึ่งมีลักษณะพื้นฐานที่เหมือนกับในเรื่องของการแปลงแกนนั่นคือการแปลงจากระบบสามแกน $a-b-c$ เป็นแกนนิ่ง อัลฟา และ เบต้า (Stationary $\alpha - \beta$) และแปลงจากแกนนิ่งเป็น แกนหมุน $d-q$ (Rotating $d-q$) ลักษณะการควบคุมแบบนี้มีข้อดีคือ 1) ทำให้กระแสด้านเข้าใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ 2) ตัวประกอบกำลังมีค่าใกล้เคียงหนึ่ง ลักษณะทั่วไปของระบบควบคุมแบบนี้



ภาพที่ 3.3 ระบบการควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM

จากภาพที่ 3.3 กระแสในระบบสามเฟส (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) จะถูกแปลงเป็นกระแสในแกนนิ่ง $\alpha - \beta$ (i_s, i_α) จากนั้น ก็จะถูกแปลงเป็นกระแสในแกนหมุน $d-q$ (i_{sd}, i_{sq}) กระแสในแกนหมุน i_{sd}, i_{sq} ที่ได้จะถูกควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบพี-ไอ (P-I Controller) ซึ่งมีลักษณะที่เหมือนกันโดยกระแส

อ้างอิงของ $i_{sd} (i_{sd}^*)$ ได้จากการนำแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (Vdc) มาผ่านตัวควบคุมแบบพี-ไอ (P-I Controller) ส่วนกระแสอ้างอิงของ $i_{sq} (i_{sq}^*)$ ถูกตั้งค่าไว้ให้เท่ากับศูนย์เพื่อให้ได้ตัวประกอบกำลังมีค่าใกล้เคียงหนึ่ง และกระแส i_{sd} และ i_{sq} ที่ถูกควบคุมแล้วจะได้เป็นแรงดันในแกนหมุน (v_d, v_q) และผ่านการแปลงแกนกลับเป็นแรงดันในแกนนิ่ง (v_α, v_β) เพื่อนำไปแปลงเป็นฟังก์ชันการสวิตช์ที่ตัวมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์ (Space Vector Modulator) ต่อไป สำหรับแรงดันในระบบไฟฟ้าสามเฟส (v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}) จะถูกแปลงเป็นแรงดันในแกนนิ่ง $\alpha - \beta$ ($v_{s\alpha}, v_{s\beta}$) จากนั้นนำไปสร้างสัญญาณ $\sin(\omega t)$ และ $\cos(\omega t)$ เพื่อนำไปอ้างอิงสองส่วนคือในการแปลงแกนนิ่ง $\alpha - \beta$ เป็นแกนหมุน $d - q$ และแปลงกลับจากแกนหมุน $d - q$ เป็นแกนนิ่ง $\alpha - \beta$ ขึ้นจากสมการทางคณิตศาสตร์พื้นฐานที่สำคัญของเซลล์แสงอาทิตย์โดยในงานวิจัยฉบับนี้ได้ใช้โปรแกรม MATLAB R2007a เนื่องจากโปรแกรมนี้มีความสามารถในการตอบสนองความต้องการทางด้านการจำลองระบบได้ดี สามารถเลือกใช้งานได้หลากหลายรูปแบบ เช่น M-File, Simulink และ GUI เป็นต้น อีกทั้งโปรแกรม MATLAB/ Simulink ยังสามารถเชื่อมต่อกับการ์ดอินเทอร์เฟซ เพื่อการควบคุมระบบให้เป็นสัญญาณจริง (Real-time) ได้อีกด้วยโดยงานวิจัยฉบับนี้ได้ใช้ Block ต่างๆในส่วนของ Simulink ในการสร้างแบบจำลองซึ่งแบบจำลองจะถูกสร้างให้เป็นดังภาพที่ 3.3

3.3 พารามิเตอร์ของระบบในการจำลองในโปรแกรม MATLAB/Simulink

พารามิเตอร์ของระบบควบคุม คือค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมกระแส และตัวควบคุมแรงดันแบบพีไอ ในที่นี้เลือกใช้การปรับพารามิเตอร์ของระบบควบคุมด้วยวิธี Symmetrical Optimum ดังสมการต่อไปนี้ ในรูปของกระแส

$$K_{pi} = \frac{L}{2 \times 1.5T} \quad (3.1)$$

$$T_{ni} = 4 \times 1.5T \quad (3.2)$$

$$K_{ii} = \frac{K_{pi}}{T_{ni}} \quad (3.3)$$

ในรูปของแรงดัน

$$K_{pv} = \frac{2CV_{dc}^*}{3 \times 2V_{ni}T_{ni}} \quad (3.4)$$

$$T_{nv} = 4T_{ni} \quad (3.5)$$

$$K_{iv} = \frac{K_{pv}}{T_{nv}} \quad (3.6)$$

เมื่อ K_{pi} คือ อัตราขยายของตัวควบคุมพีไอ ในรูปกระแส

- T_{ni} คือ ค่าเวลาการรีเซทตัวการอินทิกรัลของตัวควบคุมพีไอ ในรูปกระแส
- K_{ii} คือ ค่าเวลาการอินทิกรัลของตัวควบคุมพีไอ ในรูปกระแส
- K_{pv} คือ อัตราขยายของตัวควบคุมพีไอ ในรูปแรงดัน
- T_{nv} คือ ค่าเวลาการรีเซทตัวการอินทิกรัลของตัวควบคุมพีไอ ในรูปแรงดัน
- K_{nv} คือ ค่าเวลาการอินทิกรัลของตัวควบคุมพีไอ ในรูปแรงดัน
- T คือ คาบเวลาที่ใช้ในการตรวจจับสัญญาณของตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

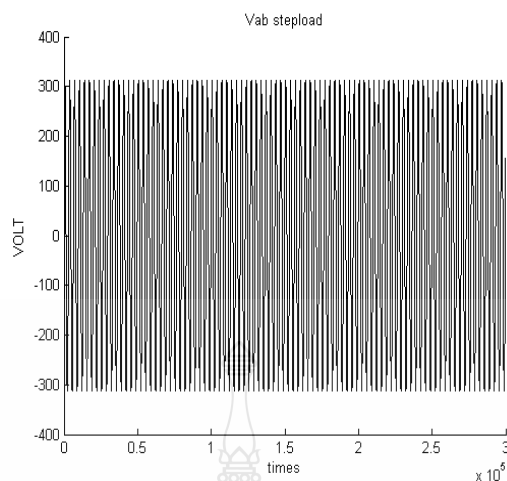
ตารางที่ 3.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบในโปรแกรม Matlab/Simulink

| | | |
|-----------------------------|-------------------------------|-----------------------------|
| Vin 380/220 V | Vout 500 Vdc | 50 Hz |
| R _s =1e5 Ω | C _s =1e-3 F | R load=100kΩ |
| T _f (s)=1e-6 | T _t (s)=2e-6 | C = 1.5e-3 |
| K _p (Id ref) = 2 | K _i (Id ref) = 1.6 | K _p (Id-q) = 0.3 |
| | K _d (Id-q) = 0 | K _i (Id-q) = 20 |

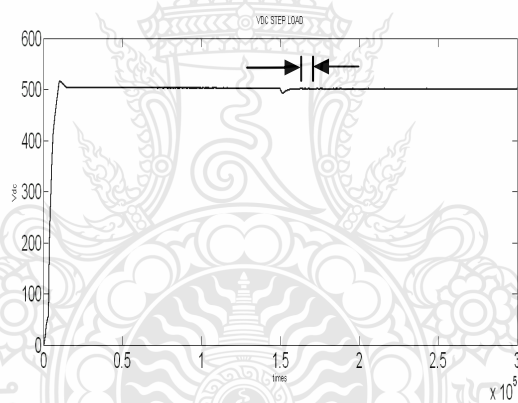
3.4 ผลการวิเคราะห์ และจำลองระบบในโปรแกรม Matlab/Simulink

ผลการจำลองการทำงานแบ่งเป็นสามส่วนคือ ผลการจำลองการทำงานในช่วงสภาวะชั่วคราว (Transient Response) ขณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงผลการจำลองการทำงานขณะที่แรงดันขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงจาก 380 V ลดลงเหลือ 250 V และการจำลองการทำงานในช่วงสภาวะคงตัว (Steady State)

3.4.1 การจำลองการทำงานแบบปิดลูป (Transient Response Closed Loop) ในช่วงสภาวะชั่วคราว ขณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง คือการพิจารณาการตอบสนองของระบบต่อสภาวะชั่วคราวในกรณีที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใดโดยกำหนดให้โหลดมีการเปลี่ยนแปลง จาก 0.9 kW เป็น 1 kW

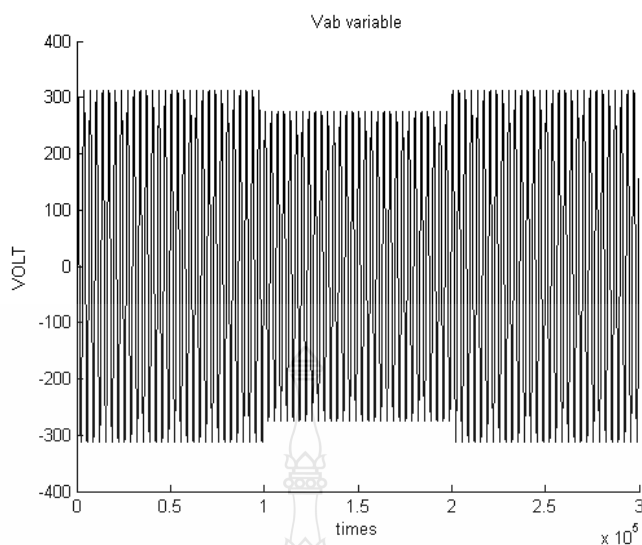


ภาพที่ 3.4 แรงดันทางด้านขาเข้าการจำลองระบบในช่วงสภาวะชั่วคราว ในขณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงจาก 0.9 กิโลวัตต์ เพิ่มขึ้นเป็น 1 กิโลวัตต์แบบทันทีทันใด

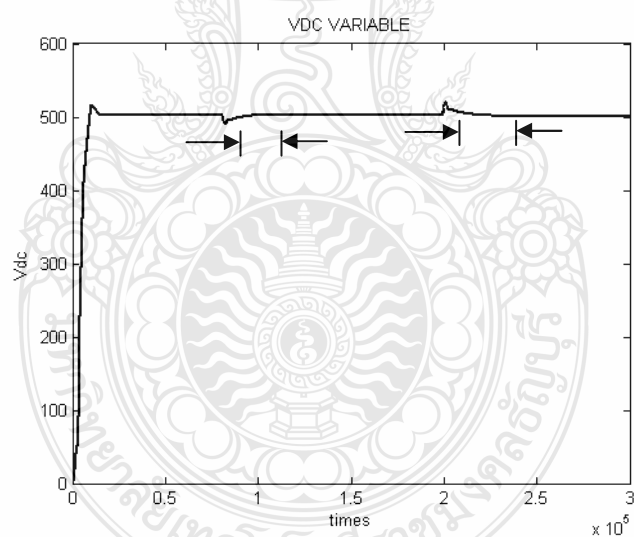


ภาพที่ 3.5 แรงดันทางด้านขาออกจากการจำลองของระบบในขณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงจาก 0.9 กิโลวัตต์ เพิ่มขึ้นเป็น 1 กิโลวัตต์ แบบทันทีทันใด

3.4.2 การจำลองการทำงานแบบปิดลูป (Transient Response Closed Loop) ในช่วงสภาวะชั่วคราว ขณะที่แรงดันขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงจาก 300 โวลต์ ลดลงเหลือ 270 โวลต์ คือการพิจารณาการตอบสนองของระบบต่อสภาวะชั่วคราวในกรณีที่แรงดันขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใดจาก 300 โวลต์ ลดลงเหลือ 270 โวลต์

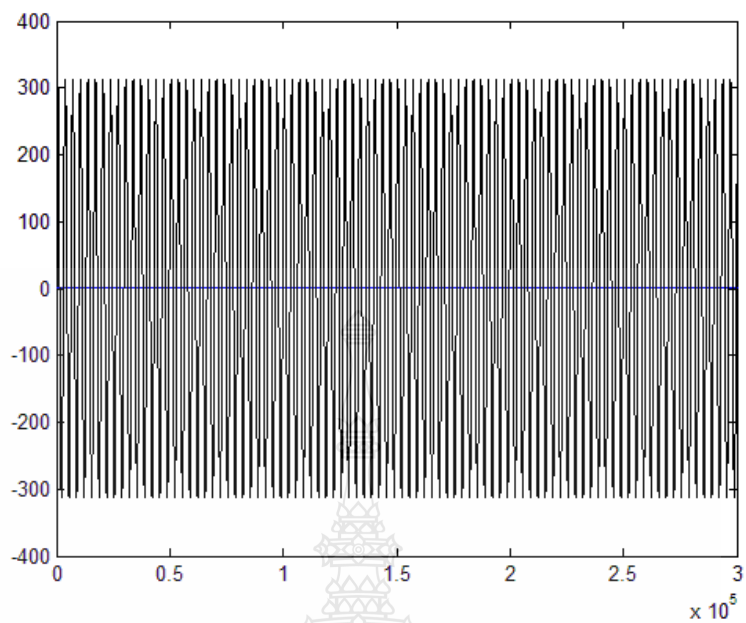


ภาพที่ 3.6 แรงดันขาเข้าจากการจำลองของระบบในขณะที่แรงดันขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงจาก 300 โวลต์ ลดลงเหลือ 250 โวลต์

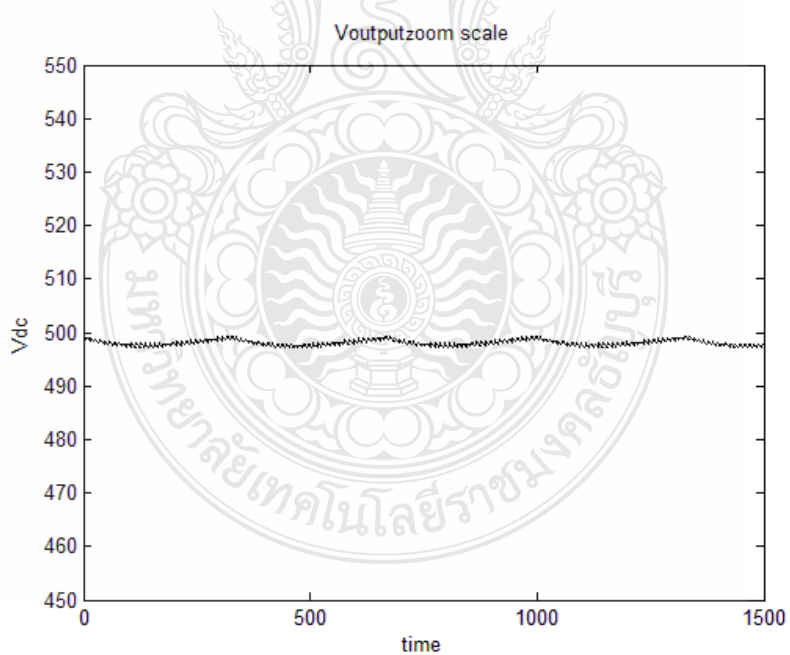


ภาพที่ 3.7 แรงดันขาออกจากการจำลองของระบบในขณะที่ขณะที่แรงดันขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงจาก 300 โวลต์ ลดลงเหลือ 250 โวลต์

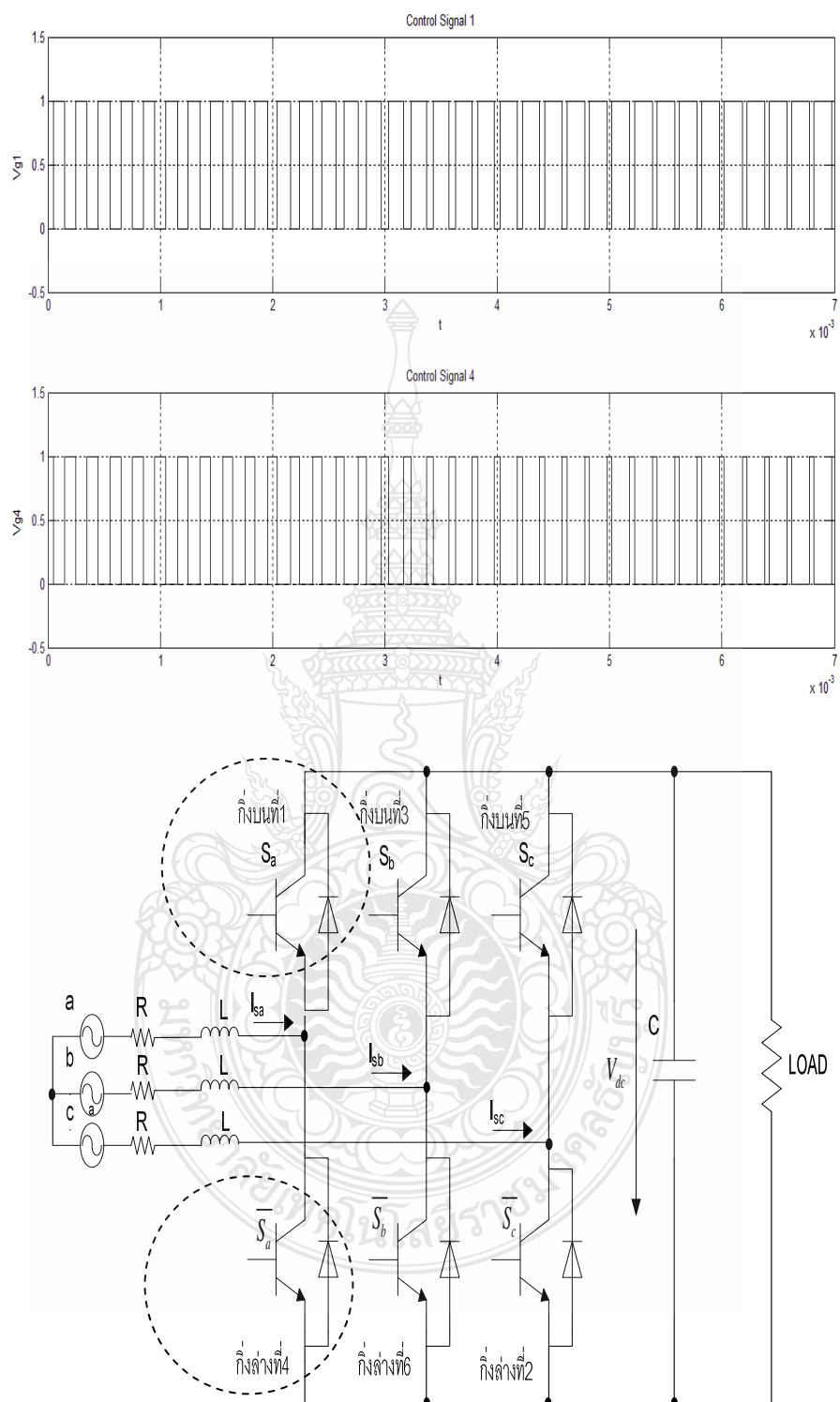
3.4.3 การจำลองการทำงานในช่วงสภาวะคงตัว (Steady State) คือการจำลองการทำงานในสภาวะคงตัว กำหนดให้กระแสโหลด (I_{load}) มีค่าเท่ากับ 100% (3.5 A, 1 กิโลวัตต์)



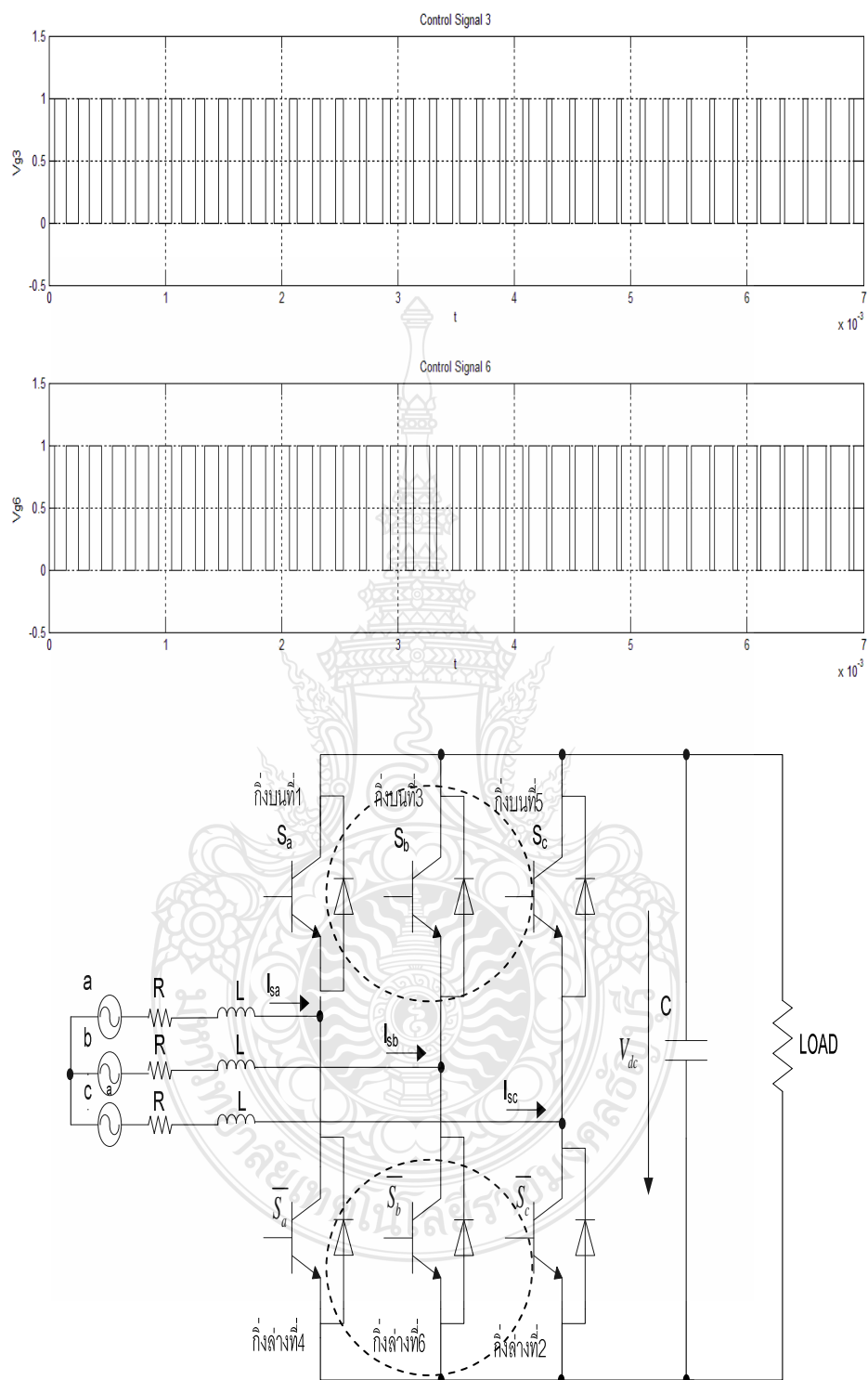
ภาพที่ 3.8 แรงดันขาเข้าจากการจำลองการทำงานของระบบในช่วงสภาวะคงตัว (Steady State)



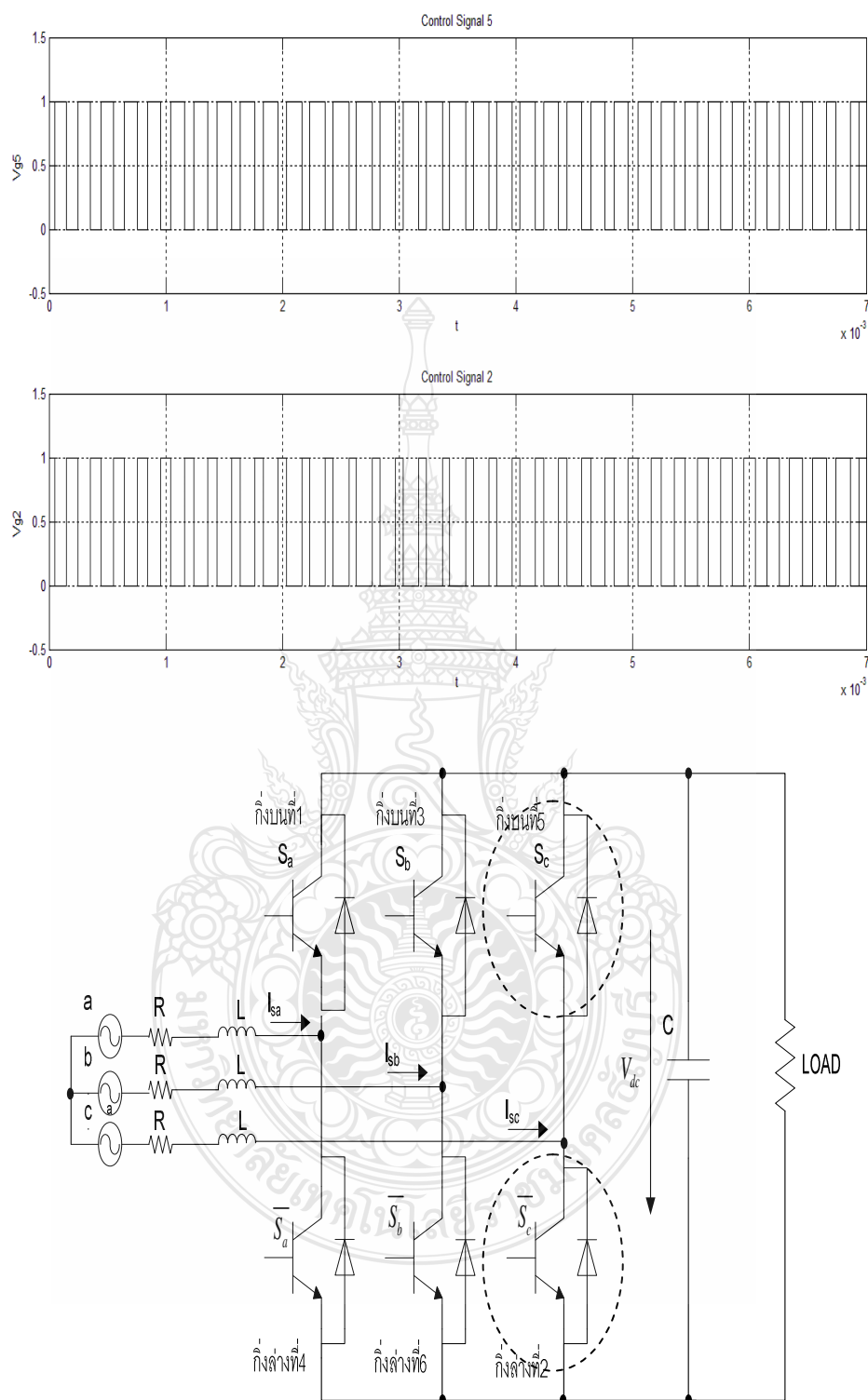
ภาพที่ 3.9 แรงดันขาออกจากการจำลองของระบบในช่วงสภาวะคงตัว (Steady State)



ภาพที่ 3.10 สัญญาณควบคุมของระบบ กิ่งบนที่ 1 และกิ่งล่างที่ 4

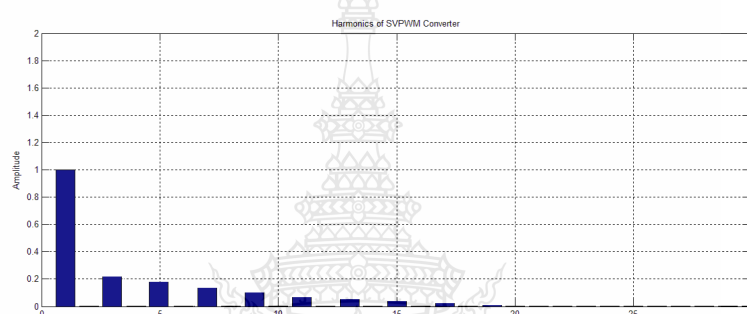


ภาพที่ 3.11 สัญญาณควบคุมของระบบ กิ่งบนที่ 3 และ กิ่งล่างที่ 6



ภาพที่ 3.12 สัญญาณควบคุมของระบบ กึ่งบนที่ 5 และ กึ่งล่างที่ 2

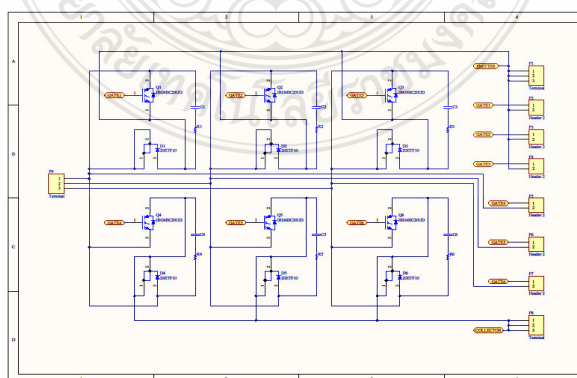
ผลการจำลองระบบที่โปรแกรม MATLAB/Simulink ในสถานะที่แรงดันด้านขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงจาก 300 โวลต์ ลดลงเหลือ 270 โวลต์ แรงดันทางด้านออกรักษาระดับแรงดันได้ที่ 500 โวลต์เมื่อโหลดเต็มพิกัด 1 กิโลวัตต์ ดังภาพที่ 3.9 และทดสอบระบบในสถานะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงแบบที่ทันใจจาก 0.9 กิโลวัตต์ เพิ่มขึ้นเป็น 1 กิโลวัตต์ แรงดันทางด้านออกยังสามารถรักษาระดับแรงดันได้ที่ 500 โวลต์ ซึ่งผลทดสอบเป็นที่น่าพอใจ ทั้งนี้ผลตอบสนองเชิงเวลายังต้องได้รับการปรับปรุง และนำไปออกแบบฮาร์ดแวร์ต่อไปเพื่อจะควบคุมผ่านบอร์ดประมวลผลสัญญาณ DS1104 โดยแปลงให้อยู่ในรูปของสัญญาณแบบทันเวลาต่อไป



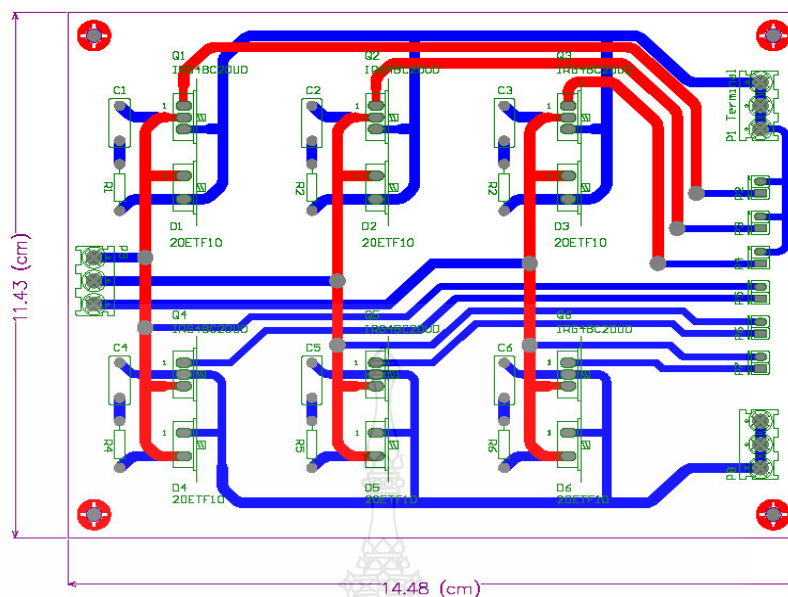
ภาพที่ 3.13 ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในการจำลองการทำงาน

3.5 การออกแบบวงจรภาคกำลัง

ในส่วนของวงจรภาคกำลังประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ และอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน แสดงดังภาพที่ 3.17 ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ใช้ตัวเหนี่ยวนำซึ่งมีขนาด 4 เมกะเฮิร์ทซ์ และมีความต้านทานในขดลวด เท่ากับ 5 โอห์ม ส่วนอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันนั้นได้ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์โดยมี ไอจีบีทีเบอร์ IRG4BC20UD เป็นตัวสวิตช์ขนาด 600 V, 20 A



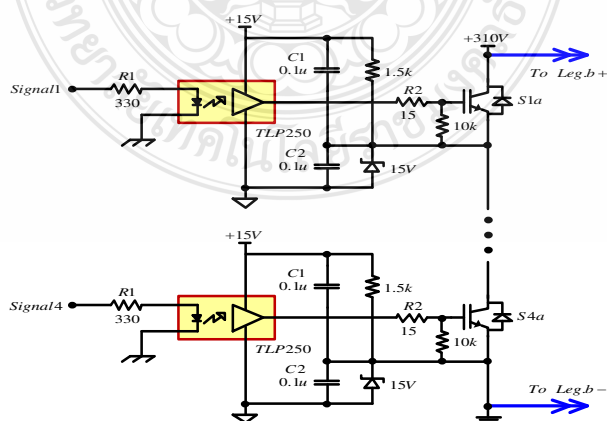
ภาพที่ 3.14 การออกแบบวงจรภาคกำลังโดยมีไอจีบีที เป็นตัวสวิตช์



ภาพที่ 3.15 การออกแบบลายวงจรแผ่น PCB ภาคกำลังโดยมีไอจีบีที เป็นตัวสวิตช์

3.5.1 การออกแบบวงจรภาคขับสวิตช์ไอจีบีที

การออกแบบวงจรขับสวิตช์ไอจีบีทีจะใช้ Opto Isolate เบอร์ TLP250 เพื่อแยกแรงดันไฟต่ำกับแรงดันไฟสูงออกจากกัน โดย $R2$ ในภาพที่ 3.16 จะใช้ค่าอยู่ระหว่าง 10 โอห์ม ถึง 100 โอห์ม เพื่อป้องกันการเกิดการแกว่งของสัญญาณที่ขาเกตของไอจีบีที ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ค่า $R2$ เท่ากับ 39 โอห์ม เนื่องจากสัญญาณที่ด้านออกของ Opto Isolate เป็นสัญญาณพัลส์ PWM ที่ประกอบด้วยฮาร์มอนิกส์ของสัญญาณไซน์หลายความถี่ซึ่งอาจทำให้เกิดการออสซิลเลตได้จึงจำเป็นต้องใส่ตัวต้านทาน $R2$ เพื่อควบคุมไม่ให้เกิดการแกว่งของสัญญาณ



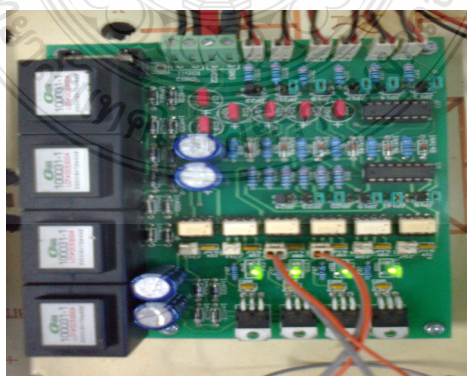
ภาพที่ 3.16 วงจรภาคขับสวิตช์ไอจีบีที

การออกแบบ R_1 กำหนดให้กระแส (I_F) ที่ไหลผ่าน TLP250 มีค่าเท่ากับ 10 มิลลิ-แอมแปร์ และแรงดัน V_F เท่ากับ 1.6 โวลต์ โดยที่ V_{CC} มีค่าเท่ากับ 5 โวลต์ จะได้ว่า

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{V_{CC} - V_F}{I_F} & (3.7) \\ &= \frac{5V - 1.6V}{10mA} \\ &= 340\Omega \end{aligned}$$

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ค่า 330 โอห์ม โดยจะได้กระแสประมาณ 10.3 มิลลิ-แอมแปร์ ซึ่งวงจรยังสามารถทำงานได้ ส่วนชุดขับเคลื่อนของไอจีบีที (IGBT) ทั้ง 6 ตัว นั้นได้ใช้วงจรขับ ไอจีบีที ขับเคลื่อนของไอจีบีที (IGBT) คู่บนกับคู่ล่างที่แสดงบล็อกไดอะแกรม โดยลักษณะเฉพาะของชุดขับไอจีบีที (IGBT) มีลักษณะดังนี้

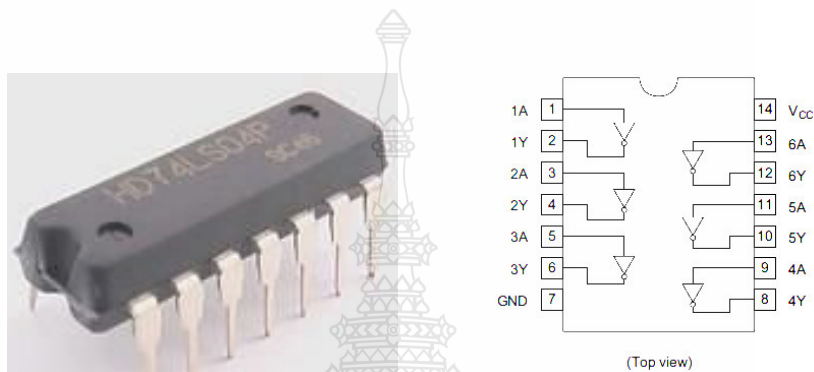
1. การขับเคลื่อนอินเทอร์ล็อก (Interlock) ระหว่างไอจีบีที (IGBT) ตัวบนกับตัวล่าง
2. มีหม้อแปลงความถี่สูงแยกกราวด์ (Ground Isolator) ภายใน
3. สร้างเวลาหน่วง (Delay Time) ระหว่างไอจีบีที (IGBT) ตัวบนกับตัวล่าง
4. รับสัญญาณขับเคลื่อนของไอจีบีที (IGBT) โดยจะปิดสวิตช์ถ้าแรงดันจุดชนวน $> 12\text{ V}$ และไม่เกิน 15 V และ เปิดสวิตช์ถ้าแรงดันจุดชนวน $< 2.1\text{ V}$ (ต่ำสุด -15 V)
5. แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงชุดขับ $5 \pm 0.6\text{ V}$
6. ป้องกันไอจีบีที (IGBT) จากการลัดวงจรโดยวัดแรงดันที่ U_{ce} ซึ่งถ้าเกิดการลัดวงจรจะสั่งให้ไอจีบีที (IGBT) เปิดวงจรออก



ภาพที่ 3.17 ลายวงจรแผ่น PCB ของวงจรป้องกันไอจีบีที (IGBT) จากการลัดวงจร

3.5.2 การออกแบบวงจรกลับสัญญาณ

เนื่องจากสัญญาณที่ออกจาก dSPACE มีจำนวนจำกัด ดังนั้นจึงต้องนำสัญญาณที่ได้จาก dSPACE ไปทำการกลับสัญญาณ เพราะในวงจรแปลงผัน 3 ระดับแบบไดโอดแคลมปีนั้น สัญญาณควบคุมของสวิตช์ไอจีบีทีที่อยู่ในกิ่งเดียวกันจะมีสัญญาณที่มีเฟสตรงข้ามอยู่ 2 สัญญาณ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้ไอซีเบอร์ 74LS04P ดังภาพที่ 3.18 เพื่อใช้ในการกลับสัญญาณควบคุมก่อนที่จะนำไปเข้าวงจรขับสวิตช์ไอจีบีทีต่อไป



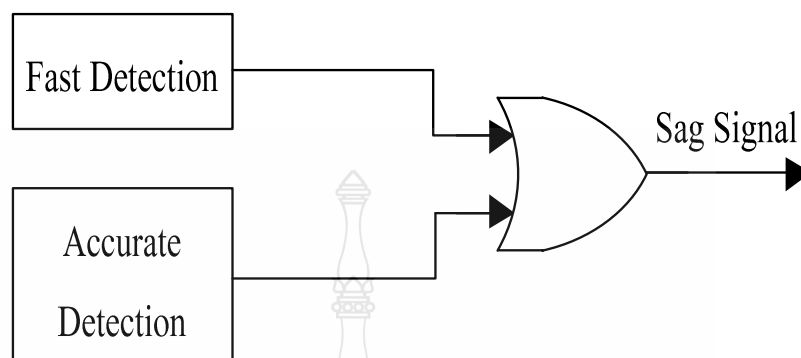
ภาพที่ 3.18 ไอซีเบอร์ 74LS04P (NOT Gate)

3.6 การออกแบบส่วนการควบคุม

3.6.1 การตรวจจับแรงดันตกชั่วคราว

จากการศึกษาวิธีการตรวจจับแรงดันตกชั่วคราวด้วยวิธีการต่างๆ เพื่อต้องการให้อุปกรณ์ชดเชยแรงดันตกชั่วคราวแบบอนุกรมทำงาน ในงานวิทยานิพนธ์นี้จะใช้ 2 อัลกอริทึม [5] ทำงานร่วมกันโดยแบ่งออกเป็น ส่วนตรวจจับแบบเร็วและส่วนตรวจจับแบบแม่นยำ โดยการตรวจจับแบบเร็วเป็นการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันสเปซเวกเตอร์ประกอบด้วย การตรวจจับขนาดและการเปลี่ยนแปลงมุมเฟสของแรงดันสเปซเวกเตอร์ ส่วนตรวจจับแบบแม่นยำเป็นการตรวจจับขนาดแรงดันสเปซเวกเตอร์อย่างเฉียวโดยใช้วิธีรีเคอร์ซีฟดีเอฟที (Recursive DFT) ภาพที่ 3.19 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานร่วมกันของ 2 อัลกอริทึม เริ่มจากส่วนตรวจจับแบบเร็ว ซึ่งมีการตรวจจับแรงดันตกชั่วคราวที่มีความเร็วแต่มีความแม่นยำน้อย อาจจะมีการตรวจจับผิดพลาดแต่ก็ไม่ได้มีผลเสียอะไร นอกจากตัวเครื่องจะทำงานบ่อยครั้ง เมื่อส่วนตรวจจับแบบเร็วตรวจจับได้ว่าเกิดแรงดันตกชั่วคราวก็จะส่งสัญญาณสั่งให้อุปกรณ์ชดเชยแรงดันตกชั่วคราวแบบอนุกรมทำงาน เช่นเดียวกันถ้าส่วนตรวจจับแบบแม่นยำตรวจจับได้ว่าเกิดแรงดันตกชั่วคราวก็จะส่งสัญญาณให้อุปกรณ์ชดเชยแรงดันตกชั่วคราวแบบอนุกรมทำงาน สาเหตุที่ใช้ 2 อัลกอริทึม ร่วมกันทำงานเนื่องจากส่วนตรวจจับแบบแม่นยำจะ

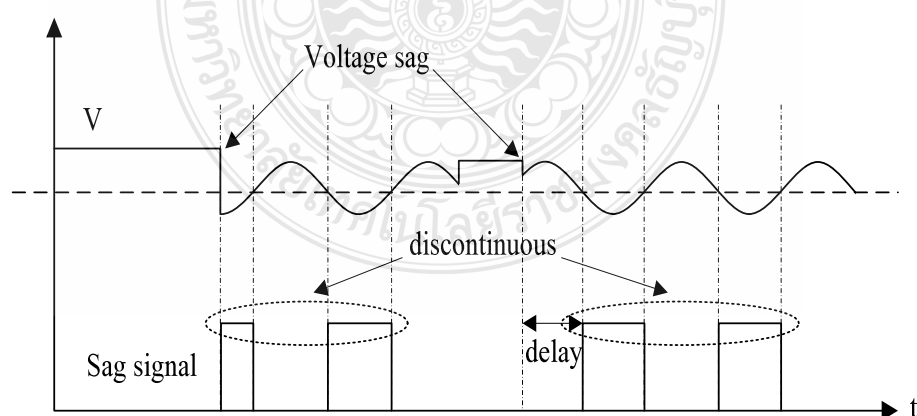
ทำงานช้ากว่าส่วนตรวจจับแบบเร็ว จึงนำการตรวจจับแบบเร็วเข้ามาช่วยในการตรวจจับเพื่อจะได้ชัดเจนได้รวดเร็วยิ่งขึ้น



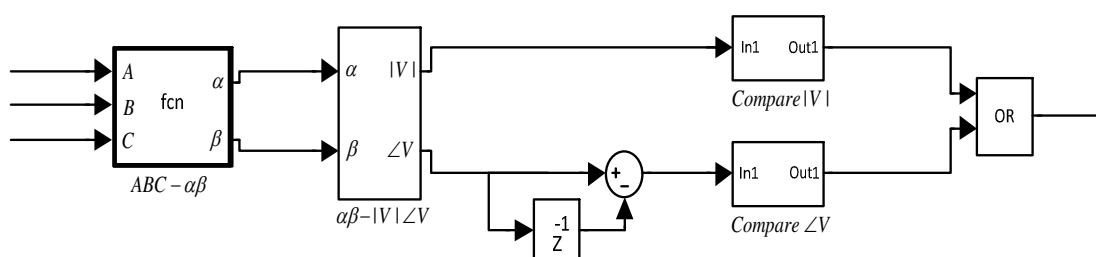
ภาพที่ 3.19 บล็อกโคออดิเนตการทำงานร่วมกันของ 2 อัลกอริทึม

1) ส่วนตรวจจับแบบเร็ว

การตรวจจับในส่วนนี้เป็นการตรวจจับทั้งขนาดและมุมเฟสคั้งที่ได้กล่าวมาแล้ว โดยการตรวจจับขนาดจะใช้เกณฑ์ในการพิจารณาการเกิดแรงดันตกชั่วครู่มีค่าคงที่ เนื่องจากขนาดของแรงดันมาตรฐานที่ทำให้อุปกรณ์มีปัญหา นั้นมีค่าแน่นอนที่ค่าๆ หนึ่งและการใช้เกณฑ์จากขนาดของแรงดันในระบบไฟฟ้าจริงในสภาวะปกติมีค่าไม่แน่นอน อาจทำให้ไม่สามารถตรวจจับการเกิดแรงดันตกชั่วครู่ได้ในบางกรณี



ภาพที่ 3.20 ปัญหาในการตรวจจับขนาดของแรงดันสเปซเวกเตอร์ [5]



ภาพที่ 3.21 วงจรจำลองการทำงานของส่วนการตรวจจับแรงดันแรงดันตกชั่วคราวแบบเร็ว

การตรวจจับขนาดแรงดันสเปซเวกเตอร์สามารถตรวจจับแรงดันตกชั่วคราวแบบสมมูลได้ดี แต่ขณะที่แรงดันตกชั่วคราวแบบไม่สมมูลจะมีปัญหา 2 ประการคือ

ก) ความล่าช้าในการตรวจจับแรงดันตกชั่วคราวแบบไม่สมมูล ซึ่งขึ้นอยู่กับตำแหน่งการเกิดแรงดันตกชั่วคราวบนรูปคลื่นแรงดันดังภาพที่ 3.20 ในกรณีที่แรงดันตกชั่วคราวเกิดที่จุดต่ำสุดของขนาดแรงดันที่แกว่งจะสามารถตรวจจับแรงดันตกชั่วคราวได้ทันที แต่ถ้าเกิดที่ตำแหน่งอื่นที่มีค่ามากกว่าค่าเกณฑ์ที่กำหนดก็จะต้องรอนกว่าแรงดันจะแกว่งลงมาต่ำกว่าเกณฑ์ที่กำหนดจึงสามารถตรวจจับแรงดันตกชั่วคราวได้ ซึ่งลักษณะเช่นนี้ทำให้เกิดความล่าช้าในการตรวจจับมากที่สุดถึง 10 มิลลิวินาที แต่อย่างไรก็ตามปัญหานี้สามารถลดลงได้โดยใช้การตรวจจับการเปลี่ยนแปลงมุมเฟสรวมด้วย เนื่องจากในสภาวะปกติการเปลี่ยนแปลงของมุมเฟสมีค่าคงที่ แต่เมื่อเกิดแรงดันไม่สมมูลทำให้เกิดการแกว่งของมุมเฟสดังที่กล่าวไว้แล้วข้างต้น ซึ่งส่งผลให้การเปลี่ยนแปลงของมุมเฟสปกติสามารถหาได้จากมุมเฟสใน 1 ไซเคิล (มีค่าเท่ากับ 360 องศาหรือ 2π เรเดียน) หากด้วยจำนวนข้อมูลที่ทำการสุ่ม (Sampling) ใน 1 ไซเคิล ดังสมการที่ 3.8 ซึ่งสามารถจำลองการทำงานได้ดังภาพที่ 3.21

$$\Delta\theta_{normal} = \frac{360}{No.sample} \quad \text{หรือ} \quad \Delta\theta_{normal} = \frac{2\pi}{No.sample} \quad (3.8)$$

ข) การไม่ต่อเนื่องของสัญญาณการตรวจจับแรงดันตกชั่วคราวเนื่องจากการแกว่งของขนาดแรงดันสเปซเวกเตอร์แบบไม่สมมูลดังภาพที่ 3.20 คือเมื่อขนาดแรงดันแกว่งไปสู่ค่าน้อยกว่าค่าเกณฑ์ที่กำหนดก็จะตรวจจับได้ว่าเกิดแรงดันตกชั่วคราว แต่ถ้าขนาดแรงดันแกว่งไปสู่ค่ามากกว่าเกณฑ์ที่กำหนดทำให้ตรวจจับไม่ได้ว่าเกิดแรงดันตกชั่วคราว ซึ่งส่งผลให้เกิดปัญหาการชดเชยแรงดันได้ นอกจากนั้นการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงมุมเฟสก็ไม่สามารถช่วยแก้ปัญหานี้ได้ เนื่องจากสัญญาณที่ได้ไม่มีความต่อเนื่อง ดังนั้นจึงต้องมีอัลกอริทึมซึ่งมีความแน่นอนในการตรวจจับแรงดันตกชั่วคราวทั้งในขณะสมมูลและไม่สมมูลมาช่วยแก้ปัญหานี้ นั่นคือส่วนตรวจจับแบบแม่นยำ

2) ส่วนตรวจจับแบบแม่นยำ

ในส่วนนี้เป็นการตรวจจับขนาดแรงดันสเปซเวกเตอร์อย่างเดี่ยวและใช้การพิจารณาการเกิดแรงดันตกชั่วคราวมีค่าคงที่ โดยใช้วิธีรีเคอร์ซีฟดีเอฟที เนื่องจากมีความแม่นยำมากและง่ายในการปฏิบัติจริง ซึ่งการคำนวณรีเคอร์ซีฟดีเอฟทีบนแกนหมุน สามารถทำได้ดังนี้

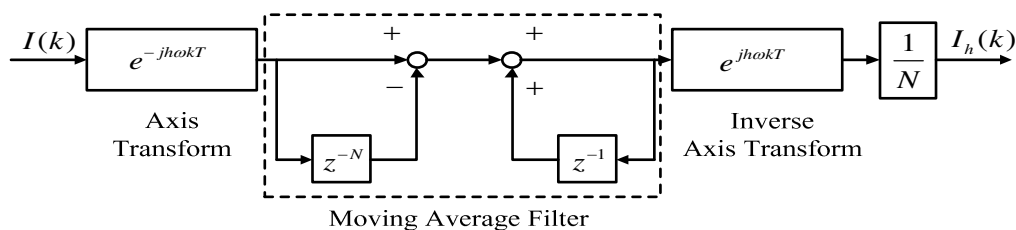
เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาที่เกิดขึ้นจากความคลาดเคลื่อนของสัมประสิทธิ์ในการคำนวณรีเคอร์ซีฟดีเอฟทีบนแกนนิ่ง เราจะเปลี่ยนวิธีการคำนวณรีเคอร์ซีฟดีเอฟที จากการคำนวณบนแกนนิ่งไปทำบนแกนหมุนที่มีความถี่และทิศทางของการหมุน (เมื่อเทียบกับแกนนิ่ง) เท่ากับความถี่และทิศทางของการหมุนของสเปซเวกเตอร์ของแรงดันฮาร์มอนิกส์ที่ทำการตรวจจับ ดังแสดงในภาพที่ 3.21 โดยวิธีการนี้สัญญาณสเปซเวกเตอร์ของแรงดันจะถูกแปลงให้ไปอยู่บนแกนหมุน จากนั้นจึงนำไปทำการคำนวณตามฟังก์ชันโอนย้ายซึ่งได้จากการแปลงฟังก์ชันโอนย้ายบนแกนนิ่งของการทำรีเคอร์ซีฟ - ดีเอฟทีมาอยู่บนแกนหมุน ดังสมการที่ 3.9 โดยใช้หลักการแปลงดังนี้คือ ฟังก์ชันโอนย้ายใน Z-Domain บนแกนนิ่ง $P(z)$ เมื่อแปลงมาอยู่บนแกนหมุนที่มีความถี่ $(h\omega)$ จะกลายมาเป็นฟังก์ชัน $P(W^{-h}z)$ ดังนั้นเราจะได้ฟังก์ชันโอนย้ายของการทำรีเคอร์ซีฟดีเอฟทีบนแกนหมุน $D'_h(z)$ และ $D'_{6h}(z)$ ซึ่งแปลงมาจาก $D_h(z)$ และ $D_{6h}(z)$ มีค่าดังสมการที่ 3.10 และ 3.11 ตามลำดับ (ดูการพิสูจน์ได้ในรายการอ้างอิง [25])

$$D_h(z) = \frac{1}{N} \prod_{\substack{t=0 \\ t \neq h}}^{N-1} (1 - W^t z^{-1}) \quad (3.9)$$

$$D'_h(z) = \frac{1}{N} \frac{1 - z^{-N}}{1 - z^{-1}} \quad (3.10)$$

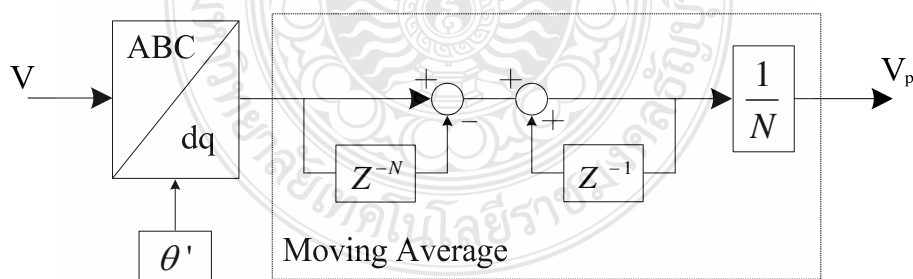
$$D'_{6h}(z) = \frac{6}{N} \frac{1 - z^{-6}}{1 - z^{-1}} \quad (3.11)$$

จากรูปสมการของ $D'_h(z)$ และ $D'_{6h}(z)$ เราอาจพิจารณาได้ว่าการคำนวณรีเคอร์ซีฟดีเอฟทีบนแกนหมุนก็คือการคำนวณแบบมูฟวิงเอฟเวอร์เรจ (Moving Average) แบบรีเคอร์ซีฟ (Recursive) นั่นเอง ด้วยวิธีการแปลงแกนหมุนนี้เราพบว่าตัว $1 - W^h z^{-1}$ ได้ถูกแปลงให้กลายมาเป็น $1 - z^{-1}$ ซึ่งเราสามารถคำนวณได้อย่างถูกต้องแม่นยำโดยไม่มีปัญหาเรื่องความคลาดเคลื่อนของสัมประสิทธิ์



ภาพที่ 3.22 บล็อกไดอะแกรมแสดงการคำนวณรีเคอร์ซีฟดีเอฟที่แบบเต็มคาบบนแกนหมุน

ภาพที่ 3.22 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการคำนวณรีเคอร์ซีฟดีเอฟที่แบบเต็มคาบ ($D_h'(z)$) บนแกนหมุน จากรูปสังเกตได้ว่าโครงสร้างของตัวตรวจจับแรงดันฮาร์มอนิกส์ที่ใช้รีเคอร์ซีฟดีเอฟที่ ในลักษณะนี้จะคล้ายคลึงกันกับการตรวจจับฮาร์มอนิกส์โดยใช้วงจรกรองผ่านต่ำบนแกนหมุน โดยจะมีความแตกต่างกันตรงที่การทำรีเคอร์ซีฟดีเอฟที่ จะใช้การคำนวณแบบมูฟวิงเอฟเวอร์เร็ว ในขณะที่วิธีวงจรกรองบนแกนหมุนทั่วไปเราจะใช้วงจรกรองผ่านต่ำธรรมดา นั่นเอง ดังนั้นเมื่อนำมาใช้ในส่วนตรวจจับแบบแม่นยำแสดงได้ดังภาพที่ 3.23 โดยได้มีการแสดงการหาขนาดแรงดันลำดับบวก โดยเริ่มจากการแปลงแรงดัน 3 เฟสให้อยู่บนระนาบ d-q และใช้เฟส ล็อกในการหา θ' ซึ่งจะได้แรงดันที่ความถี่มูลฐานที่มีค่าคงที่ แต่เนื่องจากขณะเกิดแรงดันไม่ สมดุลจะมีการแกว่งของแรงดันและในระบบไฟฟ้าไม่ได้มีเพียงแรงดันที่ความถี่มูลฐาน ดังนั้นจึงต้อง นำแรงดันที่ได้มาผ่านตัวกรองแบบมูฟวิงเอฟเวอร์เร็วความยาว 1 คาบก่อนแล้วจึงนำไปหาขนาดของแรงดันต่อไป



ภาพที่ 3.23 วิธีการรีเคอร์ซีฟดีเอฟที่ที่ใช้ในส่วนตรวจจับแบบแม่นยำ

จากสมการที่ 3.11 แสดงให้เห็นว่าแรงดันลำดับบวกเพียงอย่างเดียวไม่สามารถบอกถึงแรงดันของเฟสที่ลดลงมากที่สุดได้และทำให้ตรวจจับแรงดันตกชั่วครู่ไม่ได้ในบางกรณี แต่ถ้าคิดผล

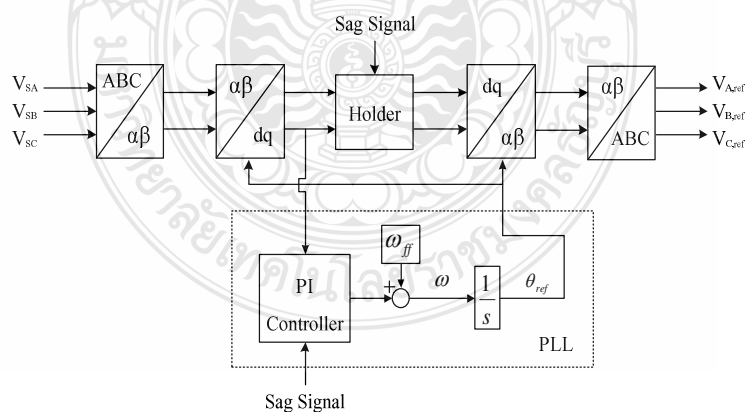
ของแรงดันลำดับลบด้วย ก็จะทำให้ตรวจจับแรงดันตกชั่วคราวได้ทุกกรณี โดยการนำขนาดของแรงดันลำดับบวกคูณด้วยขนาดของแรงดันลำดับลบ ซึ่งวิธีการหาค่าขนาดแรงดันลำดับลบเหมือนการหาขนาดแรงดันลำดับบวกเพียงแต่เปลี่ยน θ' เป็น $-\theta'$ เท่านั้น

3.6.2 การสร้างแรงดันอ้างอิง

ในส่วนนี้ใช้เฟสล็อกช่วยในการสร้างแรงดันอ้างอิง ดังแสดงในภาพที่ 3.24 โดยหลักการทำงานของเฟสล็อกเริ่มจากการแปลงแรงดันให้อยู่ในรูปสเปซเวกเตอร์ตามสมการที่ 3.12 จากนั้น v_β และ v_α ถูกแปลงให้อยู่ในรูปแกนหมุน $d-q$ โดยใช้ข้อมูลมุมเฟสจากเฟสล็อก ซึ่งถ้ามุมเฟสที่ได้จากเฟสล็อกตรงกับมุมเฟสจริงในระบบไฟฟ้าจะทำให้แรงดันในแกน q มีค่าเป็นศูนย์ แต่ถ้ามุมเฟสที่ได้ไม่ตรงกับมุมเฟสจริงในระบบไฟฟ้าก็จะทำให้แรงดันในแกน q มีค่าเท่ากับสมการที่ 3.12 นั่นคือเฟสล็อกใช้การควบคุมแรงดันในแกน q ให้มีค่าเป็นศูนย์โดยใช้การควบคุมแบบ PI

$$v_q = |v| \sin(\theta - \theta') \quad (3.12)$$

การสร้างแรงดันอ้างอิงเริ่มเมื่อได้รับสัญญาณว่าเกิดแรงดันตกชั่วคราว จากนั้นก็จะสั่งให้เก็บข้อมูล v_d และ v_q ก่อนการเกิดแรงดันตกชั่วคราวไว้ และสั่งให้เฟสล็อกหยุดการติดตามข้อมูลของแรงดันในระบบไฟฟ้าและเก็บข้อมูลความถี่ก่อนการเกิดแรงดันตกชั่วคราวไว้และสร้างข้อมูลมุมเฟสที่ความถี่นี้ต่อไป ต่อจากนั้นข้อมูลมุมเฟสที่ได้จะถูกนำไปแปลงข้อมูลแรงดันบนระนาบ $d-q$ ที่ถูกเก็บไว้ให้กลับเป็นแรงดันอ้างอิง



ภาพที่ 3.24 บล็อกไดอะแกรมการสร้างแรงดันอ้างอิงโดยใช้เฟสล็อก [5]

3.6.3 การสร้างแรงดันชดเชย

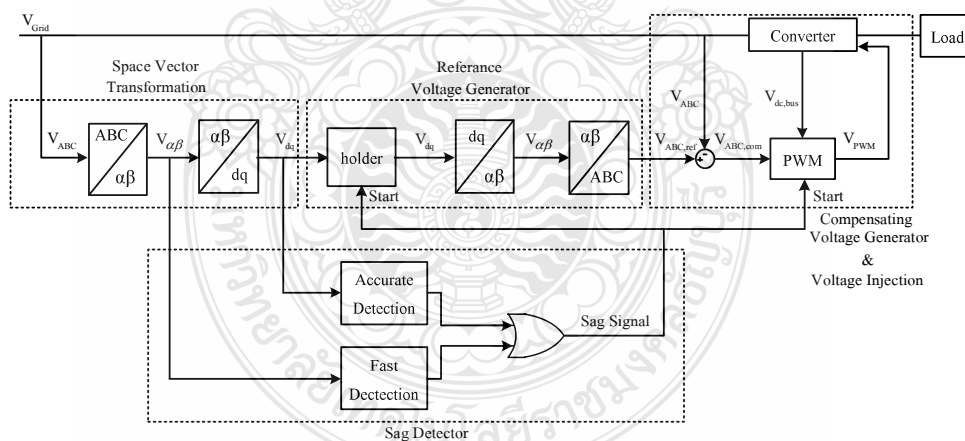
แรงดันที่ต้องการชดเชยสามารถหาได้จากแรงดันอ้างอิงลบด้วยแรงดันจริงในระบบไฟฟ้า ซึ่งจะทำให้แรงดันโหลดไม่มีการเปลี่ยนแปลงทั้งขนาดและมุมเฟส แรงดันบัสไฟตรงซึ่งเป็นเพียงตัวเก็บประจุจะมีค่าลดลงเรื่อยๆ ขณะสร้างแรงดันชดเชยเป็นผลให้แรงดันด้านออกของวงจรแปลงผันมีค่าลดลงตามค่าแรงดันบัสไฟตรงและทำให้การชดเชยแรงดันตกชั่วคราวไม่ได้ตามที่ต้องการ ดังนั้นจึงต้องวัดค่าแรงดันบัสไฟตรงเพื่อมาปรับค่าแรงดันให้แรงดันด้านออกของวงจรแปลงผันมีค่าคงที่ดังสมการที่ 3.13 และขณะไม่เกิดแรงดันตกชั่วคราวจะต้องสั่งให้สวิตช์คู่หนึ่งของวงจรแปลงผันทำงาน เพื่อเป็นทางผ่านของกระแสไปยังโหลด ภาพที่ 3.25 เป็นการรวมส่วนควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ชดเชยแรงดันตกชั่วคราวแบบอนุกรม

$$v_{com,bus} = \frac{v_{com} V_{dc,max}}{V_{dc}} \quad (3.13)$$

โดยที่

v_{dc} คือ แรงดันที่บัสไฟตรง

$V_{dc,max}$ คือ แรงดันบัสไฟตรงสูงสุด



ภาพที่ 3.25 บล็อกไดอะแกรมส่วนควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ชดเชยแรงดันตกชั่วคราวแบบอนุกรม

