



รายงานการวิจัย

โครงการวิจัย เรื่อง การศึกษาการลดฮาร์โมนิกส์แรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อ กริด
สำหรับระบบพลังงานแสงอาทิตย์ด้วยการใช้วงจรฟิลเตอร์แบบแอลแอลซีแอล
A Study of Output Voltage Harmonic Decreasing of Grid Tie Connected
Inverter for Solar Energy System using LLCL Filter

คณะผู้วิจัย

ผู้ช่วยศาสตราจารย์วิโรจน์ เพชรพันธุ์ศรี

นาย สายชล ชุตเจื้อจิ้น

โครงการวิจัยทุนสนับสนุนงานวิจัยของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ
งบประมาณแผ่นดิน ปี พ.ศ. 2559
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

กิตติกรรมประกาศ

ผู้วิจัย ขอขอบคุณ สำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ สถาบันวิจัยและพัฒนา และคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพที่ส่งเสริม สนับสนุนการทำวิจัยจนเสร็จสิ้น และขอขอบคุณ สำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ และมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพที่ช่วยสนับสนุนเงินทุนในการวิจัย ในการทำวิจัย และบุคลากรทุกท่านที่ให้ความสะดวกในการทำงานวิจัย ทั้งทางด้านเบิกจ่ายงบประมาณ และค้นคว้าหาข้อมูล สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณบิดา -มารดา ที่สนับสนุนในการศึกษาของผู้เขียน และให้กำลังใจในการศึกษาตลอดมา

ผู้ทำวิจัย



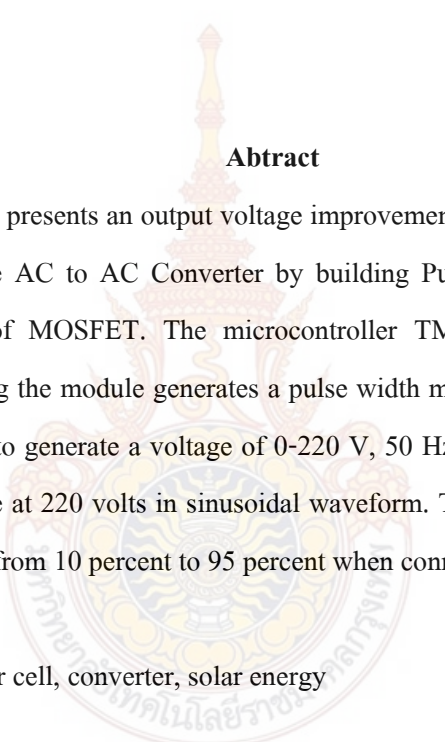
หัวข้องานวิจัย	การศึกษาการลดฮาร์มอนิกส์แรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อ กริดสำหรับระบบพลังงานแสงอาทิตย์ด้วยการใช้วงจรฟิลเตอร์แบบแอล แอลซีแอล
ผู้เขียน	ผู้ช่วยศาสตราจารย์วิโรจน์ เพชรพันธุ์ศรี นาย สายชล ชูคเจือจิน
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
ภาควิชา	วิศวกรรมไฟฟ้าและโทรคมนาคม
คณะ	วิศวกรรมศาสตร์
พ.ศ.	2559

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้นำเสนอวิธีการปรับปรุงสัญญาณแรงดัน โดยลดความผิดเพี้ยน (Total Harmonic Distortion) ของสัญญาณแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ให้ดีขึ้นโดยใช้วงจรกรองแบบแอลแอลซีแอล ซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์ที่สูง ทำการทดสอบวัดฮาร์มอนิกส์แรงดันวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสสลับหนึ่งเฟส (Single Phase AC to AC Converter) ที่มีการสร้างสัญญาณการมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulation, PWM) เพื่อควบคุมการ สวิตช์ของมอสเฟต ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ TMS320F2808 ซึ่งใช้งานร่วมกับโปรแกรม MATLAB โดยการใช้โมดูลสร้างสัญญาณการมอดูเลตความกว้างพัลส์ เพื่อสร้างแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับขนาด 0-220 โวลต์ 50 เฮิรตซ์ ที่สามารถปรับขนาดแรงดันได้ โดยมีค่ารูกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุตสูงสุดที่ 220 โวลต์ โดยมีลักษณะเป็นคลื่นไซน์ การควบคุมค่าแรงดันของวงจร โดยการปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ตั้งแต่ 10 เปอร์เซ็นต์ถึง 95 เปอร์เซ็นต์ขณะต่อโหลด 1500 วัตต์

คำสำคัญ: อินเวอร์เตอร์ โซล่าเซลล์ คอนเวอร์เตอร์ ฟิลเตอร์แบบแอลแอลซีแอล พลังงานแสงอาทิตย์

Title	A Study of Output Voltage Harmonic Decreasing of Grid Tie Connected Inverter for Solar Energy System using LLCL Filter
Author	Assist. Prof. Wiroj Pechpunsri Mr. Saichol Chudjuarjeen
Department	Electrical and Telecommunication Engineering
Faculty	Engineering
B.E.	2559



Abstract

This research presents an output voltage improvement by using high order LLCL filter. The test of single phase AC to AC Converter by building Pulse Width Modulation, PWM to control the switching of MOSFET. The microcontroller TMS320F2808 is compatible with MATLAB program using the module generates a pulse width modulated boost converter to drive an AC to AC converter to generate a voltage of 0-220 V, 50 Hz which has the root-mean-square maximum output voltage at 220 volts in sinusoidal waveform. The output voltage can control by adjusting the duty cycle from 10 percent to 95 percent when connected to 1500 W of load.

Keywords: Inverter, solar cell, converter, solar energy

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
บทที่	
1. บทนำ	
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย	4
1.3 ขอบเขตของโครงการวิจัย	5
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	5
1.5 วิธีการดำเนินการวิจัย และสถานที่ทำการทดลอง/เก็บข้อมูล	5
2. การทบทวนวรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	
2.1 การทบทวนวรรณกรรม	7
2.2 ทฤษฎีของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสสลับ	8
2.3 หลักการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟส	14
2.4 การวิเคราะห์หาสมการและคลื่นแรงดันเอาต์พุต	17
2.5 มอสเฟตกำลัง	23
2.6 การสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์	24
2.7 หลักการทำงานของวงจรสวิตช์พื้นฐาน	26
2.8 สถาปัตยกรรมของ TMS320F2808	28
2.9 หน่วยประมวลผลกลาง	30
2.10 สถาปัตยกรรมของหน่วยประมวลผลกลาง	30
2.11 รีจิสเตอร์ของหน่วยประมวลผลกลาง	31
2.12 การจัดผังหน่วยความจำ	33
2.13 อุปกรณ์รอบข้าง	34
3. ผลการดำเนินงาน	
3.1 แผนการดำเนินงาน	39
3.2 การสร้างบล็อกโปรแกรมในระบบควบคุม	40
3.3 การออกแบบและการสร้างด้านฮาร์ดแวร์	43
3.4 การออกแบบวงจรฟิวเตอร์แบบแอลซีแอล	49

4. ผลการทดลอง	
4.1 การทดสอบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟสด้วย ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ TMS320F2808	52
4.2 การทดสอบกระแสและแรงดันเอาต์พุตขณะเชื่อมต่อกรีด	53
4.4 สรุปผลและการวิเคราะห์	70
5. สรุปผล ปัญหาและข้อเสนอแนะ	
5.1 สรุปผล	72
5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ	72
เอกสารอ้างอิง	74
ภาพผนวก ก.	
ภาพผนวก ข.	
ประวัตินักวิจัย	



บทที่ 1

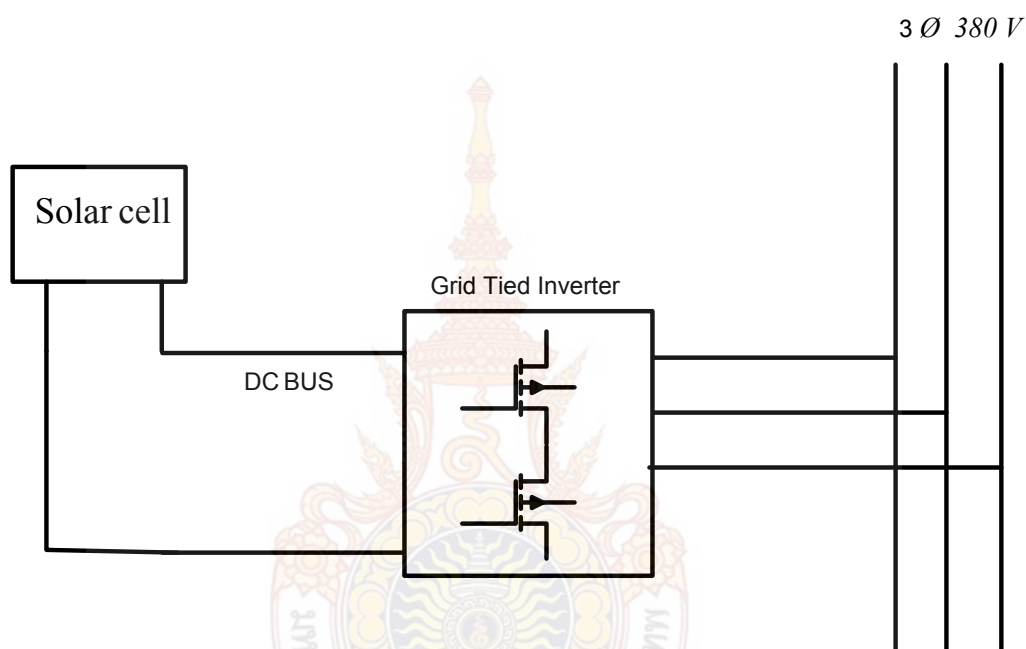
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ

สืบเนื่องมาจากแหล่งพลังงานธรรมชาติที่มีอยู่อย่างจำกัดและความต้องการพลังงานเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง ทำให้มีความต้องการแหล่งพลังงานทดแทนเพื่อลดค่าใช้จ่ายด้านพลังงานของประเทศ จึงมีการสนับสนุนการติดตั้งระบบผลิตไฟฟ้าด้วยพลังงานแสงอาทิตย์จากภาครัฐและหน่วยงานต่างๆ นอกจากนี้ปัจจัยอื่นๆ เช่น ราคาของระบบ (แผงเซลล์แสงอาทิตย์ และระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่เชื่อมต่อกับ แบตเตอรี่) ที่ลดลงอย่างต่อเนื่อง ประสิทธิภาพที่สูงขึ้นของเซลล์แสงอาทิตย์ และความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำและระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ทำให้การนำเอาพลังงานที่ผลิตจากเซลล์แสงอาทิตย์มาใช้เป็นแหล่งพลังงานทดแทนได้รับความนิยมสูงขึ้น

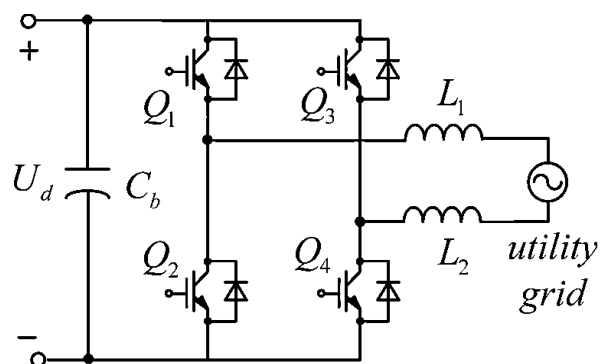
โดยปกติระบบการเปลี่ยนรูปพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ที่นิยมใช้กันอยู่นั้นประกอบด้วย คอนเวอร์เตอร์แบบแปลงไฟตรง (DC/DC Converter) และอินเวอร์เตอร์ (Inverter) ซึ่งอุปกรณ์ทั้งสองชนิดจะต่อคั่นระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์และภาระไฟฟ้า โดยที่คอนเวอร์เตอร์แบบแปลงไฟตรงจะทำหน้าที่ติดตามจุดให้กำลังสูงสุด (Maximum Power Point Tracking) ของเซลล์ ในขณะที่อินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับเพื่อให้เหมาะสมกับภาระไฟฟ้าที่มีอยู่ หรืออาจจะเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้ากำลัง ทั้งนี้ในการออกแบบคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองชนิดนั้นโดยปกติจะมีสมมติฐานคือ แหล่งจ่ายแรงดันทางดักอินพุตเป็นแหล่งจ่ายแรงดันที่มีขนาดคงที่เกือบตลอดเวลาใช้งาน เช่น แบตเตอรี่ ในขณะที่เซลล์แสงอาทิตย์นั้นเป็นที่ยอมรับกันว่ามีลักษณะความไม่แน่นอน (Uncertainties) อยู่ในกำลังไฟฟ้าที่ผลิตออกมา สำหรับสาเหตุของความไม่แน่นอนนั้นเกิดจาก ปัจจัยหลายๆ อย่าง ทั้งภายนอก เช่น การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิรอบๆ ตัวเซลล์ ฝุ่นละออง และภายในตัวเซลล์เอง เช่น ผลจากพาราซิติค (Parasitic Effects) ในตัวเซลล์ที่ทำให้เกิดความเก็บประจุแฝง (Stray Capacitance) ที่เกิดจากรอยต่อชนิดพีเอ็น (P-N junction) ซึ่งจะมีขนาดเพิ่มตามขนาดของเซลล์ และทำให้การเทียบเคียงอิมพีแดนซ์ (Impedance Matching) ระหว่างภาระกับแหล่งจ่ายเป็นไปด้วยความลำบาก ผลกระทบอันเนื่องมาจากพาราซิติคนี้ขึ้นอยู่กับความ

เข้มของแสงและแรงดันขณะทำงานของเซลล์ ยิ่งไปกว่านั้นกระแสไฟฟ้าของเซลล์ยังขึ้นอยู่กับ การกระจายของสเปกตรัมของแสงที่มาตกกระทบ ปัจจัยเหล่านี้ล้วนมีผลต่อลักษณะของพลังงาน ไฟฟ้าที่ส่งออกมาจากตัวเซลล์ และมีผลกระทบโดยตรงต่อเสถียรภาพและความน่าเชื่อถือของระบบ เปลี่ยนรูปพลังงานไฟฟ้า ซึ่งประกอบด้วยคอนเวอร์เตอร์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronic Converter) ที่นำมาเชื่อมต่อ



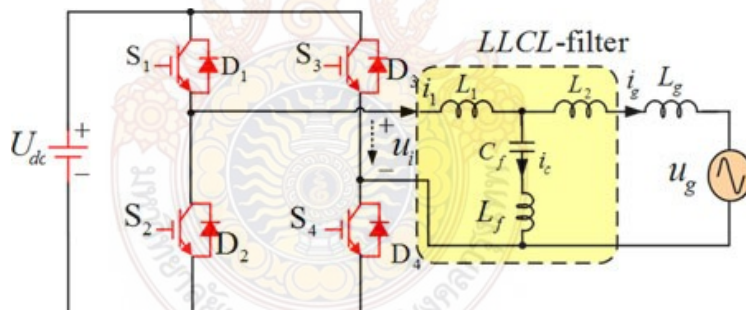
รูปที่ 1.1 ระบบเชื่อมต่อด้วยกริดอินเวอร์เตอร์แบบทั่วไป

โครงสร้างโดยทั่วไปของระบบเชื่อมต่อด้วยกริดอินเวอร์เตอร์ จากรูปที่ 1.1 ประกอบด้วยสองส่วนหลักคือ แผงโซลาร์เซลล์และอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่าแรงดันคิซิบส์ขึ้นอยู่กับแผงโซลาร์เซลล์ ทำให้อินเวอร์เตอร์เกิดสถานะไม่สามารถจ่ายพลังงานคืนให้กับระบบได้ ทำให้มีการศึกษาและวิเคราะห์ เพื่อพัฒนาและแก้ไขสำหรับระบบกำลังไฟฟ้าที่เพิ่มขึ้นต่อไป

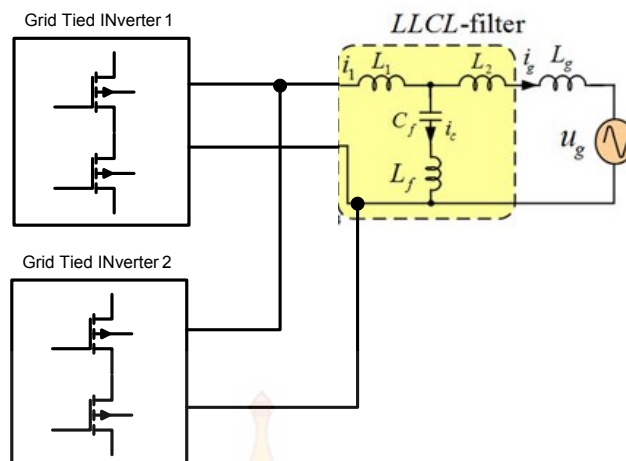


รูปที่ 1.2 ระบบเชื่อมต่อดำรงกริดอินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอเพื่อทำการทดสอบ

วงจรโดยทั่วไปของการเชื่อมต่อดำรงกริดอินเวอร์เตอร์ แสดงในรูปที่ 1.2 ประกอบด้วยสองส่วนหลักคืออินเวอร์เตอร์และวงจรฟิลเตอร์โดยใช้อินดักเตอร์เป็นตัวจ่ายกระแสเข้าไปในระบบที่มีฮาร์โมนิกสแปนอยู่มาก ส่งผลให้มีสัญญาณรบกวนออกไปสู่ระบบของการไฟฟ้า [16, 22-24]



(ก) อินเวอร์เตอร์เดี่ยวเชื่อมต่อดำรงกริดด้วยฟิลเตอร์แบบแอลแอลซีแอล



(ข) ระบบต่อขนานกริดโดยใช้ฟิลเตอร์แบบแอลแอลซีแอล

รูปที่ 1.3 ระบบเชื่อมต่อด้วยกริดอินเวอร์เตอร์ด้วยฟิลเตอร์แบบแอลแอลซีแอลที่นำเสนอ

โครงการวิจัยนี้เสนอวิธีการปรับปรุงสัญญาณแรงดัน โดยลดความผิดเพี้ยน (Total Harmonic Distortion) ของสัญญาณแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ให้ดีขึ้นโดยใช้วงจรกรองแบบแอลแอลซีแอล ซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์ที่สูง ทำให้สามารถปรับขนาดค่ากระแสเพิ่มของกระแสได้ และยังคงค่าอินดักแตนซ์ในวงจรได้ สามารถเพิ่มความถี่สวิตช์ได้เพิ่มขึ้น ออกแบบวงจรฟิลเตอร์ให้มีขนาดเล็กลงได้ ดังแสดง ในรูปที่ 1.3 (ก) และเมื่อระบบจำเป็นต้องใช้กำลังที่สูงขึ้นโดยการต่อขนานกันระหว่างกริดอินเวอร์เตอร์ทำให้เกิดฮาร์มอนิกส์สูงขึ้น เราเสนอวิธีการลดฮาร์มอนิกส์โดยใช้วงจรกรองแบบแอลแอลซีแอล ดังแสดง ในรูปที่ 1.3 (ข)

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาพฤติกรรมการลดฮาร์มอนิกส์ของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกริดขนาด 1.5 กิโลวัตต์ ในระบบพลังงานแสงอาทิตย์ด้วยวงจรฟิลเตอร์แบบแอลแอลซีแอล

1.2.2 เพื่อศึกษาและพัฒนา วิธีการขนานอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกริด ขนาด 1.5 กิโลวัตต์ จำนวน 2 ตัว ในระบบพลังงานแสงอาทิตย์ด้วยวงจรฟิลเตอร์แบบแอลแอลซีแอล