3.7 การออกแบบส่วนที่ใช้เก็บพลังงาน

วงจรแปลงผันแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง วงจรประกอบด้วยไอจีบีทีกำลัง 6 ตัว สำหรับวงจรแปลงผัน 3 เฟสจะใช้ไอจีบีทีกำลัง กำลังทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแส ซึ่งทำให้สามารถควบคุมระดับแรงดันในวงจรดีซีลิงค์ได้โดยแรงดันที่ผ่านวงจรเรียงกระแสหาได้จากสมการที่ 3.14

$$V_{dc} = \sqrt{3} \times V_{rms} \quad (3.14)$$

ดังนั้นจะได้แรงดันที่ผ่านวงจรเรียงกระแสเท่ากับ

$$V_{dc} = \sqrt{3} \times 300 = 519 \text{ โวลต์}$$

3.7.1 ตัวเก็บประจุเชื่อมโยงไฟตรง (DC Link)

ตัวเก็บประจุเชื่อมโยงไฟตรงหรือวงจรเชื่อมโยงทางไฟตรง คือวงจรเชื่อมโยงระหว่างวงจรเรียงกระแสและวงจรแปลงผัน ซึ่งจะประกอบด้วยตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่กักเก็บแรงดันไฟฟ้า 450 โวลต์ ทำหน้าที่กรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแสให้เรียบยิ่งขึ้น และทำหน้าที่เก็บประจุไฟฟ้า เนื่องจากตัวเก็บประจุเป็นตัวเก็บพลังงานที่มีขีดจำกัด ดังนั้นจึงต้องกำหนดขอบเขตความสามารถในการชดเชยแรงดัน ดังได้กล่าวบางส่วนไว้ข้างต้นแล้ว แต่ก็ยังต้องมีข้อกำหนดอื่นๆ ร่วมด้วย ซึ่งข้อกำหนดทั้งหมดในการออกแบบขนาดของตัวเก็บประจูดังนี้ [5]

1) สามารถชดเชยแรงดันตกชั่วคราวได้สูงสุดเท่ากับ 110 โวลต์ (ร้อยละ 50 ของแรงดันปกติ) ที่กระแส 15 แอมแปร์ ตัวประกอบกำลังเท่ากับ 1 และเป็นการชดเชยแรงดันตกชั่วคราวแบบปกติกรณีชดเชยตรงเฟสกับแรงดันตกชั่วคราวซึ่งเป็นกรณีที่ใช้กำลังจริงมากที่สุดเป็นระยะเวลา 1 วินาที

2) แรงดันสูงสุดที่บัสไฟตรงมีค่าเท่ากับ 300 โวลต์

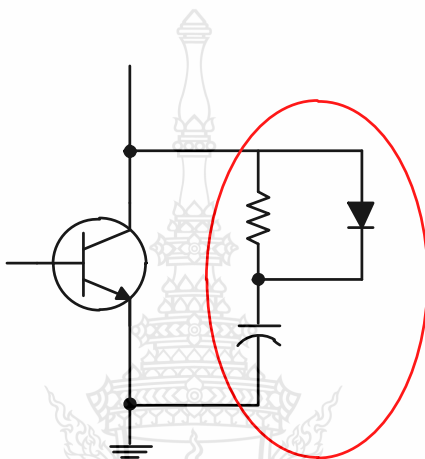
3) เนื่องจากขณะทำการชดเชยแรงดันตกชั่วคราว แรงดันที่บัสไฟตรงจะมีค่าลดลงเรื่อย ๆ จึงต้องกำหนดค่าแรงดันต่ำสุดที่บัสไฟตรงที่สามารถสร้างแรงดันชดเชยได้อย่างสมบูรณ์ โดยพิจารณาแรงดันสูงสุดที่ต้องการชดเชยได้นั้นคือ 110 โวลต์ ซึ่งมีค่ายอดแรงดันเท่ากับ 156 โวลต์ และเมื่อค่าแรงดันที่ลดลงเนื่องจากความสูญเสียต่าง ๆ ในระบบ ดังนั้นจึงกำหนดให้แรงดันต่ำสุดที่บัสไฟตรงมีค่าเท่ากับ 200 โวลต์ จากข้อกำหนดข้างต้นสามารถหาขนาดตัวเก็บประจุได้จากสมการที่ 3.15

$$C_{bus} = \frac{2V_{com(max)} I_{com(max)} t_{com(max)}}{(V_{bus(max)}^2 - V_{bus(min)}^2)} \quad (3.15)$$

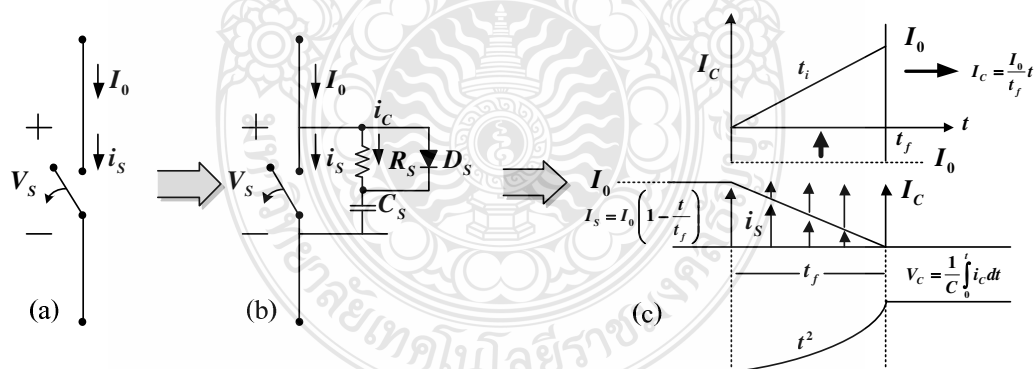
$$C_{bus} = \frac{2 \times 110 \times 15 \times 1}{(300^2 - 200^2)} = 66,000 \text{ ไมโครฟารัด}$$

3.7.2 การออกแบบวงจรสแน็บเบอร์

วงจรสแน็บเบอร์ (Snubber Circuit) เป็นวงจรที่ช่วยลดการเกิดแรงดันเกิน (Over Voltage) ครอบคลุมสวิตช์ขณะเริ่มนำและเริ่มหยุดนำกระแสในวงจรโหลด R-L ดังภาพที่ 3.26 แสดงการต่อวงจรสแน็บเบอร์



ภาพที่ 3.26 วงจรสแน็บเบอร์



ภาพที่ 3.27 การแบ่งกระแส I_0 เป็น I_s และ I_c

1) การคำนวณค่าตัวเก็บประจุของสแน็บเบอร์ [4]

จากภาพที่ 3.27 (a) จะเห็นได้ว่ากระแสมีทิศทางการไหลทางเดียวตลอด เมื่อสวิตช์ทำงานในลักษณะตัด/ต่อวงจรจะทำให้กระแสเกิดการหยุดไหลในทันทีทันใดจึงทำให้เกิดแรงดันสไปค์จากการที่

กระแสเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด อันเป็นผลมาจากค่า L ในแหล่งจ่าย ดังนั้นจึงต้องสร้างเส้นทางกระแสไหลใหม่ให้กับกระแส ดังในภาพที่ 3.27 (b) เมื่อสวิตช์จากออกแล้วกระแส (I_o) ก็ยังไหลไปในทิศทางเดิมแล้วค่อย ๆ ลดลง ดังในภาพที่ 3.27 (c) จะเห็นได้ว่ามีทางให้กระแสไหลได้สองทางโดยการใส่วงจร $R_s C_s$ สนับเบอร์เพิ่มเข้าไปในวงจร จากนั้นจึงต้องหาค่าของ $R_s C_s$ สนับเบอร์ที่ใส่เข้าไป โดยเริ่มจากการคำนวณหาที่มาของสมการหาค่า C_s ของสับเบอร์ จากลักษณะการแบ่งกระแส I_o เป็น I_s และ I_c จากภาพที่ 3.30(c) เมื่อแรงดันที่ตกคร่อม C_s มีค่าเท่ากับแรงดันแหล่งจ่ายกระแสที่ไหลผ่าน C_s จะหยุดไหลดังนั้น V_c เท่ากับ $V_s (V_d)$ จะได้ดังในสมการที่ 3.16

$$V_s = \frac{1}{C_s} \int_0^{t_f} i_c dt \quad (3.16)$$

$$V_s = \frac{1}{C_s} \int_0^{t_f} I_o \frac{t}{t_f} dt \quad (3.17)$$

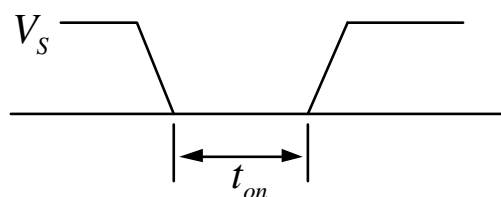
ดังนั้นจะได้สมการ C_s ดังนี้

$$C_s = \frac{I_o t_f}{2V_s} \quad (3.18)$$

เมื่อ t_f คือ เวลาเริ่มหยุดนำกระแสของสวิตช์ แทนค่ากระแสแรงดันเข้าและเวลาในการหยุดนำกระแสของสวิตช์ลงในสมการที่ 3.18 จะได้

$$C_s = \frac{15 \times 440 \times 10^{-9}}{2 \times 500} = 6.6 \text{ นาโนฟารัด}$$

2) การคำนวณหาความต้านทานของสับเบอร์ [4]



ภาพที่ 3.28 ช่วงเวลาที่สวิตช์ต่อวงจร

ในภาพที่ 3.28 ช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแส (t_{on}) จะต้องมีค่าพอที่จะทำให้ตัวเก็บประจุ (C) สลับเบอร์คายประจุได้หมดก่อนที่สวิตช์จะหยุดนำกระแสในครั้งต่อไป ซึ่งโดยทั่วไปแล้วเวลาที่ใช้ในการคายประจุจะมีค่าประมาณ 5τ ดังสมการที่ 3.19

$$t_{on} > 5R_S C_S \quad (3.19)$$

จากสมการที่ 3.19 จะได้ว่า

$$R_S < \frac{t_{on}}{5C_S} \quad (3.20)$$

t_{on} คือ ช่วงเวลาการนำกระแสของสวิตช์ที่วัฏจักรงานร้อยละ 50 แทนค่าตัวแปรลงในสมการที่ 3.20 จะได้

$$R_S < \frac{2.5 \times 10^{-5}}{5 \times 7.33 \times 10^{-9}} < 682.13 \text{ โอห์ม}$$

ดังนั้นสามารถหาค่า R_S ได้จากสมการ 3.21

$$R_S = \frac{5V_S}{I_o} \quad (3.21)$$

แทนค่าตัวแปรลงในสมการที่ 3.21 จะได้

$$R_S = \frac{5 \times 500}{15} = 166 \text{ โอห์ม}$$

ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ไอจีบีทีขณะเริ่มหยุดนำกระแสหาได้จากสมการที่ 3.22

$$P_Q = \frac{1}{2} I_o V_S (t_s + t_f) f_s \quad (3.22)$$

$$P_Q = \frac{1}{2} \times 15 \times 500 \times ((166 + 440) \times 10^{-9}) \times 20 \times 10^3 = 45.45 \text{ วัตต์}$$

เมื่อใส่วงจรสับเบอร์แล้ว ที่ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ไอจีบีทีจะหาได้จากสมการที่ 3.23 ซึ่งเท่ากับ

$$P_Q = \frac{I_0^2 t_f^2 f_s}{24C} \quad (3.23)$$

$$P_Q = \frac{15^2 \times (440 \times 10^{-9})^2 \times 20 \times 10^3}{45.45 \times 11 \times 10^{-9}} = 5.5 \text{ วัตต์}$$

ทั้งนี้ตัวเก็บประจุจะคายประจุผ่านทางตัวต้านทานในวงจรสับเบอร์ขณะไอจีบีทีเริ่มนำกระแส ซึ่งพลังงานสะสมที่ตัวเก็บประจุสามารถหาได้จากสมการที่ 3.24

$$W = \frac{1}{2} CV_s^2 \quad (3.24)$$

$$W = \frac{1}{2} \times 11 \times 10^{-9} \times 500^2 = 1.375 \times 10^{-3} \text{ วัตต์}$$

พลังงานนี้ส่วนใหญ่จะถูกถ่ายเทไปยังตัวต้านทานของวงจรสับเบอร์ขณะไอจีบีทีนำกระแส ซึ่งกำลังไฟฟ้าที่ตัวต้านทานในวงจรสับเบอร์นี้หาได้จากสมการที่ 3.25

$$P_R = \frac{CV_s^2}{2T_s} = \frac{1}{2} CV_s^2 f_s \quad (3.25)$$

$$P_R = \frac{1}{2} \times 11 \times 10^{-9} \times 500^2 \times 20 \times 10^3 = 27.5 \text{ วัตต์}$$

จะเห็นได้ว่าค่าตัวเก็บประจุสามารถใช้ลดค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์ได้แต่เป็นการสูญเสียกำลังไฟฟ้าที่ตัวต้านทานได้เช่นกัน

3.7.3 การออกแบบส่วนการตรวจวัดสัญญาณ

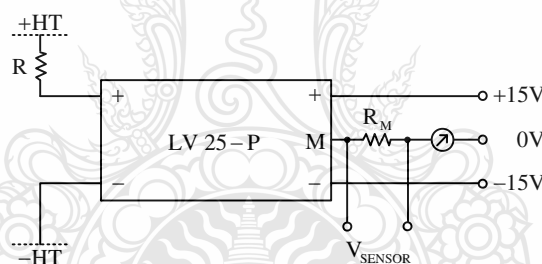
ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้ LEM LV25-P เป็นอุปกรณ์วัดสัญญาณแรงดันโดยใช้หลักการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก (Hall Effect) การวัดแรงดันจะวัดจากกระแสที่มีสัดส่วนโดยตรงกับแรงดัน

ผ่านความต้านทานภายนอก (R) ที่ต่ออนุกรมกับวงจรทางด้านปฐมภูมิของ LV25-P ดังภาพที่ 3.29 โดยกระแสที่ไหลผ่านวงจรปฐมภูมิควรมีค่าเท่ากับ 10 มิลลิแอมแปร์ เพื่อความแม่นยำในการวัดของ LV25-P อัตราส่วนของกระแสทางด้านทุติยภูมิต่อกระแสทางด้านปฐมภูมิต้องมีค่าเท่ากับ 2.5

ในวิทยานิพนธ์นี้จะนำ LV25-P มาวัดแรงดันกริด 220 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ แต่เนื่องจากแรงดันที่กริดมีการกระเพื่อม ดังนั้นจึงออกแบบให้ LV25-P สามารถอ่านแรงดันได้ 250 โวลต์ ซึ่งความต้านทาน R สามารถหาได้จากสมการ 3.26

$$R = \frac{V_{grid}}{10mA} \quad (3.26)$$

จะได้ค่าความต้านทาน R เป็น 25 กิโลโอห์ม และสามารถทนกำลังสูญเสียได้ 2.5 วัตต์ จากอัตราส่วนของกระแสทางด้านทุติยภูมิต่อกระแสทางด้านปฐมภูมิจะใช้ตัวต้านทานสำหรับอ่านค่าแรงดัน (R_M) เท่ากับ 200 โอห์ม ซึ่งจะให้ค่าแรงดันด้านออกเท่ากับ ± 5 โวลต์ โดยสัญญาณแรงดันที่ได้นี้จะนำไปใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงรูปคลื่นไซน์เพื่อใช้ในการควบคุมต่อไป



ภาพที่ 3.29 การวัดสัญญาณของ LV25-P

เช่นเดียวกับการวัดแรงดันที่บัสไฟตรงนั้นสามารถใช้ตัววัดสัญญาณ LV25-P ได้เหมือนกัน ดังนั้นสามารถหาความต้านทาน R ที่แรงดันบัสไฟตรง 300 โวลต์ ได้ดังนี้

$$R_3 = \frac{V_{dc}}{10mA} = \frac{300}{10mA} = 30 \text{ กิโลโอห์ม}$$

ดังนั้นจะได้ค่าความต้านทาน R เป็น 30 กิโลโอห์ม และสามารถทนกำลังสูญเสียได้ 2.5 วัตต์ จากอัตราส่วนของกระแสทางด้านทุติยภูมิต่อกระแสทางด้านปฐมภูมิจะใช้ตัวต้านทานสำหรับ

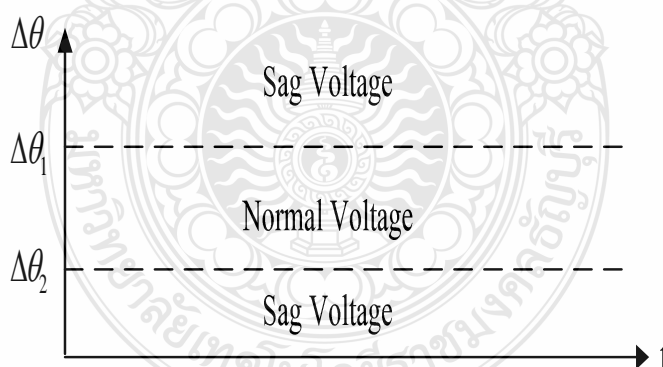
อ่านค่าแรงดัน (R_M) เท่ากับ 200 โอห์ม ซึ่งจะให้ค่าแรงดันด้านออกเท่ากับ ± 5 โวลต์เช่นกัน โดยสัญญาณแรงดันที่ได้นี้จะนำไปใช้เป็นสัญญาณรูปคลื่นของบัสไฟตรงเพื่อใช้ในการควบคุมต่อไป

3.7.4 การกำหนดเกณฑ์ในการพิจารณาแรงดันตกชั่วครู่

ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกให้แรงดันสเปซเวกเตอร์ต่ำกว่า 198 โวลต์ (ค่าต่อหน่วย 0.9) เป็นเงื่อนไขของการเกิดแรงดันตกชั่วครู่ในการตรวจจับขนาดแรงดันสเปซเวกเตอร์ทั้งแบบเร็วและแบบแม่นยำ เนื่องจากเป็นค่าแรงดันต่ำสุดที่อุปกรณ์ไฟฟ้ายังทำงานได้อยู่ ส่วนเงื่อนไขของการเปลี่ยนแปลงมุมเฟสในทางทฤษฎีนั้นสามารถหาได้จากสมการที่ 90 โดยในงานวิจัยนี้ใช้จำนวนข้อมูลการสุ่มเท่ากับ 200 ค่า ดังนั้นจะหาค่าการเปลี่ยนแปลงมุมเฟสได้เป็นปกติ

$$\Delta\theta_{normal} = \frac{360(2\pi)}{400} = 0.9^\circ (0.0157 \text{ radian}) \quad (3.27)$$

ในทางปฏิบัติระบบไฟฟ้าไม่ได้มีเพียงความถี่มูลฐานแต่ยังมีความถี่ฮาร์มอนิกส์ปนอยู่ด้วย จึงทำให้การเปลี่ยนแปลงมุมเฟสไม่ได้มีค่าคงที่ แต่มีการแกว่งรอบ ๆ ค่าคงที่ที่หาได้จากสมการที่ 3.27 เป็นผลให้เงื่อนไขของการเปลี่ยนแปลงมุมเฟสจะต้องตั้งค่าเป็นย่านของการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงมุมเฟสซึ่งขึ้นอยู่กับความถี่ของแรงดันไฟฟ้าในระบบดังภาพที่ 3.30



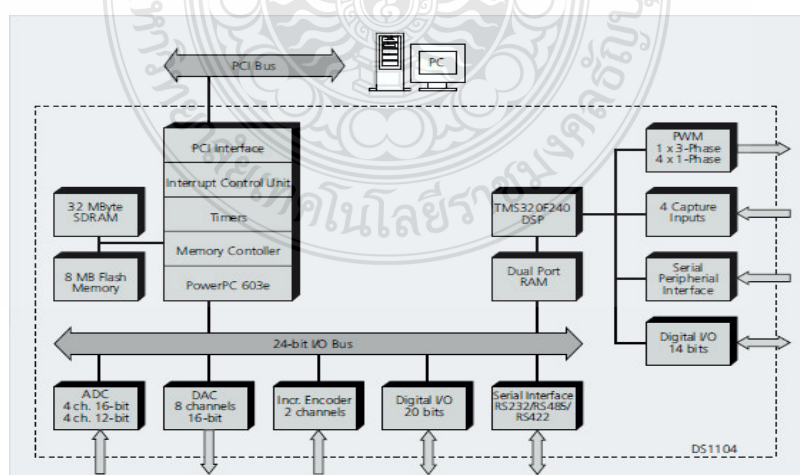
ภาพที่ 3.30 ย่านของการเปลี่ยนแปลงมุมเฟส

3.8 สถาปัตยกรรมของบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล DS1104 [9] เทคโนโลยีของบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลรุ่น DS1104

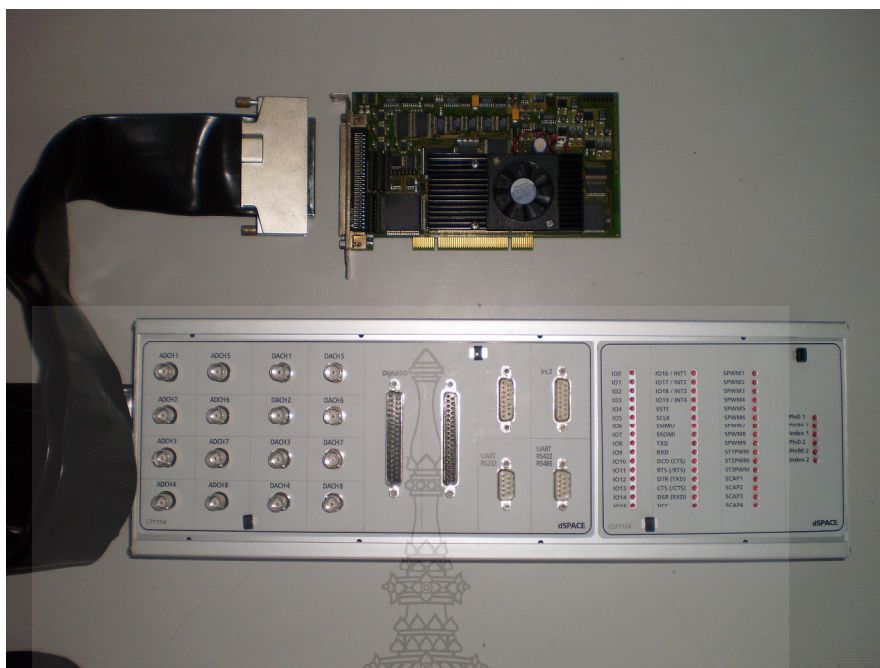
ซึ่งพัฒนาขึ้นโดยบริษัท dSPACE GmBh เป็นบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (การ์ดอินเตอร์เฟซ) ที่ออกแบบมาสำหรับใช้กับงานพัฒนาต้นแบบ (Prototype) ประกอบไปด้วยจำนวนช่อง

A/D, D/A, PWM, Digital I/O, Encoder ที่มากเพียงพอสำหรับระบบควบคุมทุกประเภท ดังแสดงในภาพที่ 3.31 และ 3.32 ลักษณะสมบัติของการ์ดสามารถกล่าวโดยสรุปดังนี้

- เป็นการ์ดอินเตอร์เฟซสำหรับควบคุมแบบเวลาจริง (Real Time) ผ่านสล็อต PCI 32 บิต ในคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (PC/AT) ใช้โปรเซสเซอร์หลัก PPC603e 250 เมกะเฮิรตซ์ และตัวประมวลผลเชิงดิจิทัลโดยตรง (Slave Digital Signal Processor) เบอร์ TMS320F240
- ช่องสัญญาณ A/D 8 ช่อง ความละเอียด 12 และ 16 บิต แรงดันอินพุต ± 10 V
- ช่องสัญญาณ D/A 8 ช่อง ความละเอียด 16 บิต แรงดันอินพุต ± 10 V
- สัญญาณ PWM 10 ช่อง แบบอิสระจาก DSP TMS320F240
- ดิจิตอล I/O 20 ช่อง
- ช่องสัญญาณสำหรับแอนาโลคเดอริ์จำนวน 2 ช่อง
- ช่องสัญญาณอินเตอร์เฟซแบบอนุกรม RS232, RS485
- อินเทอร์เน็ตฮาร์ดแวร์ และซอฟต์แวร์
- แผงเชื่อมต่อสัญญาณ (Panel) สำหรับควบคุมกระบวนการ
- Micro C Compiler
- ซอฟต์แวร์จัดการระบบฮาร์ดแวร์ (Experiment and Platform Manager for Hardware Management)
- ไดรเวอร์ซอฟต์แวร์สำหรับ MATLAB/Simulink และ Control Desk Standard



ภาพที่ 3.31 บล็อกไดอะแกรมของ dSPACE รุ่น DS1104



ภาพที่ 3.32 บอร์ดประมวลผลดิจิทัล dSPACE รุ่น DS1104 และอุปกรณ์ต่อพ่วง

เพื่อเข้าใจถึงการใช้งานฟังก์ชันต่างๆของการ์ดคอมพิวเตอร์เฟส DS1104 อาทิเช่น A/D, D/A, PWM, Digital I/O จะกล่าวถึง SIMULINK Blocksets ใน RTI1104 โดยสังเขปดังนี้

- SIMULINK สำหรับเรียกใช้งาน Blocksets ต่างๆ
- Demos สำหรับเรียกตัวอย่างการใช้งาน
- Master PPC สำหรับเรียกไลบรารี
- Slave DSP F240 สำหรับเรียกไลบรารี

3.8.1 Analog Input / Output Channel Control

1) DS1104ADC_Cx และ DS1104MUX_ADC เป็นบล็อกสำหรับแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลเมื่อรับสัญญาณอนาล็อก $\pm 10V$ ที่ด้านอินพุต และที่เอาพุตของบล็อกจะถูกลดทอนด้วยอัตรา 10:1 นั่นหมายความว่าสัญญาณ 10V ที่อินพุตของการ์ดจะมีค่าเท่ากับ 1V ใน SIMULINK

ตารางที่ 3.2 DS1104ADC_Cx และ DS1104MUX_ADC

| | |
|----------------------|-----------------|
| Input โวลต์age Range | SIMULINK OUTPUT |
| -10...+10V | -1...+1(Double) |

2) DS1104DAC_Cx และ DS1104MUX_DAC เป็นบล็อกสำหรับแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อกเมื่อรับสัญญาณดิจิทัล $\pm 1V$ ที่ด้านอินพุต และที่เอาพุตของบล็อกจะถูกขยายด้วยอัตรา 1:10 นั่นหมายความว่าสัญญาณ 1V ใน SIMULINK จะมีค่าเท่ากับ 10V ที่เอาพุตของการ์ด

ตารางที่ 3.3 DS1104DAC_Cx และ DS1104MUX_DAC

| | |
|-----------------|----------------------|
| SIMULINK OUTPUT | Input โวลต์age Range |
| -1...+1(Double) | -10...+10V |

3.8.2 Digital Input / Output Control

1) DS1104BIT_IN_Cx และ DS1104BIT_OUT_Cx สำหรับรับ และส่งสัญญาณดิจิทัลแบบ TTL จำนวน 20 บิต สามารถเปลี่ยนช่องสัญญาณด้วยการเลือกหมายเลขช่องโดยตรงที่บล็อก

ตารางที่ 3.4 DS1104BIT_IN_Cx และ DS1104BIT_OUT_Cx

| Digital Input (TTL) | SIMULINK OUTPUT | |
|---------------------|---------------------|------------------|
| | Without Data Typing | With Data Typing |
| High | 1 (Double) | 1 (Boolean) |
| Low | 0 (Double) | 0 (Boolean) |

2) DS1104BIT_IN_Cx และ DS1104BIT_OUT_Cx สำหรับรับ และส่งสัญญาณดิจิทัลแบบ TTL จำนวน 20 บิต สามารถเปลี่ยนช่องสัญญาณด้วยการเลือกหมายเลขช่องโดยตรงที่บล็อก

ตารางที่ 3.5 DS1104BIT_IN_Cx และ DS1104BIT_OUT_Cx

| | | |
|---------------------|------------------|---------------------|
| SIMULINK OUTPUT | | Digital Input (TTL) |
| Without Data Typing | | |
| With Data Typing | | |
| (Double) | 1 (Boolean) High | High |
| (Double) | 0 (Boolean) Low | Low |

3.8.3 Encoder position control

1) DS1104ENC_SETUP บล็อกสำหรับเลือกช่องสัญญาณ (1,2) และค่าเริ่มต้นของเอนโคเดอร์ที่ใช้งาน

ตารางที่ 3.6 DS1104ENC_SETUP

| Channel | Encoder Type | Signal | Position Information | Position Value |
|---------|--------------|--------|----------------------|--------------------------------|
| 1...2 | digital | | 24 bit | $-2^{21} \dots +2^{21} - 0.25$ |

3) DS1104ENC_POS_Cx บล็อกสำหรับการกำหนดการต่อสายสัญญาณของเอนโคเดอร์ที่ใช้งาน (RS422, TTL)

ตารางที่ 3.7 DS1104ENC_POS_Cx

| Parameter | Value | |
|---------------------------|---|------|
| TTL Input โวลต์age High | Min | Max |
| | 2.0 V | 5.0V |
| Low | 0V | 0.8V |
| TTL Input Resistance | 12 k Ω | |
| RS422 Input โวลต์age High | Diff > +0.2V | |
| Low | Diff < -0.2V | |
| High | <ul style="list-style-type: none"> Diff= โวลต์age Difference between non-inverted and invert | |
| Low | <ul style="list-style-type: none"> The input signal, together with the corresponding inverted signals, must be in the range 0...5V | |
| RS422 Input resistance | The Input resistance gradually drops from 8.5 k Ω at the corner frequency of 28 kHz to 210 Ω at the corner frequency of 225 kHz | |

3.8.4 PWM control

DS1104PWM สำหรับสร้างสัญญาณ PWM อีกระยะจำนวน 4/6 ช่อง ปรับความกว้างพัลส์ ในช่วง 0-1V ความถี่สวิทซ์ ค่าเริ่มต้นพัลส์ และการอินเตอร์รัพท์ของพัลส์ โดยความถี่ในการสวิทซ์อยู่ที่ 0.1 Hz-1 MHz