1.3 ขอบเขตของโครงการวิจัย

ออกแบบ สร้าง และทดสอบ อินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกรีดในระบบพลังงานแสงอาทิตย์ด้วยวงจรฟیلเตอร์แบบแอลแอลซีแอล ขนาด 1.5 กิโลวัตต์และการขนานกันระหว่างกริดอินเวอร์เตอร์

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.4.1 คาดว่าเมื่องานวิจัยสำเร็จแล้วจะสามารถใช้เป็นเครื่องต้นแบบในการวิจัยพัฒนาหรือการนำไปใช้งานในภาคอุตสาหกรรมของประเทศในอนาคตต่อไป

1.4.2 สามารถนำผลงานที่สำเร็จไปตีพิมพ์เป็นบทความงานวิจัยในระดับประเทศและต่างประเทศ

1.4.3 สามารถนำวิธีการมาใช้กับระบบพลังงานแสงอาทิตย์ในมหาวิทยาลัยได้

1.5 วิธีการดำเนินการวิจัย และสถานที่ทำการทดลอง/เก็บข้อมูล

1. ค้นคว้า ศึกษาและสรุปรวบรวมข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกรีดและการขนานกันจำนวน 2 ตัวในระบบพลังงานแสงอาทิตย์ด้วยวงจรฟیلเตอร์แบบแอลแอลซีแอล ขนาด 1.5 กิโลวัตต์

2. จำลองผลการทำงานอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกรีดและการขนานกันจำนวน 2 ตัวในระบบพลังงานแสงอาทิตย์ด้วยวงจรฟیلเตอร์แบบแอลแอลซีแอล ขนาด 1.5 กิโลวัตต์

3. จัดหาอุปกรณ์ เครื่องมือวัดที่จำเป็นสำหรับงานวิจัยอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกรีดและการขนานกันจำนวน 2 ตัวในระบบพลังงานแสงอาทิตย์ด้วยวงจรฟیلเตอร์แบบแอลแอลซีแอล ขนาด 1.5 กิโลวัตต์

4. สร้างระบบอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกรีดในระบบพลังงานแสงอาทิตย์ด้วยวงจรฟیلเตอร์แบบแอลแอลซีแอล ขนาด 1.5 กิโลวัตต์และ สร้างการขนานอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกรีดจำนวน 2 ตัวในระบบพลังงานแสงอาทิตย์ด้วยวงจรฟیلเตอร์แบบแอลแอลซีแอล

5. ทดสอบระบบอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกรีดด้วยพลังงานแสงอาทิตย์ขนาด 1.5 กิโลวัตต์และการขนานอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกรีดจำนวน 2 ตัวในระบบพลังงานแสงอาทิตย์ด้วยวงจรฟیلเตอร์แบบแอลแอลซีแอลขนาด 1.5 กิโลวัตต์

6. วิเคราะห์และเก็บผลการทดสอบ

7. สรุปผลการศึกษาวิจัย

8. นำเสนอผลงานในงานประชุมวิชาการ

9. จัดทำรายงานสรุปผลการศึกษาวิจัย

สถานที่ทำการทดลอง/เก็บข้อมูล สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ เลขที่ 2 ถนนนางลิ้นจี่ แขวงทุ่งมหาเมฆ

เขตสาทร กรุงเทพฯ 10120



บทที่ 2

การทบทวนวรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในการออกแบบ และสร้างแปลงวงจรผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟสควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ TMS320F2808 (Single-Phase AC to AC Converter with TMS320F2808 Microcontroller) และการศึกษาการลดฮาร์มอนิกส์แรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อ กริดสำหรับระบบพลังงานแสงอาทิตย์ด้วยการใช้วงจรฟิลเตอร์แบบแอลแอลซีแอล จำเป็นต้องศึกษาหลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้องดังนี้

2.1 การทบทวนวรรณกรรม

งานวิจัยนี้ได้มีการศึกษาเกี่ยวกับการออกแบบและสร้างวงจร แปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟสและในโครงการได้ศึกษาข้อมูลในงานวิจัยที่เกี่ยวข้องดังนี้

2.1.1 คณะผู้วิจัย [1] ได้ทำการ ศึกษาการ ขั้ววงจร แปลงผันเมทริกซ์แบบหนึ่งเฟสโดยการ สร้างสัญญาณควบคุมการขับด้วยสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ด้วย dsPIC32FJ256MC710A เพื่อขับวงจรแปลงผันเมทริกซ์แบบหนึ่งเฟสเพื่อสร้างแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับขนาด 0 – 220 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ ที่สามารถปรับขนาดแรงดันได้อย่างต่อเนื่อง โดยมีค่าแรงดันกำลังสองของแรงดันเอาต์พุตสูงสุดที่ 220 โวลต์ ซึ่งจากหลักการ ของวงจรแปลงผันเมทริกซ์แบบหนึ่งเฟสโดยการสร้าง สัญญาณควบคุมการขับด้วยสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ด้วย dsPIC32FJ256MC710A นี้ได้ มีการศึกษาหลักการ ทำงานของวงจรควบคุม การขับเคลื่อน และได้นำไปประยุกต์ใช้กับ การออกแบบ และสร้างวงจร แปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟส ควบคุม ด้วย ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ TMS320F2808

2.1.2 คณะผู้วิจัย [2] ได้นำเสนอ อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบเต็มบริดจ์ต่อเข้ากับระบบ จำหน่าย จ่ายกำลังไฟฟ้าจริงให้กับระบบโดยสร้างสัญญาณกระแสรูปลิ้นไซน์ที่มีมุมเฟสตรงกัน กับแรงดันของระบบการไฟฟ้า ใช้หลักการควบคุมกระแสแบบสัดส่วนบวกเรโซแนนซ์ ซึ่งวงจรจะ ประกอบขึ้นด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรควบคุม วงจรกรองความถี่ต่ำและหม้อแปลงแรงดัน โดย ส่วนวงจรควบคุมจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ TMS320F2808 โดยการสร้างสัญญาณ PWM สวิตชิงแรงดันแบบยูนิโพลาร์ การแปลงสัญญาณแรงดันและกระแสเป็นสัญญาณดิจิตอลและตัว ควบคุม เพื่อควบคุมการทำงานของ ระบบ จะใช้การโปรแกรมด้วย SIMULINK จากโปรแกรม MATLAB ซึ่งจากหลักการของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบเต็มบริดจ์ต่อเข้ากับระบบจำหน่าย จ่าย กำลังไฟฟ้าจริง ควบคุมด้วยการ ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ TMS320F2808 นี้ ได้มีการศึกษา

หลักการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ TMS320F2808 และได้นำไปประยุกต์ใช้กับการออกแบบและสร้างวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟสควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ TMS320F2808

2.2 ทฤษฎีของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสสลับ (AC to AC converter) [3]

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสสลับ มีวัตถุประสงค์เพื่อควบคุมกำลังไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสสลับของแหล่งจ่ายไปยังโหลด สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์จะทำหน้าที่ตัดต่อกำลังไฟฟ้าระหว่างแหล่งจ่ายกับโหลดเป็นช่วงเวลาตามต้องการ ซึ่งเราเรียกหลักการนี้ว่าการควบคุมเฟสโดยใช้ไคริสเตอร์ มักจะเกิดขึ้นสม่ำเสมอในทุก ๆ คาบของแหล่งจ่ายกำลัง ตัวอย่างการนำไปประยุกต์ใช้งานเช่นวงจร ควบคุมแสงสว่าง วงจรควบคุมความเร็ว วงจรควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ เป็นต้น

2.2.1 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียว

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสสลับ มีวงจรการทำงานเบื้องต้นดังในรูปที่ 2.1 (ก) โดยใช้ไคริสเตอร์ต่อขนานกันและกลับทิศกัน เพื่อให้กระแสไฟฟ้าไหลไปที่โหลดได้เมื่อแรงดันไฟฟ้าแหล่งจ่ายมีค่าเป็นบวกและลบ นอกจากการใช้ไคริสเตอร์ควบคุมเฟสสำหรับนำกระแสไฟฟ้าแล้ว ยังสามารถเลือกใช้ไตรแอก (Triac) แทนได้ หลักการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสสลับเฟสเดียว จะใช้การควบคุมเฟสทำให้กระแสไฟฟ้าไหลจะประกอบด้วยกระแสไฟฟ้าที่เป็นครึ่งไซเคิลบวกและครึ่งไซเคิลลบ

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากกระแสไฟฟ้าสลับเป็นกระแสสลับเฟสเดียว มีขั้นตอนการทำงานและข้อสังเกตดังนี้

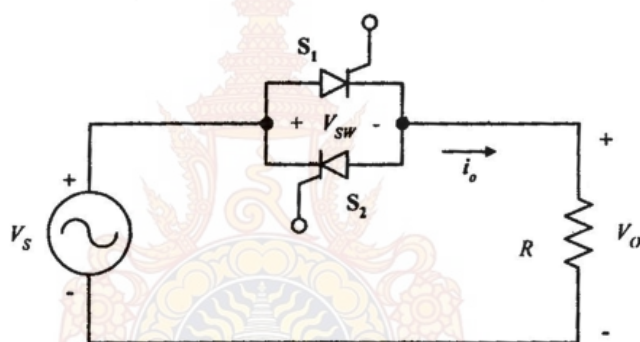
1. ไคริสเตอร์ทั้งสองตัวจะต้องไม่ทำงานพร้อมกัน
2. แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมโหลดจะเหมือนกันกับแรงดันไฟฟ้าแหล่งจ่าย เมื่อไคริสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแสไฟฟ้า และแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมโหลดจะมีค่าเป็นศูนย์เมื่อไคริสเตอร์ไม่นำกระแส
3. แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไคริสเตอร์จะเข้าใกล้ศูนย์ (ประมาณ 1-2 โวลต์) เมื่อไคริสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแสไฟฟ้า และแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไคริสเตอร์จะเท่ากับแรงดันไฟฟ้าแหล่งจ่ายเมื่อไคริสเตอร์ทั้งสองตัวไม่นำกระแส
4. กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่แหล่งจ่ายและโหลดจะมีค่าเป็นศูนย์ เมื่อไคริสเตอร์มีช่วงเวลาการนำกระแสไฟฟ้าเท่ากัน แต่กระแสไฟฟ้าเฉลี่ย ของไคริสเตอร์แต่ละตัวจะไม่เท่ากันทั้งนี้เพราะไคริ

สแตเตอร์แต่ละตัวจะนำกระแสไฟฟ้าในช่วงบวก และอีกตัวหนึ่งจะนำกระแสในช่วงลบของรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าแหล่งจ่าย

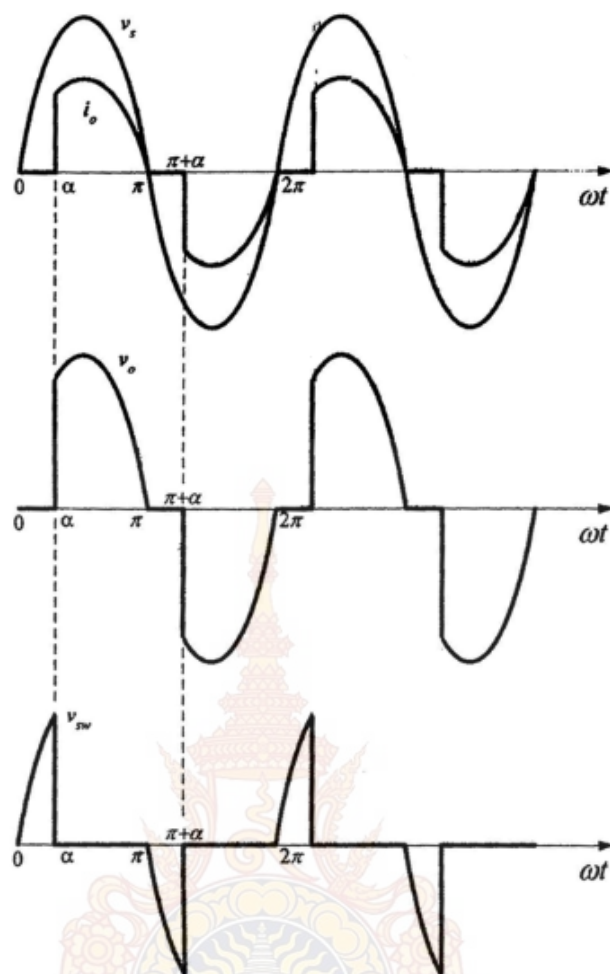
5. ในกรณีที่ไทรสเตอร์ทั้งสองตัวมีเวลานำกระแสไฟฟ้าเท่ากัน ค่ารากเฉลี่ยกำลังสองของกระแสไฟฟ้าของไทรสเตอร์ แต่ละตัวจะมีค่าเป็น $1/\sqrt{2}$ เท่า ของ ค่ารากเฉลี่ยกำลังสองของกระแสโหลด

ในวงจรรูปที่ 2.1 (ก) ไทรสเตอร์ S_1 จะนำกระแสเมื่อมีการจ่ายกระแสเกตในช่วงครึ่งบวกของแหล่งจ่าย ไทรสเตอร์ S_1 จะนำกระแสจนกระทั่งกระแสโหลดลดลงเป็นศูนย์ ช่วงนี้กระแสโหลดจะเป็นบวก

ไทรสเตอร์ S_2 จะนำกระแสเมื่อมีการจ่ายกระแสเกตในช่วงครึ่งลบของแหล่งจ่าย ช่วงนี้กระแสโหลดจะเป็นลบ



(ก) วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากกระแสไฟฟ้าสลับเป็นกระแสสลับ



(ข) รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้า

รูปที่ 2.1 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสสลับเฟสเดียว

2.2.2 กรณีโหลดตัวต้านทาน

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสสลับที่มีโหลดตัวต้านทานมีรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าดังรูป 2.1 (ข) เมื่อแรงดันไฟฟ้าแหล่งจ่ายเท่ากับ

$$v_s(\omega t) = V_m \sin(\omega t) \quad (2.1)$$

จะได้แรงดันไฟฟ้าค่านออกหรือแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมโหลดดังนี้

$$v_o(\omega t) = \begin{cases} V_m \sin(\omega t), & \alpha < \omega t < \pi, \\ 0 & \alpha + \pi < \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (2.2)$$

ค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันตกคร่อมโหลด สามารถหาได้จากการอินทิเกรตในช่วงครึ่งไซเคิลได้เป็น

$$V_{o,rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} [V_m \sin(\omega t)]^2 d(\omega t)}$$

$$V_{o,rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}} \quad (2.3)$$

เมื่อมูนำกระแสเป็นศูนย์ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมโหลด จะเป็นรูปคลื่นไซน์ ซึ่งจะมีค่า รากเฉลี่ยกำลังสองเช่นเดียวกับแหล่งจ่าย ค่ารากเฉลี่ยกำลังสองของแรงดันตกคร่อมโหลด เทียบกับแรงดันไฟฟ้าแหล่งจ่าย (Normalized rms load voltage) หรือค่าบรรทัดฐานของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจะเป็นฟังก์ชันของมูนำกระแสไฟฟ้าของสมการที่ (2.3) มีกราฟความสัมพันธ์ดังในรูป (2.2) โดยจะมีค่าลดลงเมื่อมูนำกระแสมีค่ามากขึ้น

ค่ารากเฉลี่ย กำลังสองของกระแสโหลด จะเท่ากับกับค่ารากเฉลี่ย กำลัง สองของกระแสแหล่งจ่าย

$$I_{o,rms} = \frac{V_{o,rms}}{R} \quad (2.4)$$

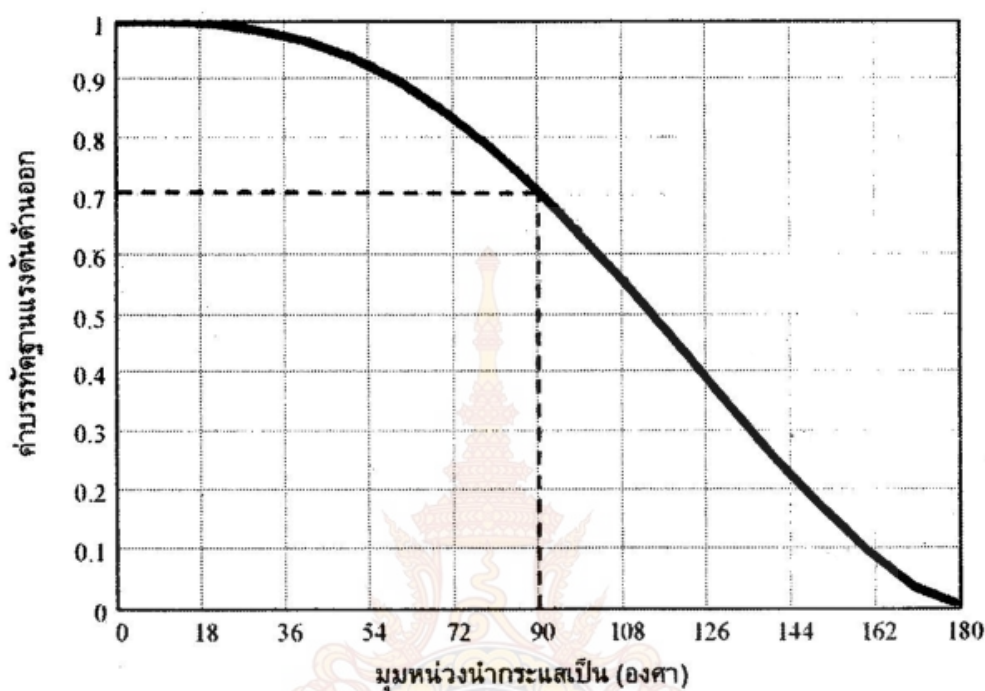
ตัวประกอบกำลังของโหลด จะหาได้จากกำลังไฟฟ้าจริงที่โหลดหารด้วยค่ารากเฉลี่ยกำลังสองของแรงดันคูณกับค่ารากเฉลี่ยกำลังสองของกระแสแหล่งจ่าย

$$PF = \frac{P}{S} \quad (2.5)$$

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{s,rms} I_{s,rms}} = \frac{V_{o,rms}^2 / R}{V_{s,rms} (V_{o,rms} / R)}$$

$$PF = \frac{V_{o,rms}}{V_{s,rms}} = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}} \quad (2.6)$$

ข้อสังเกตจากสมการที่ (2.6) เมื่อมุม $\alpha = 0$ ค่าตัวประกอบกำลังจะเท่ากับหนึ่ง เช่นเดียวกันกับกรณีไดโอด และเมื่อมุม α มีค่ามากขึ้น ค่าตัวประกอบกำลังจะลดลงมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง เช่น ที่ $\alpha = 90^\circ$ หรือ $\pi/2$ เรเดียนจะมีค่าบรรทัดฐานของแรงดันไฟฟ้าด้านออกเป็น 0.707



รูปที่ 2.2 ค่ารากเฉลี่ยกำลังสองของแรงดันตกคร่อมโหลดเทียบกับแรงดันไฟฟ้าแหล่งจ่ายกับมุมหน่วงนำกระแสไฟฟ้าเมื่อมีโหลดความต้านทาน

ค่าบรรทัดฐานของแรงดันไฟฟ้าขาออก ($V_{o,rms}/V_{s,rms}$) ในกรณีนี้คือค่าตัวประกอบกำลัง (power factor) นั่นเองซึ่งมีความสัมพันธ์กับมุมหน่วงนำกระแส α ดังรูปที่ 2.3

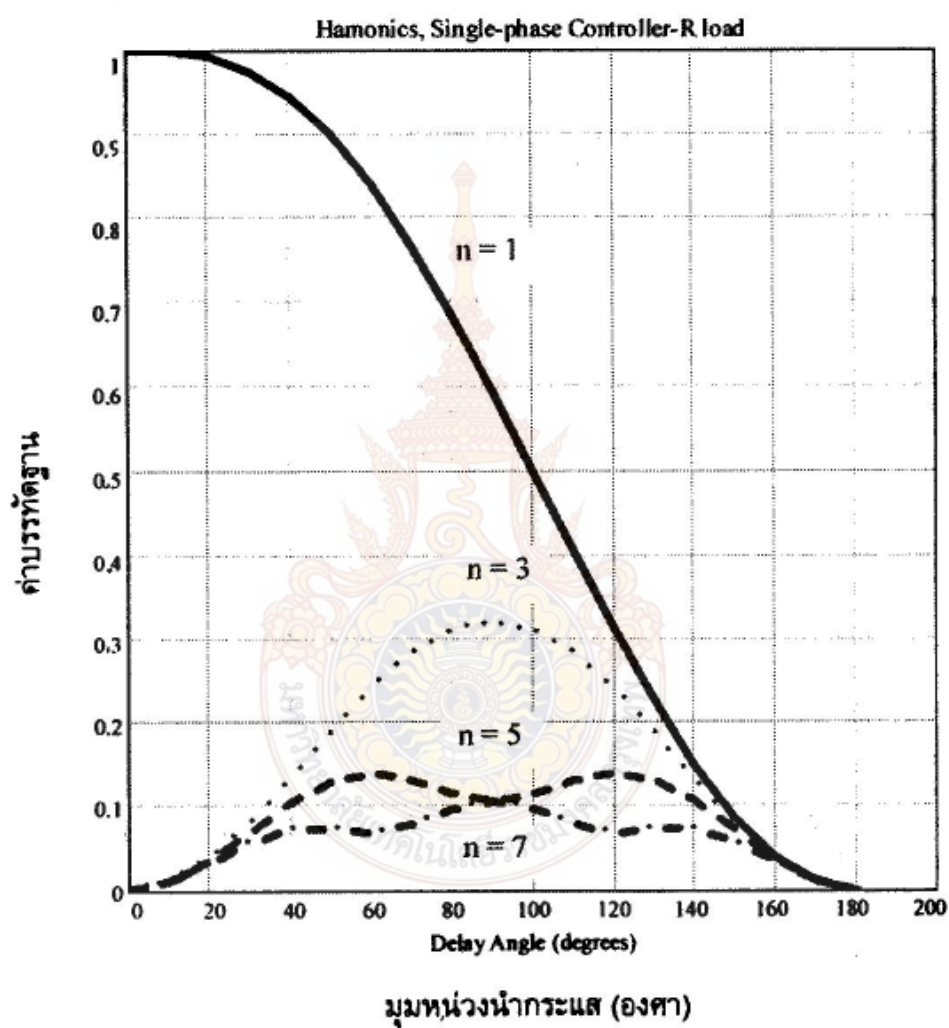
กรณีกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของกระแสแหล่งจ่ายจะมีค่าเป็นศูนย์ทั้งนี้เพราะกระแสไฟฟ้าในแต่ละครึ่งไซเคิลจะสมมาตรกัน ในขณะที่กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของไทรสเตอร์ ($I_{th,av}$) จะเท่ากับ

$$I_{th,av} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{V_m}{R} \sin(\omega t) d(\omega t)$$

$$I_{th,av} = \frac{V_m}{2\pi R} (1 + \cos \alpha) \quad (2.7)$$

ไครสเตอร์แต่ละตัวนำกระแสไฟฟ้าครึ่งหนึ่งของกระแสเฟส ดังนั้นค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของกระแสไครสเตอร์แต่ละตัวคือ

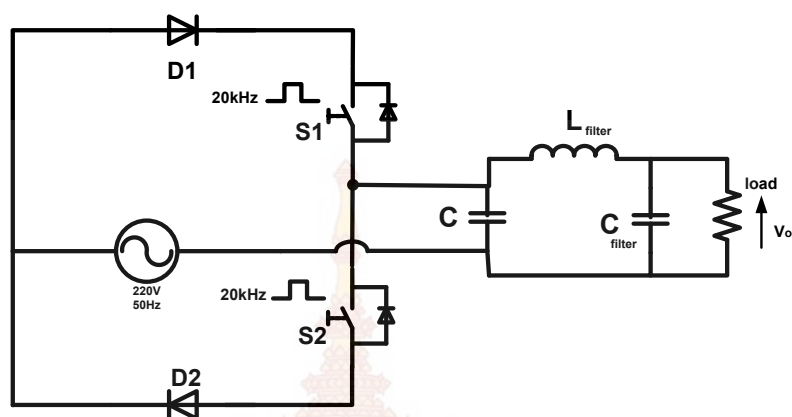
$$I_{th,rms} = \frac{I_{o,rms}}{\sqrt{2}} \quad (2.8)$$



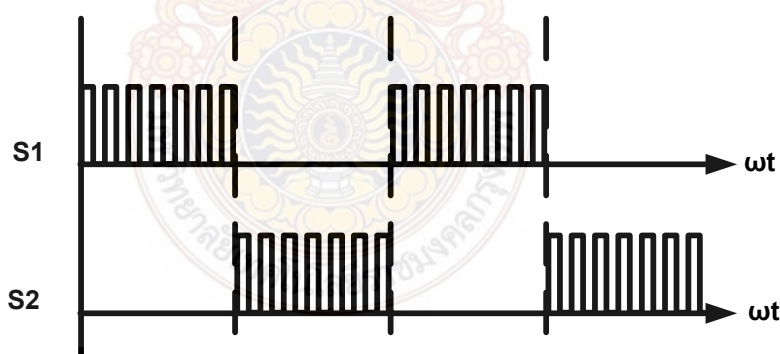
รูปที่ 2.3 ค่าปรรทฐานขององค์ประกอบฮาร์โมนิกต่อมุมหน่วงนำกระแสสำหรับวงจรควบคุมไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียวที่มีโหลดตัวต้านทานโดยได้จากการคำนวณด้วยโปรแกรม MathCAD

2.3 หลักการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟส

อุปกรณ์สวิตช์ เช่น มอสเฟต หรือ ไอจีบีที จะทำหน้าที่เป็นสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ กสมีโหมดการทำงานคือ โหมดนำกระแส และโหมดนำกระแส โดยสมมุติให้มอสเฟต หรือ ไอจีบีทีที่ใช้เป็นสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ในรูปที่ 2.4



(ก) วงจรสมมูลของสวิตช์



(ข) รูปคลื่นแสดงการทำงานของวงจรสวิตช์

รูปที่ 2.4 หลักการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟส

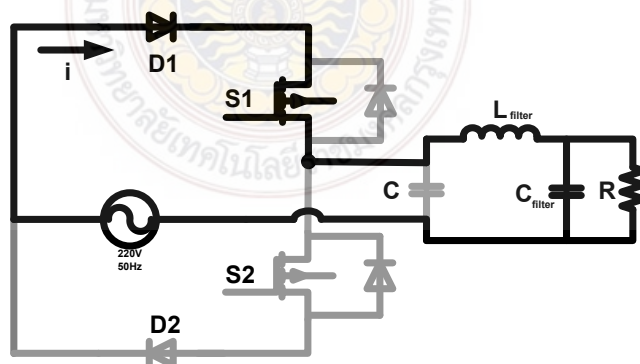
จากรูปที่ 2.4 (ก) เป็นการนำอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังมาต่อกันขึ้นเป็นวงจรที่สามารถนำไปใช้งานได้ทางด้านควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการนำสัญญาณไซน์ที่ได้จากแหล่งจ่ายมาทำการสวิตช์โดยสวิตช์ทั้งสองตัวที่เห็นในวงจรดัง รูปที่ 2.4 (ก) จากนั้นนำสัญญาณไซน์ที่ได้จ่ายให้กับ

โหลด การทดลองในงานวิจัยนี้ใช้โหลดความต้านทาน สำหรับชุดทดลองที่ใช้โหลดเป็นตัวต้านทาน ขนาด 50 โอห์ม 300 วัตต์ ต่ออนุกรมกันจำนวน 2 ตัว และเพื่อให้วงจรทำงานได้ตามวัตถุประสงค์ดังกล่าวเราจำเป็นต้องสร้างสัญญาณความถี่สูง เพื่อควบคุมสวิทช์ทั้ง 2 ตัวให้สามารถทำงานได้ตามที่ต้องการและสามารถปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ได้จากนั้นนำสัญญาณไซน์ความถี่สูงที่ได้ไปผ่านชุด แอลซีฟิเตอร์ หลังจากนั้นก็จะได้สัญญาณไซน์ที่สามารถปรับค่าวัฏจักรหน้าที่หรือแรงดันไฟฟ้าได้ตามความต้องการ

จากรูปที่ 2.4 (ข) เป็นการนำสัญญาณที่สร้างขึ้นมาเพื่อนำไปควบคุมให้สวิทช์แต่ละตัวทำงาน ซึ่งการทำงานของสวิทช์จะทำงานสลับกันในช่วงไซเคิลบวกและไซเคิลลบ ในการสร้างสัญญาณขับสวิทช์ของ งานวิจัย นี้ได้ใช้สัญญาณการมอดูเลตความกว้างพัลส์จากไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F2808 มาประกอบกับชุดวงจรขับเคลื่อน เพื่อให้ได้สัญญาณที่ต้องการ

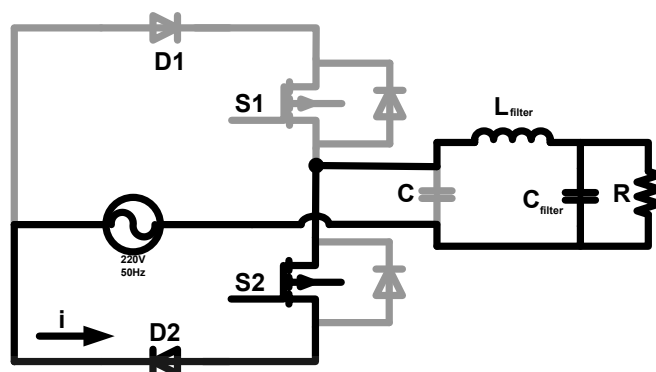
2.3.1 โหมดจ่ายกำลัง (Powering Mode)

โหมดจ่ายกำลังในครึ่งไซเคิลบวกเป็นโหมดที่โหลดได้รับกำลังจากแหล่งจ่ายไซน์ 50 เฮิร์ตซ์ ในครึ่งไซเคิลบวกซึ่งมีลักษณะการทำงานของวงจร ดัง รูปที่ 2.5 จากวงจรจะเห็นว่าเมื่อมีสัญญาณมากระตุ้นขาเกตของสวิทช์ S_1 สวิทช์ S_1 จะทำการนำกระแส เพื่อต่อวงจรทำให้กำลังไฟฟ้าไหลจากแหล่งจ่ายผ่านไดโอด D_1 และสวิทช์ S_1 โดยผ่านแอลซีฟิเตอร์ไปยังโหลดและครบวงจร



รูปที่ 2.5 โหมดจ่ายกำลังในครึ่งไซเคิลบวก

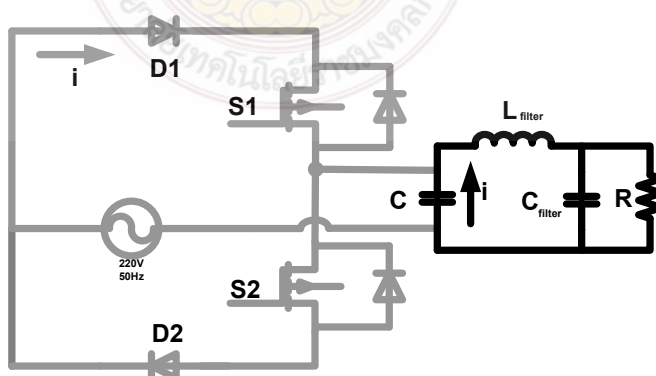
โหมดจ่ายกำลังในครึ่งไซเคิลลบเป็นโหมดที่โหลดได้รับกำลังจากแหล่งจ่ายไซน์ 50 เฮิร์ตซ์ ในครึ่งไซเคิลลบ ซึ่งมีลักษณะการทำงานของวงจร ดัง รูปที่ 2.6 จากวงจรจะเห็นว่าเมื่อมีสัญญาณมากระตุ้นขาเกตของสวิทช์ S_2 สวิทช์ S_1 จะทำการนำกระแส เพื่อต่อวงจรทำให้กำลังไฟฟ้าไหลจากแหล่งจ่ายผ่านไดโอด D_1 และสวิทช์ S_1 โดยผ่านแอลซีฟิเตอร์ไปยังโหลดและครบวงจร



รูปที่ 2.6 โหมดจ่ายกำลังในครึ่งซีกกลับ

2.3.2 โหมดฟรีวิลลิง (Freewheeling Mode)

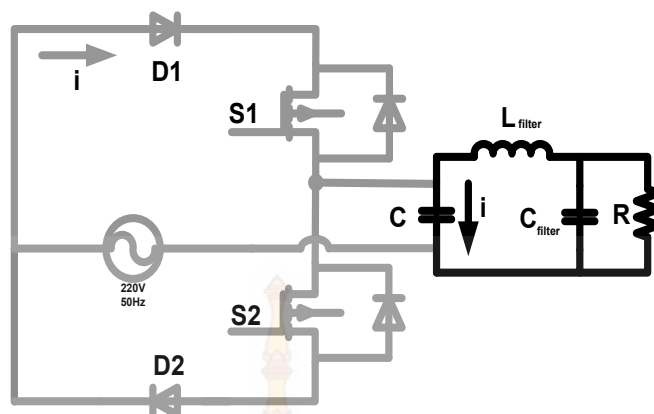
โหมดฟรีวิลลิงในครึ่งซีกกลับเป็นโหมดที่วงจรไม่ได้รับกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่าย 50 เฮิร์ตซ์ แต่ได้รับกำลังไฟฟ้าที่อยู่ใน แอล ฟิลเตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้าให้โหลด ซึ่งจะเกิดในช่วงซีกกลับของแรงดัน 50 เฮิร์ตซ์ ดังรูป 2.7 จากวงจรเมื่อสวิตช์ S_1 หยุดนำกระแสพลังงานที่อยู่ในแอลฟิเตอร์สามารถไหลไปในทิศทางเดิม โดยกำลังไฟฟ้าจะไหลผ่านแอลฟิเตอร์ผ่านโหลดผ่านตัวเก็บประจุและครบวงจรที่แอลฟิเตอร์



รูปที่ 2.7 โหมดฟรีวิลลิงในครึ่งซีกกลับ

โหมดฟรีวิลลิงในครึ่งซีกกลับเป็นโหมดที่วงจรไม่ได้รับกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่าย 50 เฮิร์ตซ์ แต่ได้รับกำลังไฟฟ้าที่อยู่ใน แอลฟิเตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้าให้โหลด ซึ่ง จะเกิดในช่วงซีกกลับของแรงดัน 50 เฮิร์ตซ์ ดังรูปที่ 2.8 จากวงจรเมื่อสวิตช์หยุดนำกระแสพลังงานที่อยู่ใน

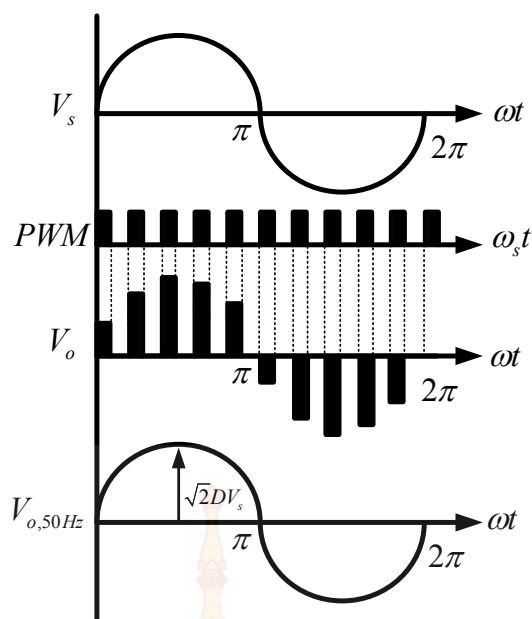
แอลฟิลเตอร์สามารถไหลไปในทิศทางเดิม โดยกำลังไฟฟ้าจะไหลผ่านแอลฟิลเตอร์ ผ่านตัวเก็บประจุ ผ่านโหลดและครบวงจรที่แอลฟิลเตอร์



รูปที่ 2.8 โหมดฟรีวิลลิงในครึ่งไซเคิลลบ

2.4 การวิเคราะห์หาสมการและคลื่นแรงดันเอาต์พุต [1]

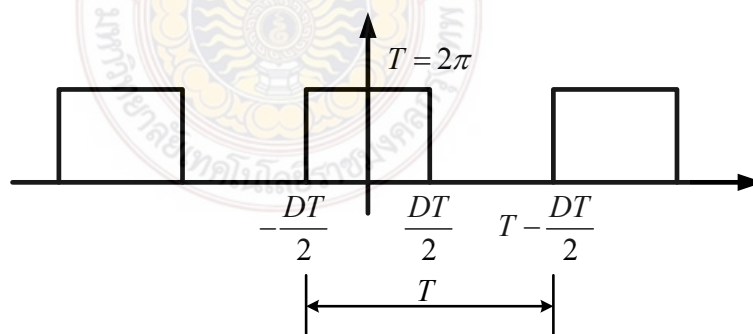
จากการทำงานของสวิตช์ในวงจรแปลงผัน ไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟส ในลักษณะการตัดต่อวงจรให้แรงดันอินพุตไหลผ่านเป็นช่วงๆ โดยมีการทำงานในการตัดต่อเท่ากับ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ ในหนึ่งไซเคิล คลื่นไซน์ 50 เฮิร์ตซ์ จะทำให้เกิดโหมดการทำงานต่างๆ โดยการทำงานขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกี่ยวข้อง ลักษณะของแรงดันและกระแสเอาต์พุตเมื่อผ่านแอลฟิลเตอร์นั้นจะเป็นคลื่นไซน์ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ ซึ่งภายในจะถูกสวิตช์ที่ทำการตัดต่อวงจรเพื่อควบคุมการไหลผ่านของสัญญาณไซน์ทำให้ได้ลักษณะของคลื่นไซน์ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ เป็นคลื่นทึบๆ ที่ภายในจะเป็นสัญญาณไซน์ที่ถูกแบ่งออกเป็นแท่งเท่าๆกัน จาก รูปที่ 2.9 สามารถหาสมการที่ใช้ในการคำนวณดังนี้



รูปที่ 2.9 การวิเคราะห์คลื่นแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับ

สัญญาณ ที่นำมาควบคุมการทำงานของสวิตช์ สร้างขึ้นจากไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F2808 ทำให้ได้สัญญาณการมอดูเลตความกว้างพัลส์ที่มีความกว้างพัลส์เท่ากันตลอด

2.4.1 การวิเคราะห์โดยให้สวิตช์ซิงฟังก์ชันคู่ (Even Function)



รูปที่ 2.10 สัญญาณของสวิตช์ซิงฟังก์ชันเป็นแบบคู่

แรงดันสัญญาณไซน์ 50 เฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็นแรงดันอินพุตมีค่าดังสมการ 2.9

$$v_s(\omega t) = \sqrt{2}V_s \cos(\omega t) \quad (2.9)$$

โดยที่ V_s คือค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันไซน์ 50 เฮิร์ตซ์

ในการคำนวณหาค่าสมการของแรงดันเอาต์พุต $v_{o,sw}$ ที่เกิดจากผลคูณระหว่างแรงดันไซน์ 50 เฮิร์ตซ์ $v_s(\omega t)$ กับสวิตชิงฟังก์ชันความถี่สูง $S(\omega_s t)$ โดยทำการหาค่าสมการของสวิตชิงฟังก์ชัน $S(\omega_s t)$ ในรูปที่ 2.1 จากนั้นนำไปคูณกับแรงดันไซน์ในสมการ 2.9 ซึ่งสามารถทำได้โดยการวิเคราะห์หอนุกรมฟูเรียร์ของ $S(\omega_s t)$ ดังสมการ 2.10

$$S(\omega_s t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [a_n \cos k\omega_s t + b_n \sin k\omega_s t] \quad (2.10)$$

ทำการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของ a_0 , a_n และ b_n ได้ดังนี้
สามารถหาค่าสัมประสิทธิ์ของ a_0 ได้ดังสมการที่ 2.11

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{T} \int_{-\frac{DT}{2}}^{\frac{DT}{2}} v_{pwm}(\omega_s t) d\omega_s t \\ a_0 &= \frac{1}{T} \int_{-\frac{DT}{2}}^{\frac{DT}{2}} 1 d\omega_s t + \frac{1}{T} \int_{\frac{T-DT}{2}}^{T-\frac{DT}{2}} 0 d\omega_s t \\ a_0 &= \frac{1}{T} \left[\omega_s t \right]_{-\frac{DT}{2}}^{\frac{DT}{2}} \end{aligned} \quad (2.11)$$

ทำการแทนค่าที่ได้จากสมการที่ 2.11 จะได้ a_0 ดังสมการที่ 2.12

$$a_0 = \frac{1}{T} \left(\frac{DT}{2} + \frac{DT}{2} \right)$$

จะได้ $a_0 = D$ (2.12)

สามารถหาค่าสัมประสิทธิ์ของ a_n ได้ดังสมการที่ 2.13

$$\begin{aligned}
 a_n &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{DT}{2}}^{T-\frac{DT}{2}} v_{pwm} \cos(k\omega_s t) d\omega_s t \\
 a_n &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{DT}{2}}^{T-\frac{DT}{2}} (1) \cos(k\omega_s t) d\omega_s t + \frac{2}{T} \int_{-\frac{DT}{2}}^{T-\frac{DT}{2}} (0) \cos(k\omega_s t) d\omega_s t \\
 a_n &= \frac{2}{Tk} \left[\sin k \right]_{-\frac{DT}{2}}^{\frac{DT}{2}}
 \end{aligned} \tag{2.13}$$

ทำการแทนค่าที่ได้จากสมการที่ 2.13 จะได้ a_n ดังสมการที่ 2.14

$$\begin{aligned}
 a_n &= \frac{1}{\pi k} \left[\sin kD\pi - (\sin k(-D\pi)) \right] \\
 a_n &= \frac{2 \sin kD\pi}{\pi k}
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

สามารถหาค่าสัมประสิทธิ์ของ b_n ได้ดังสมการที่ 2.15

$$\begin{aligned}
 b_n &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{DT}{2}}^{T-\frac{DT}{2}} v_{pwm} \sin(k\omega_s t) d\omega_s t \\
 b_n &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{DT}{2}}^{T-\frac{DT}{2}} (1) \sin(k\omega_s t) d\omega_s t + \frac{2}{T} \int_{-\frac{DT}{2}}^{T-\frac{DT}{2}} (0) \sin(k\omega_s t) d\omega_s t \\
 b_n &= \frac{2}{Tk} \left[\cos k \right]_{-\frac{DT}{2}}^{\frac{DT}{2}}
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

ทำการแทนค่าที่ได้จากสมการที่ 2.14 จะได้ b_n ดังสมการที่ 2.16

$$b_n = \frac{2}{Tk} \left[\left(-\cos\left(k \frac{DT}{2}\right) \right) - \left(-\cos\left(k \left(-\frac{DT}{2}\right) \right) \right) \right]$$

$$b_n = 0 \quad (2.16)$$

จากค่าสัมประสิทธิ์ของ a_0 , a_n และ b_n ของอนุกรมฟูรีเยร์ที่ได้จากการคำนวณแทนลงในสมการที่ 2.10 จะได้สมการของสวิตชิงฟังก์ชันดังสมการที่ 2.17

$$S(\omega_s t) = D + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2 \sin kD\pi}{\pi k} \cos k\omega_s t + \sum_{k=1}^{\infty} (0) \sin k\omega_s t \quad (2.17)$$

$$S(\omega_s t) = D + \frac{2 \sin(D\pi)}{\pi} \cos(\omega_s t) + \frac{2 \sin(2\pi)}{\pi} \cos(2\omega_s t) + \dots$$

$$+ \frac{2 \sin(D\pi)}{\pi} \cos(n\omega_s t) : k = 1, 2, 3, \dots n \quad (2.18)$$

$$S(\omega_s t) = D + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2 \sin(kD\pi)}{k\pi} \cos(k\omega_s t) \quad (2.19)$$

โดยที่ ω_s ความถี่เชิงมุมของสวิตชิงฟังก์ชัน $S(\omega_s t)$

k ลำดับฮาร์โมนิกของสวิตชิงฟังก์ชัน = 1, 2, 3,

แรงดันอินพุตของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับมีค่าตามสมการ

$$v_s = \sqrt{2} V_s \cos(\omega t) \quad (2.20)$$

โดยที่ V_s คือค่า รากกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันอินพุต

อนุกรมฟูรีเยร์ของสัญญาณการมอดูเลตความกว้างพัลส์ที่ใช้ควบคุมการทำงานของสวิตช์ หรือสวิตชิงฟังก์ชันสามารถแสดงได้ดังสมการที่ 2.19 โดยที่ ω_s คือความถี่เชิงมุมของสวิตชิงฟังก์ชัน $S(\omega_s t)$ เมื่อนำแรงดันอินพุตจากสมการ 2.20 คูณด้วยสวิตชิงฟังก์ชันจากสมการ 2.18 จะได้แรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับดังสมการ

$$v_{o,sw} = S(\omega_s t) v_s(t)$$

$$v_{o,sw} = \sqrt{2} D V_s \cos(\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} V_{o,swk} \cos[(k\omega_s \pm \omega)t] \quad (2.21)$$

โดยที่ $v_{o,swk} = V_s \sin(kD\pi) / k\pi$ คือค่ารากำลังสองเฉลี่ยขององค์ประกอบฮาร์โมนิกของแรงดันการมอดูเลตความกว้างพัลส์เอาต์พุต เมื่อความถี่ในการสวิตช์สูงกว่าความถี่มูลฐานมากๆ และวงจรแอลซีฟิลเตอร์ได้รับการออกแบบให้มีคุณสมบัติที่เหมาะสม องค์ประกอบฮาร์โมนิกของแรงดันการมอดูเลตความกว้างพัลส์เอาต์พุตจะถูกกรองทิ้งไปโดยวงจรแอลซีฟิลเตอร์ที่ภาคเอาต์พุตของวงจร แปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับ ทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่มีความถี่มูลฐาน (50 เฮิร์ตซ์) เท่านั้นและมีค่ารากำลังสองเฉลี่ยแปรผันโดยตรงกับค่าวัฏจักรหน้าที่ตั้งสมการ

$$V_{o,50Hz(rms)} = D V_s \quad (2.22)$$

การคุมค่าแรงดัน หมายถึงค่าเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมโหลด เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไฟฟ้าที่โหลดเรียกว่า การคุมค่า (Regulation) โดยทั่วไปการวัดค่าเปอร์เซ็นต์ตามสมการ

$$V.R = \left[\frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \right] \quad (2.23)$$

V_R หมายถึง การคุมค่าแรงดัน

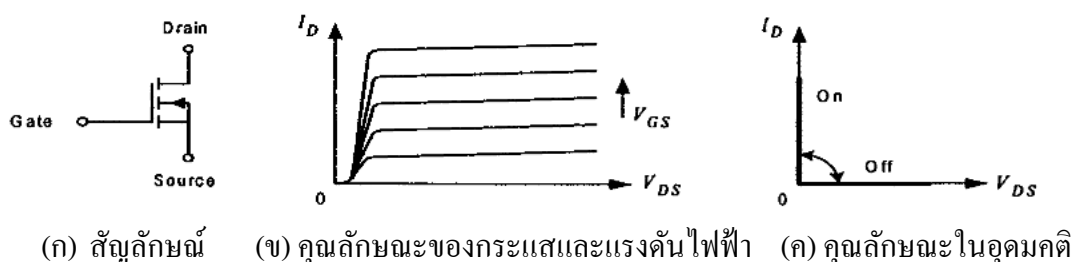
V_{NL} หมายถึง แรงดันที่วัดในขณะที่ไม่มีโหลด

V_{FL} หมายถึง แรงดันที่วัดในขณะที่มีโหลด

และสามารถคำนวณหาค่าเปอร์เซ็นต์การคุมค่าแรงดันได้ดังนี้

$$\%V.R = \left[\frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \right] \times 100 \quad (2.24)$$

2.5 มอสเฟตกำลัง



รูปที่ 2.11 สัญลักษณ์และคุณสมบัติของมอสเฟตกำลัง

มอสเฟตกำลังเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้แรงดันควบคุมและต้องการกระแสอินพุตเพียงเล็กน้อยซึ่งนิยมใช้มากในวงจรสวิตชิงแหล่งจ่ายกำลังในการควบคุมมอเตอร์โดยใช้อินเวอร์เตอร์ เป็นต้น เนื่องจากมีข้อดีดังนี้

- กำลังสูญเสียขณะสวิตช์ต่ำ
- มีอัตราขยายสูงและวงจรจับสร้างได้ง่ายและราคาถูก
- มีความทนทานและมีเสถียรรูปต่ออุณหภูมิได้ดี
- สามารถนำมาต่อขนานได้ง่าย
- มีความเร็วในการสวิตชิงสูง

เมื่อต้องการให้มอสเฟตกำลังนำกระแสอย่างต่อเนื่อง จะต้องป้อนแรงดันระหว่างขาเกตกับขาซอร์ส (V_{GS}) อย่างต่อเนื่อง ช่วงเวลาในการสวิตชิงของมอสเฟตกำลังจะมีค่าอยู่ระหว่างหลักสิบของนาโนวินาทีซึ่งจะขึ้นอยู่กับชนิดและขนาดของมอสเฟตกำลัง

ความต้านทานระหว่างขาเดรนกับขาซอร์ส $R_{DS(on)}$ จะขึ้นอยู่กับฟักัดการทำงานของแรงดันไฟฟ้า หากทนแรงดันไฟฟ้าได้สูงก็ยิ่งทำให้ความต้านทานระหว่างขาเดรนกับขาซอร์สมีค่ามากขึ้น ซึ่งจะมีผลต่อกำลังสูญเสียจากการนำกระแส (Conduction Losses) เช่นมอสเฟตกำลังมีค่าฟักัดการทำงานของแรงดันไฟฟ้า 1,000 โวลต์ จะมีค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนกับขาซอร์สมากกว่ามอสเฟตกำลังที่มีค่าฟักัดการทำงานของแรงดันไฟฟ้า 200 โวลต์

ความต้านทานระหว่างขาเดรนกับขาซอร์สของมอสเฟตกำลังจะมีค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิ เป็นบวก คือ เมื่ออุณหภูมิมากขึ้นความต้านทานก็จะมากขึ้น มอสเฟตกำลังสามารถนำมาต่อขนานกันได้ง่ายหากต้องการใช้งาน ที่ต้องการกระแสไฟฟ้าสูงขึ้น ทั้งนี้มอสเฟตกำลังจะต้องมีคุณสมบัติต่างๆ เหมือนกันมากที่สุดจึงจะสามารถนำมาต่อขนานกันได้

การเปรียบเทียบสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่สามารถควบคุมให้นำกระแสและหยุดนำกระแสได้โดยวงจรควบคุมนั้นต้องคำนึงถึงขนาดพิกัดกำลังไฟฟ้าและความถี่ในการสวิตช์ดังตารางที่ 2.1

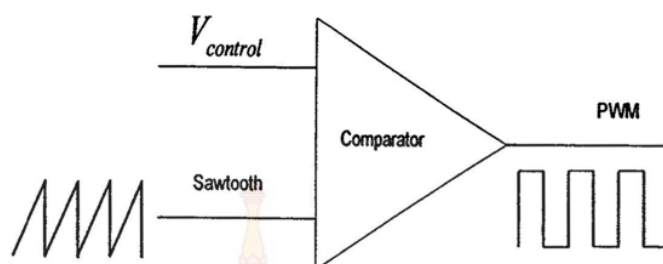
ตารางที่ 2.1 การเปรียบเทียบความสามารถของอุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

อุปกรณ์	ความสามารถ ส่งพ่วงกำลัง	ความเร็วในการ สวิตช์	ความสามารถทน แรงดันไฟฟ้าด้าน ลบ	ชนิดการ ควบคุม
จีทีโอ (GTO)	สูง	ต่ำ	ได้	กระแสไฟฟ้า
บีจีที (BJT)	กลาง	กลาง	ไม่ได้	กระแสไฟฟ้า
ไอจีบีที (IGBT)	กลาง	กลางและ ค่อนข้างสูง	ได้	แรงดันไฟฟ้า
มอสเฟตกำลัง (Power MOSFET)	ต่ำ	สูง	ไม่ได้	แรงดันไฟฟ้า

2.6 การสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์

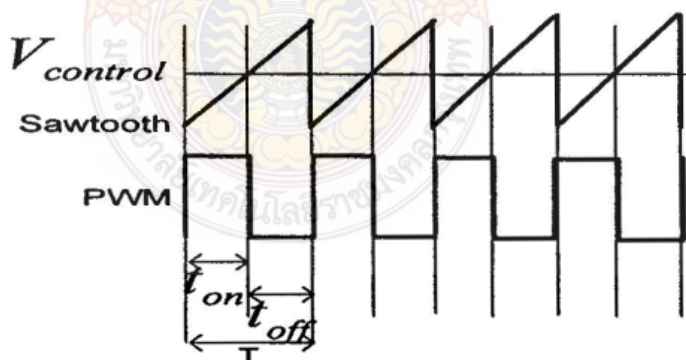
อัตราการผลิตสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณที่นำมาใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์กำลังเพื่อควบคุมการทำงานของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งการสร้างสัญญาณการมอดูเลตความกว้างพัลส์ที่สามารถปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ของสัญญาณสามารถทำได้ทั้งวงจรแอนะล็อกและวงจรดิจิทัล มาสร้างสัญญาณ ที่เรียกว่า ดิจิตอลการมอดูเลตความกว้างพัลส์จะช่วยลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากตัววงจรแอนะล็อกและการใช้โปรแกรมคำสั่ง สัญญาณของไมโครคอนโทรลเลอร์ ก็สามารถทำได้เช่นกัน โครงการนี้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในการสร้างสัญญาณโดยใช้งานร่วมกับโปรแกรม MATLAB การมอดูเลตความกว้างพัลส์โดยใช้โปรแกรมสามารถแก้ไขได้ง่ายกว่าแบบแอนะล็อกไม่ว่าจะเป็นค่าความถี่ หรือค่า วัฏจักรหน้าที่

การสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ด้วยวงจรแอนะล็อกจะใช้การสร้างฟันเลื่อยหรือสัญญาณแบบซึ้นบันไดมาเปรียบเทียบกับระดับสัญญาณอ้างอิงที่เป็นระดับสัญญาณกระแสตรงหรือสัญญาณไซน์ตามรูปแบบของสัญญาณการมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบแอนะล็อกแสดงได้ดัง รูปที่ 2.13



รูปที่ 2.12 วงจรการมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบแอนะล็อก

จากรูปสัญญาณฟันเลื่อย (Sawtooth) จะถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณ ผลของการเปรียบเทียบทำให้ได้สัญญาณตามรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 การสร้างสัญญาณการมอดูเลตความกว้างพัลส์

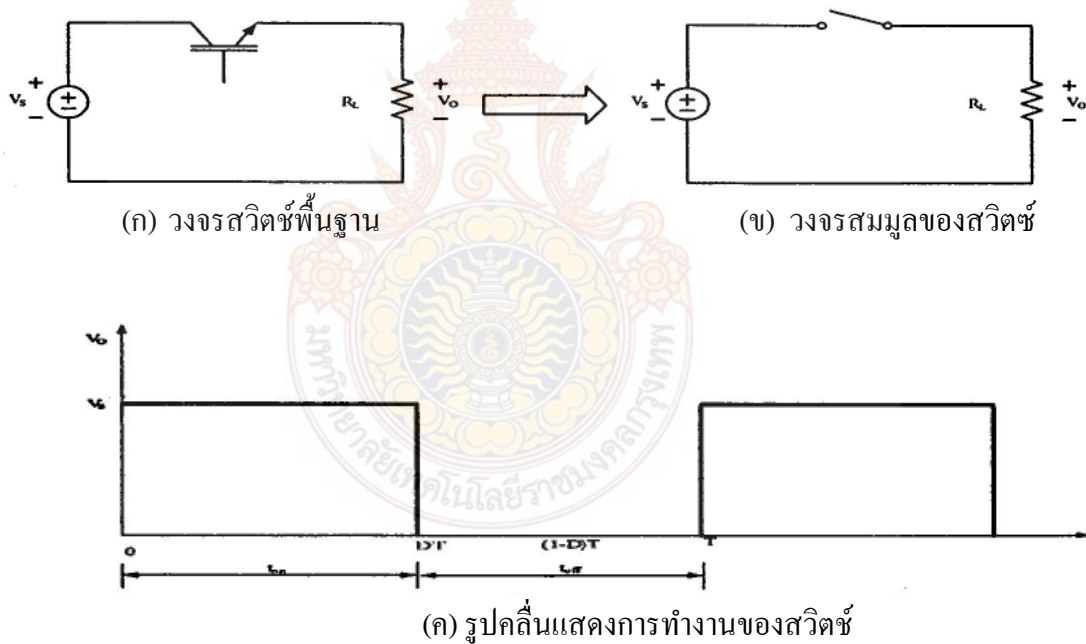
รูปที่ 2.13 แสดงสัญญาณการมอดูเลตความกว้างพัลส์ที่ได้จากสัญญาณฟันเลื่อยกับ $V_{control}$ ที่เปรียบเทียบกับกับผลของการเปรียบเทียบ เมื่อระดับสัญญาณ $V_{control}$ สูงกว่าระดับของสัญญาณฟันเลื่อย จะทำให้ได้ระดับของการมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็น High คำนวณค่าวัฏจักรหน้าที่ได้เท่ากับ

$$D = \frac{t_{on}}{T} \times 100\%$$

โดยที่ D แทนเปอร์เซ็นต์ค่าวัฏจักรหน้าที่
 t_{on} แทนค่าช่วงเวลาในสภาวะ High
 T แทนค่าคาบเวลา

2.7 หลักการทำงานของวงจรสวิตช์พื้นฐาน

อุปกรณ์สวิตช์ เช่น มอสเฟต หรือ ไอจีบีที จะทำหน้าที่เป็นสวิตช์ อิเล็กทรอนิกส์มีโหมดการทำงานคือ โหมดนำกระแส และหยุดนำกระแส โดยสมมติให้มอสเฟต หรือ ไอจีบีที ที่ใช้เป็นสวิตช์ อิเล็กทรอนิกส์ในอุดมคติในรูปที่ 2.8 หลักการทำงานคือ



รูปที่ 2.14 หลักการทำงานของวงจรสวิตช์พื้นฐาน

เมื่อสวิตช์นำกระแส แรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ($V_o = V_s$)
 และเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส แรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ($V_o = 0$)

ช่วงเวลาในการหยุดนำกระแสและหยุดนำกระแส จะได้ จากสัญญาณแรงดันไฟฟ้าด้าน
ออกเป็นพัลส์ดังในรูปที่ 2.14 ซึ่งสามารถหาค่าเฉลี่ยหรือค่าของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านออกได้
จากสมการที่ 2.25