ตารางที่ 3.8 DS1104ADC_Cx และ DS1104MUX_ADC

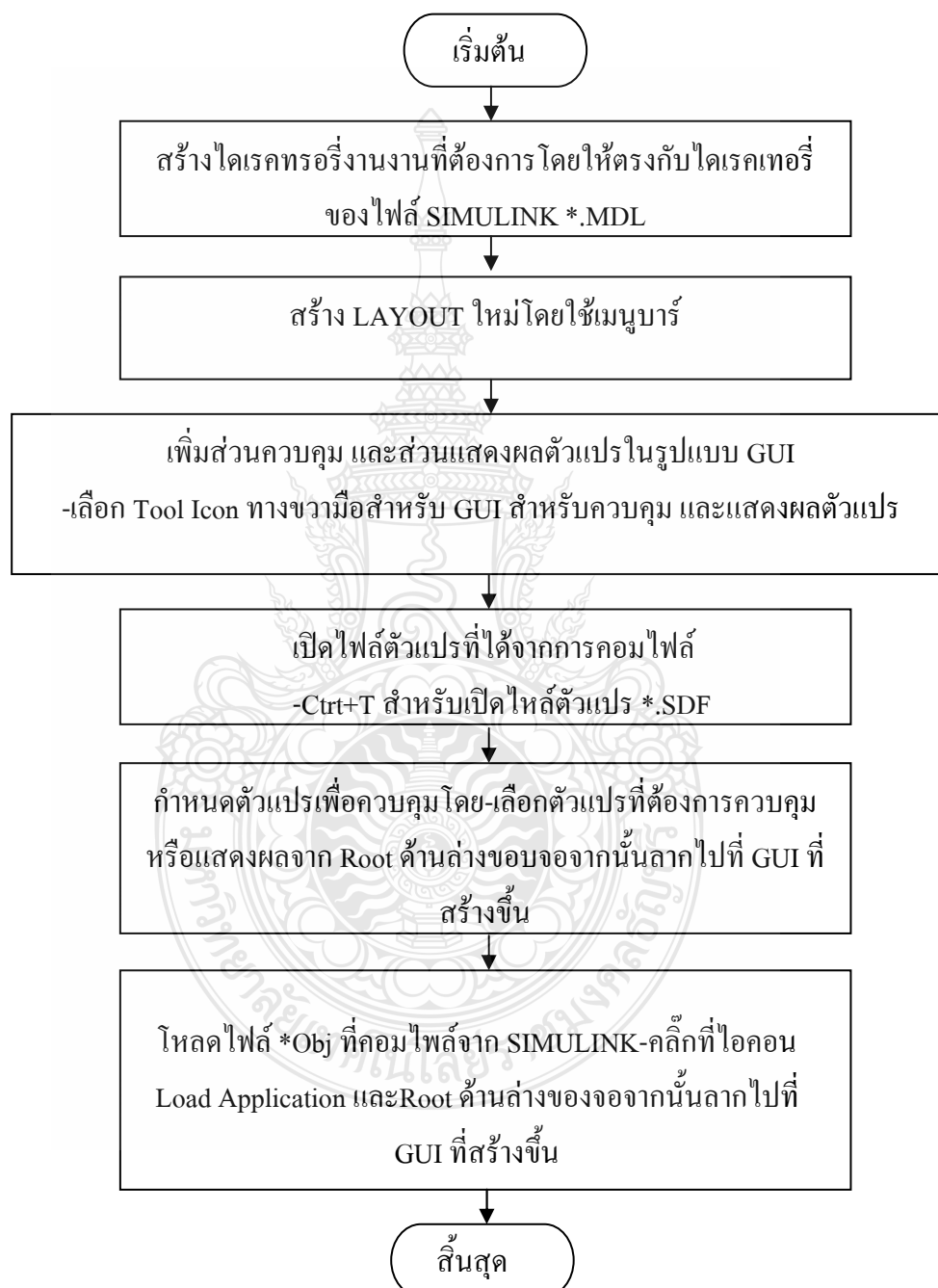
| SIMULINK INPUT | alue | ata Type | Meaning |
|--------------------|------|----------|--|
| Duty cycle a, b, c | ...1 | ouble | Duty cycle of the PWM signal for channel a,b,c |
| Stop PWM | /1 | oolean | Enable PWM stop for channel pair a/ã, b/b, c/c -Value 1 stop PWM generation -Value 0 resume PWM generation |

3.9 ออกแบบระบบซอฟต์แวร์

ในปัจจุบันได้มีการนำคอมพิวเตอร์มาใช้ในการควบคุมอุปกรณ์ต่าง ๆ ในอุตสาหกรรมกันอย่างแพร่หลาย เช่น ระบบควบคุมในรถยนต์ ระบบควบคุมกระบวนการ และ ระบบควบคุมหุ่นยนต์ เป็นต้น แต่ขบวนการในการเขียนซอฟต์แวร์เพื่อวิเคราะห์ระบบ และ ทำให้คอมพิวเตอร์สามารถติดต่อและควบคุมอุปกรณ์ต่าง ๆ ได้นั้น ผู้ที่ทำการเขียนซอฟต์แวร์จะต้องมีความรู้ทั้งทางด้านซอฟต์แวร์และฮาร์ดแวร์ของคอมพิวเตอร์เป็นอย่างดีอีกทั้งการเขียนซอฟต์แวร์ยังเป็นลักษณะการเขียนแบบฮาร์ดโค้ด ทำให้การนำคอมพิวเตอร์มาควบคุมอุปกรณ์ต่าง ๆ มีค่าใช้จ่ายสูงและใช้เวลาในการออกแบบนานเพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าวจึงได้มีการพัฒนาซอฟต์แวร์ MATLAB/Simulink ขึ้น โดยใช้ลักษณะการเขียนโปรแกรมร่วมกันระหว่างฮาร์ดโค้ดและบล็อกไดอะแกรม ช่วยลดปัญหาการเขียนโปรแกรมแบบเดิมลงได้มาก อีกทั้งยังสามารถนำบล็อกไดอะแกรมที่สร้างขึ้นมานำกลับมาใช้ใหม่ได้ จึงทำให้ MATLAB/Simulink เป็นที่นิยมกันอย่างกว้างขวางทั้งในอุตสาหกรรมและการศึกษาอย่างไรก็ตาม ถึงแม้ MATLAB/Simulink จะสามารถใช้งานด้านการควบคุมแบบเวลาจริงได้ดี แต่ก็ยังมีข้อด้อยอื่นๆ เช่น การปรับแต่งซอฟต์แวร์ค่อนข้างซับซ้อน การอินเตอร์เฟซที่สามารถใช้ร่วมกับ MATLAB/Simulink มีค่อนข้างจำกัด และการเขียนดีไวส์ไครเวอร์เองทำได้ยากดังนั้นจึงได้มีการผลิตซอฟต์แวร์อื่นๆ ขึ้นมาใช้ร่วมกับ MATLAB/Simulink เพื่อแก้ไขข้อด้อยดังกล่าว

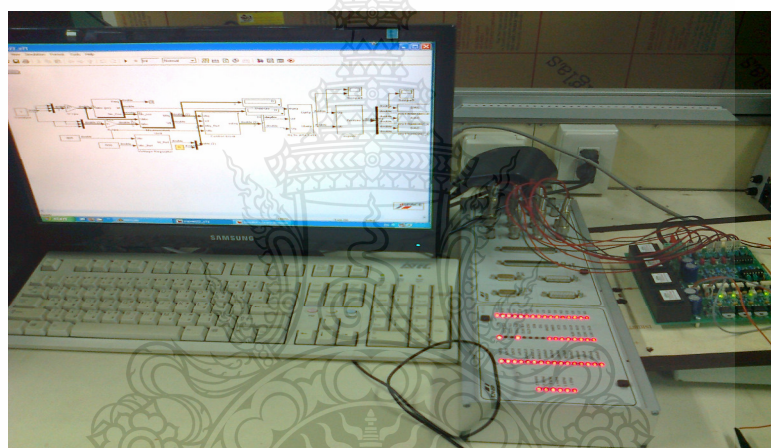
3.9.1 รูปแบบการทำงานแบบเวลาจริง (Real Times Interface RTI) เป็นซอฟต์แวร์ที่ทางบริษัท dSPACE (www.dspace.de) เป็นผู้ผลิตเพื่อทำให้ SIMULINK สามารถสั่งงานการควบคุมที่ผลิตโดย dSPACE ได้แบบเวลาจริง ในการใช้งานนั้นผู้ใช้จะต้องมีการควบคุมที่ผลิตโดย dSPACE ติดตั้งอยู่ในเครื่องคอมพิวเตอร์เรียบร้อยแล้ว จากนั้นทำการติดตั้งซอฟต์แวร์ RTI ที่มีมาให้ หลังจากติดตั้งแล้วจะพบว่าที่ Simulink Library Browser จะมีไลบรารีของการ์ดที่ติดตั้งปรากฏอยู่ ตัวอย่างของบล็อกไลบรา

รีของการ์ดรุ่น DS1104 R&D Controller Board ในการใช้งานซอฟต์แวร์ RTI นั้น หลังจากทำการสร้างโมเดลของตัวควบคุมเสร็จแล้วจะต้องทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์ของ Real-Time Workshop ใน Simulation Parameters Dialog ดังภาพที่ 3.33



ภาพที่ 3.33 แผนผังการควบคุมค่าพารามิเตอร์แบบเวลาจริงผ่านซอฟต์แวร์

หลังจากนั้นทำการกดปุ่ม Build ซอฟต์แวร์ RTI ก็จะทำการคอมไพล์ไฟล์และดาวน์โหลดโค้ดลงไปยังโปรเซสเซอร์บนบอร์ดควบคุม จากนั้นบอร์ดควบคุมก็จะทำการควบคุมระบบแบบเวลาจริงตามที่กำหนดไว้ ส่วนการสังเกตค่าพารามิเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงไปขณะควบคุมนั้น ผู้ใช้สามารถใช้โปรแกรม Control Desk ของ dSPACE ในการสร้าง GUI ของผู้ใช้งานในการสังเกตค่าพารามิเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงไป ซึ่งในงานวิจัยนี้จะใช้ซอฟต์แวร์ที่ผลิตขึ้น เพื่อที่ใช้ร่วมกับโปรแกรม MATLAB/Simulink ในการติดต่อสื่อสารกับอุปกรณ์ภายนอกคอมพิวเตอร์ และทำให้โปรแกรม MATLAB/Simulink นั้นทำงานในรูปแบบเวลาจริงได้ ซอฟต์แวร์ดังกล่าวคือ วงจรภาคกำลัง และ Real-Time Interface (RTI) โดยจะนำเสนอรูปแบบและวิธีการประยุกต์ใช้ซอฟต์แวร์ดังกล่าว ร่วมกับการทดลองกับอุปกรณ์ทดลองต่างๆ

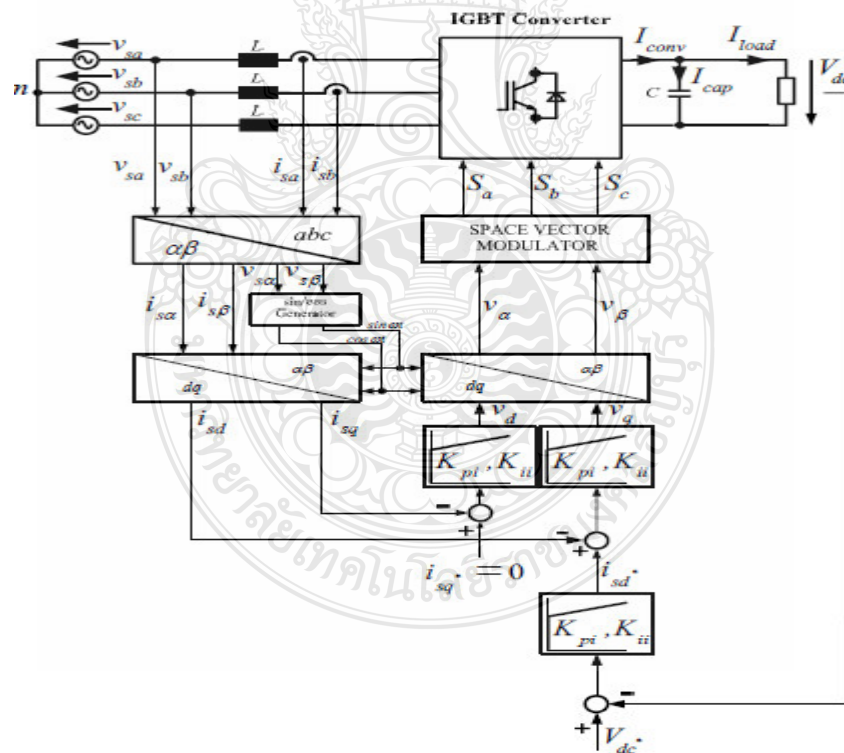


ภาพที่ 3.34 บอร์ดประมวลผลดิจิทัล dSPACE รุ่น DS1104 และอุปกรณ์ต่อพ่วงที่สามารถนำมาทดสอบระบบกับซอฟต์แวร์ MATLAB/Simulink

บทที่ 4

ผลการทดลอง

เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึงการทดสอบระบบที่มีการควบคุมแรงดันขาออก และแสดงผลด้วย การ์ดอินเตอร์เฟส ในสถานะต่างๆดังจะกล่าวต่อไป แต่ทั้งนี้ทั้งนั้นการควบคุมที่ค่าระดับแรงดันต่างๆ จะมีความล่าช้าในกระบวนการทดสอบเนื่องจากการต้องมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ แล้วต้อง ทำการส่งผ่านสัญญาณให้กับการ์ดอินเตอร์เฟส ทำการประมวลผลแปลงเป็นแบบทันเวลา (Generate Code) ทุกครั้งซึ่งเสียเวลามาก ในงานวิจัยนี้จึงได้ใช้โปรแกรม Control Desk เป็นโปรแกรม ที่ใช้ควบคุมค่าพารามิเตอร์ผ่านหน้าต่างของ Graphic User Interface (GUI) เมื่อเราได้ทำการส่งผ่าน สัญญาณให้กับการ์ดอินเตอร์เฟส ทำการประมวลผลแปลงเป็นแบบทันเวลา (Generate Code) ในครั้ง แรกแล้วการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ จะถูกควบคุมที่หน้าต่างของโปรแกรม Control Desk



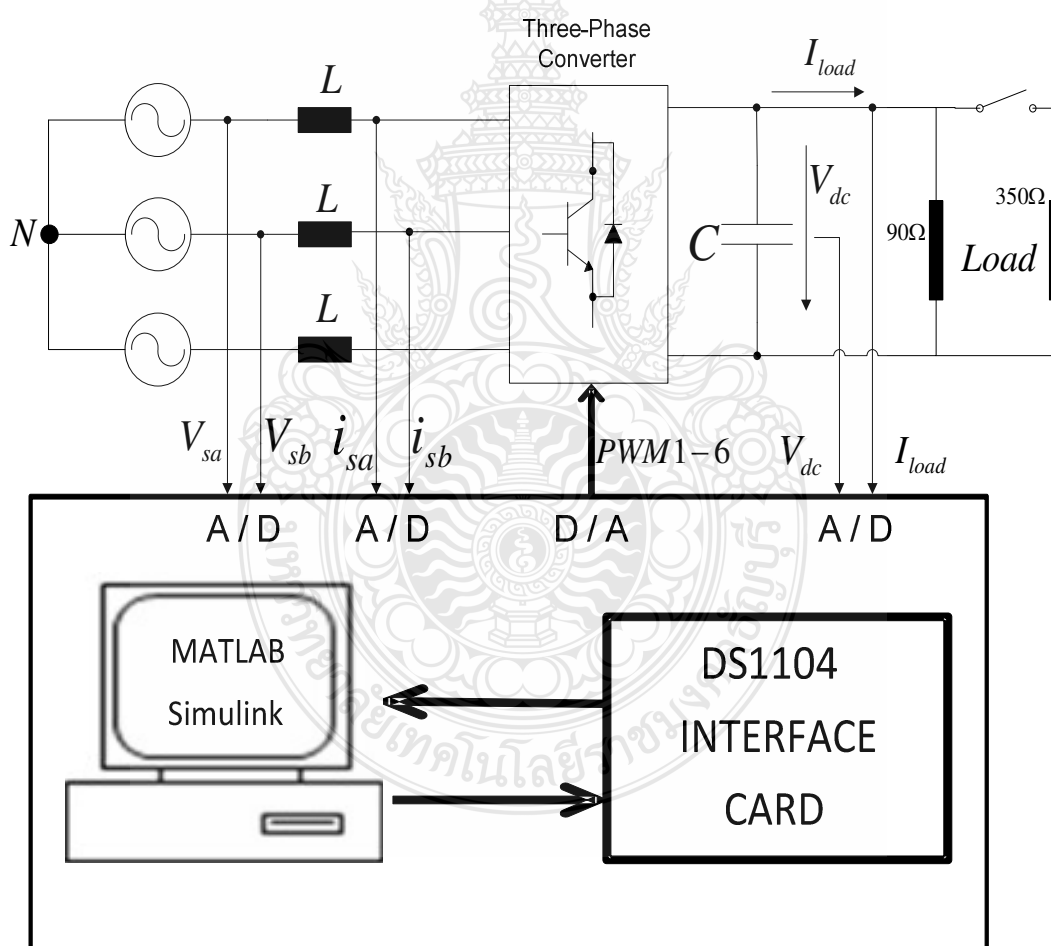
ภาพที่ 4.1 ระบบการควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPW

ในบทนี้จะทดสอบการทำงานแบ่งเป็นสามส่วนคือ

1) ทดสอบการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM ในช่วงสภาวะชั่วคราว (Transient Response) ขณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีจาก 0.9 กิโลวัตต์ เพิ่มขึ้นเป็น 1 กิโลวัตต์ บันทึกผลการทดสอบ

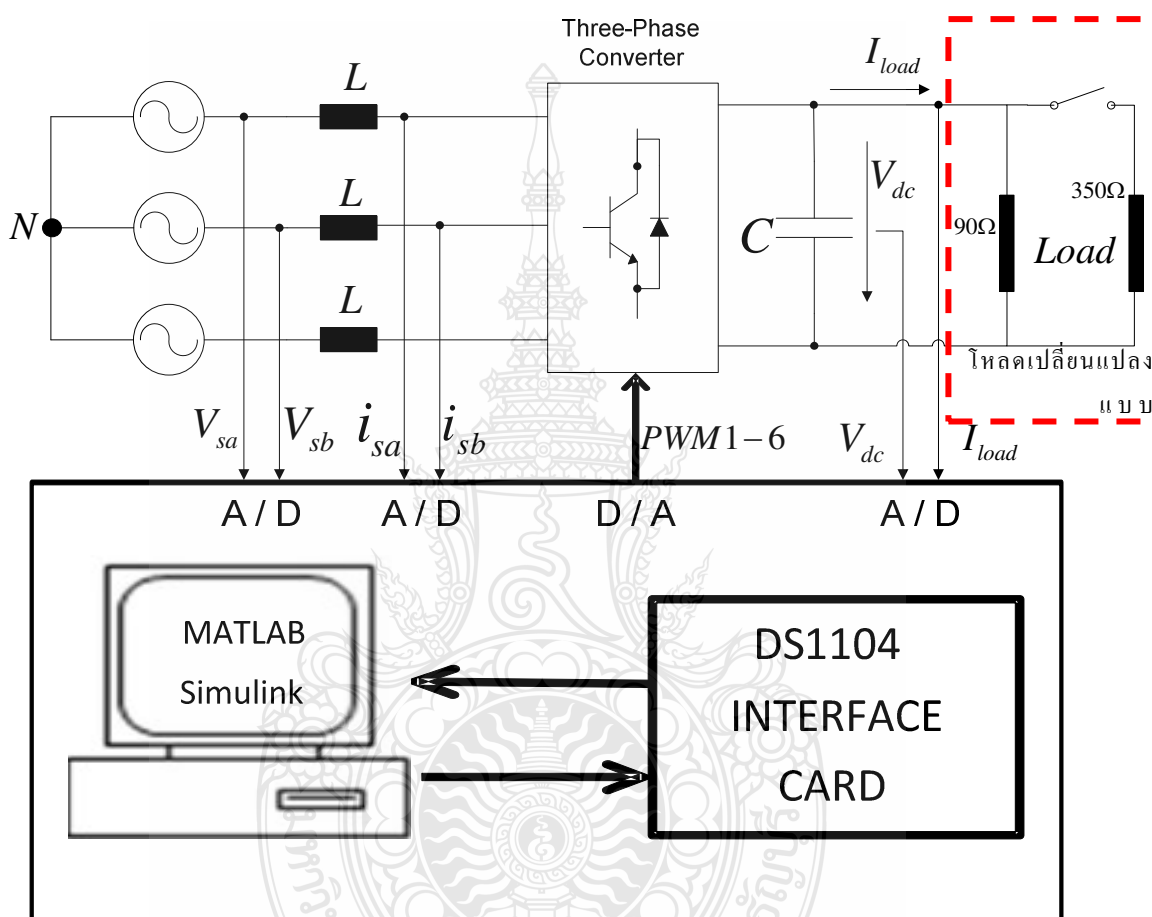
2) ทดสอบการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM ขณะที่แรงดันขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงจาก 380 โวลต์ ลดลงเหลือ 250 โวลต์ บันทึกผลการทดสอบ

3) ทดสอบการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM ในช่วงสภาวะคงตัว (Steady State)



ภาพที่ 4.2 ระบบการควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM ที่มีการควบคุม และแสดงผลด้วยอินเทอร์เฟซการ์ดที่ใช้ทดสอบการทำงาน

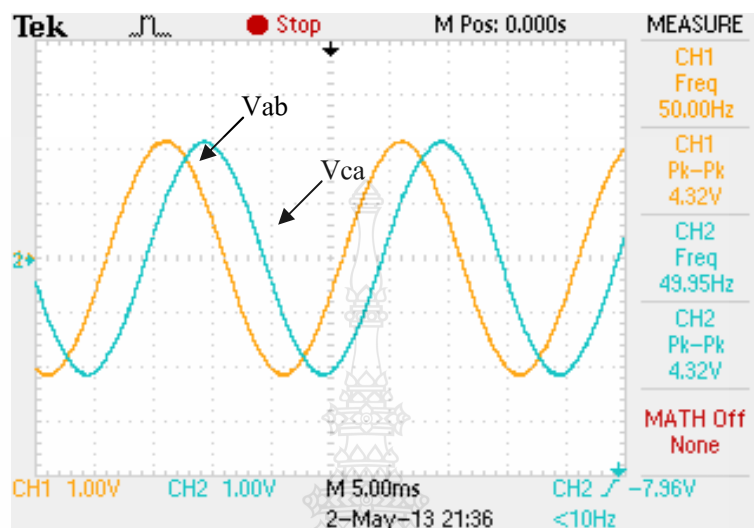
4.1.1 การทดสอบทำงานแบบปิดลูปในช่วงสภาวะชั่วคราว (Transient Response Closed Loop) ในขณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใด คือการพิจารณาการตอบสนองของระบบต่อสภาวะชั่วคราวในกรณีที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใดเมื่อกำหนดให้โหลดมีการเปลี่ยนแปลง จาก 0.9 กิโลวัตต์ เพิ่มขึ้นเป็น 1 กิโลวัตต์



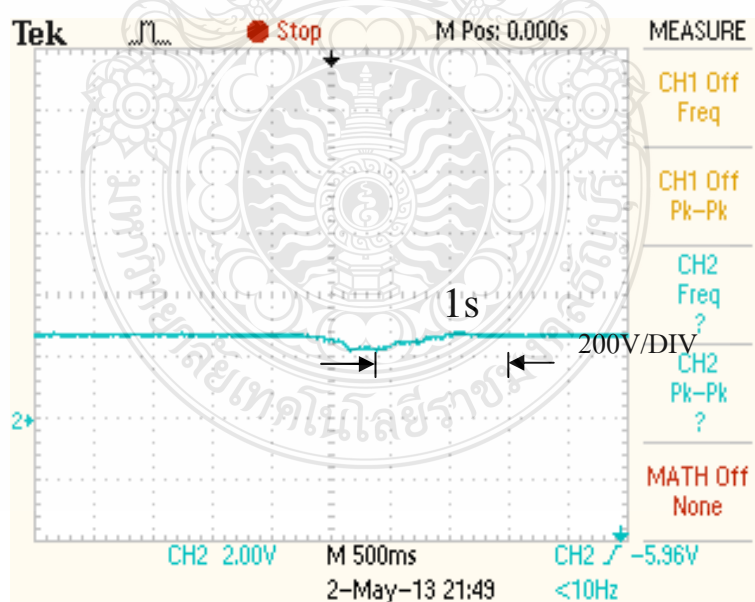
ภาพที่ 4.3 วิธีการทดสอบในช่วงสภาวะชั่วคราว ในขณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงจาก 0.9 กิโลวัตต์ เพิ่มขึ้นเป็น 1 กิโลวัตต์แบบทันทีทันใด

การทดสอบในสภาวะชั่วคราวดังแสดงในภาพที่ 4.3 คือการพิจารณาการตอบสนองของระบบต่อสภาวะชั่วคราวในกรณีที่ภาระมีการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใดโดยกำหนดให้ภาระมีการเปลี่ยนแปลงจาก 35% เป็น 100% ทำให้กระแสเพิ่มขึ้นอย่างทันทีทันใด จาก 3 A เป็น 8.5 A

(0.9 kW เป็น 1 kW) เป็นผลให้เกิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงตก ช่วงขณะหนึ่ง ในการทดสอบใช้วิธีการเปรียบเทียบผลของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านขาออก และแรงดันทางด้านขาเข้า

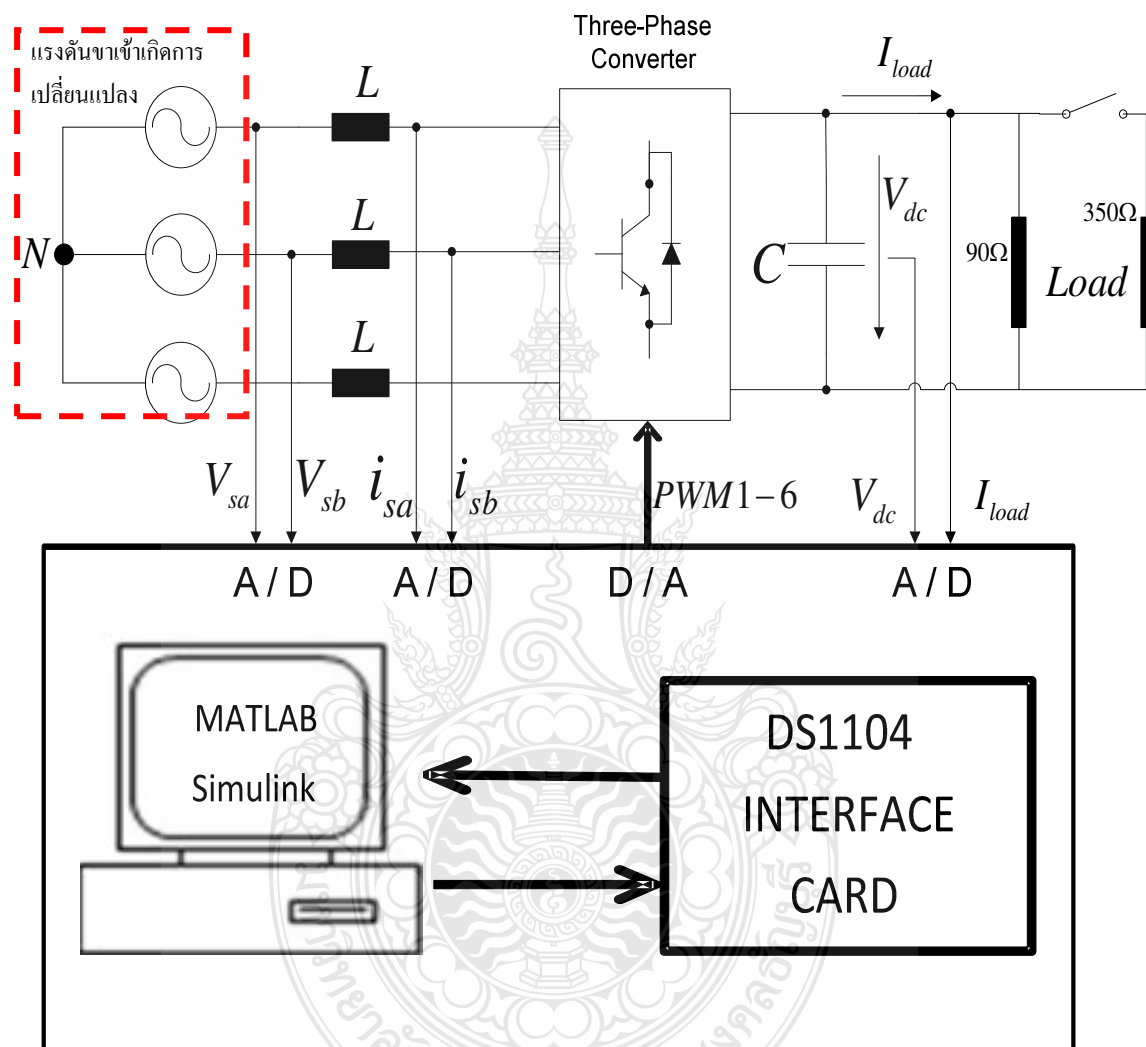


ภาพที่ 4.4 ผลของแรงดันทางด้านขาเข้า ของระบบในขณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงจาก 0.9 กิโลวัตต์ เพิ่มขึ้นเป็น 1 กิโลวัตต์ แบบทันทีทันใด



ภาพที่ 4.5 ผลของแรงดันทางด้านขาออกของระบบในขณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงจาก 0.9 กิโลวัตต์ เพิ่มขึ้นเป็น 1 กิโลวัตต์แบบทันทีทันใด

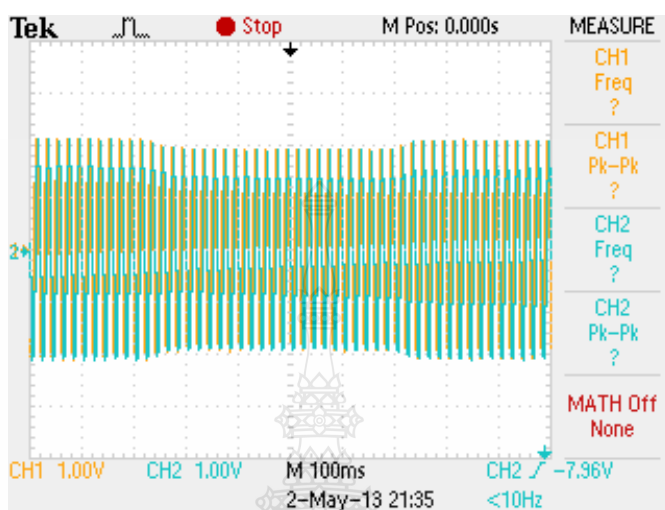
4.1.2 ในขณะที่แรงดันทางด้านขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลง คือการพิจารณาการตอบสนองของระบบต่อสภาวะชั่วคราวในกรณีที่แรงดันขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงจาก 300 โวลต์ ลดลงเหลือ 250 โวลต์ และมีการเปลี่ยนแปลงคืนกลับจาก 250 โวลต์ เพิ่มขึ้นเป็น 300 โวลต์อย่างเดิม



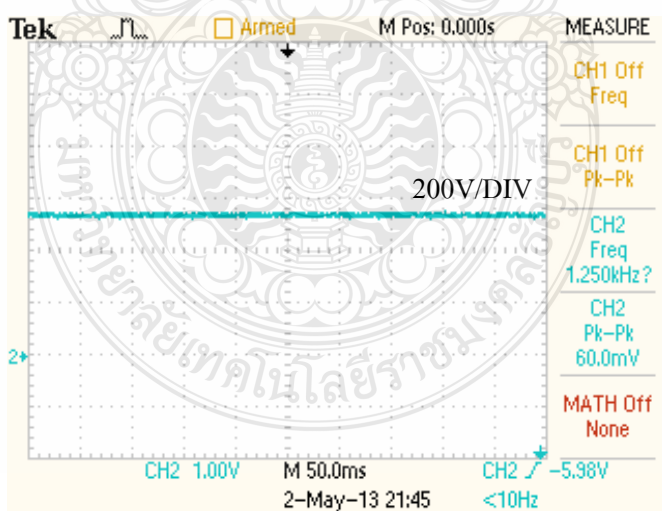
ภาพที่ 4.6 วิธีการทดสอบในช่วงสภาวะชั่วคราว ขณะที่แรงดันขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงจาก 300 โวลต์ ลดลงเหลือ 250 โวลต์ และมีการเปลี่ยนแปลงคืนกลับจาก 250 โวลต์ เพิ่มขึ้นเป็น 300 โวลต์อย่างเดิม