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt$$

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^{DT} v_s dt$$

$$V_o = V_s D \quad (2.25)$$

เมื่อ V_s = แรงดันไฟฟ้า
 D = วัฏจักรหน้าที่

จากสมการที่ 2.25 จะพบว่าค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านออกจะถูกควบคุมได้จากการ
ปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ (Duty Cycle หรือ Duty Ratio : D) ซึ่ง D หมายถึง อัตราส่วนของ
ช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสต่อช่วงเวลาหนึ่งคาบการสวิตช์ ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังสมการที่ 2.26

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T}$$

$$t_{on} = DT$$

$$t_{off} = (1 - D)T \quad (2.26)$$

เมื่อ t_{on} = ช่วงเวลานำกระแส
 t_{off} = ช่วงเวลาไม่นำกระแส
 T = เวลาหนึ่งคาบ

การกำหนดค่า D นิยมบอกเป็นสองลักษณะคือเป็นเลขเต็มหนึ่งและบอกเป็นเปอร์เซ็นต์ค่าต่ำสุดของ D ก็คือศูนย์และค่าสูงสุดคือหนึ่ง ขณะที่บอกเป็นเปอร์เซ็นต์จะมี ค่าต่ำสุดเป็นศูนย์ เปอร์เซนต์และค่าสูงสุดคือหนึ่งร้อยเปอร์เซนต์

ตัวอย่างเช่น $D = 0.4$ หรือ $D = 40$ เปอร์เซนต์ หมายถึงช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสอยู่ 0.4 ส่วนจากช่วงเวลาหนึ่งคาบ หรือหมายถึงช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสมีอยู่ 40 เปอร์เซนต์ จากช่วงเวลาหนึ่งคาบหรือหนึ่งร้อยเปอร์เซนต์

ในกรณีศึกษาเบื้องต้นนี้เพื่อให้่ายต่อการศึกษาเบื้องต้นนี้ให้่ายต่อการศึกษาจะสมมติให้ใน ขณะที่สวิตช์นำกระแสแรงดันตกคร่อมที่สวิตช์มีค่าเป็นศูนย์ ทั้งนี้เพื่อสะดวกในการคำนวณและไม่คำนึงถึงการสูญเสียจากการทำงานของสวิตช์ ซึ่งหมายถึงวงจรนี้มีประสิทธิภาพรูป 100 เปอร์เซนต์

2.8 สถาปัตยกรรมของ TMS320F2808 [2]

ในโครงการนี้เลือกใช้ DSP TMS320F2808 ของบริษัท Texas Instrument เป็นหน่วยประมวลผลและสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มแบบทันเวลา ซึ่ง DSP TMS320F2808 เป็นหน่วยประมวลผลแบบสัญญาณดิจิทัล มีความเร็วในการประมวลผลและความแม่นยำสูง มีลักษณะที่สำคัญดังต่อไปนี้

2.8.1 สร้างโดยใช้เทคโนโลยี High-Performance Static CMOS มีความเร็วสัญญาณนาฬิกา 100 MHz หรือ 10 nS ต่อหนึ่งรอบสัญญาณนาฬิกา

2.8.2 รองรับกับพอร์ต JTAG Boundary Scan

2.8.3 หน่วยประมวลผลกลางประสิทธิภาพ รูปสูงขนาด 32 บิต ใช้สถาปัตยกรรมแบบฮาวาร์ด (Harvard-Bus Architecture) ปฏิบัติการแบบ 16×16 และ 32×32 มีกระบวนการตอบสนองอินเทอร์รัพท์ที่รวดเร็ว

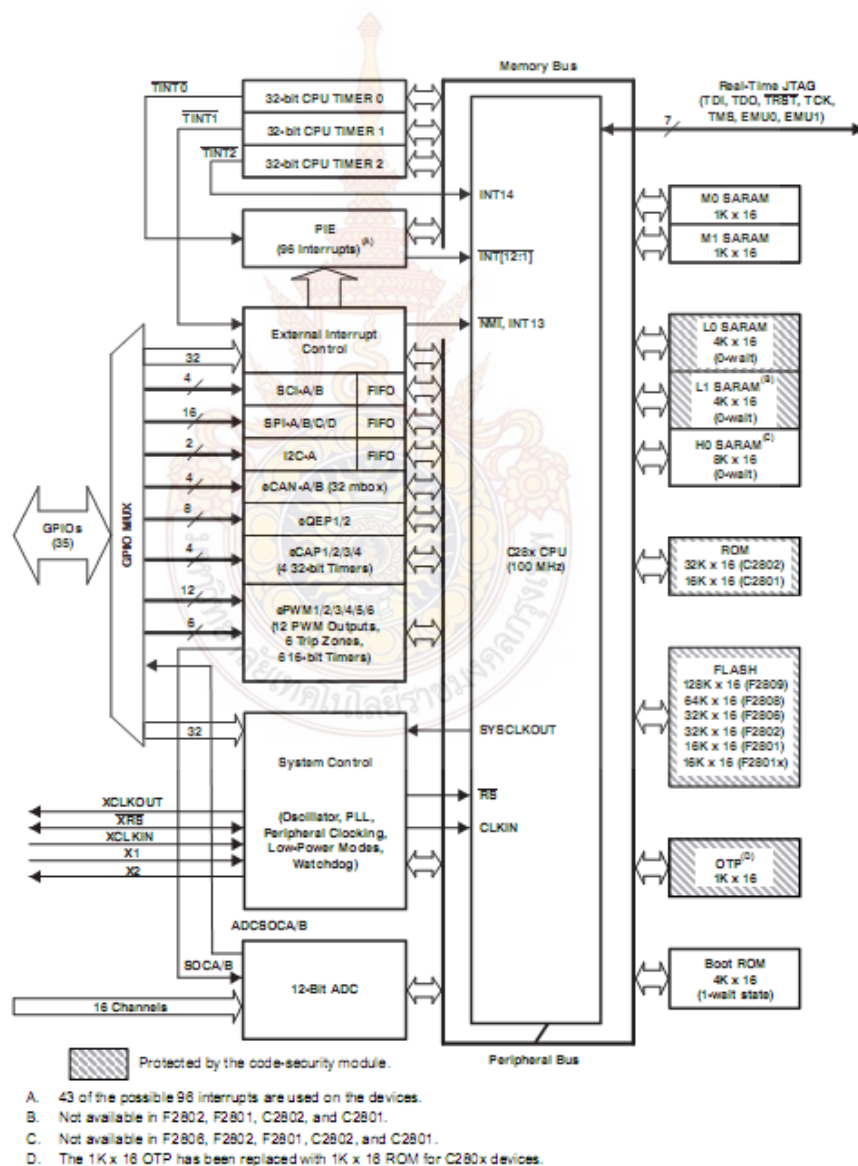
2.8.4 คอมแพคตเปิดกับชุดคำสั่งของ DSP ตระกูล TMS320F24X/LF240X หน่วยความจำชนิด SARAM และ Flash ขนาด $64K \times 16$ บิต

2.8.5 มี Boot ROM ขนาด $4K \times 16$ ภายในบรรจุ Software Boot Modes และตารางคณิตศาสตร์

2.8.6 ตัวแปลงสัญญาณ แอนะล็อก เป็นดิจิทัลความละเอียด 12 บิต จำนวน 16 ช่องสัญญาณอินพุตมีลักษณะเป็นแบบมัลติเพล็กซ์ 2 ชุดๆ ละ 8 ช่องสัญญาณ มีตัวสุ่มและคงค่า (Sample and Hold) จำนวนสองชุด สามารถทำการแปลงสัญญาณเพียงช่องเดียวหรือทุกช่องพร้อมกันได้ ซึ่งใช้เวลาในการแปลงสัญญาณเพียง 160 ns ต่อ 1 ครั้ง

2.8.7 ตัวสร้างสัญญาณ PWM (ePWM) 6 โมดูล 12 ช่องสัญญาณ

- 2.8.8 ตัวนับขนาด 32 บิต 3 ชุด
- 2.8.9 ตัวรับสัญญาณจากเอ็น โคเดออร์ (Quadrature Encoder Pulse)
- 2.8.10 Enhance Controller Area Network (eCAN) Module
- 2.8.11 Multichannel Buffered Serial Port (McBSP) With SPI Mode
- 2.8.12 อินพุต/เอาต์พุต พอร์ต 35 ช่อง
- 2.8.13 ชุดติดต่อสื่อสารแบบอนุกรม
- 2.8.14 รองรับสัญญาณอินเทอร์รัพท์จากอุปกรณ์รอบข้างจำนวน 45 แหล่ง
- 2.8.15 สามารถติดต่อกับอุปกรณ์ภายนอก



รูปที่ 2.15 บล็อกไดอะแกรมของ TMS320F2808

TMS320F2808 แบ่งออกเป็นสามส่วนใหญ่ๆ ได้ดังนี้คือ

- 1) หน่วยประมวลผลกลาง (Central Processing Unit : CPU)
- 2) หน่วยความจำ (Memory)
- 3) อุปกรณ์รอบข้าง (Peripherals)

2.9 หน่วยประมวลผลกลาง

หน่วยประมวลผลกลาง เป็นหน่วยประมวลชนิดจุดทศนิยมคงที่ (Fixed Point) โดยมีขนาด 32 บิต อุปกรณ์นี้อาศัยข้อดีของกระบวนการประมวลสัญญาณดิจิทัล ด้วยการใช้สถาปัตยกรรมแบบ RISC ร่วมกับ สถาปัตยกรรมแบบไมโครคอนโทรลเลอร์ ข้อดีของ DSP รวมถึงสถาปัตยกรรมแบบฮาร์วาร์ด (Harward) และการอ้างตำแหน่งแบบวงกลม ข้อดีในส่วนของ RISC คือ ซึ่พียูสามารถอ่านและเขียนข้อมูลได้ในเวลาเดียวกัน ทำให้สามารถกระทำคำสั่งได้ภายในหนึ่งรอบสัญญาณนาฬิกาโดยผ่านทางไปป์ไลน์ (Pipeline) และการกระทำแบบรีจิสเตอร์ไปยังรีจิสเตอร์ ข้อดีของไมโครคอนโทรลเลอร์ก็คือ ความง่ายของการใช้งานผ่านทางชุดคำสั่ง และสามารถใช้งานในระดับบิตได้ ส่วนประกอบของหน่วยประมวลผลกลางมีดังนี้ คือ

2.9.1 หน่วยประมวลผลกลาง สำหรับถอดรหัสกระทำคำสั่งคำนวณทางคณิตศาสตร์ ลอจิกการเลื่อนบิต และควบคุมการส่งผ่านข้อมูลระหว่างรีจิสเตอร์ หน่วยความจำข้อมูลและหน่วยความจำโปรแกรม

2.9.2 อีมูเลชันลอจิก (Emulation Logic) สำหรับแสดงผลและควบคุมในหลายๆส่วนและสำหรับตรวจสอบการทำงานของอุปกรณ์

2.9.3 สัญญาณสำหรับการเชื่อมต่อกับหน่วยความจำและอุปกรณ์ภายนอกสัญญาณนาฬิกา และควบคุมหน่วยประมวลผลกลาง สัญญาณอีมูเลชันลอจิก แสดงผลสถานะ รูปของหน่วยประมวลผลกลางอีมูเลชันลอจิก และการอินเตอร์รัพท์

2.10 สถาปัตยกรรมของหน่วยประมวลผลกลาง

2.10.1 ลอจิกควบคุมการทำงานโปรแกรม และข้อมูลลอจิกนี้ทำหน้าที่เก็บแถวของคำสั่งที่มีอยู่โดยไปเอามาจากหน่วยความจำโปรแกรม

2.10.2 หน่วยตำแหน่งของรีจิสเตอร์ที่มีการกระทำทางคณิตศาสตร์ (Address Register Arithmetic Unit: ARAU) ARAU ให้กำเนิดตำแหน่งสำหรับค่าที่ต้องไปเอามาจากหน่วยความจำข้อมูลสำหรับการอ่านข้อมูล สถานที่ข้อมูลอยู่ที่ตำแหน่งบนบัสตำแหน่งอ่านข้อมูล (Data-read Address Bus: DRAB) สำหรับการเขียนข้อมูลที่ถูกบรรจุอยู่ที่บัสตำแหน่งเขียนข้อมูล (Data-write

Address Bus: DWAB) ARAU สามารถเพิ่มขึ้นหรือลดลงด้วยสแตกพอยเตอร์ (Stack Pointer) และ รีจิสเตอร์ช่วย (Auxiliary Register) (XAR0, XAR1, XAR2, XAR3, XAR4, XAR5, XAR6, XAR7)

2.10.3 หน่วย (Atomic Arithmetic Logic Unit: ALU) มีขนาด 32 บิต มีการกระทำทางคณิตศาสตร์แบบ 2' Complement และ การกระทำลอจิกบูลีน (Boolean Logic) ซึ่งก่อนที่ ALU จะกระทำการคำนวณนั้น ALU จะตอบรับข้อมูลจากรีจิสเตอร์ หน่วยความจำข้อมูล หรือจากโปรแกรมควบคุมลอจิก จากนั้น ALU จะเก็บผลลัพธ์ไปยังรีจิสเตอร์หรือหน่วยความจำข้อมูล

2.10.4 จุดทศนิยมคงที่ (Fixed-point: MPY/ALU) ตัวคูณกระทำการคูณแบบ 32 บิต $\times$ 32 บิต ชนิด 2' Complement พร้อมกับผลลัพธ์ขนาด 64 บิต โดยกระทำร่วมกับรีจิสเตอร์ XT รีจิสเตอร์ผลลัพธ์ P และแอสเซมบลีเตอร์ขนาด 32 บิต ผลลัพธ์ของการคูณสามารถส่งไปยังรีจิสเตอร์ P ได้

2.11 รีจิสเตอร์ของหน่วยประมวลผลกลาง

2.11.1 แอสเซมบลีเตอร์ (ACC, AH, AL) คือรีจิสเตอร์หลักที่ทำงานสำหรับกระบวนการทำงานทั้งหมดของ ALU นอกเหนือจากการกระทำโดยตรงบนหน่วยความจำ แอสเซมบลีเตอร์รองรับการเคลื่อนย้ายแบบรอบเดียว รวมถึง การบวก การลบ และกระบวนการเปรียบเทียบจากหน่วยความจำข้อมูลขนาด 32 บิต ซึ่งเป็นความสามารถที่นอกเหนือจากผลลัพธ์ 32 บิต ของการกระทำการคูณแอสเซมบลีเตอร์สามารถแบ่งออกเป็นรีจิสเตอร์อิสระขนาด 16 บิต ได้ 2 ตัว คือ AH (16 บิตทางด้านสูง) และ AL (16 บิตทางด้านต่ำ) ซึ่งแต่ละไบต์ภายใน AH และ AL สามารถเข้าถึงได้อย่างอิสระ

2.11.2 รีจิสเตอร์ที่ใช้เป็นตัวตั้งสำหรับคูณ (Multiplication Register: XT) รีจิสเตอร์ที่ใช้เป็นตัวตั้งสำหรับคูณ ถูกใช้สำหรับเก็บค่าจำนวนเต็มที่มีเครื่องหมายขนาด 32 บิต เพื่อที่จะส่งไปทำการคูณต่อไป ส่วน 16 บิตทางด้านต่ำของรีจิสเตอร์ XT เรียกว่ารีจิสเตอร์ TL และ 16 บิตทางด้านสูงของรีจิสเตอร์ XT เรียกว่ารีจิสเตอร์ T รีจิสเตอร์นี้ส่วนใหญ่ใช้เก็บค่าจำนวนเต็มขนาด 16 บิต ที่เกิดจากกระบวนการคูณ และใช้ระบุค่าการเลื่อนบิตสำหรับบางการทำงานของกระบวนการเลื่อนบิต

2.11.3 รีจิสเตอร์ผลลัพธ์ (Product Register: P, PH, PL) รีจิสเตอร์ผลลัพธ์โดยปกติถูกใช้สำหรับเก็บผลลัพธ์ขนาด 32 บิต ที่เกิดจากการคูณและสามารถเคลื่อนย้ายข้อมูลขนาด 16 บิต หรือ 32 บิตได้โดยตรงจากหน่วยความจำข้อมูล ค่าคงที่ขนาด 16 บิตค่า 32 บิต จากแอสเซมบลีเตอร์ และ 16 บิตหรือ 32 บิต จากการอ้างตำแหน่งของรีจิสเตอร์ของหน่วยประมวลผลกลาง รีจิสเตอร์นี้แบ่งออกได้เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 16 บิต สองส่วนคือ รีจิสเตอร์ PH (16 บิตทางด้านสูง) และรีจิสเตอร์ PL (16 บิตทางด้านล่าง)

2.11.4 ตัวชี้บนหน่วยความจำ (Data Page Pointer: DP) ในโหมดการอ้างตำแหน่งโดยตรง หน่วยความจำข้อมูลจะถูกระบุตำแหน่งโดยแบ่งออกเป็นตอนละ 64 เวิร์ด ซึ่งถูกเรียกว่าหน้าหน่วยความจำ

2.11.5 ตัวชี้สแตค (Stack Pointer: SP) ตัวชี้สแตคทำให้สามารถใช้ซอฟต์แวร์สแตคในหน่วยความจำข้อมูลได้ ตัวชี้สแตคมีขนาด 16 บิต และสามารถอ้างตำแหน่งได้เฉพาะ 64K ของพื้นที่ข้อมูล

2.11.6 รีจิสเตอร์ช่วย (Auxiliary Register: XAR0-XAR7, AR0-AR7) หน่วยประมวลผลกลางจะเปิดช่องให้รีจิสเตอร์ขนาด 32 บิต จำนวน 8 ตัวให้สามารถใช้ตัวชี้ไปยังหน่วยความจำหรือรีจิสเตอร์สำหรับใช้งานที่ ไปได้ รีจิสเตอร์ช่วยนี้ใช้สำหรับเมื่อต้องการอ้างถึงตำแหน่งในหน่วยความจำแบบต่างๆ และเช่นเดียวกันรีจิสเตอร์ขนาด 32 บิต ทั้ง 8 ตัวนี้ แต่ละตัวสามารถแบ่งเป็นสองส่วนๆละ 16บิต

2.11.7 โปรแกรมเคาน์เตอร์ (Program Counter: PC) หน้าที่หลักของโปรแกรมเคาน์เตอร์คือเป็นตัวชี้ตำแหน่งของคำสั่งต่อไปที่จะทำการ Fetch

2.11.8 รีเทิร์นโปรแกรมเคาน์เตอร์ (Return Program Counter: RPC) เมื่อทำการเรียกใช้คำสั่ง LCR ตำแหน่งที่ใช้ในการย้อนกลับถูกเก็บในรีจิสเตอร์ RPC ค่าเดิมในรีจิสเตอร์ RPC ถูกเก็บบนสแตค กระบวนการย้อนกลับสามารถทำได้ โดยการใช้คำสั่ง LRETR โดยตำแหน่งที่ทำการย้อนกลับจะอ่านจากรีจิสเตอร์ RPC และค่าบนสแตคจะถูกเขียนไปยัง รีจิสเตอร์ RPC

2.11.9 รีจิสเตอร์สถานะ (Status Register: ST0, ST1) บน TMS320F2808 มีรีจิสเตอร์สถานะอยู่สองตัวคือ ST0 และ ST1 ซึ่งบรรจุบิตแฟล็กและบิตควบคุมอยู่ใน รีจิสเตอร์นี้สามารถที่จะถูกเก็บและถูกโหลดได้จากหน่วยความจำข้อมูล