การทดสอบในสภาวะชั่วคราวดังแสดงในภาพที่ 4.6 ใช้การปรับแรงดันทางด้านขาเข้าของระบบจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสลับสามเฟสแบบปรับค่าได้เป็นตัวกำหนดการเปลี่ยนแรงดัน

ทางด้านขาเข้าจาก 300 โวลต์ ลดลงเหลือ 250 โวลต์ และมีการเปลี่ยนแปลงคืนกลับจาก 250 โวลต์ เพิ่มขึ้นเป็น 300 โวลต์อย่างเดิม

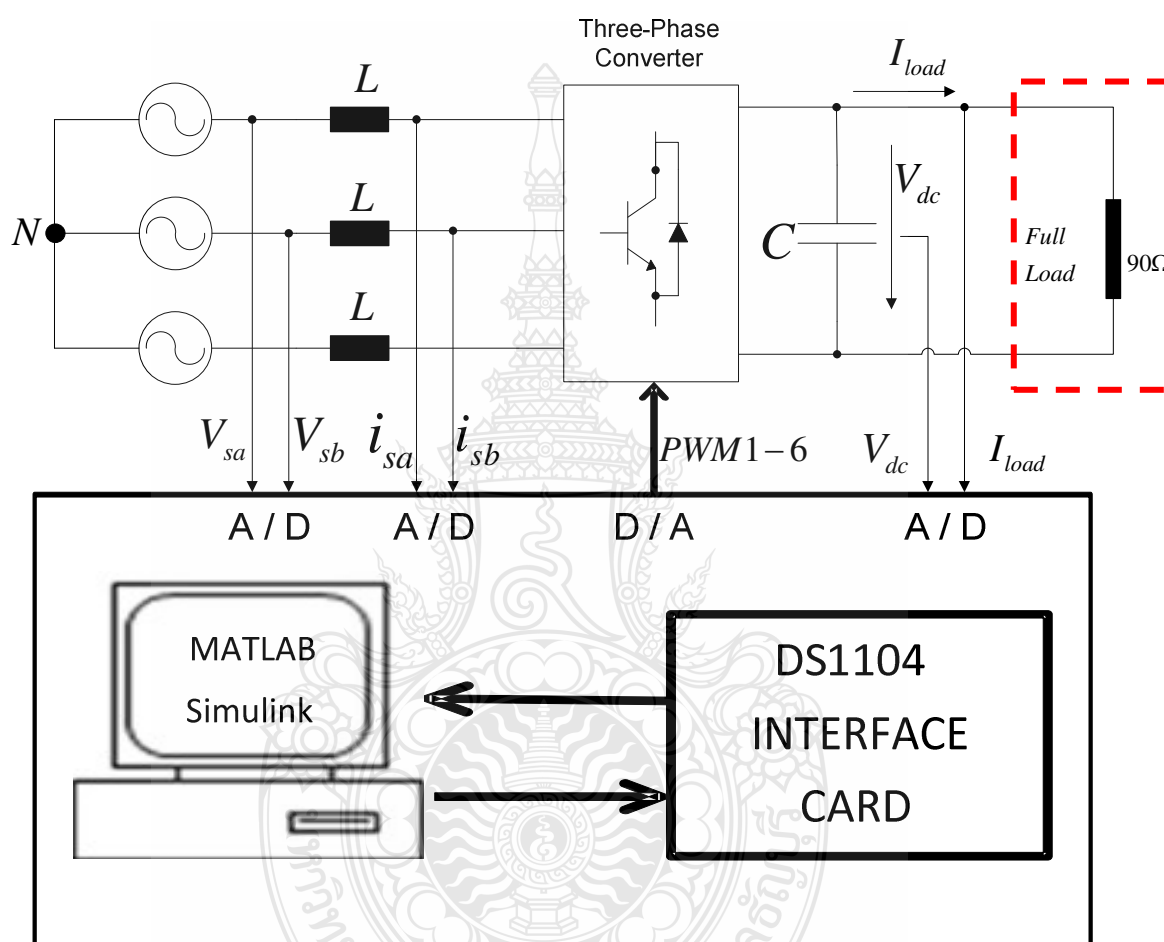


ภาพที่ 4.7 ผลของแรงดันทางด้านขาเข้าในช่วงสภาวะชั่วคราว ขณะที่แรงดันขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงจาก 300 โวลต์ ลดลงเหลือ 250 โวลต์ และมีการเปลี่ยนแปลงคืนกลับจาก 250 โวลต์ เพิ่มขึ้นเป็น 300 โวลต์

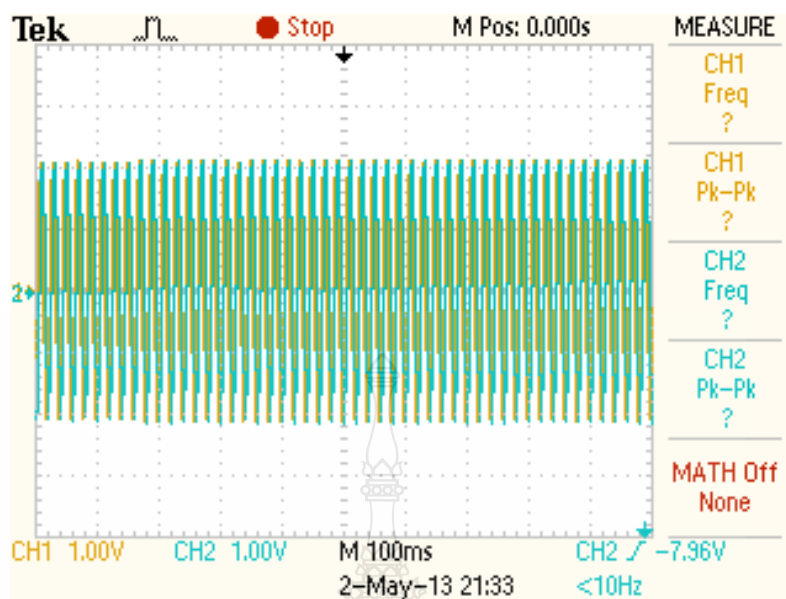


ภาพที่ 4.8 ผลของแรงดันทางด้านขาออกในช่วงสภาวะชั่วคราว ขณะที่แรงดันขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงจาก 300 โวลต์ ลดลงเหลือ 250 โวลต์ และมีการเปลี่ยนแปลงคืนกลับจาก 250 โวลต์ เพิ่มขึ้นเป็น 300 โวลต์

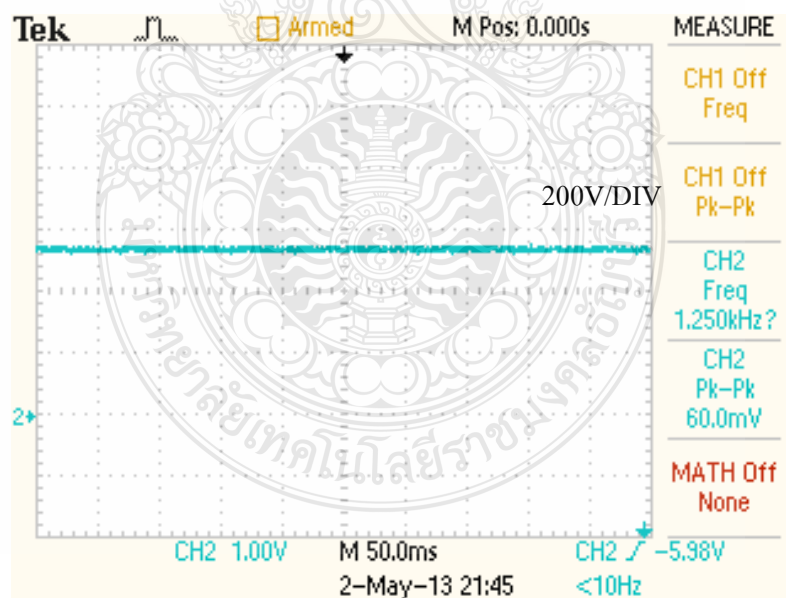
4.1.3 ทดสอบการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM ในช่วงสภาวะคงตัว (Steady State) การทดสอบในสภาวะคงตัวโดยกำหนดให้ระบบมีภาระ 100% ซึ่งภาระความต้านทานเท่ากับ 70.5Ω นั้นหมายถึงจะทำให้ภาระนี้มีขนาดประมาณ 1 kW และทำให้เกิดกระแสที่ภาระขนาด 3.5A ดังภาพที่ 4.7



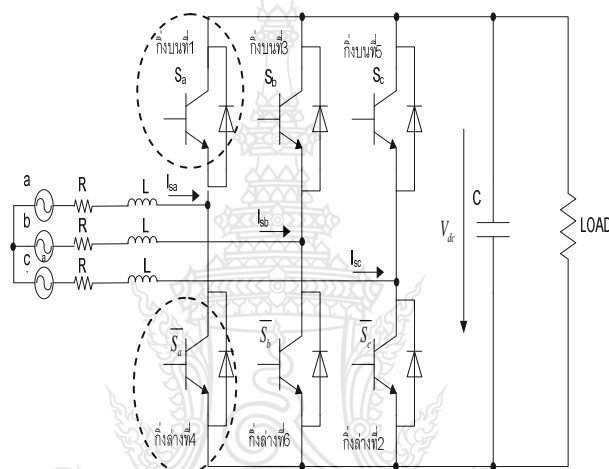
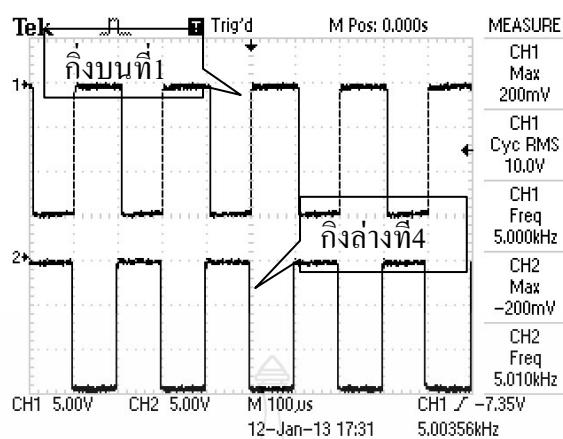
ภาพที่ 4.9 วิธีทดสอบการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM ในช่วงสภาวะคงตัว (Steady State)



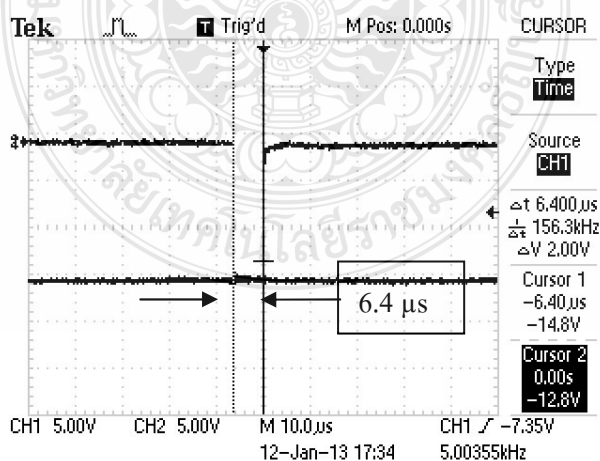
ภาพที่ 4.10 ผลของแรงดันทางด้านขาเข้าในช่วงสภาวะคงตัว (Steady State) โดยกำหนดให้ระบบมีภาระ 100% ซึ่งภาระความต้านทานเท่ากับ 70.5 โอห์ม มีขนาดประมาณ 1 กิโลวัตต์ และเกิดกระแสที่ภาระขนาด 3.5 แอมป์



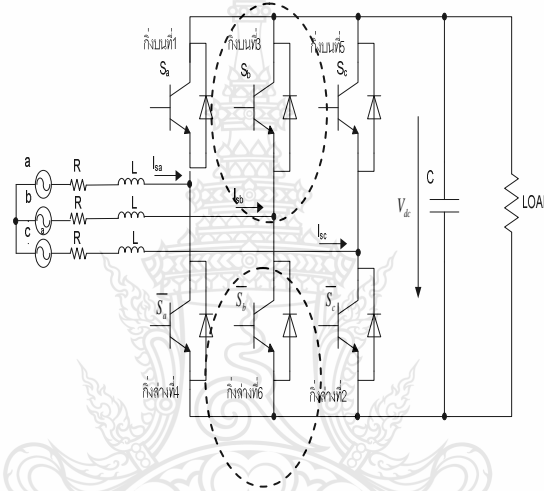
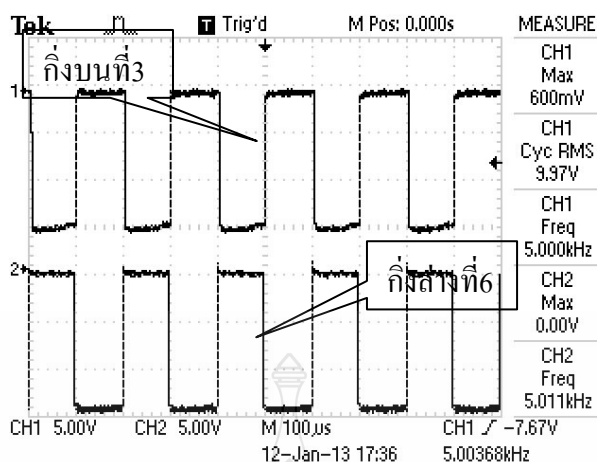
ภาพที่ 4.11 ผลของแรงดันทางด้านขาออกในช่วงสภาวะคงตัว (Steady State) โดยกำหนดให้ระบบมีภาระ 100% ซึ่งภาระความต้านทานเท่ากับ 70.5 โอห์ม มีขนาดประมาณ 1 กิโลวัตต์ และ เกิดกระแสที่ภาระขนาด 3.5 แอมป์



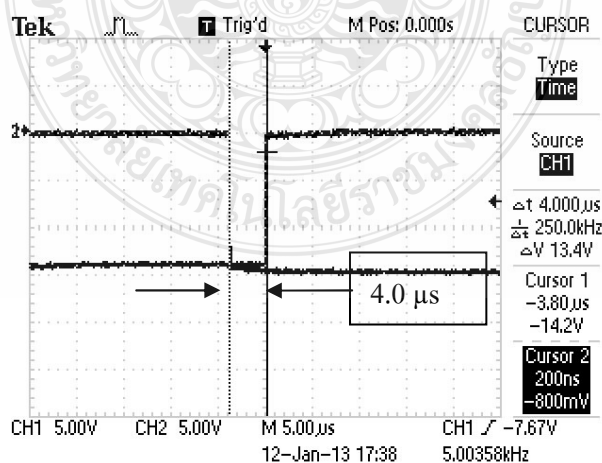
ภาพที่ 4.12 สัญญาณควบคุมของระบบกึ่งบนที่ 1 และ กึ่งล่างที่ 4



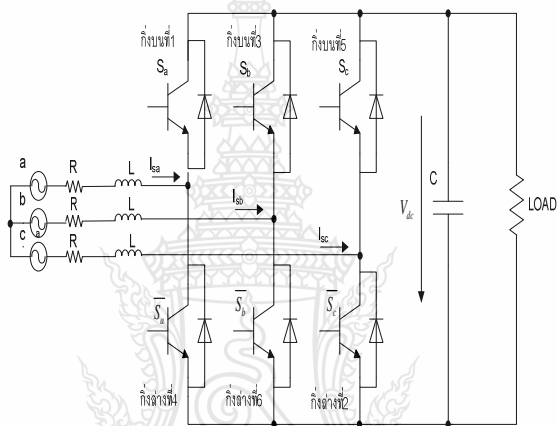
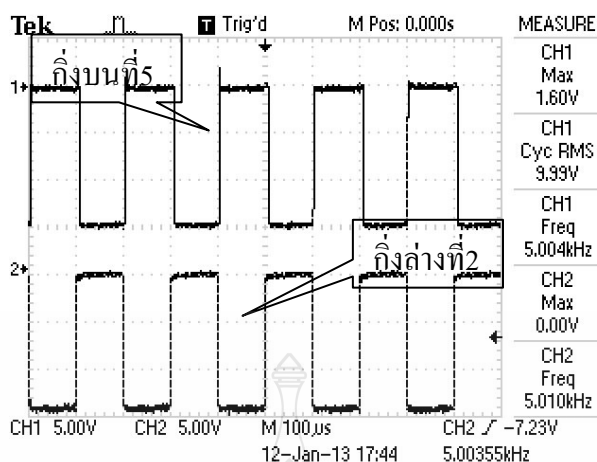
ภาพที่ 4.13 ค่า Delay Times ของสัญญาณควบคุมของระบบกึ่งบนที่ 1 และ กึ่งล่างที่ 4



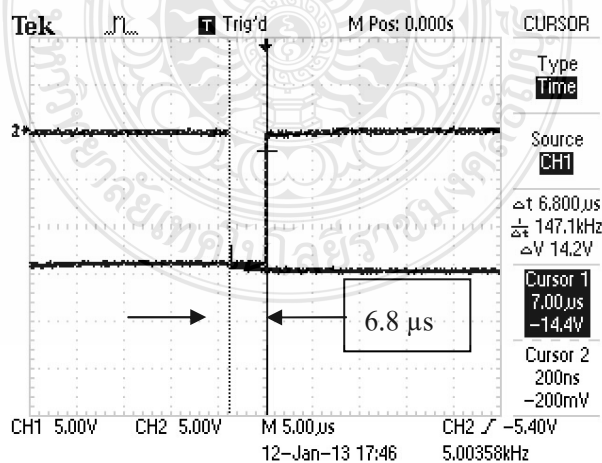
ภาพที่ 4.14 สัญญาณควบคุมของระบบกึ่งบนที่ 3 และ กึ่งล่างที่ 6



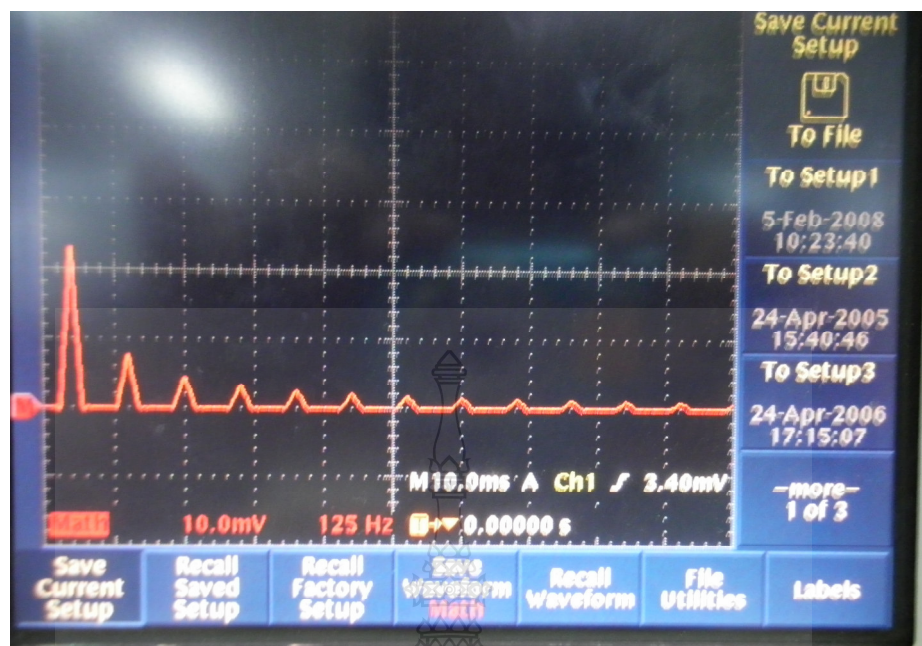
ภาพที่ 4.15 ค่า Delay Times ของสัญญาณควบคุมของระบบกึ่งบนที่ 3 และ กึ่งล่างที่ 6



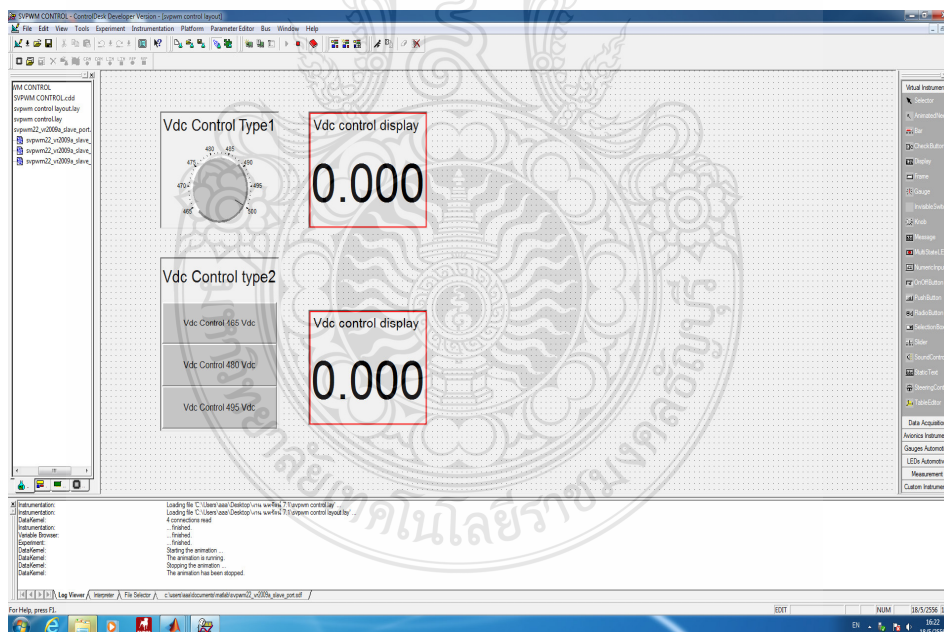
ภาพที่ 4.16 สัญญาณควบคุมของระบบกึ่งบนที่ 5 และ กึ่งล่างที่ 2



ภาพที่ 4.17 ค่า Delay Times ของสัญญาณควบคุมของระบบกึ่งบนที่ 5 และ กึ่งล่างที่ 2



ภาพที่ 4.18 ค่าฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในระบบ



ภาพที่ 4.19 ระบบจัดการการควบคุมแรงดันด้านออกในลักษณะของ GUI โดยสามารถปรับค่าพารามิเตอร์แบบเวลาจริง (Real-Time)

ตารางที่ 4.1 การเปรียบเทียบผลการทดสอบระหว่างผลการจำลอง และผลในเชิงปฏิบัติ

| หัวข้อการเปรียบเทียบ | การจำลอง | เชิงปฏิบัติ |
|--|----------|-------------|
| ผลตอบสนองเชิงเวลาของการควบคุมแรงดันขาออก | 0.025 s | 1 s |
| แรงดันขาออก | 500 Vdc | 495 Vdc |

4.1 วิจารณ์ผลทดสอบ

จากผลการจำลองระบบที่โปรแกรม Matlab/Simulink ในสภาวะที่แรงดันด้านขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงจาก 300 โวลต์ ลดลงเหลือ 270 โวลต์ แรงดันทางด้านออกรักษาระดับแรงดันได้ที่ 500 โวลต์เมื่อโหลดเต็มพิกัด 1 กิโลวัตต์ ดังภาพที่ 3.9 และทดสอบระบบในสภาวะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีจาก 0.9 กิโลวัตต์ เพิ่มขึ้นเป็น 1 กิโลวัตต์ แรงดันทางด้านออกยังสามารถรักษาระดับแรงดันได้ที่ 500 โวลต์ ซึ่งผลทดสอบเป็นที่น่าพอใจ ทั้งนี้ผลตอบสนองเชิงเวลายังต้องได้รับการปรับปรุง และนำไปออกแบบฮาร์ดแวร์ต่อไปเพื่อจะควบคุมผ่านบอร์ดประมวลผลสัญญาณ DS1104 โดยแปลงให้อยู่ในรูปของสัญญาณแบบทันทีแล้วนั้นปรากฏว่ามีผลดังนี้

ผลการทดสอบระบบในสภาวะที่แรงดันด้านขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงจาก 300 โวลต์ ลดลงเหลือ 270 โวลต์ แรงดันทางด้านออกรักษาระดับแรงดันได้ที่ 500 โวลต์เมื่อโหลดเต็มพิกัด 1 กิโลวัตต์ และทดสอบระบบในสภาวะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีจาก 0.9 กิโลวัตต์ เพิ่มขึ้นเป็น 1 กิโลวัตต์ แรงดันทางด้านออกยังสามารถรักษาระดับแรงดันได้ที่ 500 โวลต์

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัย การอภิปรายผล และข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอผลการทดสอบระบบเป็นสามส่วนด้วยกันคือ 1) ผลการทดสอบการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM ในช่วงสถานะชั่วคราว (Transient Response) ขณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีจาก 0.9 กิโลวัตต์เพิ่มขึ้นเป็น 1 กิโลวัตต์ 2) ผลการทดสอบการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM ขณะที่แรงดันขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงจาก 300 โวลต์ ลดลงเหลือ 270 โวลต์ 3) ผลการทดสอบการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM ในช่วงสถานะคงตัว (Steady State) เพื่อแสดงให้เห็นประสิทธิภาพของการทำงานของระบบโดยรวม และสอดคล้องกับวัตถุประสงค์การทำวิทยานิพนธ์ โดยลักษณะการควบคุมแบบนี้มีข้อดีคือ

1. ทำให้กระแสด้านเข้าใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์
2. ตัวประกอบกำลังมีค่าใกล้เคียงหนึ่ง
3. สร้างความหลากหลาย และทางเลือกให้สามารถตอบสนองในการไปประยุกต์ใช้ในงานวิจัยที่เกี่ยวกับเรื่องแรงดันทางด้านขาออกของคอนเวอร์เตอร์แบบ SVPWM

5.1 สรุปผลการวิจัยและการอภิปรายผล

5.1.1 การทดสอบทำงานแบบปิดลูบในช่วงสถานะชั่วคราว (Transient Response) ในขณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใด

คือการพิจารณาการตอบสนองของระบบต่อสถานะชั่วคราวในกรณีที่ภาระมีการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใด โดยกำหนดให้ภาระมีการเปลี่ยนแปลงจาก 35% เป็น 100% ทำให้กระแสเพิ่มขึ้นอย่างทันทีทันใด จาก 3 A เป็น 8.5 A (1.8 kW เป็น 5.1 kW) เป็นผลให้เกิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงตกชั่วขณะหนึ่ง ในการทดสอบใช้วิธีการเปรียบเทียบผลของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านขาออกของระบบที่ทดสอบจริง และ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านขาออกของระบบที่ได้จากการจำลองก่อนหน้า ผลปรากฏว่าแรงดันทางด้านออกยังสามารถรักษาระดับแรงดันได้ที่ 500 โวลต์ได้ ฉะนั้นเราสามารถสรุปได้ว่า วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM สามารถใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันในแกน DQ Frame ให้แรงดันทางด้านออกสามารถรักษาระดับแรงดันได้ที่ 500 โวลต์ได้จริง

5.1.2 การจำลองการทำงานแบบปิดลูป (Transient Response Closed Loop) ในช่วงสภาวะชั่วคราวขณะที่แรงดันขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงจาก

คือการพิจารณาการตอบสนองของระบบต่อสภาวะชั่วคราวในกรณีขณะที่แรงดันขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงจาก 300 โวลต์ ลดลงเหลือ 250 โวลต์ และมีการเปลี่ยนแปลงคืนกลับจาก 250 โวลต์ เพิ่มขึ้นเป็น 300 โวลต์อย่างเดิม ใช้การปรับแรงดันทางด้านขาเข้าของระบบจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสลับสามเฟสแบบปรับค่าได้เป็นตัวกำหนดการเปลี่ยนแรงดันทางด้านขาเข้าจาก 300 โวลต์ ลดลงเหลือ 250 โวลต์ และมีการเปลี่ยนแปลงคืนกลับจาก 250 โวลต์ เพิ่มขึ้นเป็น 300 โวลต์อย่างเดิม เป็นผลให้เกิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงตก ช่วงขณะหนึ่งในการทดสอบใช้วิธีการเปรียบเทียบผลของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านขาออกของระบบที่ทดสอบจริง และ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านขาออกของระบบที่ได้จากการจำลองก่อนหน้านี้ ผลปรากฏว่าแรงดันทางด้านออกยังสามารถรักษาระดับแรงดันได้ที่ 500 โวลต์ได้ ฉะนั้นเราสามารถสรุปได้ว่า วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM สามารถใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันในแกน DQ Frame ให้แรงดันทางด้านออกสามารถรักษาระดับแรงดันได้ที่ 500 โวลต์ได้จริง

5.2 ข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นแนวทางเบื้องต้นในการศึกษาและพัฒนาสร้างวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM เพื่อการพัฒนาขั้นตอนต่อไปควรกระทำดังนี้

5.2.1 พัฒนาให้สามารถควบคุมที่พิกัดสูงกว่านี้ได้

5.2.2 พัฒนาการควบคุมที่ควบคุมผ่าน โปรแกรม Control Desk ในหน้าต่างของ Graphic User Interface (GUI) ยังสามารถแสดงผลให้เป็นรูปแบบมากกว่านี้ได้ เพื่อจะได้ทำการอ่านค่าได้สะดวกมากขึ้น

5.2.3 ในส่วนของการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink นั้นควรจะใช้เวอร์ชันเดียวตลอด เพราะบางโมเดลจะไม่สามารถรันได้หากเกิดการรันคนละเวอร์ชันกับที่เขียน

5.2.4 ในอนาคตงานวิจัยนี้สามารถนำไปวิจัยนำไปทดสอบร่วมกับแหล่งกำเนิดต่างๆที่มีลักษณะแปรปรวนไม่คงที่ได้ เช่น กังหันลม เพื่อค้นคว้าเกี่ยวกับการควบคุมระบบเครื่องกำเนิดไฟฟ้า และ โหลดได้

รายการอ้างอิง

- [1] เจษฎา เจริญเกียรติตรี, “วิทยานิพนธ์เรื่อง วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM ที่ใช้ตัวเก็บประจุขนาดเล็กในการเชื่อมต่อกับโหลดโดยใช้เทคนิคการกำจัดผลลึ้งรบกวนแบบป้อนไปหน้า”, คณะวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2549
- [2] Wang Xu, Huaung Kaizheng, Yan Shijie, Xu Bin, “Simulation Of Three-Phase Voltage Source PWM Rectifier Based On The Space Vector Modulation” IEEE Trans. Power Electron., 2008, pp. 978-1-4244-1734-6/08
- [3] Vitezslav Benda, “Power semiconductors - state of the art and future trends”. Global Journal of Technology & Optimization V.2, 2011, pp.29-36.
- [4] รศ.ดร.วีระเชษฐ ชันเงิน, ดร.วุฒิพล ชาราธิ์รเศรษฐ์, “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (POWER ELECTRONICS)”, คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2547
- [5] Liu, J. W., Choi, S. S. and Chen, S. “Design of step dynamic voltage regulator for power quality enhancement”, IEEE Transactions on Power Delivery, 2003, pp. 1403 – 1409.
- [6] กิตติวัฒน์ เชื้อยงิน, การลดความยุ่งยากของอัลกอริทึมการควบคุมสำหรับตัวชดเชยแรงดันตกชั่วขณะจากมุมมองเชิงปฏิบัติ. วิทยานิพนธ์หลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2549.
- [7] R. Navid, Zargari, Geza Joos, “Performance Investigation of a Current-Controlled Voltage Regulated PWM Rectifier in Rotating and Statinary Frames” IEEE Trans. Industrial Electron., vol.42, N0.4, August 1995, pp. 0278-0046/95
- [8] Zhongjiu Zheng, Zhenghua Gao, Ninghui Wang, Kewei Cai, Gufeng Li, “Research on a Fast Algorithm for a Three-phase SVPWM Rectifier”, IEEE Trans. Power Electron.,2010, pp. 978-0-7695-4031-3/10
- [9] ชาญฤทธิ์ ชาราสน์ดิสุข, Matlab/Simulink for Real-time control system with DS1104 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ
- [10] Wanchai Subsingha, 2008, Power Electronic (*Academic book*), Thailand. RMUTT printing.