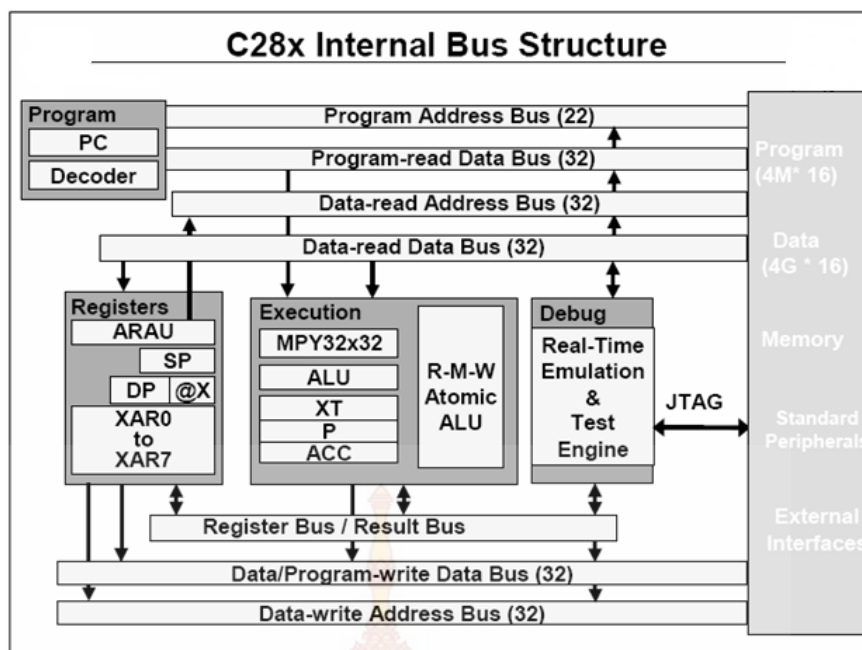
2.11.10 รีจิสเตอร์ที่ใช้ควบคุมกระบวนการอินเตอร์รัพท์ TMS320F2808 มีรีจิสเตอร์อยู่สามตัวที่ใช้ควบคุมกระบวนการอินเตอร์รัพท์คือ

2.11.10.1 อินเตอร์รัพท์แฟลกรีจิสเตอร์ (Interrupt Flag Register: IFR)

2.11.10.2 อินเตอร์รัพท์เอเนเบิลรีจิสเตอร์ (Interrupt Enable Register: IER)

2.11.10.3 ดีบั๊กอินเตอร์รัพท์เอเนเบิลรีจิสเตอร์ (Debug Interrupt Enable Register: DBGIER)

ภายใน IFR บรรจุบิตแฟล็กสำหรับกระบวนการมาสเตอร์อินเตอร์รัพท์ (Master Interrupt) เมื่อบิตใดบิตหนึ่งของแฟล็กถูกเซ็ต ไม่ว่าจะโดยฮาร์ดแวร์หรือซอฟต์แวร์กระบวนการอินเตอร์รัพท์ จะได้รับการตอบสนองถ้าได้มีการเปิดการทำงานเอาไว้ ซึ่งสามารถเปิดหรือปิดกระบวนการทำงานมาสเตอร์อินเตอร์รัพท์ได้ที่บิตใน IER



รูปที่ 2.16 รีจิสเตอร์ของหน่วยประมวลผลกลาง

2.12 การจัดผังหน่วยความจำ

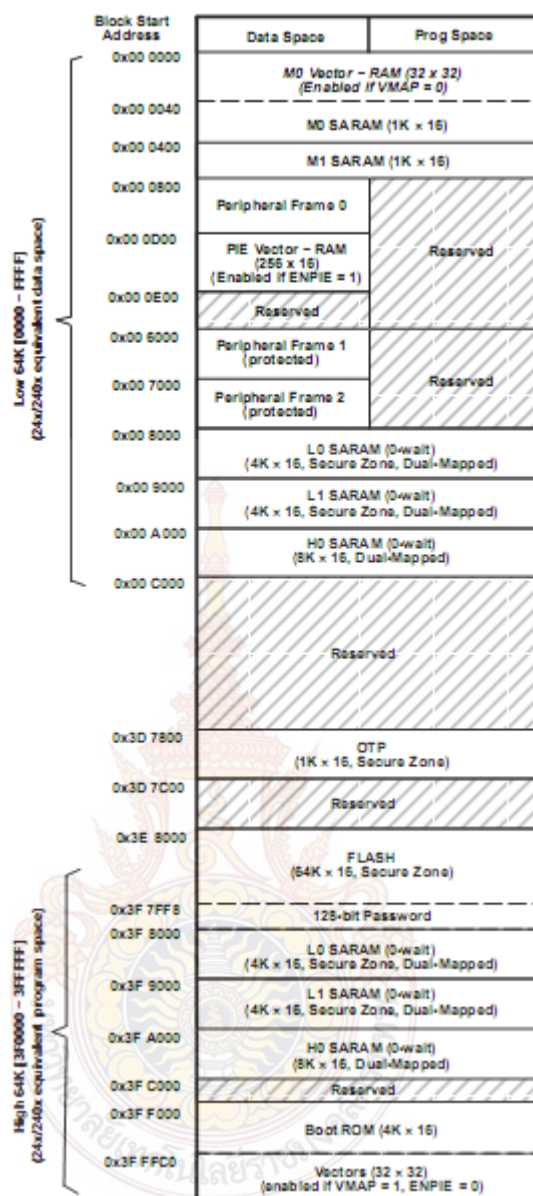
TMS320F2808 มีการอ้างที่อยู่แยกกันระหว่างหน่วยความจำข้อมูลกับหน่วยความจำโปรแกรม อีกทั้งยังสามารถติดต่อกับหน่วยความจำที่อยู่ภายนอกได้ ตำแหน่งของข้อมูลใช้ขนาด 32 บิต และตำแหน่งของโปรแกรมใช้ขนาด 22 บิต โดยผังของหน่วยความจำมีการแบ่งออกเป็นส่วนๆ ดังนี้

2.12.1 หน่วยความจำข้อมูลและหน่วยความจำโปรแกรมภายใน

2.12.2 พื้นที่สำรอง

2.12.3 เวกเตอร์สำหรับการอินเทอร์รัพท์ของ CPU

ในช่วงตำแหน่ง “Low 64K” ของผังหน่วยความจำจะเปรียบเสมือนกับพื้นที่ของข้อมูลบน DSP ตระกูล 240x ส่วน “High 64K” ในช่วงตำแหน่งของผังหน่วยความจำจะเปรียบเสมือนกับพื้นที่ของโปรแกรมบน DSP ตระกูล TMS320F24x/240x ซึ่งเป็นการที่จะให้มีความจำคอมแพคติเบิลกับโค้ดของตระกูล TMS320F24x/240x



รูปที่ 2.17 ผังหน่วยความจำ

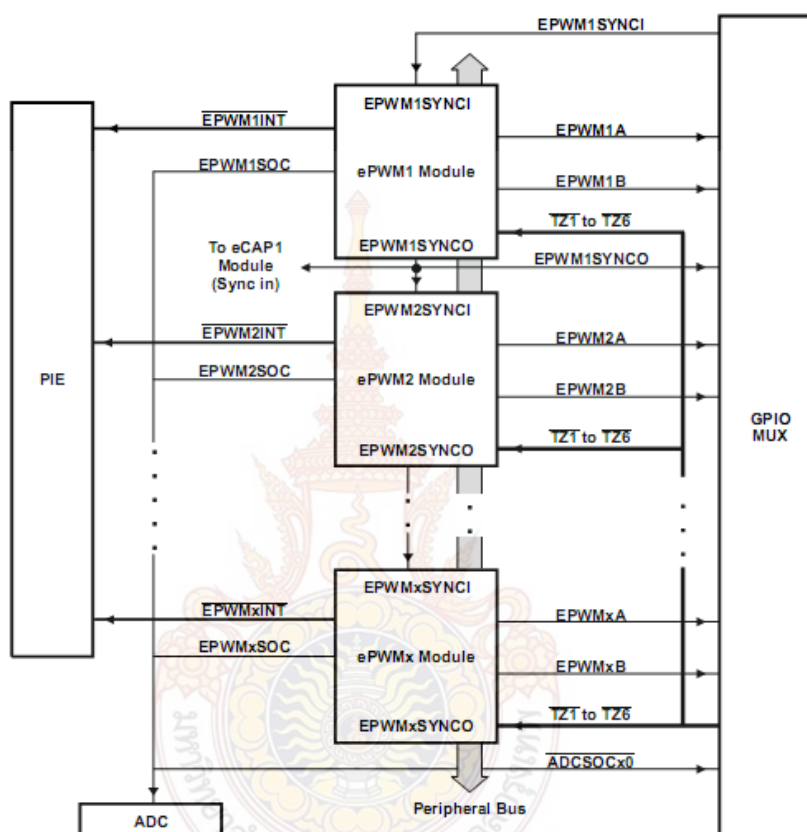
2.13 อุปกรณ์รอบข้าง

อุปกรณ์รอบข้างของ TMS320F2808 ประกอบด้วย

2.13.1 TIMER ขนาด 32 บิต (0,1,2) บน TMS320F2808 มี Timer ของหน่วยประมวลผลกลางขนาด 32 บิตจำนวน 3 ตัวคือ Timer 0/1/2 Timer 1 และ 2 ถูกสงวนไว้สำหรับระบบการทำงานของหน่วยประมวลผลกลาง ส่วน Timer 0 นั้นเป็นส่วนที่ผู้ใช้สามารถนำไปใช้งานได้ ซึ่ง Timer นี้

ได้ถูกใช้งานในโมดูล Enhanced PWM ดังนั้นจึงมีชื่อเรียกที่แตกต่างออกไป คือ “Timer สำหรับใช้งานทั่วไป (General-Purpose (GP) timer)”

2.13.2 โมดูล Enhanced PWM (ePWM) จะมีโมดูลในการสร้างสัญญาณ PWM ที่เป็นอิสระต่อกันจำนวน 6 โมดูล โดยแต่ละโมดูลจะมี 2 เอาต์พุต คือ ePWMA และ ePWMB ดังรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.18 บล็อกไดอะแกรมของ ePWM

คุณสมบัติของ PWM แต่ละโมดูลมีดังนี้

2.13.2.1 ควบคุมการนับฐานเวลา ขนาด 16 บิต ด้วยคาบเวลาหรือความถี่

2.13.2.2 มี PWM 2 เอาต์พุต (EPWMxA and EPWMxB)

2.13.2.3 การควบคุม Asynchronous Override ของสัญญาณ PWM โดยผ่านทางซอฟต์แวร์

2.13.2.4 มีการชิงโครโนสสำหรับสัญญาณเริ่มต้นของการแปลงของ ADC (SOC)

2.13.2.5 สามารถกำหนดค่า เวลาวิกฤต (Deadband) โดยการควบคุมการหน่วง สัญญาณขอบขาขึ้นและขอบขาลงที่เป็นอิสระต่อกันสำหรับเอาต์พุต PWM คู่

2.13.2.6 สามารถเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณ PWM ได้

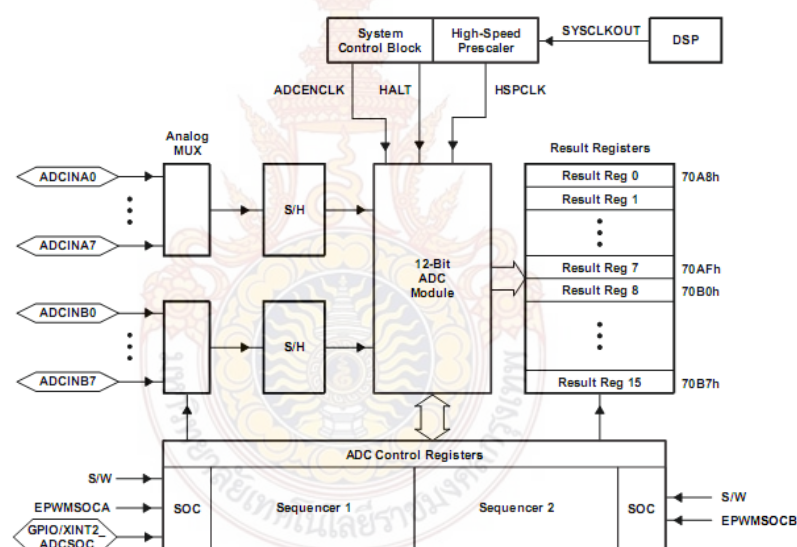
2.13.2.7 คลื่นสัญญาณที่อยู่คู่เดียวกันจะเป็นคลื่นสัญญาณที่ตรงข้ามกัน

2.13.2.8 สามารถเปลี่ยนความกว้างของพัลส์ PWM ได้

2.13.2.9 มีรูปแบบของสัญญาณ PWM คือ แบบ Asymmetric, Symmetric

2.13.2.10 ใช้การรีโวลคอต โนมติเพื่อลดเวลาการทำงานของซีพียู

2.13.3 โมดูลแปลงสัญญาณ แอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล (ADC) ของ F2808 จะมีขนาด 12 บิต มีวงจรสุ่มและคงค่า (Sample and Hold) อยู่ภายใน แสดงดังบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.19 บล็อกไดอะแกรมของ ADC

คุณสมบัติของ ADC มีดังนี้

2.13.3.1 มีความละเอียด 12 บิต และมีวงจร Sample and Hold (S/H) บรรจุอยู่ภายใน

2.13.3.2 สัญญาณแอนะล็อกของอินพุตอยู่ในช่วง 0 ถึง 3 โวลต์ (ถ้าแรงดันสูงกว่า 3 โวลต์ จะได้ผลลัพธ์การแปลงเต็มสเกล)

2.13.3.3 ความเร็วในการแปลงสูงสุด 160 ns ที่สัญญาณนาฬิกาของ ADC 12.5 MHz, 6.25MSPS

2.13.3.4 มีอินพุตแบบมัลติเพล็กซ์จำนวน 16 ตัว

2.13.3.5 มีรีจิสเตอร์ที่ใช้ในการเก็บผลลัพธ์ในการแปลงจำนวน 16 ตัว ซึ่งแยกกัน โดยเฉพาะ ผลการแปลงเป็นข้อมูลดิจิทัลคือ

$$\text{Digital Value} = 4095 \times \frac{\text{Input Analog Voltage} - \text{ADCLO}}{3} \quad (2.11)$$

2.13.3.6 มีความยืดหยุ่นในการควบคุมกระบวนการอินเตอร์รัพท์โดยยอมรับให้เกิดการร้องขออินเตอร์รัพท์บนทุกๆ End of Sequence (EOS)

2.13.3.7 สามารถทำการแปลงในโหมดเรียงตามลำดับทั้งหมดโดยอัตโนมัติ (Autosequenced ADC in Cascade Mode) ซึ่งสามารถใช้งานอินพุตได้ทั้ง 16 ช่อง หรือขึ้นอยู่กับว่าต้องการเลือกให้อินพุตช่องใดทำงาน

2.13.3.8 สามารถทำการแปลงในโหมดเรียงตามลำดับทั้งหมดโดยอัตโนมัติแบบเรียงตามลำดับคู่ (Autosequenced ADC With Dual Sequencers) โดยแบ่งอินพุตออกเป็นสองส่วนๆ ละ 8 ช่อง ซึ่งทั้งสองส่วนนี้สามารถสั่งให้เริ่มทำงานได้โดยเป็นอิสระต่อกัน

2.13.3.9 ePWM ทริกเกอร์สามารถทำงานอย่างอิสระใน Dual Sequencer Mode

2.13.3.10 ตัว Sequencer สามารถทำงานในโหมด Start/Stop ได้ สามารถเลือกเวลาในการทริกเกอร์ เพื่อให้ชิงโครโนซ์กับการแปลง

2.13.3.11 มีอินพุตสำหรับการเริ่มต้นการแปลงคือ เริ่มต้นด้วยซอฟต์แวร์ (Software Start: S/W), เริ่มต้นด้วย ePWM 1- 6 และเริ่มต้นด้วย GPIO XINT2

2.13.4 Watchdog F2808 สนับสนุนการทำงานของ Watchdog Timer โดยผู้ใช้งานต้องเขียนโปรแกรมเพื่อทำการรีเซ็ต Watchdog Counter นอกจากนี้ยังเกิดการรีเซ็ต Watchdog ได้จากกระบวนการทำงาน ซึ่งสามารถหยุดการทำงานของ Watchdog ได้โดยการ disable

2.13.5 General-Purpose Input/Output (GPIO) Multiplexer เป็นอินพุต/เอาต์พุตของสัญญาณที่ถูกใช้โดยการมัลติเพล็กซ์ ในขณะที่รีเซ็ต ขา GPIO ทั้งหมดจะถูกจัดให้เป็นอินพุต นอกจากนี้ยังสามารถกำหนดให้ขาอินพุต /เอาต์พุต เป็นได้ทั้งโหมด GPIO และโหมดอินพุต /เอาต์พุต ทั่วไป

2.13.6 Peripheral Interrupt Expansion (PIE) Block PIE block สามารถรองรับการอินเตอร์รัพท์ได้จาก 96 แหล่ง โดยสามารถแบ่งได้ 8 กลุ่ม แต่ละกลุ่มถูกป้อนยังอินพุต การ

อินเทอร์รัพท์ 12 เส้น (INT1 ถึง INT12) ซึ่งอินเทอร์รัพท์ทั้ง 96 จะมีตำแหน่งเวกเตอร์ของตัวเองในบล็อกหน่วยความจำแบบ RAM ซึ่งสามารถเขียนซ้ำได้

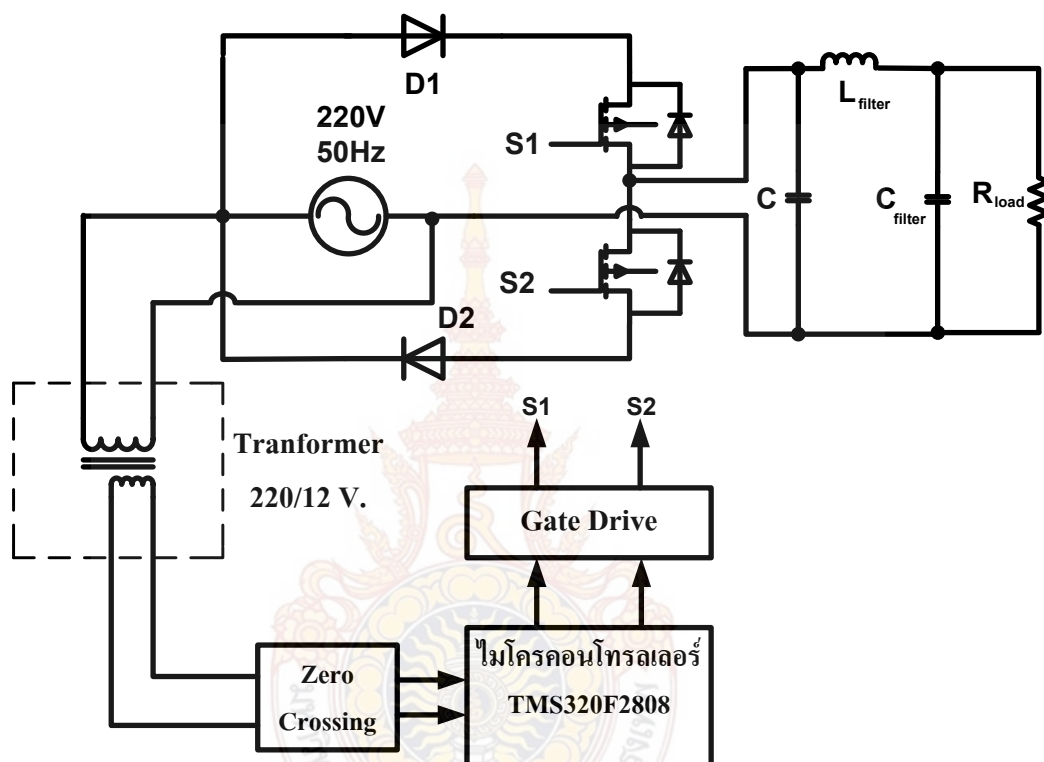
2.13.7 Enhanced Controller Area Network (eCAN) ในเวอร์ชันนี้ประกอบด้วย CAN ซึ่งสนับสนุนเมล์ บ็อกซ์ และบันทึกเวลาของแต่ละเมสเสจที่เข้ามา ซึ่งเป็น CAN 12.0 B

2.13.8 Multichannel Buffered Serial Port (McBSP) McBSP สามารถใช้ต่อการเข้ารหัสของโมเด็มได้ หรือใช้กับอุปกรณ์แปลงสัญญาณดิจิทัลเป็น แอนะล็อกแบบสเตอริโอคุณภาพสูงได้ ซึ่ง McBSP จะรับส่งข้อมูลในรีจิสเตอร์แบบ FIFO (First In First Out)

2.13.9 Serial Port Interface (SPI) SPI เป็นพอร์ตอินพุต-เอาต์พุตอนุกรมแบบซิงโครนัส (Synchronous) ความเร็วสูง ซึ่งสามารถส่งข้อมูลโดยมีจำนวนบิตได้ตั้งแต่ 1 ถึง 16 บิต ซึ่งสามารถเข้าและออกอุปกรณ์ได ยอัตราการส่งสามารถโปรแกรมได้โดยปกติ SPI ใช้สำหรับการติดต่อกันระหว่าง DSP คอนโทรลเลอร์และอุปกรณ์ภายนอกหรือโปรเซสเซอร์อื่นๆ ซึ่งโดยปกติจะรวมไปถึงการใช้งาน I/O ภายนอกหรือการส่งข้อมูลผ่านอุปกรณ์เช่น ชิฟรียิสเตอร์ (Shift Register) ไดรเวอร์การแสดงผลและ ADC ในการติดต่อกัน ระหว่างอุปกรณ์หลายๆ ตัว จะใช้ระบบมาสเตอร์/สลาฟ (Master/Slave) ของ SPI และ F2808 จะสามารถส่งข้อมูลแบบ FIFO 16 ระดับ ซึ่งช่วยทำให้การทำงานต่างๆ รวดเร็วยิ่งขึ้น

2.13.10 Serial Communication Interface (SCI) SCI เป็นพอร์ตอนุกรมแบบ 2 เส้น (Two-Wire) ซึ่งรู้จักกันโดยทั่วไปในชื่อของ UART ซึ่งใน F2808 สนับสนุนการรับส่งข้อมูลแบบ FIFO

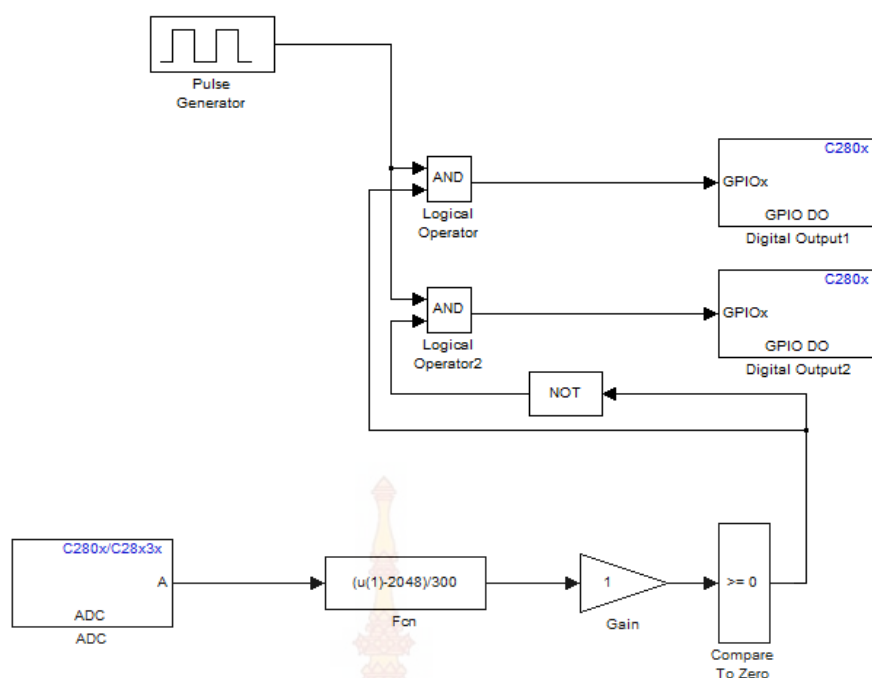
โครงสร้างของระบบซึ่งจะประกอบไปด้วยภาคควบคุมและภาคกำลังโดยที่ภาคกำลังจะใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส 50 เฮิร์ตซ์โดยมีอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ กำลังที่เรียกว่า มอสเฟต สวิตช์ที่ความถี่สูงและควบคุมการสวิตช์ของมอสเฟต โดยไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ TMS320F2808 โดยแสดงดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 โครงสร้างและรายละเอียดของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟส

3.2 การสร้างบล็อกโปรแกรมในระบบควบคุม

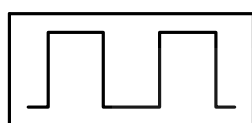
จากที่ได้ศึกษาโปรแกรม Matlab/Simulink เราจะสามารถ สร้าง วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟส โดยแสดงดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 วงจรควบคุมด้วยโปรแกรม Matlab/Simulink

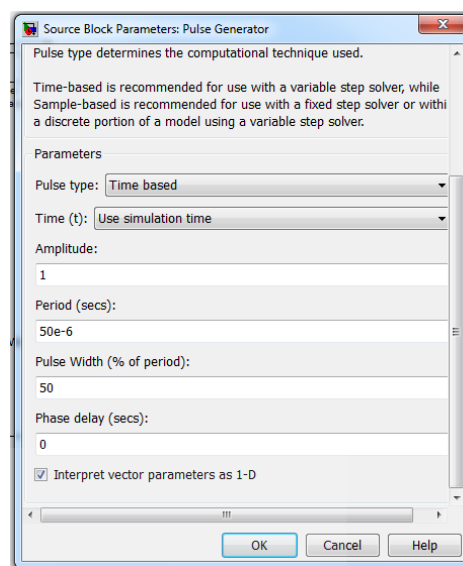
3.2.1 บล็อกสร้างสัญญาณพัลส์

บล็อกสร้างสัญญาณพัลส์ จะเป็นบล็อกรูปสี่เหลี่ยม ดังแสดงในรูป 3.3 ซึ่งจะสร้างสัญญาณพัลส์ออกมา โดยสามารถปรับตั้งค่าความถี่ของสัญญาณพัลส์ และค่าวัฏจักรหน้าที่ (Duty Cycle) ได้ โดยที่ค่าของความถี่สามารถปรับตั้งค่าที่ช่อง Period (secs) ซึ่งจะเป็นช่องของหนึ่งคาบเวลามีหน่วยเป็นวินาที ในโครงงานนี้จะใช้ความถี่ที่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ จะกำหนดค่าที่ 50 ไมโครวินาที จะได้ค่าของความถี่ที่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ต่อหนึ่งคาบเวลา และเมื่อต้องการปรับตั้งค่าของวัฏจักรหน้าที่ (Duty Cycle) สามารถปรับตั้งที่ช่องของ Pulse Width (% of period) การกำหนดค่าจะกำหนดในค่าของร้อยละซึ่งสามารถกำหนดได้ตั้งแต่ 1-50 % แสดงดังรูปที่ 3.3



Pulse Generator

(ก)

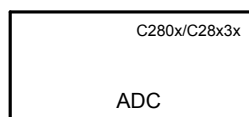


(ข)

รูปที่ 3.3 บล็อกสร้างสัญญาณพัลส์

3.2.2 บล็อกรับค่าสัญญาณไซน์

การสร้างสัญญาณพัลส์เพื่อที่จะควบคุมการทำงานของมอเตอร์นั้นจะต้องนำค่าไซน์ของการไฟฟ้ามาเปรียบเทียบกับเพื่อที่จะกำหนดการทำงานของ มอเตอร์ ในช่วงไซเคิลบวก และ ช่วงไซเคิลลบ บล็อก ADC เป็นบล็อกที่ ทำหน้าที่ รับค่าสัญญาณจากภายนอกเข้ามาในไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ TMS320F2808 และค่าสัญญาณที่รับเข้ามาจะต้องมีค่าแรงดันไม่เกิน 3.3 โวลต์ ดังนั้นการรับค่าแรงดันไซน์ของการไฟฟ้า 220 โวลต์เข้ามานั้นจะต้องมีการลดทอนแรงดันให้น้อยลงและไม่ให้เกิน 3.3 โวลต์โดยผ่าน หม้อแปลงแรงดันและ วงจรตรวจจับผ่าน ศูนย์ (Zero Crossing Detector Circuit)



รูปที่ 3.4 บล็อกรับค่าสัญญาณไซน์

จากรูปที่ 3.4 เมื่อได้ค่าสัญญาณพัลส์ และค่าจากไซน์ การไฟฟ้าจะนำค่าทั้งสองค่ามาต่อเข้ากับวงจรดิจิทัลโดยมี แอนด์เกต และนอตเกต ก็จะได้สัญญาณตามที่ต้องการเพื่อนำไปควบคุมการทำงานของมอเตอร์

3.2.3 บล็อกแสดงค่าเอาต์พุต

จากรูปที่ 3.4 เนื่องจากไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ TMS320F2808 มีจำนวนขาเอาต์พุตที่มาก จึงจำเป็นต้องกำหนดขาเอาต์พุตที่จะนำไปใช้งานจริง โดยในวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟสนี้จะใช้ขาเอาต์พุต 2 ขา ดังนั้นจึงได้ใช้บล็อกแสดงค่าเอาต์พุต 2 บล็อก คือ Out put 1 และ Out put 2

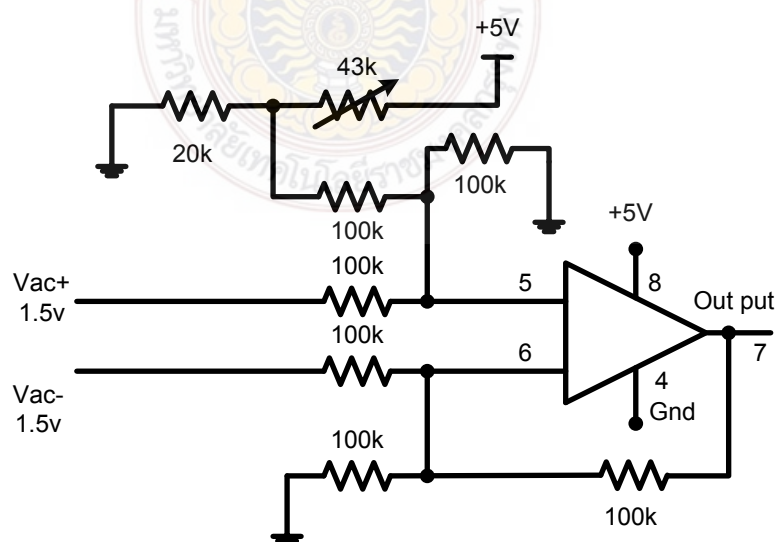


รูปที่ 3.5 บล็อกแสดงค่าเอาต์พุต

3.3 การออกแบบและการสร้างด้านฮาร์ดแวร์

3.3.1 วงจรตรวจจับแรงดันศูนย์ (Zero Crossing Detector Circuit)

วงจรตรวจจับแรงดันศูนย์ ทำหน้าที่ตรวจจับตำแหน่งแรงดันศูนย์โวลต์ของแรงดันการไฟฟ้า โดยจะนำสัญญาณแรงดันการไฟฟ้าที่ลดทอนแรงดันลงผ่านวงจรเปรียบเทียบกับสัญญาณจะได้สัญญาณพัลส์ส่งไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ TMS320F2808



รูปที่ 3.6 วงจรตรวจจับแรงดันศูนย์ (Zero Crossing Detector Circuit)

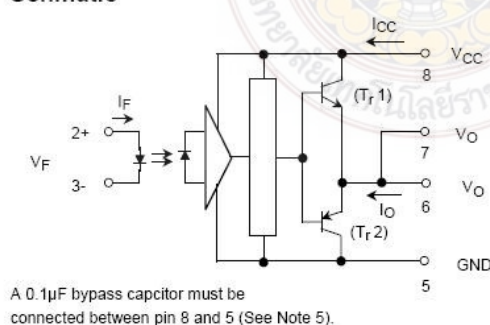
3.3.2 วงจรขับนำเกต

มอสเฟต ต้องการแรงดันที่ขาเกตเพื่อที่จะทำให้เกิดการนำกระแสจากขาเดรน (Drain) สู่อานโอด (Source) วงจรขับนำเกตควรมีทั้งแรงดันไบแอสบวกและไบแอสลบ เพื่อนำกระแสและหยุดนำกระแส การที่มีไบแอสลบนั้นเพื่อที่จะให้สวิตช์หยุดการนำกระแสได้เร็วขึ้น และป้องกันการนำกระแสเนื่องจากมีสัญญาณ ฌรบกวนเข้ามาทางขาเกต วงจรขับนำเกตจะใช้ไอซีเบอร์ TLP250 ซึ่งมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

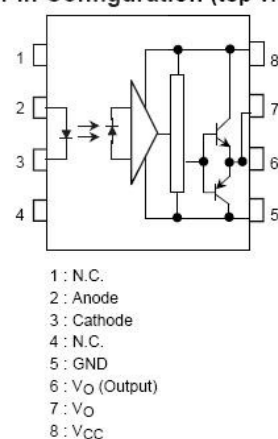
กระแสอินพุตเพื่อขับวงจร	15 mA
กินกระแส	11 mA
แรงดันใช้งาน	13-15 V _{DC}
กระแสด้านขาออกเพื่อขับเกต	1.5 A
ความถี่สวิตช์สูงสุด	600 KHz

วงจรขับเกตเป็นวงจรที่ป้องกัน ความเสียหายของสัญญาณ PWM ของชุดควบคุมและชุดขับเกต ซึ่งเป็นการป้องกันไม่ให้เกิดความเสียหายแก่วงจร หากเกิดการผิดพลาดจากวงจรอื่น เนื่องมาจากการลัดวงจรหรือจากการทำงานผิดพลาดอื่นๆ เช่น หากวงจรทางด้านควบคุมเกิดการลัดวงจรจะเสียหายเฉพาะทางด้านควบคุมแต่จะไม่ส่งผลกระทบ บั้วงจรขับเกตเสียหายด้วย ซึ่งในวงจรแยกกราวด์ของสัญญาณขับเกต ต้องสามารถทำงานที่ความถี่สูงๆ ได้เพราะสัญญาณ PWM ที่ส่งมาจากวงจรควบคุมมีความถี่สูงประมาณ 20 กิโลเฮิรตซ์ ดังนั้นจึงเลือกใช้ไอซีแยกกราวด์ เบอร์ TLP250 เป็นตัวแยกกราวด์ในการส่งสัญญาณ และสามารถใช้งานได้กับแรงดันไฟเลี้ยง +15V

Schematic



Pin Configuration (top view)



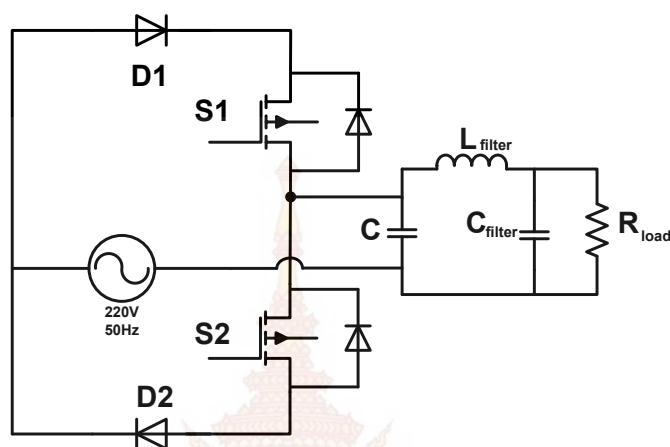
Truth Table

	Tr1	Tr2
Input LED	On	Off
	Off	On

รูปที่ 3.7 โครงสร้างภายในไอซีเบอร์ TLP250

3.3.1 การออกแบบภาคกำลัง

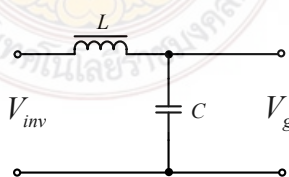
ในส่วนของ วงจรกำลัง ได้ประยุกต์ใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังมา ประกอบเป็น วงจร ด้วยเพาเวอร์ MOSFET 2 ตัว และ ไดโอด 2 ตัว โดยมีวงจรแอตซีฟเลเตอร์เป็นตัวกรองสัญญาณ ฮาร์โมนิกส์เพื่อให้เหลือแค่เพียงสัญญาณไซน์เพื่อจ่ายให้กับโหลดความต้านทาน ดังที่แสดงในรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 โครงสร้างวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟส

3.3.2 วงจรกรองความถี่ต่ำ (LC Filter)

ไฟฟ้ากระแสสลับที่ได้หลังจากผ่าน วงแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับ นั้น จะมีความถี่ที่สูงกว่า 50Hz ปนอยู่จึงต้องทำการกรองออกด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำ



รูปที่ 3.9 วงจรกรองความถี่ต่ำ

จากผลการจำลองการทำงานที่วัฏจักรหน้าที่ 50 เปอร์เซ็นต์ จะมีองค์ประกอบความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ มีขนาดสูงสุดเท่ากับ 70 โวลต์ เพื่อลดทอนองค์ประกอบฮาร์โมนิกนี้ออกไปจึงเลือกความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรค่าประมาณ 20 เท่าของความถี่มูลฐานและต่ำกว่าความถี่การสวิตช์ 20 เท่าด้วยเช่นกันเพื่อให้ฮัตตราการขยาย ขณของวงจรกรองที่ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ มีค่าต่ำกว่า -40 dB หรือ 0.01

$$\text{จาก } f_r = f \times 20 \quad (3.1)$$

$$f_r = 50 \text{ Hz} \times 20$$

$$f_r = 1 \text{ kHz}$$

เมื่อได้ความถี่เรโซแนนซ์สามารถหาค่าแอลซีฟิลเตอร์ได้จากสมการที่ 3.1

$$\text{จาก } f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.2)$$

$$LC = \frac{1}{(2\pi f_r)^2} \quad (3.3)$$

$$LC = \frac{1}{(2 \times 3.14 \times 1 \times 10^3)^2}$$

$$LC = 25.3 \times 10^{-9}$$

นำค่าที่ได้จากสมการที่ 3.2 มาหาค่าแอลซีฟิลเตอร์ด้วยการกำหนดค่าซีฟิลเตอร์

$$C = 14 \text{ } \mu\text{F}$$

$$L = \frac{(25.3 \times 10^{-9})}{(14 \times 10^{-6})}$$

$$L = 1.8 \text{ mH}$$

3.3.3 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำด้วยวิธีผลคูณพื้นที่

กำหนดค่าตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ 1.8 มิลลิเฮนรี เมื่อได้ค่าของตัวเหนี่ยวนำแล้วจะหาขนาดของแกนที่ใช้โดยเลือกชนิดของแกนเป็นแกนเฟอร์ไรต์ เพราะมีค่าสูญเสียต่ำเมื่อทำงานที่ความถี่สูง การคำนวณขนาดใช้วิธีการคำนวณแบบ A_p (Area Approach) วิธีนี้เป็นการออกแบบเพื่อใช้ค่า T_{rise} ซึ่งอยู่ในรูปของความหนาแน่นกระแสของลวดตัวนำ ($J = 100\text{-}1000 \text{ A/cm}^2$) โดยคำนวณหาขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ดังนี้