ภาคผนวก ก

Datasheet คุณลักษณะอุปกรณ์ที่สำคัญ

๓.1 Datasheet dSPACE DS1104

Data Sheets

DS1104 Data Sheet

The following table shows the data sheet of the DS1104 R&D Controller Board.

| Parameter | Characteristics |
|--------------------------------|---|
| Processor | <ul style="list-style-type: none"> • MPC8240 processor with PPC603e core and on-chip peripherals • 64-bit floating-point processor • 250 MHz CPU • 2 x 16 KB cache; on-chip • On-chip PCI bridge (33 MHz) |
| Memory | <ul style="list-style-type: none"> • Global memory: 32 MB SDRAM • Flash memory: 8 MB |
| Timer | <ul style="list-style-type: none"> • 1 sample rate timer (decrementer): 32-bit down counter, reload by software, 40 ns resolution • 4 general purpose timer: 32-bit down counter, reload by hardware, 80 ns resolution • 1 time base counter: 64-bit up counter, 40 ns resolution, range 23400 years |
| Interrupt controller | <ul style="list-style-type: none"> • 5 timer interrupts • 2 incremental encoder index line interrupts • 1 UART interrupt • 1 slave DSP interrupt • 1 slave DSP PWM interrupt • 5 ADC end of conversion interrupts • 1 host interrupt • 4 user interrupts from the I/O connector |
| ADC 1 x 16-bit ADC with mux | <ul style="list-style-type: none"> • 4 muxed channels equipped with one 16-bit sample & hold ADC • Note: 5 ADC channels (1 x 16-bit + 4 x 12-bit) can be sampled simultaneous • 16-bit resolution • ± 10 V input voltage range • 2 μs conversion time • ± 5 mV offset error • ± 0.25 % gain error • 4 ppm/K offset drift • 25 ppm/K gain drift • >80 dB signal-to-noise ratio (SNR) |

| Parameter | Characteristics |
|---|--|
| ADC 4 x 12-bit ADC | <ul style="list-style-type: none"> • 4 channels each equipped with one 12-bit sample & hold ADC • Note: 5 ADC channels (1 x 16-bit + 4 x 12-bit) can be sampled simultaneous • 12-bit resolution • ± 10 V input voltage range • 800 ns conversion time • ± 5 mV offset error • ± 0.5 % gain error • 4 ppm/K offset drift • 25 ppm/K gain drift • >65 dB signal-to-noise ratio (SNR) |
| DACs 8 x 16-bit DAC | <ul style="list-style-type: none"> • 16-bit resolution • ± 10 V output voltage range • ± 5 mA maximum output current • Max. 10 μs settling time (full scale, accuracy 1/2 LSB) • ± 1 mV offset error • ± 0.1 % gain error • 13 ppm/K offset drift • 25 ppm/K gain drift • >80 dB signal-to-noise ratio (SNR) |
| Digital I/O | <ul style="list-style-type: none"> • 20-bit parallel I/O • Single bit selectable for input or output • ± 5 mA maximum output current • TTL output/input levels |
| Digital Incremental Encoder Interface (2 x 24 bit) | <ul style="list-style-type: none"> • 2 channels • Selectable single-ended (TTL) or differential (RS422) input • Fourfold line subdivision • Max. 1.65 MHz input frequency, i.e. fourfold pulse counts up to 6.6 MHz • 24-bit loadable position counter • Reset on index • 5 V/0.5 A sensor supply voltage |
| Serial interface | <ul style="list-style-type: none"> • 1 serial UART (universal asynchronous receiver and transmitter) • Selectable transceiver mode: RS232/RS422/RS485 • Max. baudrate RS232: 115.2 kBaud • Max. baudrate RS422/RS485: 1 MBaud |

Data Sheets

| Parameter | Characteristics |
|---------------------|---|
| Slave DSP subsystem | <ul style="list-style-type: none"> • Texas Instruments TMS320F240 DSP • 16-bit fixed-point processor • 20 MHz clock frequency • 64 K x 16 external program memory • 28 K x 16 external data memory • 4 K x 16 dual-port memory for communication • 16 K x 16 flash memory • 1 x 3-phase PWM output • 4 x 1-phase PWM output • 4 capture inputs • SPI (serial peripheral interface) • Max. 14-bit digital I/O • TTL output/input levels for all digital I/O pins • ± 13 mA maximum output current |
| Host interface | <ul style="list-style-type: none"> • 32-bit PCI host interface • 5 V PCI slot • 33 MHz ± 5 % |
| Physical size | PCI 185 x 106.68 mm (7.28 x 4.2 in) |
| Ambient temperature | 0 ... 55 °C (32 ... 131 °F) |
| Cooling | Active cooling by fan |
| 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 |
| Power consumption | 18.5 W |

CP1104 Data Sheet

The following table shows the data sheet of the CP1104 Connector Panel.

| Parameter | Characteristics |
|---|--|
| Grounding | The enclosure and the front panel are not grounded. |
| Cable length | 2 m (6.6 ft) standard |
| Physical size (with desktop enclosure) (length x depth x height) | 281 x 142.5 x 70 mm (11.06 x 5.61 x 2.75 in) |
| Space needed for 19" rack mount | Height 3 U; width 10.8" |
| Weight | Approx. 2.2 kg (4.8 lbs); incl. enclosure and shielded ribbon cables |

CLP1104 Data Sheet

The following table shows the data sheet of the CLP1104 Connector/LED Combi Panel.

| Parameter | Characteristics |
|---|--|
| Power consumption | 5 V; max. 100 mA (via DS1104 board) |
| Grounding | The enclosure and the front panel are not grounded. |
| Cable length | 2 m (6.6 ft) standard |
| Physical size (with desktop enclosure) (length x depth x height) | 433.5 x 142.5 x 70 mm (17.07 x 5.61 x 2.75 in) |
| Space needed for 19" rack mount | Height 3 U; width 16.8" |
| Weight | Approx. 2.5 kg (5.5 lbs); incl. enclosure and shielded ribbon cables |

ภาคผนวก ข

Datasheet คุณลักษณะของอุปกรณ์กำลัง



1.1 Datasheet LEM LV25-P



Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of voltages : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high voltage) and the secondary circuit (electronic circuit).



16084

Electrical data

| | | | | | |
|----------|----------------------------------|-----------------------|---------------------------|----------------------|----------------------|
| I_{PN} | Primary nominal current rms | 10 | mA | | |
| I_{FM} | Primary current, measuring range | 0 .. ± 14 | mA | | |
| R_M | Measuring resistance | with ± 12 V | @ ± 10 mA _{maxi} | $R_{M \text{ mini}}$ | $R_{M \text{ maxi}}$ |
| | | | @ ± 14 mA _{maxi} | 30 | 190 |
| | | with ± 15 V | @ ± 10 mA _{maxi} | 30 | 100 |
| | | | @ ± 14 mA _{maxi} | 100 | 350 |
| | | | 100 | 190 | |
| I_{SN} | Secondary nominal current rms | 25 | mA | | |
| K_N | Conversion ratio | 2500 : 1000 | | | |
| V_C | Supply voltage (± 5 %) | ± 12 .. 15 | V | | |
| I_C | Current consumption | 10 (@ ± 15 V) + I_S | mA | | |

Accuracy - Dynamic performance data

| | | | | |
|--------------|--|------------------|--------|--------|
| X_G | Overall Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$ | @ ± 12 .. 15 V | ± 0.9 | % |
| | | @ ± 15 V (± 5 %) | ± 0.8 | % |
| ϵ_L | Linearity error | | < 0.2 | % |
| I_O | Offset current @ $I_P = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ | Typ | Maxi | |
| I_{OT} | Temperature variation of I_O | 0°C .. + 25°C | ± 0.15 | mA |
| | | + 25°C .. + 70°C | ± 0.06 | ± 0.25 |
| | | | ± 0.10 | ± 0.35 |
| t_r | Response time ¹⁾ to 90 % of I_{PN} step | 40 | | µs |

General data

| | | | |
|-------|--|----------------|----|
| T_A | Ambient operating temperature | 0 .. + 70 | °C |
| T_S | Ambient storage temperature | - 25 .. + 85 | °C |
| R_P | Primary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$ | 250 | Ω |
| R_S | Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$ | 110 | Ω |
| m | Mass | 22 | g |
| | Standards | EN 50178: 1997 | |

Note: ¹⁾ $R_i = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit).

$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10..500 \text{ V}$$



Features

- Closed loop (compensated) voltage transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_i , which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

Application domain

- Industrial.



Voltage Transducer LV 25-P

Isolation characteristics

| | | | |
|-------------|---|-------------------|----|
| V_d | Rms voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 min | 2.5 ²⁾ | kV |
| \hat{V}_w | Impulse withstand voltage 1.2/50 μ s | 16 | kV |
| | | Mini | |
| dCp | Creepage distance | 19.5 | mm |
| dCl | Clearance distance | 19.5 | mm |
| CTI | Comparative Tracking Index (Group IIIa) | 175 | |

Note: ²⁾ Between primary and secondary.

Application examples

According to EN 50178 and IEC 61010-1 standards and following conditions:

- Over voltage category OV 3
- Pollution degree PD2
- Non-uniform field

| | EN 50178 | IEC 61010-1 |
|-----------------------|-------------------------|-----------------|
| dCp, dCl, \hat{V}_w | Rated isolation voltage | Nominal voltage |
| Single isolation | 1600 V | 1600 V |
| Reinforced isolation | 800 V | 800 V |

Safety



This transducer must be used in electric/electronic equipment with respect to applicable standards and safety requirements in accordance with the manufacturer's operating instructions.



Caution, risk of electrical shock

When operating the transducer, certain parts of the module can carry hazardous voltage (eg. primary busbar, power supply).

Ignoring this warning can lead to injury and/or cause serious damage.

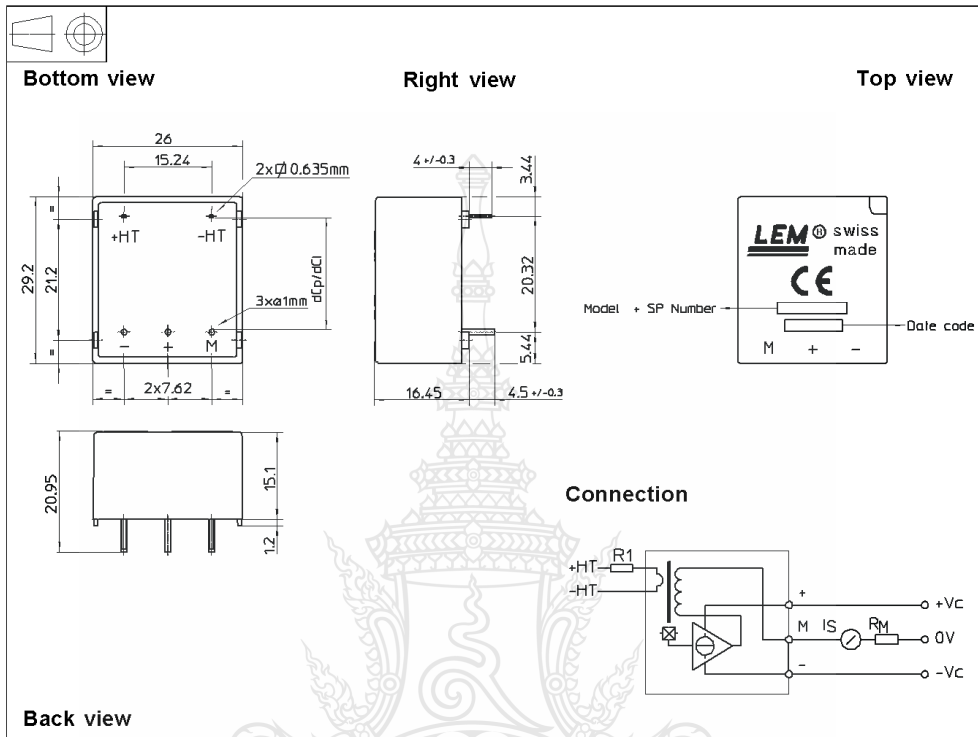
This transducer is a built-in device, whose conducting parts must be inaccessible after installation.

A protective housing or additional shield could be used.

Main supply must be able to be disconnected.



Dimensions LV 25-P (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)



Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary 2 pins
0.635 x 0.635 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins $\varnothing 1$ mm
- Recommended PCB hole 1.2 mm

Remarks

- I_s is positive when V_p is applied on terminal +HT.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

Instructions for use of the voltage transducer model LV 25-P

Primary resistor R_1 : the transducer's optimum accuracy is obtained at the nominal primary current. As far as possible, R_1 should be calculated so that the nominal voltage to be measured corresponds to a primary current of 10 mA.

Example: Voltage to be measured $V_{PN} = 250$ V

| | |
|---|---|
| a) $R_1 = 25$ k Ω / 2.5 W, $I_p = 10$ mA | Accuracy = ± 0.8 % of V_{PN} (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$) |
| b) $R_1 = 50$ k Ω / 1.25 W, $I_p = 5$ mA | Accuracy = ± 1.6 % of V_{PN} (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$) |

Operating range (recommended): taking into account the resistance of the primary windings (which must remain low compared to R_1 in order to keep thermal deviation as low as possible) and the isolation, this transducer is suitable for measuring nominal voltages from 10 to 500 V.

2.2 Datasheet TLP250

TLP250

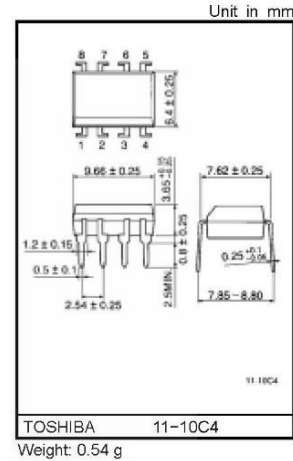
Transistor Inverter
 Inverter For Air Conditionor
 IGBT Gate Drive
 Power MOS FET Gate Drive

The TOSHIBA TLP250 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.
 This unit is 8-lead DIP package.
 TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

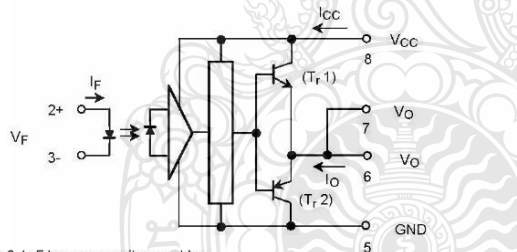
- Input threshold current: $I_F=5\text{mA}(\text{max.})$
- Supply current (I_{CC}): $11\text{mA}(\text{max.})$
- Supply voltage (V_{CC}): $10\text{--}35\text{V}$
- Output current (I_O): $\pm 1.5\text{A}(\text{max.})$
- Switching time (t_{pLH}/t_{pHL}): $1.5\mu\text{s}(\text{max.})$
- Isolation voltage: $2500V_{\text{rms}}(\text{min.})$
- UL recognized: UL1577, file No.E67349
- Option (D4) type
 VDE approved: DIN VDE0884/06.92,certificate No.76823
 Maximum operating insulation voltage: $630V_{\text{PK}}$
 Highest permissible over voltage: $4000V_{\text{PK}}$

(Note) When a VDE0884 approved type is needed, please designate the "option (D4)"

- Creepage distance: $6.4\text{mm}(\text{min.})$
- Clearance: $6.4\text{mm}(\text{min.})$

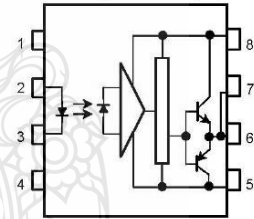


Schematic



A $0.1\mu\text{F}$ bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5 (See Note 5).

Pin Configuration (top view)



- 1 : N.C.
- 2 : Anode
- 3 : Cathode
- 4 : N.C.
- 5 : GND
- 6 : V_O (Output)
- 7 : V_O
- 8 : V_{CC}

Truth Table

| | Tr1 | Tr2 |
|---------------|-----|-----|
| Input LED On | On | Off |
| Input LED Off | Off | On |

TOSHIBA

TLP250

Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

| Characteristic | | Symbol | Rating | Unit | |
|---|--|------------------------------|-------------|---------|---|
| LED | Forward current | I_F | 20 | mA | |
| | Forward current derating (Ta ≥ 70°C) | $\Delta I_F / \Delta T_a$ | -0.36 | mA / °C | |
| | Peak transient forward current (Note 1) | I_{FPT} | 1 | A | |
| | Reverse voltage | V_R | 5 | V | |
| | Junction temperature | T_J | 125 | °C | |
| Detector | "H" peak output current ($P_W \leq 2.5\mu s, f \leq 15kHz$) (Note 2) | I_{OPH} | -1.5 | A | |
| | "L" peak output current ($P_W \leq 2.5\mu s, f \leq 15kHz$) (Note 2) | I_{OPL} | +1.5 | A | |
| | Output voltage | V_O | (Ta ≤ 70°C) | 35 | V |
| | | | (Ta = 85°C) | 24 | |
| | Supply voltage | V_{CC} | (Ta ≤ 70°C) | 35 | V |
| | | | (Ta = 85°C) | 24 | |
| | Output voltage derating (Ta ≥ 70°C) | $\Delta V_O / \Delta T_a$ | -0.73 | V / °C | |
| | Supply voltage derating (Ta ≥ 70°C) | $\Delta V_{CC} / \Delta T_a$ | -0.73 | V / °C | |
| | Junction temperature | T_J | 125 | °C | |
| Operating frequency (Note 3) | f | 25 | kHz | | |
| Operating temperature range | T_{opr} | -20~85 | °C | | |
| Storage temperature range | T_{stg} | -55~125 | °C | | |
| Lead soldering temperature (10 s) (Note 4) | T_{sol} | 260 | °C | | |
| Isolation voltage (AC, 1 min., R.H. ≤ 60%) (Note 5) | BV_S | 2500 | Vrms | | |

Note 1: Pulse width $P_W \leq 1\mu s$, 300pps

Note 2: Exponential waveform

Note 3: Exponential waveform, $I_{OPH} \leq -1.0A (\leq 2.5\mu s)$, $I_{OPL} \leq +1.0A (\leq 2.5\mu s)$

Note 4: It is 2 mm or more from a lead root.

Note 5: Device considered a two terminal device: Pins 1, 2, 3 and 4 shorted together, and pins 5, 6, 7 and 8 shorted together.

Note 6: A ceramic capacitor(0.1μF) should be connected from pin 8 to pin 5 to stabilize the operation of the high gain linear amplifier. Failure to provide the bypassing may impair the switching property. The total lead length between capacitor and coupler should not exceed 1cm.

Recommended Operating Conditions

| Characteristic | Symbol | Min. | Typ. | Max. | Unit |
|----------------------------|-------------------|------|------|---------|------|
| Input current, on (Note 7) | $I_{F(ON)}$ | 7 | 8 | 10 | mA |
| Input voltage, off | $V_{F(OFF)}$ | 0 | — | 0.8 | V |
| Supply voltage | V_{CC} | 15 | — | 30 20 | V |
| Peak output current | I_{OPH}/I_{OPL} | — | — | ±0.5 | A |
| Operating temperature | T_{opr} | -20 | 25 | 70 85 | °C |

Note 7: Input signal rise time (fall time) < 0.5 μs.

TOSHIBA

TLP250

Electrical Characteristics (Ta = -20~70°C, unless otherwise specified)

| Characteristic | | Symbol | Test Circuit | Test Condition | Min. | Typ.* | Max. | Unit |
|--|--------------|-----------------------|--------------|--|--|------------------|-------|-------|
| Input forward voltage | | V _F | — | I _F = 10 mA, Ta = 25°C | | 1.6 | 1.8 | V |
| Temperature coefficient of forward voltage | | ΔV _F / ΔTa | — | I _F = 10 mA | — | -2.0 | — | mV/°C |
| Input reverse current | | I _R | — | V _R = 5V, Ta = 25°C | | — | 10 | μA |
| Input capacitance | | C _T | — | V = 0, f = 1MHz, Ta = 25°C | | 45 | 250 | pF |
| Output current | "H" level | I _{OPH} | 3 | V _{CC} = 30V (*) I _F = 10 mA V _{θ-6} = 4V I _F = 0 V _{θ-5} = 2.5V | -0.5 | -1.5 | — | A |
| | "L" level | I _{OPL} | 2 | | 0.5 | 2 | — | |
| Output voltage | "H" level | V _{OH} | 4 | V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, I _F = 5mA | 11 | 12.8 | — | V |
| | "L" level | V _{OL} | 5 | | V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, V _F = 0.8V | — | -14.2 | |
| Supply current | "H" level | I _{CCH} | — | V _{CC} = 30V, I _F = 10mA Ta = 25°C | — | 7 | — | mA |
| | | | | V _{CC} = 30V, I _F = 10mA | — | — | 11 | |
| | "L" level | I _{CCL} | — | V _{CC} = 30V, I _F = 0mA Ta = 25°C | — | 7.5 | — | |
| | | | | V _{CC} = 30V, I _F = 0mA | — | — | 11 | |
| Threshold input current | "Output L→H" | I _{FLH} | — | V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, V _O > 0V | — | 1.2 | 5 | mA |
| Threshold input voltage | "Output H→L" | I _{FHL} | — | V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, V _O < 0V | 0.8 | — | — | V |
| Supply voltage | | V _{CC} | — | | 10 | — | 35 | V |
| Capacitance (input-output) | | C _S | — | V _S = 0, f = 1MHz Ta = 25°C | — | 1.0 | 2.0 | pF |
| Resistance(input-output) | | R _S | — | V _S = 500V, Ta = 25°C R.H. ≤ 60% | 1×10 ¹² | 10 ¹⁴ | — | Ω |

* All typical values are at Ta = 25°C (*1): Duration of I_O time ≤ 50μs

3

2004-06-25

TOSHIBA

TLP250

Switching Characteristics (Ta = -20~70°C, unless otherwise specified)

| Characteristic | | Symbol | Test Circuit | Test Condition | Min. | Typ.* | Max. | Unit |
|---|-----|------------------|--------------|--|-------|-------|------|------|
| Propagation delay time | L→H | t _{pLH} | 6 | I _F = 8mA (Note 7) V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω | — | 0.15 | 0.5 | μs |
| | H→L | t _{pHL} | | | — | 0.15 | 0.5 | |
| Output rise time | | t _r | | | — | — | — | |
| Output fall time | | t _f | | | — | — | — | |
| Common mode transient immunity at high level output | | C _{MH} | 7 | V _{CM} = 600V, I _F = 8mA V _{CC} = 30V, Ta = 25°C | -5000 | — | — | V/μs |
| Common mode transient immunity at low level output | | C _{ML} | 7 | V _{CM} = 600V, I _F = 0mA V _{CC} = 30V, Ta = 25°C | 5000 | — | — | V/μs |

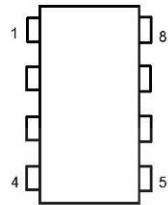
* All typical values are at Ta = 25°C

Note 7: Input signal rise time (fall time) < 0.5 μs.

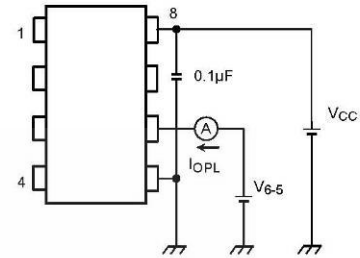
4

2004-06-25

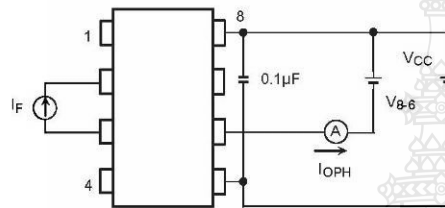
Test Circuit 1 :



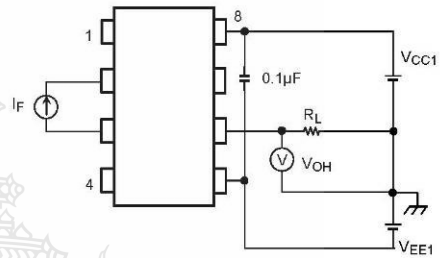
Test Circuit 2 : IOPL



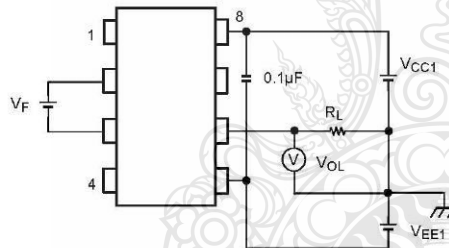
Test Circuit 3 : IOPH



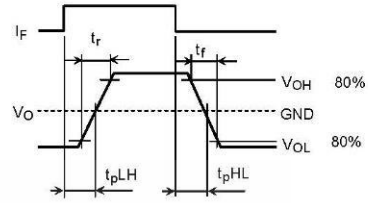
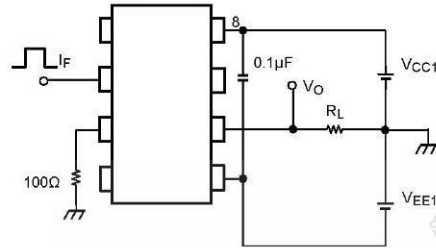
Test Circuit 4 : VOH



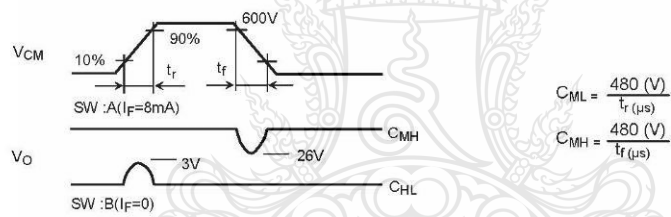
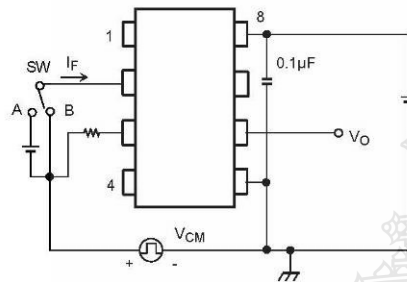
Test Circuit 5 : VOL



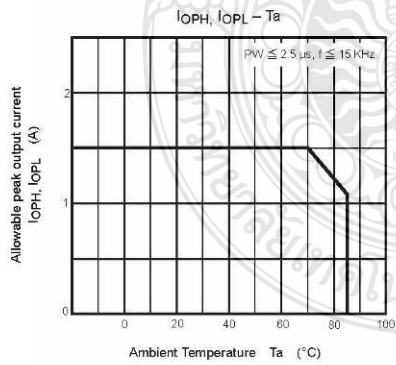
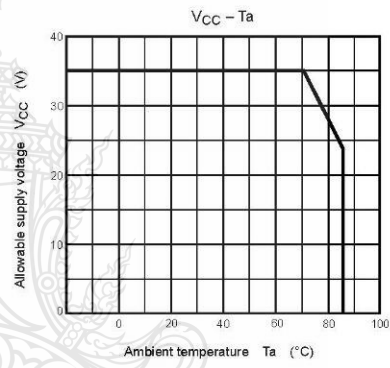
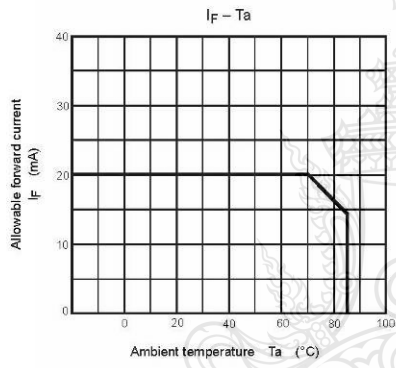
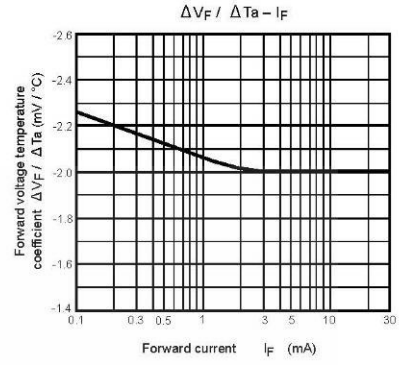
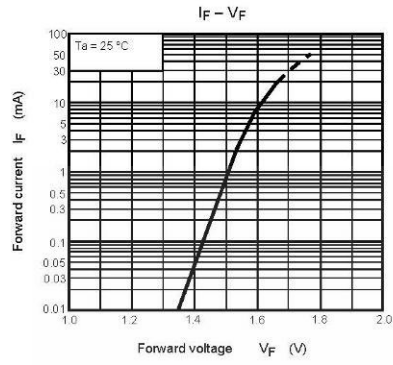
Test Circuit 6: t_{pLH} , t_{pHL} , t_r , t_f



Test Circuit 7: C_{MH} , C_{ML}

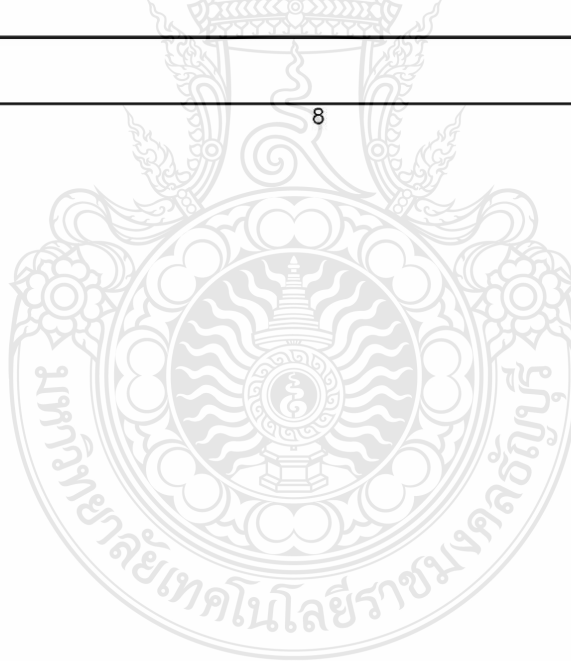


$C_{ML}(C_{MH})$ is the maximum rate of rise (fall) of the common mode voltage that can be sustained with the output voltage in the low (high) state.



RESTRICTIONS ON PRODUCT USE

- The information contained herein is subject to change without notice.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA for any infringements of patents or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of TOSHIBA or others.
- TOSHIBA is continually working to improve the quality and reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer, when utilizing TOSHIBA products, to comply with the standards of safety in making a safe design for the entire system, and to avoid situations in which a malfunction or failure of such TOSHIBA products could cause loss of human life, bodily injury or damage to property.
In developing your designs, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent TOSHIBA products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the "Handling Guide for Semiconductor Devices," or "TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook" etc..
- The TOSHIBA products listed in this document are intended for usage in general electronics applications (computer, personal equipment, office equipment, measuring equipment, industrial robotics, domestic appliances, etc.). These TOSHIBA products are neither intended nor warranted for usage in equipment that requires extraordinarily high quality and/or reliability or a malfunction or failure of which may cause loss of human life or bodily injury ("Unintended Usage"). Unintended Usage include atomic energy control instruments, airplane or spaceship instruments, transportation instruments, traffic signal instruments, combustion control instruments, medical instruments, all types of safety devices, etc.. Unintended Usage of TOSHIBA products listed in this document shall be made at the customer's own risk.
- The products described in this document are subject to the foreign exchange and foreign trade laws.
- TOSHIBA products should not be embedded to the downstream products which are prohibited to be produced and sold, under any law and regulations.
- GaAs(Gallium Arsenide) is used in this product. The dust or vapor is harmful to the human body. Do not break, cut, crush or dissolve chemically.



International
IR Rectifier

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH ULTRAFAST
SOFT RECOVERY DIODE

PD - 94909
IRG4BC20UDPbF

UltraFast CoPack IGBT

Features

- UltraFast: optimized for high operating frequencies 8-40 kHz in hard switching, >200 kHz in resonant mode
- Generation 4 IGBT design provides tighter parameter distribution and higher efficiency than Generation 3
- IGBT co-packaged with HEXFRED® ultrafast, ultra-soft-recovery anti-parallel diodes for use in bridge configurations
- Industry standard TO-220AB package
- Lead-Free

Benefits

- Generation -4 IGBTs offer highest efficiencies available
- IGBTs optimized for specific application conditions
- HEXFRED diodes optimized for performance with IGBTs. Minimized recovery characteristics require less/no snubbing
- Designed to be a "drop-in" replacement for equivalent industry-standard Generation 3 IR IGBTs

Absolute Maximum Ratings

| Parameter | Max. | Units |
|---|-----------------------------------|-------|
| V_{CES} Collector-to-Emitter Voltage | 600 | V |
| $I_C @ T_C = 25^\circ\text{C}$ Continuous Collector Current | 13 | A |
| $I_C @ T_C = 100^\circ\text{C}$ Continuous Collector Current | 6.5 | |
| I_{CM} Pulsed Collector Current Φ | 52 | |
| I_{LM} Clamped Inductive Load Current Φ | 52 | |
| $I_F @ T_C = 100^\circ\text{C}$ Diode Continuous Forward Current | 7.0 | |
| I_{FM} Diode Maximum Forward Current | 52 | V |
| V_{GE} Gate-to-Emitter Voltage | ± 20 | |
| $P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$ Maximum Power Dissipation | 60 | W |
| $P_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$ Maximum Power Dissipation | 24 | |
| T_J Operating Junction and T_{STG} Storage Temperature Range | -55 to +150 | °C |
| Soldering Temperature, for 10 sec. | 300 (0.063 in. (1.6mm) from case) | |
| Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw. | 10 lb/in (1.1 N-m) | |

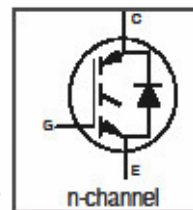
Thermal Resistance

| Parameter | Min. | Typ. | Max. | Units |
|--|-------|----------|-------|--------|
| R_{JC} Junction-to-Case - IGBT | ----- | ----- | 2.1 | °C/W |
| R_{JC} Junction-to-Case - Diode | ----- | ----- | 3.5 | |
| R_{CS} Case-to-Sink, flat, greased surface | ----- | 0.50 | ----- | |
| R_{JA} Junction-to-Ambient, typical socket mount | ----- | ----- | 80 | g (oz) |
| Wt Weight | ----- | 2 (0.07) | ----- | |

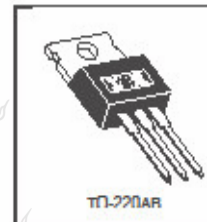
www.irf.com

1

12/23/03



| |
|--|
| $V_{CES} = 600\text{V}$ |
| $V_{CE(on) typ.} = 1.85\text{V}$ |
| @ $V_{GE} = 15\text{V}, I_C = 6.5\text{A}$ |



๓.3 Datasheet IRG4BC20UD

International
IR Rectifier

PD - 94909

IRG4BC20UDPbF

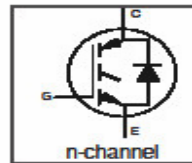
INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE UltraFast CoPack IGBT

Features

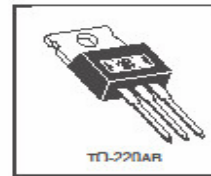
- UltraFast: optimized for high operating frequencies 8-40 kHz in hard switching, >200 kHz in resonant mode
- Generation 4 IGBT design provides tighter parameter distribution and higher efficiency than Generation 3
- IGBT co-packaged with HEXFRED® ultrafast, ultra-soft-recovery anti-parallel diodes for use in bridge configurations
- Industry standard TO-220AB package
- Lead-Free

Benefits

- Generation -4 IGBTs offer highest efficiencies available
- IGBTs optimized for specific application conditions
- HEXFRED diodes optimized for performance with IGBTs. Minimized recovery characteristics require less/no snubbing
- Designed to be a "drop-in" replacement for equivalent industry-standard Generation 3 IR IGBTs



$V_{CES} = 600V$
 $V_{CE(on) typ.} = 1.85V$
 @ $V_{GE} = 15V, I_C = 6.5A$



Absolute Maximum Ratings

| Parameter | Max. | Units |
|--|-----------------------------------|-------|
| $V_{CE(s)}$ Collector-to-Emitter Voltage | 600 | V |
| $I_C @ T_C = 25^\circ C$ Continuous Collector Current | 13 | A |
| $I_C @ T_C = 100^\circ C$ Continuous Collector Current | 6.5 | |
| I_{CM} Pulsed Collector Current @ | 52 | |
| I_{LM} Clamped Inductive Load Current @ | 52 | |
| $I_F @ T_C = 100^\circ C$ Diode Continuous Forward Current | 7.0 | |
| I_{FM} Diode Maximum Forward Current | 52 | |
| V_{GE} Gate-to-Emitter Voltage | ± 20 | V |
| $P_D @ T_C = 25^\circ C$ Maximum Power Dissipation | 60 | W |
| $P_D @ T_C = 100^\circ C$ Maximum Power Dissipation | 24 | |
| T_J Operating Junction and Storage Temperature Range | -55 to +150 | °C |
| T_{solt} Soldering Temperature, for 10 sec. | 300 (0.063 in. (1.6mm) from case) | |
| Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw. | 10 lbf-in (1.1 N-m) | |

Thermal Resistance

| Parameter | Min. | Typ. | Max. | Units |
|--|-------|----------|-------|--------|
| R_{JC} Junction-to-Case - IGBT | ----- | ----- | 2.1 | °C/W |
| R_{JC} Junction-to-Case - Diode | ----- | ----- | 3.5 | |
| R_{CS} Case-to-Sink, flat, greased surface | ----- | 0.50 | ----- | |
| R_{JA} Junction-to-Ambient, typical socket mount | ----- | ----- | 80 | |
| Wt Weight | ----- | 2 (0.07) | ----- | g (oz) |

www.irf.com

1
1223/03

๓.4 Datasheet 20ETF10

I2127 rev. A 01/2000

International
IR Rectifier

QUIETIR Series
20ETF.. HV

**FAST SOFT RECOVERY
RECTIFIER DIODE**



$V_F < 1.31V @ 20A$
 $I_{FSM} = 355A$
 $V_{RRM} 800 \text{ to } 1200V$

Description/Features

The 20ETF.. fast soft recovery **QUIETIR** rectifier series has been optimized for combined short reverse recovery time and low forward voltage drop. The glass passivation ensures stable reliable operation in the most severe temperature and power cycling conditions.

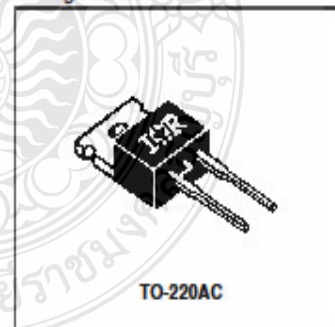
Typical applications are both:

- output rectification and freewheeling in inverters, choppers and converters
- and input rectifications where severe restrictions on conducted EMI should be met.

Major Ratings and Characteristics

| Characteristics | 20ETF.. | Units |
|--------------------------------|-------------|------------|
| I_{FAV} Sinusoidal waveform | 20 | A |
| V_{RRM} range | 800 to 1200 | V |
| I_{FSM} | 355 | A |
| $V_F @ 20A, T_J = -25^\circ C$ | 1.31 | V |
| $t_{rr} @ 1A, 100A/\mu s$ | 95 | ns |
| T_J range | -40 to 150 | $^\circ C$ |

Package Outline






ภาคผนวก ค
ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่

ค.1 วงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM โดยใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันในแกน DQ Frame



8 พฤศจิกายน คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

การประชุมวิชาการเครือข่ายพลังงานแห่งประเทศไทย ครั้งที่ 8
The 8th Conference on Energy Network of Thailand; E-NETT 8



คณบดีวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

พลังงานและนวัตกรรมสีเขียวเพื่ออนาคตอาเซียน
Green Energy and Innovations for ASEAN's Future



วันที่ 2-4 พฤษภาคม 2555 โรงแรมตักสิลา จังหวัดนครราชสีมา



รายชื่อผู้ทรงคุณวุฒิพิจารณาบทความ

| | |
|--------------------------------|--|
| รศ.ดร. กุลเชษฐ์ เพียรทอง | มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี |
| รศ.ดร. ฐานิตย์ เมธิยานนท์ | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร |
| รศ.ดร. ณ์ภูฏี กาศยปนนันท์ | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี |
| รศ.ดร. นรินทร์ วัฒนกุล | มหาวิทยาลัยธรรมศาสตร์ |
| รศ.ดร. พงษ์เจต พรหมวงศ์ | สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง |
| รศ.ดร. มานะ อมรกิจบำรุง | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี |
| รศ.ดร. สมเกียรติ ปรัชญาวารการ | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี |
| รศ.ดร. อติศักดิ์ นาถกรณกุล | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี |
| รศ.ดร. สัมพันธ์ ฤทธิเดช | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |
| รศ.ดร. สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์ | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |
| รศ.ดร. เสริม จันทรฉาย | มหาวิทยาลัยศิลปากร |
| ผศ.ดร. จินดา เจริญพรพาณิชย์ | สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง |
| ผศ.ดร. กิตติ สถาพรประสารณ์ | มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ |
| ผศ.ดร. จุฬารัตน์ เญญจวิยะพร | มหาวิทยาลัยขอนแก่น |
| ผศ.ดร. ชวลิต ถิ่นวงศ์พิทักษ์ | มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี |
| ผศ.ดร. ธนรัฐ ศรีวีระกุล | มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี |
| ผศ.ดร. อำไพศักดิ์ ทับุญมา | มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี |
| ผศ.ดร. ชัยยงค์ เตชะไพโรจน์ | มหาวิทยาลัยศิลปากร |
| ผศ.ดร. นริส ประทีนทอง | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี |
| ผศ.ดร. ปรีชา เต็มสุขสวัสดิ์ | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี |
| ผศ.ดร. จีรารัตน์ เตียรต์สุวรรณ | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี |
| ผศ.ดร. ธนิต สวัสดิ์เสวี | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี |
| ผศ. สมบูรณ์ เวชกามา | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี |
| ผศ.ดร. วันชัย นิมนวี | มหาวิทยาลัยหอการค้าไทย |
| ผศ.ดร. ศักดิ์ระวี ระวีกุล | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร |
| ผศ.ดร. ศิริ ดวงพร | มหาวิทยาลัยราชภัฏอุตรธานี |
| ผศ.ดร. สมชาย มณีวรรณ | มหาวิทยาลัยนเรศวร |
| ผศ.ดร. นิพนธ์ เกตุจ้อย | มหาวิทยาลัยนเรศวร |
| ผศ.ดร. จินดาพร จำรัสเลิศลักษณ์ | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |
| ผศ.ดร. เจริญพร เลิศสถิตธนกร | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |
| ผศ.ดร. บพิธ บุปผโชติ | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |
| ผศ.ดร. ณัฐพล ภูมิสะอาด | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |



รายชื่อผู้ทรงคุณวุฒิพิจารณาบทความ(ต่อ)

| | |
|---------------------------------|---|
| ผศ.ดร. ทรงชัย วิริยะอำไพวงศ์ | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |
| ผศ.ดร. มณีรัตน์ องค์กรวรรณะดี | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |
| ผศ.ดร. วรวัฒน์ เสรียมวิบูล | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |
| ผศ.ดร. อติศักดิ์ ปัตติยะ | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |
| ผศ.ดร. อนุสรณ์ แสงประจักษ์ | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |
| ผศ.ดร. อภินันท์ อูโรโสภณ | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |
| ดร. กัญย์ วงศ์เกษม | การไฟฟ้าฝ่ายผลิตแห่งประเทศไทย |
| ดร. ดาเรศน์ กิตติโยภาส | กรมส่งเสริมการเกษตร และสมาคมวิศวกรรมเกษตรแห่งประเทศไทย |
| อ.ดร. ชลิดา เนียมนุ้ย | มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ |
| อ.ดร. ชัยยันต์ จันทร์ศิริ | มหาวิทยาลัยขอนแก่น |
| อ.ดร. ณรงค์ อึ้งกิมบัววน | มหาวิทยาลัยบูรพา |
| อ.ดร. เกียรติสิน กาญจนวนิชกุล | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |
| อ.ดร. จักรมาส เลหาเวณิช | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |
| อ.ดร. ณัฐวุฒิ สุวรรณทา | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |
| อ.ดร. นเรศ มีโส | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |
| อ.ดร. นิวัฒน์ อังควิศิษฐพันธ์ | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |
| อ.ดร. นุชิตา สุวแพทย์ | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |
| อ.ดร. พลกฤษณ์ จิตต์โต | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |
| อ.ดร. ละมุล วิเศษ | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |
| อ.ดร. สุนันทา เลาว์ณย์ศิริ | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |
| อ.ดร. สุพรรณ ยั่งยืน | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |
| อ.ดร. อรอุมา ลาสุนนท์ | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |
| อ. ปรีชา ศรีประภาคาร | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |
| อ. ศิริลักษณ์ วงศ์เกษม | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม |
| อ.ดร. วัทัญญ รอดประพัฒน์ | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลตะวันออก |
| อ.ดร. กิตติศักดิ์ วิธินันทกิตต์ | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลตะวันออก |
| อ.ดร. ระวี พรหมหลวงศรี | มหาวิทยาลัยราชภัฏอุดรธานี |



สารบัญญ (ต่อ)

| รหัสบทความ | ชื่อบทความ | หน้า |
|------------|---|------|
| EC24 | การตัดรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าต้านเข้า โดยใช้วงจรเรียงกระแสคลาสสิก ตามมาตรฐาน IEC 61000-3-2 สำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ประสิทธิภาพสูง <i>ไชยรินทร์ อัครวโรคม, เนติวุฒิ บุรี และ กมล จิรเสริอมรกุล</i> | 78 |
| EC25 | การออกแบบวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันไอสูง <i>ศุภนิษฐ์ นาจันทร์, วีระ ธานีภักดิ์ และ วิจิตร กิณเรศ</i> | 79 |
| EC26 | การจ่ายโหลดที่เหมาะสมด้วยวิธีการแลมบ์ดาร่วมกับวิธีการเคลื่อนตัวของฝูงอนุภาค <i>พัฒนะ อิงคะวระ และ ชาย ชมภูอินทร์</i> | 80 |
| EC27 | การศึกษามลกระทบของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่หายไปหนึ่งเฟสต่ออุณหภูมิของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเมื่อทำงานร่วมกับหม้อแปลงชุกแซก <i>บุรีรักษ์ สังข์ทองเมือง และ สลิลทิพย์ สิ้นธุสนธิชาติ</i> | 81 |
| EC28 | วงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM โดยใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันในแกน DQ Frame <i>นพรัตน์ ม่วงคัม และ วันชัย ทวีพิสัย</i> | 82 |
| EC29 | การวิเคราะห์อุณหภูมิก๊าซไอเสียที่เหมาะสมที่สุดสำหรับหม้อไอน้ำโรงไฟฟ้าพลังความร้อนร่วม <i>ณัฐวุฒิ พันธุ์ศิษฐ์ และชนกนันท์ สุขกำเนิด</i> | 83 |
| EC30 | การบริหารจัดการการใช้พลังงานไฟฟ้าในวิทยาลัยกัมปงเมอเดอล ราชอาณาจักรกัมพูชา <i>วิจิต แสงสุวรรณ, ทรงเกียรติ กิตติสนธิรักษ์, กมลพรรณ ชุมพลรัตน์, วิทวัส มกรพงศ์, ภูรงค์ สังข์วงศ์, กอบศักดิ์ ศรีประภา, ไพรัช รัชพงษ์, วาภิรมย์ มนัสรัมย์ และ อนันต์ ชูยิ่งสกุลทิพย์</i> | 84 |
| EC31 | การควบคุมการอุ่นน้ำรับน้ำเหล็กร่วมกับเตาหลอมอาร์คไฟฟ้าเพื่อการประหยัดพลังงาน: ผลการตรวจวัดในวัฏจักรทำงานจริง <i>ชัชวาลย์ วุฒิศิริศาสตร์, กิจศักดิ์ ไร่ไพรัชพงศ์ และ พงษ์พร จริญญากรณ์</i> | 85 |
| EC32 | การกำหนดรูปแบบการเดินเครื่องที่ต้นทุนต่ำที่สุดที่ภาระต่าง ๆ ของโรงไฟฟ้าน้ำพอง <i>สุวิทย์ คำวีร์ และ ชนกนันท์ สุขกำเนิด</i> | 86 |
| EC33 | การพัฒนาบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดแสงจันทร์ 250 วัตต์ โดยใช้การขับหลอดด้วยไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ต่ำรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและมีการควบคุมกำลังไฟฟ้าให้คงที่ <i>ธนายุทธ ไทศาลอัครเสนี, วีระ ธานีภักดิ์ และ วิจิตร กิณเรศ</i> | 87 |
| EC34 | เทคนิคการปรับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้วยพัลส์วิดมอดูเลชัน เอชซี ซ็อบเปอร์ สำหรับการประหยัดพลังงานในมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส <i>โกวิท ภูธาสาด, อธิปไตย ศรีมาวงศ์, วีระ ธานีภักดิ์, ประเสริฐ สอระสัน และ วิจิตร กิณเรศ</i> | 88 |



EC28 วงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM โดยใช้
เทคนิคการควบคุมแรงดันในแกน DQ Frame
SVPWM AC-DC Converter By DQ Frame Control Technique

นพรัตน์ ม่วงคุ้ม¹ และ วันชัย ทรัพย์สิงห์

¹ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

๑ หมู่ ๕ ถนนรังสิต-นครนายก ตำบลคลองหก อำเภอธัญบุรี จังหวัดปทุมธานี 12110

โทรศัพท์ 0-89442-6115 E-Mail: jack_ee18@hotmail.com

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นการศึกษาวิเคราะห์ตัวควบคุมของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส ขนาด 300 V เป็นไฟฟ้ากระแสตรง ขนาด 500 VDC โดยใช้หลักการแปลงแรงดันแบบ Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) การควบคุมแรงดันด้านขาออกจะใช้หลักการควบคุมแรงดันในแกน DQ Frame ทั้งนี้วงจรแปลงผันกำลังที่ถูกสร้างขึ้นในโครงงานนี้จะมีขนาดและ พิกัดไม่เกิน 1 kW แรงดันด้านขาเข้ากำหนดให้เปลี่ยนแปลงได้ไม่เกินกว่า $\pm 10\%$ จากพิกัด ซึ่งจะสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับการควบคุมแบบทันทีเวลา (Real time) ด้วยการเชื่อมต่อสัญญาณจากระบบจำลองตัวควบคุมในโปรแกรม Matlab/Simulink ผ่านพอร์ตประมวลผลสัญญาณดิจิทัล รุ่น DSPICE 1104 ซึ่งจะทำให้การวิเคราะห์ตัวควบคุมและ ออกแบบสร้างวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM มีความสะดวก รวดเร็ว และประหยัดค่าใช้จ่าย ส่งผลให้การออกแบบวงจรมีประสิทธิภาพสูงกว่าวงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรงแบบวงจรเรกติไฟาย ได้อย่างรวดเร็ว

ผลการทดสอบคาดว่าจะทำให้งานวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM มีประสิทธิภาพสูง และสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างแพร่หลาย

คำหลัก: SVPWM, Real time, DQ Frame

Abstract

This article is an analysis of the control AC-DC converter 500 V to 300 VDC using the principle Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM). The output voltage using the principle control in the DQ frame and about 1 kW power rating. The input of rated change is $\pm 10\%$. It could be an effective real time SVPWM AC-DC converter in the future by the implementation with digital signal processing board such as DS1104 from dSPACE GmbH. The design of the converter in this paper is result in an economic, more efficiency and faster output response comparing with an ordinary three phase rectifier.

Test result was expected to make a three-phase SVPWM AC-DC converter circuit is a high performance power and can be applied widely.

Keywords: SVPWM, real time, DQ frame



การประชุมวิชาการเครือข่ายพลังงานแห่งประเทศไทย ครั้งที่ 8
วันที่ 2-4 พฤษภาคม พ.ศ. 2555 จังหวัดมหาสารคาม

วงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM โดยใช้เทคนิคการ
ควบคุมแรงดันในแกน DQ Frame
SVPWM AC-DC CONVERTER BY DQ FRAME CONTROL TECHNIQUE

นพรัตน์ ม่วงคัม¹, วันชัย ทรัพย์สิงห์¹

¹ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
39 หมู่ 1 ถนนรัชดาภิเษก ตำบลคลองหก อำเภอธัญบุรี จังหวัดปทุมธานี 12110
โทรศัพท์ 0-89442-6115 E-Mail: jack_ee18@hotmail.com

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นการวิเคราะห์ที่ควบคุมของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส ขนาด 300 V เป็นไฟฟ้ากระแสตรง ขนาด 500 VDC โดยใช้หลักการแปลงแรงดันแบบ Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) การควบคุมแรงดันด้านขาออกจะใช้หลักการควบคุมแรงดันในแกน DQ Frame ทั้งนี้วงจรแปลงผันกำลังที่ถูกสร้างขึ้นในโครงการนี้จะมีขนาดและ พิกัดไม่เกิน 1 kW แรงดันด้านขาเข้ากำหนดให้เปลี่ยนแปลงได้ไม่เกินกว่า $\pm 10\%$ จากพิกัด ซึ่งจะสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับการควบคุมแบบทันเวลา (Real time) ด้วยการเชื่อมต่อสัญญาณจากระบบจำลองตัวควบคุมในโปรแกรม Matlab/Simulink ผ่านพอร์ตประมวลผลสัญญาณดิจิทัล รุ่น DSPACE 1104 ซึ่งจะทำการวิเคราะห์ที่ควบคุมและ ออกแบบสร้างวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM มีความสะดวก รวดเร็ว และประหยัดค่าใช้จ่าย ส่งผลให้การออกแบบวงจรมีประสิทธิภาพสูงกว่าวงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรงแบบวงจรเรกติฟาย ไดโนนาคต

ผลการทดสอบคาดว่าจะทำให้วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM มีประสิทธิภาพสูง และสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างแพร่หลาย

คำหลัก: SVPWM, Real time, DQ Frame

Abstract

This article is an analysis of the control AC-DC converter 500 V to 300 VDC using the principle Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM). The output voltage using the principle control in the DQ frame and about 1 kW power rating. The input of rated change is $\pm 10\%$. It could be an effective real time SVPWM AC-DC converter in the future by the implementation with digital signal processing board such as DS1104 from dSPACE GmbH. The design of the converter in this paper is result in an economic, more efficiency and faster output response comparing with an ordinary three phase rectifier.

Test result was expected to make a three-phase SVPWM AC-DC converter circuit is a high performance power and can be applied widely.

Keywords: SVPWM, Real time, DQ Frame



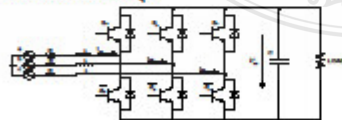
1. บทนำ

ปัจจุบันเทคโนโลยีการมอดูเลชันตามความกว้างพัลส์ (PWM) ในวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรง มีคุณลักษณะที่น่าสนใจหลากหลายมากมาย เช่น การรักษาความคงที่ของระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านออก, ฮาร์มอนิกส์น้อย, ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าสูง ซึ่งสามารถช่วยปรับปรุงคุณภาพไฟฟ้าได้ ฉะนั้นเนื่องจากประโยชน์ทั้งหลายเหล่านี้ จึงได้มีการค้นคว้าวิจัยกันอย่างแพร่หลายมากมาย เทคนิคการมอดูเลชันตามความกว้างพัลส์ (PWM) สามารถแบ่งได้ดังนี้ คือ แบบควบคุมกระแสทางอ้อมจะมีคุณลักษณะของกระแสด้านออกที่ดี และควบคุมได้ง่ายโดยไม่มีการเปรียบเทียบกับกระแสด้านเข้า แต่การตอบสนองไดนามิกจะช้า และความเสถียรของกระแสมีค่าต่ำ ส่วนการควบคุมกระแสโดยตรง ปัจจุบันได้มีการนำเทคโนโลยีการโปรแกรมเข้ามาควบคุม ซึ่งจะมีประโยชน์ จะทำให้มีการตอบสนองทางไดนามิกที่รวดเร็ว มีโครงสร้างการควบคุมง่าย และมีประสิทธิภาพโดยในบทความนี้จะเสนอการควบคุมกระแสทางตรงซึ่งเป็นที่รู้จักกันในรูปแบบ SVPWM ที่ควบคุมแรงดันด้านขาออกโดยใช้หลักการควบคุมแรงดันในแกน DQ Frame ซึ่งจะอธิบายในหัวข้อต่อไป

2. แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผัน

ไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรดังรูปที่ 1 จะประกอบไปด้วยค่าความต้านทาน และค่าความเหนี่ยวนำ ในสายส่งทางด้านเข้า และกำหนดให้ระบบไฟฟ้าทั้งสามเฟสสมดุล



รูปที่ 1 วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรง

ในวงจรดังรูปที่ 1 เมื่อไม่กล่าวถึงความต้านทาน และค่าความเหนี่ยวนำมาพิจารณาสามารถเขียนสมการแรงดันไฟฟ้าได้ดังนี้

$$V_m(t) - V_m \cos(\omega t) \quad (1)$$

$$V_m(t) - V_m \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \quad (2)$$

$$V_m(t) - V_m \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \quad (3)$$

กำหนดให้ V_m คือค่าสูงสุดของแรงดันทั้งสามเฟส สมการของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรง คือ

$$L \frac{di_a}{dt} = V_m - f_c V_c \quad (4)$$

$$L \frac{di_b}{dt} = V_m - f_b V_b \quad (5)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = V_m - f_c V_c \quad (6)$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = f_a i_a + f_b i_b + f_c i_c - I_{load} \quad (7)$$

กำหนดให้ C คือตัวเก็บประจุของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรง และ f_a, f_b, f_c คือค่าฟังก์ชันของการสวิตช์เท่ากับ $0, \pm \frac{1}{3}$ และ $\pm \frac{2}{3}$ เขียนสมการได้ดังนี้

$$f_a = \frac{(2S_a - S_b - S_c)}{3} \quad (8)$$

$$f_b = \frac{(2S_b - S_a - S_c)}{3} \quad (9)$$

$$f_c = \frac{(2S_c - S_a - S_b)}{3} \quad (10)$$

กำหนดให้ S_a, S_b, S_c คือสัญญาณขับเกตของอุปกรณ์สวิตช์ตัวบนในแต่ละสาขาของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ 1 และ 0 และสามารถแปลงให้อยู่ในรูปแกน



หมุน โดยใช้ทฤษฎีของกรอบอ้างอิง (Reference Frame Theory) โดยใช้เมตริกซ์แปลงผันดังต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos ct & \cos(ct - \frac{2}{3}\pi) & \cos(ct + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin ct & \sin(ct - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(ct + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (11)$$

กำหนดให้ X_d และ X_q เป็นเวกเตอร์ในแกน d และแกน q ตามลำดับโดยเป็นทั้งแกนกระแส และแรงดัน และจากสมการที่ (4) ถึง (6) คูณด้วยเมตริกซ์แปลงผัน จะได้

$$L \frac{di_d}{dt} - V_{sd} + \omega Li_q - f_d V_d \quad (12)$$

$$L \frac{di_q}{dt} - V_{sq} - \omega Li_d - f_q V_q \quad (13)$$

$$C \frac{d\alpha}{dt} - \frac{3}{2}(f_d i_d + f_q i_q) - I_{load} \quad (14)$$

กำหนดให้

i_d และ i_q คือค่ากระแสในแกน $d-q$
 f_d และ f_q คือฟังก์ชันของการสวิตช์ในแกน $d-q$
 V_{sd} และ V_{sq} คือแรงดันของระบบไฟฟ้าในแกน $d-q$
 ω คือความถี่เชิงมุมของระบบไฟฟ้า
 L คือตัวเหนี่ยวนำของวงจร
ดังนั้นค่าแรงดันของระบบไฟฟ้า V_{sd} และ V_{sq} ในแกน d และแกน q จะเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$V_{sd} = V_m \quad (15)$$

$$V_{sq} = 0 \quad (16)$$

และนำไปแทนในสมการที่(12) และ (13) ได้ดังนี้

$$L \frac{di_d}{dt} = V_m + \omega Li_q - f_d V_d \quad (17)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -\omega Li_d - f_q V_q \quad (18)$$

จากสมการที่ (17) และ (18) นำมาเขียนรูปแบบการสวิตช์ ให้อยู่ในรูปของฟังก์ชันของแรงดันได้โดยแทนค่าที่สมการที่ (19) และ (20) จะได้ดังนี้

$$V_d = f_d V_d \quad (19)$$

$$V_q = f_q V_q \quad (20)$$

จะได้ $L \frac{di_d}{dt} = V_m + \omega Li_q - V_d$ (21)

$$L \frac{di_q}{dt} = -\omega Li_d - V_q \quad (22)$$

กระแสทางต้านออกของวงจรหาได้จาก

$$I_{cap} = I_{cm} - I_{load} = C \frac{dV_{dc}}{dt}; I_{cm} = \frac{P_{cm}}{V_{dc}} \quad (21)$$

และหาค่ากำลังไฟฟ้าต้านออกของวงจร P_{cm} ได้ดังนี้

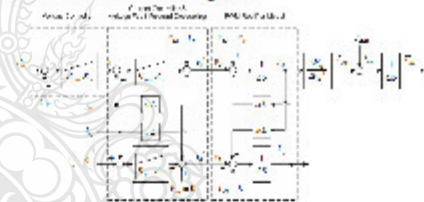
$$P_{cm} = \frac{3}{2} i_d V_m \quad (22)$$

ซึ่งตัวควบคุมกระแสแบบพี-ไอในแกนหมุน d และ q นั้นยังไม่มีประสิทธิภาพในการควบคุมที่ดีพอ ดังนั้นเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการควบคุมที่มีประสิทธิภาพให้ดีขึ้นเราสามารถเพิ่มสมการที่เรียกว่า Voltage Feed-Forward decoupling จะแสดงเป็นสมการได้ดังนี้

$$v_d^* = V_{sd} - (K_p + \frac{K_i}{s})(i_d^* - i_d) + \omega Li_q \quad (23)$$

$$v_q^* = V_{sq} - (K_p + \frac{K_i}{s})(i_q^* - i_q) + \omega Li_d \quad (24)$$

จากสมการ(23) และ (24) ที่เรียกว่า Voltage Feed-Forward decoupling ได้นำมาเขียนแสดงเป็นบล็อกโคจรแกรม ได้ในรูปที่ 2



รูปที่ 2 บล็อกโคจรแกรมระบบควบคุมของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรง แบบ SVPWM

3.การสร้างสัญญาณ SVPWM

จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ตามสมการที่ (4) ถึง (7) สามารถนำมาเขียนเป็นสมการของการสร้างสัญญาณสวิตช์ ได้ดังนี้

$$V_{No} = -\frac{V_{dc}}{3} \sum_{i=a,b,c} S_i \quad (25)$$

เมื่อกำหนดให้ $S_i (i = a, b, c)$ คือ ฟังก์ชันการสวิตช์ วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ดังรูปที่ 1 ซึ่งการสวิตช์ที่กึ่งบน



และกึ่งล่างจะไม่สามารถทำงานพร้อมกันได้ ดังนั้นใน
ส่วนของสัญญาณควบคุมจึงต้องมีเวลาหน่วง (dead
time) สวิตช์กำลังทั้ง 6 ตัว จะต้องทำงาน ON และ
OFF ด้วยสัญญาณควบคุม เมื่อเรากำหนดให้
 $S_i = 1; (i = a, b, c)$ แทนสวิตช์กึ่งบน ON และสวิตช์กึ่ง
ล่าง OFF และเมื่อกำหนดให้ $S_i = 0$ ค่าใดๆจะได้
 $S_i = 1$ แทนสวิตช์กึ่งบน ON และสวิตช์กึ่งล่าง OFF
0 แทนสวิตช์กึ่งบน OFF และสวิตช์กึ่งล่าง ON

| รูปแบบสวิตช์ | | | แรงดัน | | |
|--------------|---|---|----------------------|----------------------|----------------------|
| 1 | 2 | 3 | V_{an} | V_{bn} | V_{cn} |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | $\frac{V_{dc}}{3}$ | $-\frac{V_{dc}}{3}$ | $2\frac{V_{dc}}{3}$ |
| 0 | 1 | 0 | $-\frac{V_{dc}}{3}$ | $2\frac{V_{dc}}{3}$ | $-\frac{V_{dc}}{3}$ |
| 0 | 1 | 1 | $-\frac{2V_{dc}}{3}$ | $\frac{V_{dc}}{3}$ | $\frac{V_{dc}}{3}$ |
| 1 | 0 | 0 | $2\frac{V_{dc}}{3}$ | $-\frac{V_{dc}}{3}$ | $-\frac{V_{dc}}{3}$ |
| 1 | 0 | 1 | $\frac{V_{dc}}{3}$ | $-\frac{2V_{dc}}{3}$ | $\frac{V_{dc}}{3}$ |
| 1 | 1 | 0 | $\frac{V_{dc}}{3}$ | $\frac{V_{dc}}{3}$ | $-\frac{2V_{dc}}{3}$ |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |

ตารางที่ 1 แสดงรูปแบบการทำงานของสวิตช์กำลัง

จากตารางที่ 1 แสดงรูปแบบการทำงานของ
สวิตช์กำลังทั้ง 6 ตัว สามารถแยกเวกเตอร์แรงดันทั้ง
8 เวกเตอร์ ออกเป็น 2 ส่วนดังนี้ เวกเตอร์ที่ทำงาน
(Active) คือเวกเตอร์แรงดัน 1-6 และเวกเตอร์ศูนย์ คือ
เวกเตอร์ 0, 7 การทำงานของเวกเตอร์ทั้ง 8 เวกเตอร์
นี้จะสัมพันธ์กับรูปที่ 3 ซึ่งจะเป็นรูปหกเหลี่ยมตาม
เวกเตอร์แรงดัน และเมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง (V^*)
หมุนอยู่เซกเตอร์ที่ 1 การมอดูเลชันแบบ SVPWM จะ
ทำหน้าที่คำนวณค่าเวลา T_0, T_1, T_2



รูปที่ 3 โคordinateของเวกเตอร์ทั้ง 8 เวกเตอร์

จากรูปที่ 3 โคordinateของเวกเตอร์ทั้ง 8
เวกเตอร์ โดยที่กำหนดให้ f_s คือ ความถี่สวิตชิง M
คือ อัตราการมอดูเลชันเราสามารถนำมาเขียนสมการ
คำนวณค่าเวลา T_0, T_1, T_2 ได้ดังนี้

$$T_0 = \frac{T_s - T_1 - T_2}{2} \quad (26)$$

$$T_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} MT_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad (27)$$

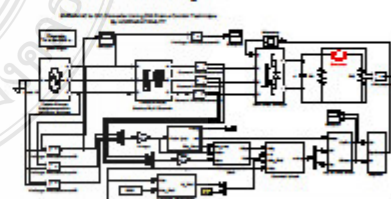
$$T_2 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} MT_s \sin(\alpha) \quad (28)$$

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (29)$$

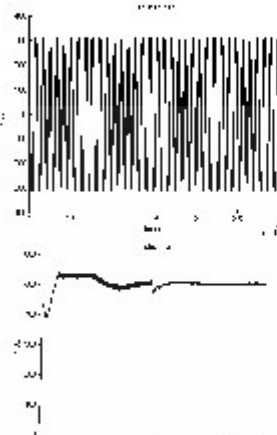
$$M = \frac{V^*}{V_{comp}} = \frac{V^*}{\frac{2}{\pi} V_{dc}} \quad (30)$$

4. การทดสอบและ ผลการทดสอบ

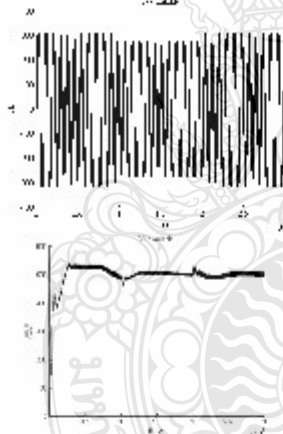
ในบทความนี้วิธีการทดลองและขั้นตอนการ
วิจัยจะสังเกตุ และวิเคราะห์ความสม่ำเสมอของแรงดัน
ต้านออกของระบบ โดยใช้เทคนิคการควบคุมแรงดัน
ในแกน DQ Frame โดยเป็นแบบจำลองทาง
คณิตศาสตร์ของวงจร และสัญญาณ SVPWM โดยมี
การควบคุมแรงดันต้านออกในแกน DQ Frame ใน
โปรแกรม Matlab/Simulink ดังรูปที่ 4



รูปที่ 4 บล็อกควบคุมการทำงานในโปรแกรม
Matlab/Simulink



รูปที่ 5 แรงดันขาเข้า และขาออกของระบบในขณะที
โหลดมีการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 6 แรงดันขาออกของระบบในขณะทีแรงดันขาเข้า
มีการเปลี่ยนแปลง

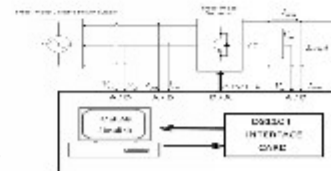
| | | |
|------------------|---------------|-----------------------|
| $R_s=1e5 \Omega$ | $C_s=1e-3 F$ | $R_{load}=100k\Omega$ |
| $T_f(s)=1e-6$ | $T_t(s)=2e-6$ | $C = 1.5e-3$ |

ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ

5. สรุปผลการทดสอบ

ผลการทดสอบจะเห็นว่าวงจรแปลงผันไฟฟ้า
กระแสสลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ

SVPWM โดยใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันในแกน DQ
Frame สามารถคุมค่าแรงดันขาออกได้ทั้งในขณะ
โหลดเปลี่ยนแปลงดังรูปที่ 5 และขณะมีการ
เปลี่ยนแปลงแรงดันขาเข้า ดังรูปที่ 6 ซึ่งผลทดสอบ
เป็นที่น่าพอใจ ทั้งนี้ผลตอบสนองเชิงเวลาจะต้องได้รับ
การปรับปรุงเช่นกัน อย่างไรก็ตามคาดว่าในอนาคตจะ
ควบคุมผ่านบอร์ดประมวลผลสัญญาณ DS1104 โดย
แปลงให้อยู่ในรูปของสัญญาณแบบทันเวลา ดังรูปที่ 7
เพื่อสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างแพร่หลาย
ต่อไป



รูปที่ 7 โครงสร้างของการควบคุมผ่านการ์ดอินเตอร์เฟส
DS1104

6. เอกสารอ้างอิง

- [1] Hu Xuezhi, "Research on Voltage-fed SVPWM Rectifier Base on TMS320F2812" IEEE Trans. Power Electron., 2008, pp. 978-0-7695-3505-0/08
- [2] R. Navid, Zargari, Geza Joos, "Performance Investigation of a Current-Controlled Voltage-Regulated PWM Rectifier in Rotating and Stagnary Frames" IEEE Trans. Industrial Electron., vol.42, NO.4, August 1995, pp. 0278-0046/95
- [3] เฉษฐา เจริญเกียรติศรี, "วิทยานิพนธ์ เรื่อง วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM ที่ใช้ตัวเก็บประจุขนาดเล็กในการเชื่อมต่อกับโหลดโดยใช้เทคนิคการกำจัดผลลิ่งรบกวนแบบป้อนไปหน้า" คณะวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2549.

10th Eco-Energy and Materials Science and Engineering Symposium

Energy Technology, Environmental
and Social Impact, Nanotechnology
and Material Technology, Energy
Economic and Management, Nuclear
Technology, New Technology and
Other topics related to energy field.

On December 5-8, 2012

**Sunee grand hotel,
Ubon-ratchathani**

Organized by



Co-organized by



10th EMSES 2012

International Scientific Advisory Committee:

General Chair:

Assoc.Prof.Dr. Namyoot SONGTHANAPITAK RMUTT, Thailand

General Co-Chair:

Prof. Dr. Kiyoshi YOSHIKAWA Kyoto Uni., Japan
Asst.Prof.Dr. Panpetch CHININTORN RMUTT, Thailand

Organizing Chair:

Asst. Prof. Dr.Somma PIVSA-ART RMUTT, Thailand
Prof. Dr. Takeshi YAO Kyoto Uni., Japan

Organizing Co-Chair:

Prof. Dr. Hideaki OHGAKI Kyoto Uni., Japan

International Scientific Committees:

Prof. Dr. Susumu YOSHIKAWA Kyoto Uni., Japan
Prof. Dr. Phadungsak RATTANADECHO TU, Thailand
Prof. Dr. Shiro SAKA Kyoto Uni., Japan
Prof. Dr. Hitomi OHARA Kyoto Uni., Japan
Prof. Dr.-Ing. Habil Ingo STADLER FH Koeln, Germany
Prof. Dr. Young S. CHAI Korea
Prof. Dr. Nipon TANGTHAM KU, Thailand
Prof. Dr. Masayoshi OKUBO Osaka Uni, Japan
Prof. Dr. Somchai WONGWISES KMUTL, Thailand
Prof. Dr. Nadarajah MITHULANANTHAN UQ, Australia
Prof. Dr. Yukio OGATA Kyoto Uni., Japan
Prof. Dr. Yuichi ANADA Hokkaido Info. Uni., Japan
Prof.Dr. Narongrit SOMBATSOMPOP KMUTT, Thailand
Assoc. Prof. Dr. Bandit FUNGTAMMASAN KMUTT, Thailand
Assoc. Prof. Dr. K. Srinivas REDDY IIT-Madras, India
Assoc. Prof. Dr. David Jan COWAN IUPUI, USA
Assoc. Prof. Dr. Per B ZETTERLUND Australia
Assoc. Prof. Dr. Vijit KINNARES KMUTL, Thailand
Assoc. Prof. Dr. Yoshikazu SUZUKI Japan
Assoc. Prof. Dr. Thawatch KERDCHEUN RMUTI, Thailand
Assoc. Prof. Dr. Wakin PIYARAT SWU, Thailand
Assoc. Prof. Dr. Seiichi KAWAHARA Nakaoga Uni., Japan
Assoc.Prof.Dr. Kawee SRIKULKIT CU, Thailand
Asst. Prof. Dr. Somchai HIRANVAROMDOM RMUTT, Thailand
Asst. Prof. Dr. Wanchai SUBSINGHA RMUTT, Thailand
Asst. Prof. Dr. Thanapong SUWANNASRI KMUTNB, Thailand
Asst. Prof. Dr. Napapom PHUANGPORNPIITAK KU, Thailand
Asst. Prof. Dr.Boonrit PRASARTKAEW RMUTT, Thailand
Asst.Prof.Dr.Supakit SUTTIRUENGWONGSU, Thailand
Asst. Prof. Dr.Vallop PHUPA RMUTP, Thailand
Asst.Prof.Dr.Pramook UNAHALEKHAKA RMUTSB, Thailand

10th EMSES 2012

| | |
|---|------------------|
| Dr.Arthit Sode-Yome | EGAT, Thailand |
| Dr. Sei-ichi AIBA | Japan |
| Dr. Wirachai ROYNARIN | RMUTT, Thailand |
| Dr. Yuttana KAMSUWAN | RMUTT, Thailand |
| Dr. Jakkree SRINONCHAT | RMUTT, Thailand |
| Dr. Chatchai SOPPAPITAKSAKUL | RMUTT, Thailand |
| Dr. Pinit SRITHORN | RMUTI, Thailand |
| Dr. Uthen KAMNAN | RMUTL, Thailand |
| Dr. Cattariya SUWANNASRI | KMUTNB, Thailand |
| ASEAN Committee: | |
| Prof. Dr. YoyokWahyuSubroto | UGM,Indonesia |
| Prof. Dr. WegaTRISUNAYANTI | UGM, Indonesia |
| Prof. Dr. Tumiran | UGM, Indonesia |
| Prof. Dr. Jun LI | NYU, Singapore |
| Prof. Dr. INTHAN | ITB, Indonesia |
| Prof. Dr. Khamphone NANTHAVONG | NOL, Laos |
| Prof. Dr. Kampui SOUTHISOMBHAT | NOL, Laos |
| Prof. Dr. Yew Wei LEONG | NYU, Singapore |
| Prof. Dr. Nguyen Minh TAN | HU, Vietnam |
| General Secretary: | |
| Asst.Prof.Dr.Krischonme BHUMKITTIPICH | RMUTT, Thailand |
| Dr. Sumonman NIAMLANG | RMUTT, Thailand |
| Technical Program Chair: | |
| Asst.Prof.Dr.Krischonme BHUMKITTIPICH | RMUTT, Thailand |
| Area: Energy Technology(ET) | |
| Dr. Wirachai ROYNARIN | RMUTT, Thailand |
| Asst. Prof. Dr.Boonrit PRASARTKAEW | RMUTT, Thailand |
| Dr. Sathapron THONGWIK | RMUTT, Thailand |
| Dr. Nathabhat PHANKONG | RMUTT, Thailand |
| Area: Environmental and Social Impact(ES) | |
| Dr. Nithiwat CHOOSAKUL | RMUTT, Thailand |
| Area: Nanotechnology and Materials Science(NM) | |
| Dr. Sorapong PAVASUPREE | RMUTT, Thailand |
| Asst. Prof. Dr. Kitipong KIMAPONG | RMUTT, Thailand |
| Asst. Prof. Dr. Sirichai TORSAKUL | RMUTT, Thailand |
| Asst. Prof. Dr. Warunee ARIYAWIRIYANANT | RMUTT, Thailand |
| Area: Energy Economic and Management(EM) | |
| Assoc.Prof.Dr. Natha KUPTHASTHIEN | RMUTT, Thailand |
| Dr. Surin NGAEMNGAM | RMUTT, Thailand |
| Dr. Pimnapat IEMSOMBOON | RMUTT, Thailand |
| Area: New Energy Technology(NT) | |
| Dr. Boonyang PLANGKLANG | RMUTT, Thailand |
| Area: Nuclear Technology(NU) | |
| Asst.Prof.Dr. Krischonme BHUMKITTIPICH | RMUTT, Thailand |

10th EMSES 2012**Exhibition Chair:**

Dr. Amnoiy REUNGWAREE RMUTT, Thailand
 Dr. Winai CHANPENG RMUTT, Thailand

Local Arrangement Chair

Dr. Sorapong PAVASUPREE RMUTT, Thailand
 Dr. Natee SRISAWAT RMUTT, Thailand

Registration and Finance Chair

Dr. Sumonman NIAMLANG RMUTT, Thailand
 Dr. Supaporn THOMSORN RMUTT, Thailand
 Weeraporn PIVSA-ART RMUTT, Thailand

Publicity Chair

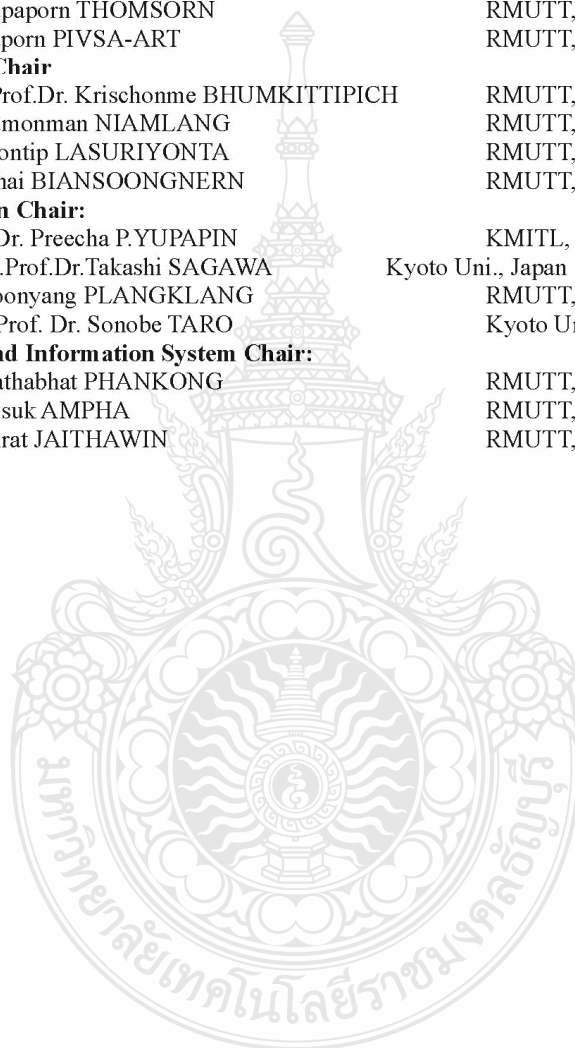
Asst.Prof.Dr. Krischonme BHUMKITTIPICH RMUTT, Thailand
 Dr. Sumonman NIAMLANG RMUTT, Thailand
 Dr. Montip LASURIYONTA RMUTT, Thailand
 Somchai BIANSONGNERN RMUTT, Thailand

Publication Chair:

Prof. Dr. Preecha P.YUPAPIN KMITL, Thailand
 Assoc.Prof.Dr.Takashi SAGAWA Kyoto Uni., Japan
 Dr. Boonyang PLANGKLANG RMUTT, Thailand
 Asst. Prof. Dr. Sonobe TARO Kyoto Uni., Japan

Website and Information System Chair:

Dr. Nathabhat PHANKONG RMUTT, Thailand
 Phongsuk AMPHA RMUTT, Thailand
 Deachrat JAITHAWIN RMUTT, Thailand



ET42

VOLTAGE CONTROL BY DQ FRAME TECHNIQUE OF SVPWM AC-DC CONVERTER

N. Mounghum and W. Subsingha
Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Thailand

Abstract

This article presents a simulation model of Space vector Pulse Width Modulation (SVPWM) Rectifier using MATLAB/Simulink which ability is to stabilize an output voltage of 500 Vdc from a 3 phase 300V system using a decoupling feed-forward control method by dq frame technique. The model is tested due to a variation of $\pm 10\%$ of rated input voltage. From the simulation model, it can use for implementation into a real-time control system by Digital Signal Processing Board (such as DS1104). Together, it also can be designed into a real circuit easily and effectively. The experimental results show that the SVPWM Rectifier which is presented in this paper has an adequate performance which can be applied widely

Keywords — About DQ Frame, SVPWM Rectifier, Decoupling Control



Voltage Control by DQ Frame Technique of SVPWM AC-DC Converter

N. Mounghum and W. Subsingha

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,
Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Klong 6, Thanyaburi, Pathumthani 12110
E-mail: jack_eel8@hotmail.com

Abstract— This paper presents a simulation model of Space vector Pulse Width Modulation (SVPWM) Rectifier using MATLAB/Simulink. Its ability is to stabilize an output voltage of 500 Vdc from a 3 phase 300V system using a decoupling feed-forward control method by dq frame technique. The model is tested due to a variation of $\pm 10\%$ of rated input voltage. From the simulation model, it can use for implementation into a real-time control system by Digital Signal Processing Board (such as DS1104). Together, it also can be designed into a real circuit easily and effectively. The experimental results show that the SVPWM Rectifier which is presented in this paper has an adequate performance which can be applied widely

Keywords— About DQ Frame, SVPWM Rectifier, Decoupling Control

1. INTRODUCTION

Nowadays, the pulse width modulation technique which is applied in AC-DC converter has a lot of interesting aspects. Such as a stabilization of DC output voltage, less harmonics in output voltage and its better power factor. These could help in supporting and improving the power system quality. This paper presents a voltage control of such ac-dc converter utilized by the space vector pulse width modulation (SVPWM) technique and a novel d-q frame approach. Thus, the converter will transform an unstable input voltage from 3 phase AC system into a stabilized DC output voltage in a short time response.

2. MATHEMATICAL MODEL OF SVPWM AC-DC CONVERTER

The SVPWM AC-DC converter presents in this paper can be seen in Figure 1, which is composed of a balanced R-L series impedance in arbitrary of 3 phase input system. In the converter circuit, it uses of 6 IGBTs as switching devices, resistance at load side and also use capacitor as low-pass filtering.

All of 6 electronic switches (IGBT) in Figure 1 has been controlled by control signals utilized by SVPWM approach. However, the SVPWM pattern is generated using a novel d-q frame as described following.

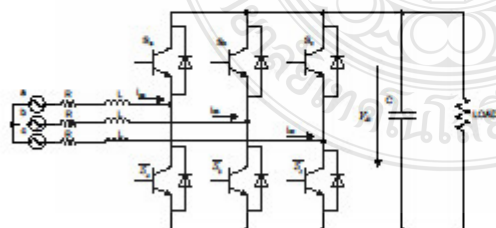


Fig.1 Mathematical model of SVPWM AC-DC converter circuit

Considering the 3 phase sinusoidal input voltage of the converter as a stationary reference frame,

$$V_m(t) = V_m \cos(\omega t) \quad (1)$$

$$V_a(t) = V_m \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \quad (2)$$

$$V_c(t) = V_m \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \quad (3)$$

which V_m is maximum voltage of the arbitrary 3 phase system.

From the circuit in figure 1, equations of inductive voltage in each phase and capacitive current can be written as follows.

$$L \frac{di_a}{dt} = V_m - f_a V_{dc} \quad (4)$$

$$L \frac{di_b}{dt} = V_m - f_b V_{dc} \quad (5)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = V_m - f_c V_{dc} \quad (6)$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = f_a i_a + f_b i_b + f_c i_c - I_{load} \quad (7)$$

f_a, f_b, f_c Represent as switching function of the AC-DC converter, which is

$$f_a = \frac{(2S_a - S_b - S_c)}{3} \quad (8)$$

$$f_b = \frac{(2S_b - S_a - S_c)}{3} \quad (9)$$

$$f_c = \frac{(2S_c - S_a - S_b)}{3} \quad (10)$$

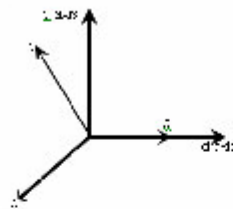


Fig.2 The relationship of abc to dq reference frame

S_a, S_b, S_c is also represented as control signals that use to control in arbitrary phase of such converter. Each of control signals is significant as "1" or "0". This means that, if S_a is '1' the upper switch in phase A is 'ON' (the lower switch in phase A is OFF). Otherwise, when S_a is '0' the upper switch in phase A is 'OFF' and lower switch will be ON.

Therefore, these control signals that utilized in arbitrary 3 phase can be transforms into a two axis vector, which called as synchronous d-q reference frame. In which, it can be written as follows

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \alpha & \cos(\alpha - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\alpha + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin \alpha & -\sin(\alpha - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\alpha + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (11)$$

As described above, output voltage of the AC-DC converter can be mentioned into totally 8 switching states (refer to 2^3 bit). These eight vectors are called the basic space vectors and are denoted by $V_0 - V_7$. This is due to the transformation of the arbitrary 3 phase control state into D-Q frame as shown in Figure 2. The voltage vector of the converter can be illustrated as shown in Figure 3. Mean by that, Table 1 shows the relationship between each switching state in any phase correspond to an arbitrary voltage vector and the occurrence of output phase voltage, respectively.

However, there are only six active voltage vectors (V1-V6) that will provide an output voltage value. These voltage vectors are corresponding to each others in a hexagonal shape as seen in Figure 3. Mean while, there are two of zero vector (V_0 and V_7) that lied on the origin and provide no output voltage value.

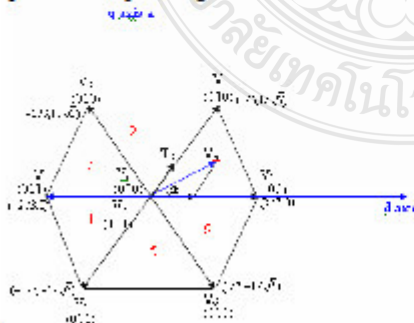


Fig.3 Basic switching, vectors and sectors

The objective of SVPWM technique is to approximate the reference voltage vector (V_{ref}) in an arbitrary sector as illustrated in Figure 3 by using eight switching patterns. One simple method of approximation is to generate the average output of the inverter in a small period T respect V_{ref} in such period. Mean by that, it utilize all six switching states together with an additional two more states in order to calculate the time period (T_1, T_2, T_0).

Table-1.Switching patterns and output vectors

| No. of Vectors | Switching state | | | Output phase voltage | | |
|----------------|-----------------|-------|-------|----------------------|----------------------|----------------------|
| | S_a | S_b | S_c | V_{an} | V_{bn} | V_{cn} |
| V_0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| V_5 | 0 | 0 | 1 | $-\frac{V_{dc}}{3}$ | $-\frac{V_{dc}}{3}$ | $2\frac{V_{dc}}{3}$ |
| V_3 | 0 | 1 | 0 | $-\frac{V_{dc}}{3}$ | $2\frac{V_{dc}}{3}$ | $-\frac{V_{dc}}{3}$ |
| V_4 | 0 | 1 | 1 | $-\frac{2V_{dc}}{3}$ | $\frac{V_{dc}}{3}$ | $\frac{V_{dc}}{3}$ |
| V_1 | 1 | 0 | 0 | $2\frac{V_{dc}}{3}$ | $-\frac{V_{dc}}{3}$ | $-\frac{V_{dc}}{3}$ |
| V_6 | 1 | 0 | 1 | $\frac{V_{dc}}{3}$ | $-\frac{2V_{dc}}{3}$ | $\frac{V_{dc}}{3}$ |
| V_2 | 1 | 1 | 0 | $\frac{V_{dc}}{3}$ | $\frac{V_{dc}}{3}$ | $-\frac{2V_{dc}}{3}$ |
| V_7 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |

The time period (T_1, T_2, T_0), it can be written as follows

$$T_0 = \frac{T_s - T_1 - T_2}{2} \quad (12)$$

$$T_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} MT_s \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) \quad (13)$$

$$T_2 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} MT_s \sin(\alpha) \quad (14)$$

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (15)$$

$$M = \frac{V^*}{V_{max}} = \frac{V^*}{\frac{2}{\pi} V_{dc}} \quad (16)$$

By given M as modulation ratio, f_s as switching frequency.

3. VOLTAGE FEED-FORWARD DECOUPLING CONCEPT

This article is to control output voltage using the principle voltage feed-forward decoupling for optimized to provide more efficiency. it can be written as follows equation (17)-(29).

$$L \frac{di_d}{dt} = V_{sd} + \omega L i_{sq} - f_d V_{dc} \quad (17)$$

$$L \frac{di_{sq}}{dt} = V_{sq} - \omega Li_{sq} - f_q V_{dc} \quad (18)$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (f_d i_{sd} + f_q i_{sq}) - I_{load} \quad (19)$$

When determine

i_{sd} and i_{sq} are current values in $d-q$ axis

f_d and f_q are switching functions in $d-q$ axis

V_{sd} and V_{sq} are voltage values in $d-q$ axis

ω is Radian/sec.

Which,

$$V_{sd} = V_m \quad (20)$$

$$V_{sq} = 0 \quad (21)$$

Replace equation (20) and (21) into (17) and (18) it can be written as follows

$$L \frac{di_{sd}}{dt} = V_m + \omega Li_{sq} - f_d V_{dc} \quad (22)$$

$$L \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega Li_{sq} - f_q V_{dc} \quad (23)$$

$$V_d = f_d V_{dc} \quad (24)$$

$$V_q = f_q V_{dc} \quad (25)$$

$$L \frac{di_{sd}}{dt} = V_m + \omega Li_{sq} - V_d \quad (26)$$

$$L \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega Li_{sq} - V_q \quad (27)$$

$$v_d^* = V_{sd} - (K_p + \frac{K_i}{s})(i_{sd}^* - i_{sd}) + \omega Li_{sq} \quad (28)$$

$$v_q^* = V_{sq} - (K_p + \frac{K_i}{s})(i_{sq}^* - i_{sq}) + \omega Li_{sd} \quad (29)$$

From equation (28) and equation (29), it can be built a block diagram as



Fig.4 Voltage Feed-Forward decoupling block diagram

4. SIMULATION AND RESULTS

This article is controlling and analysis the stability of SVPWM AC-DC Converter output voltage using a decoupling feed-forward control method by d-q frame technique. The model of SVPWM AC-DC Converter circuits has built using Matlab/Simulink as shown in Figure-5.

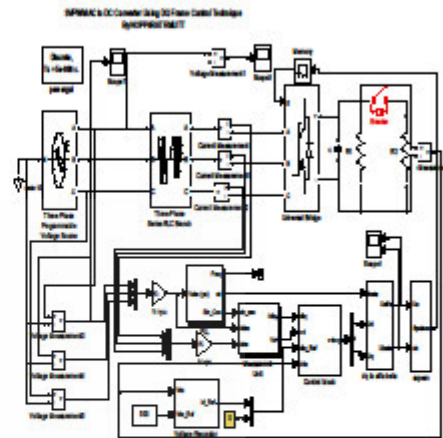


Fig.5 Block diagram by Matlab/Simulink

The simulation parameter of SVPWM AC-DC Converter as described in Table-2.

Table-2.Switching patterns and output vectors

| | | |
|------------------|--------------|-----------------------|
| $R_s=1e5 \Omega$ | $C_s=1e-3 F$ | $R_{load}=100k\Omega$ |
| $Tf(s)=1e-6$ | $Tt(s)=2e-6$ | $C=1.5e-3$ |

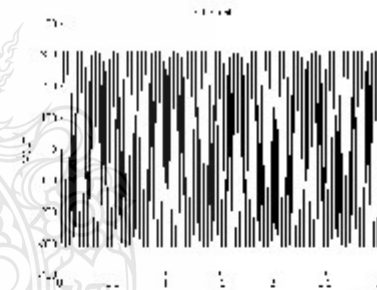


Fig.6 Voltage input on step load

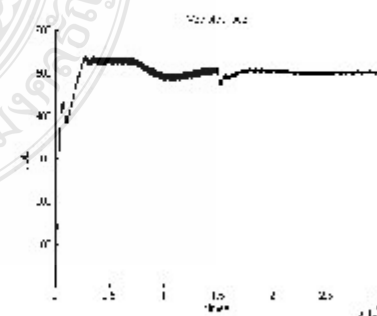


Fig.7 Voltage output on step load

ประวัติผู้เขียน

| | |
|--------------------------|--|
| ชื่อ-สกุล | นายณพรัตน์ ม่วงคุ้ม |
| วัน เดือน ปีเกิด | 20 มกราคม 2522 |
| ที่อยู่ | 1374 ถ.สุขสวัสดิ์ แขวงราษฎร์บูรณะ เขตราษฎร์บูรณะ กทม10140 |
| การศึกษา | สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ ปี พ.ศ. 2552 |
| ประสบการณ์การทำงาน | |
| พ.ศ. 2553– พ.ศ. 2554 | วิศวกรไฟฟ้า ตำแหน่งวิศวกรโครงการ (Project Engineer) บริษัท บิวคอน จำกัด |
| พ.ศ. 2554– พ.ศ. ปัจจุบัน | วิศวกรไฟฟ้า ตำแหน่งผู้จัดการโครงการ (Project Manager) บริษัท บิวคอน จำกัด |