3.3.3.1 ขั้นตอนที่ 1 จากขีดจำกัดและข้อกำหนดในการคำนวณหาค่า A_p ในการกำหนดค่าต่างๆ ดังนี้ $J = 4 \text{ A/mm}^2$ $K = 0.4$ กระแสอินพุต (I_{rms}) = 3A กระแสอินพุตสูงสุด (I_{peak}) = 4A และ $B = 0.25 \text{ wb/m}$

$$A_p = \frac{LI_{peak}I_{rms}}{BJk} \quad (3.4)$$

$$A_p = \frac{1.8 \times 10^{-3} \times 4 \times 3}{0.25 \times 4 \times 10^6 \times 0.4}$$

$$A_p = 23.736 \times 10^{-6}$$

$$A_p = 23736 \text{ mm}^3$$

3.3.3.2 ขั้นตอนที่ 2 เลือกขนาดของแกนเฟอไรต์ที่มีค่า A_p มากกว่าที่ได้คำนวณมาจากขั้นตอนที่ 1 เนื่องจากถ้าเลือก A_p น้อยกว่าที่คำนวณได้อาจจะทำให้ไม่ได้ค่าต่างๆตามต้องการ โดยจะเลือกใช้แกนเฟอไรต์เบอร์ ETD59 ซึ่งมีค่าต่างๆดังนี้

$$A_p = 51500 \text{ mm}^3, A_w = 366 \text{ mm}^2, S = 368 \text{ mm}^2$$

3.3.3.3 ขั้นตอนที่ 3 คำนวณหาจำนวนรอบ ของขดลวดตัวเหนี่ยวนำได้ ดังนี้ กำหนดให้ $L = 1.8 \text{ mH}$, $I_{peak} = 4 \text{ A}$, $B = 0.25 \text{ wb/m}$ และ $S = 368 \text{ mm}^2$ แทนค่าเพื่อหาจำนวนรอบของขดลวดตัวเหนี่ยวนำจะได้ ดังนี้

$$N = \frac{LI_{peak}}{BS} \quad (3.5)$$

$$N = \frac{1.8 \times 10^{-3} \times 4}{0.25 \times 368 \times 10^{-6}}$$

$$N = 78 \text{ รอบ}$$

3.3.3.4 ขั้นตอนที่ 4 คำนวณหาขนาดของขดลวดตัวนำ A_w

$$A_w = \frac{I_{rms}}{J} \quad (3.6)$$

$$A_w = \frac{3A}{4 \times 10^6 A/m^2}$$

$$A_w = 0.75 \text{ mm}^2$$

3.3.3.5 ขั้นตอนที่ 5 เลือกเบอร์ลวดทองแดงให้มี A_w ใหญ่กว่า A_w ที่ได้จากการคำนวณจากขั้นตอนที่ 4 โดยคำนวณเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวดได้จาก

$$d = \sqrt{\frac{4A_w}{\pi}} \quad (3.7)$$

$$d = \sqrt{\frac{4 \times 0.75 \text{ mm}^2}{\pi}}$$

$$d = 0.977 \text{ mm}$$

เลือกขดลวดเบอร์ 26 มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 0.457 มิลลิเมตร นามาตีเกลียวจำนวน 6 เส้น มากกว่าที่คำนวณได้ เนื่องจากเส้นผ่านศูนย์กลางมีผลต่อการไหลของกระแสไฟฟ้า ในขดลวด ถ้า คำน้อยกว่าที่คำนวณได้ กระแสจะไหลได้ไม่ถึงที่ต้องการ

3.3.3.6 ขั้นตอนที่ 6 คำนวณหาพื้นที่หน้าตัดของขดลวดที่ใช้งานจริง ึ่งว่าสามารถนำไปใช้กับแกนเฟอไรต์ได้หรือไม่

$$A_w = \frac{\pi d^2}{4} \quad (3.8)$$

$$A_w = \frac{\pi (0.997)^2}{4}$$

$$A_w = 0.78 \text{ mm}^2$$

$$W = \frac{NA_w}{k} \quad (3.9)$$

$$W = \frac{78 \times (0.78 \text{ mm}^2)}{0.4}$$

$$W = 118.64 \text{ mm}^2$$

$$W \text{ ที่ใช้ต้องมีค่า } \leq 366 \text{ mm}^2$$

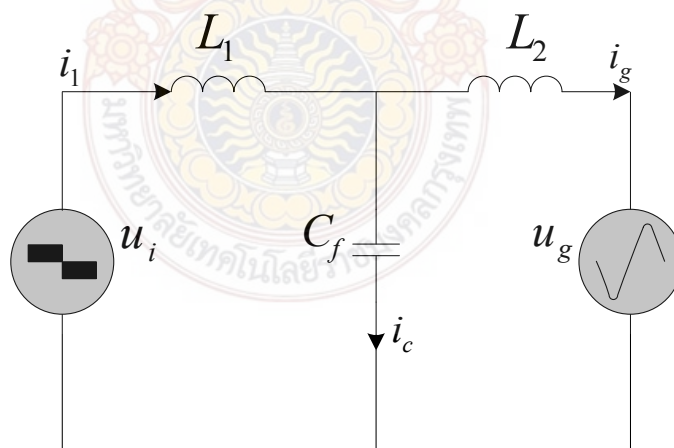
3.3.3.7 ขั้นตอนที่ 7 คำนวณหาค่าความกว้างของ Air Gap (A_g)

$$A_g = \frac{\mu_o N^2 S}{2L} \quad (3.10)$$

$$A_g = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times (78)^2 \times 368 \times 10^{-6}}{2 \times 1.8 \times 10^{-3}}$$

$$A_g = 0.78 \text{ mm}$$

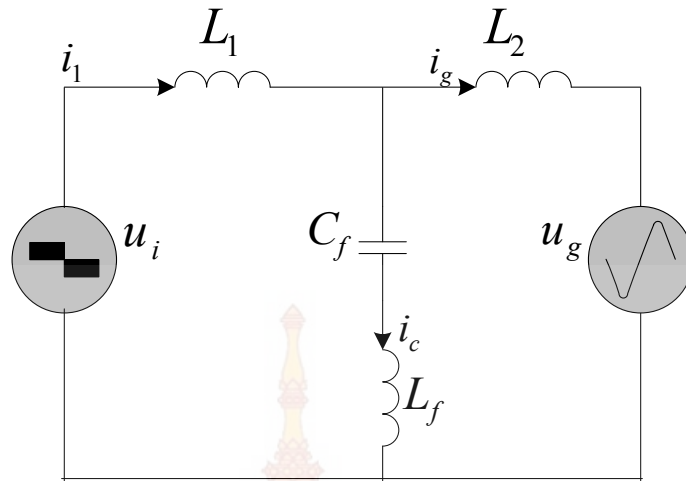
3.4 การออกแบบวงจรฟิลเตอร์แบบแอลซีแอล



รูปที่ 3.10 วงจรซิมมูลเตอินเวอร์เตอร์

สมการอิมพีแดนซ์ของวงจรแอลซีแอลแสดงได้ดังสมการที่ 3.10

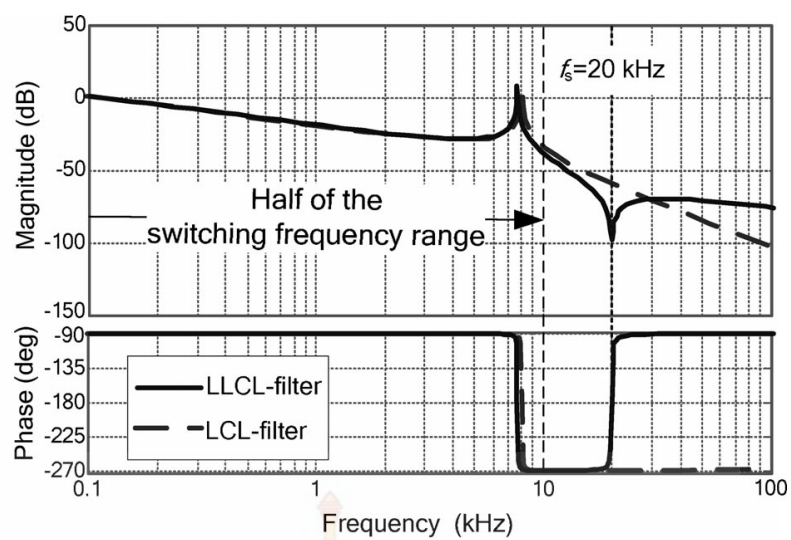
$$Z_o(j\omega) = \frac{u_i(j\omega)}{i_1(j\omega)} \bigg|_{\substack{u_g(j\omega)=0 \\ \omega \neq \omega_o}} = \frac{L_1 L_2 C_f (j\omega)^3 + (L_1 + L_2) j\omega}{L_2 C_f (j\omega)^2 + 1} \quad (3.10)$$



รูปที่ 3.11 วงจรซิมมูลเตอินเวอร์เตอร์

สมการอิมพีแดนซ์ของวงจรแอลแอลซีแอลแสดงได้ดังสมการที่ 3.11

$$Z_o(j\omega) = \frac{u_i(j\omega)}{i_1(j\omega)} \bigg|_{\substack{u_g(j\omega)=0 \\ \omega \neq \omega_o}} = \frac{L_1 L_2 C_f (j\omega)^3 + (L_1 + L_2) j\omega}{L_2 C_f (j\omega)^2 + 1} \quad (3.11)$$



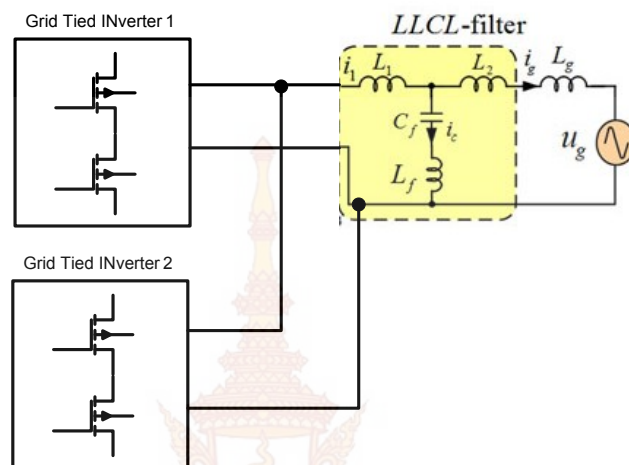
รูปที่ 3.12 โดพล็อตเปรียบเทียบฟิลเตอร์ระหว่างแอลซีแอลกับแอลแอลซีแอล



บทที่ 4

ผลการทดลอง

การศึกษาลักษณะการลดฮาร์มอนิกส์แรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริดสำหรับระบบพลังงานแสงอาทิตย์ด้วยการใช้วงจรฟิลเตอร์แบบแอลแอลซีแอล มีการทดสอบสมรรถนะของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟสทดลองจากต้นแบบที่สร้างขึ้น ซึ่งมีโครงสร้างดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริดสำหรับระบบพลังงานแสงอาทิตย์
ด้วยการใช้วงจรฟิลเตอร์แบบแอลแอลซีแอล

4.1 การทดสอบ วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับ หนึ่งเฟสด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์บอร์ด TMS320F2808

เครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบ

- | | |
|---|-----------|
| 1) เครื่อง Power Analyzer รุ่น WT500 | 1 เครื่อง |
| 2) เครื่องคอมพิวเตอร์สำหรับโปรแกรม Matlab/Simulink | 1 เครื่อง |
| 3) แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า รุ่น ALT13-PE 0-260 V 50 Hz | 1 เครื่อง |

ตารางที่ 4.1 อุปกรณ์และค่าพิกัดต่างๆ ของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟสที่ใช้ในการทดลองจริง

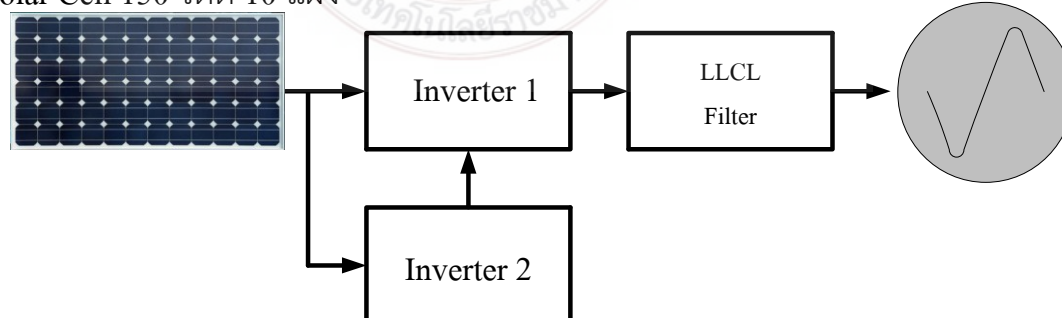
รายการอุปกรณ์	รายละเอียดอุปกรณ์
แหล่งจ่ายแรงดัน	ALT13-PE 0-260 V 50 Hz 13 A
มอสเฟตกำลัง	IRFP 460 500 V 20 A
ไดโอด	MUR 880E 800-1000 V 8 A
ตัวเก็บประจุ (C)	0.022 μ F
ตัวเก็บประจุ (C_{filter})	15 μ F
ตัวเหนี่ยวนำ (L_{filter})	1.8 mH
โหลด	ความต้านทาน 150 โอห์ม 300 วัตต์

ในการ ทดสอบ วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟส จะทดสอบโดยการ จ่ายแรงดัน กระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ให้กับคอนเวอร์เตอร์ จากนั้นจึงทำการวัดสัญญาณแรงดันและ กระแสอินพุตและเอาต์พุต โดยใช้เครื่องวัด Power Analyzer รุ่น WT500

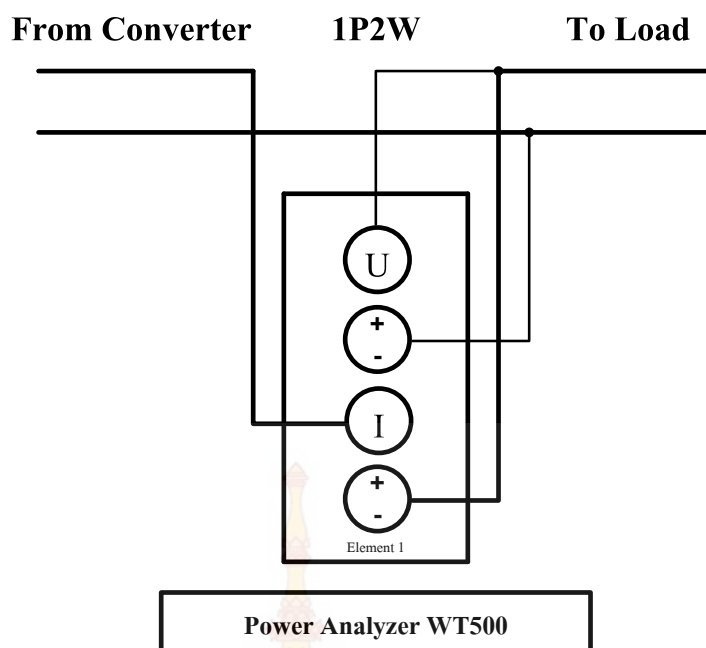
4.2 การทดสอบกระแสและแรงดันเอาต์พุตขณะเชื่อมต่อกิริต

ในการทดสอบ ค่ากระแสและแรงดัน ทางด้านเอาต์พุตขณะไม่มีโหลด โดยการวัดค่ากระแส และแรงดันเอาต์พุตโดยใช้เครื่องวัด Power Analyzer รุ่น WT500 ดังรูปที่ 4.2 และ 4.3 ตามลำดับ

Solar Cell 150 วัตต์ 10 แผง

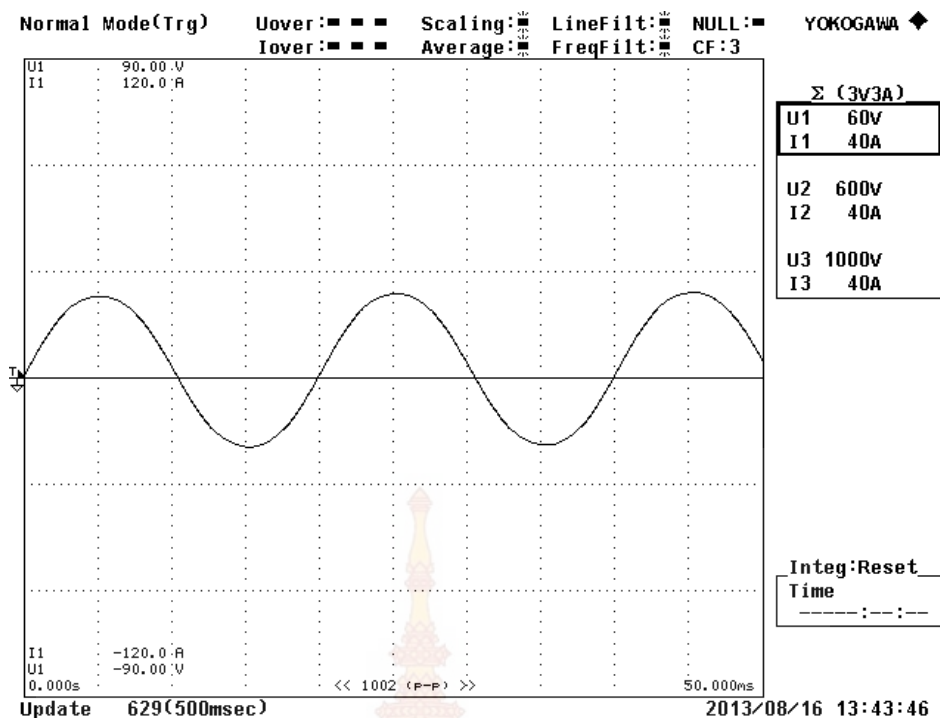


รูปที่ 4.2 บล็อกไดอะแกรมการทดสอบ

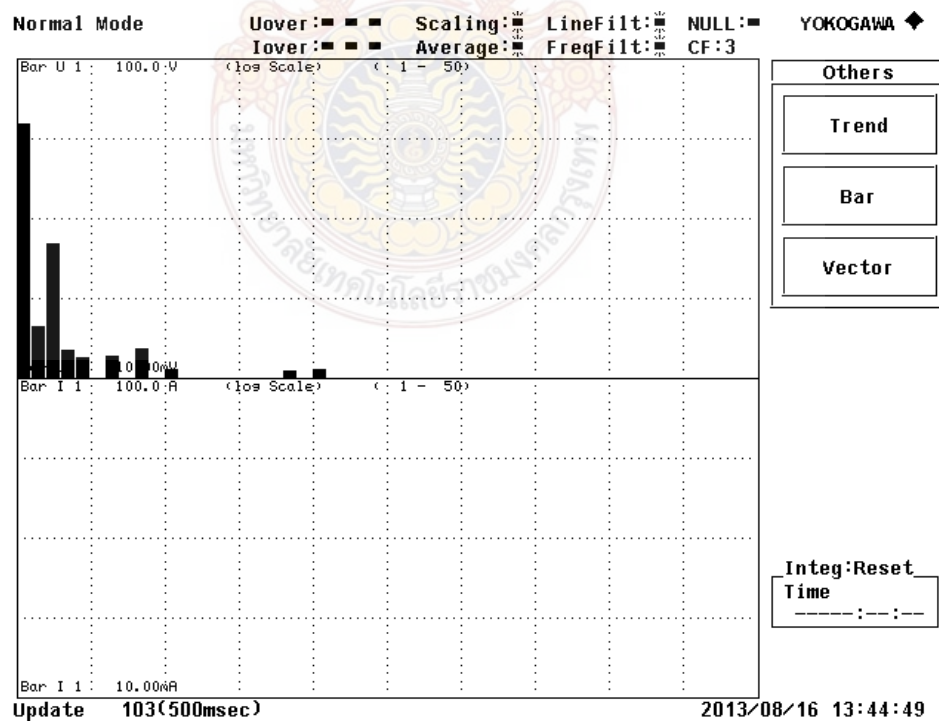


รูปที่ 4.3 ลักษณะการต่อใช้งานเครื่อง Power Analyzer รุ่น WT500 ขณะไม่มีโหลด

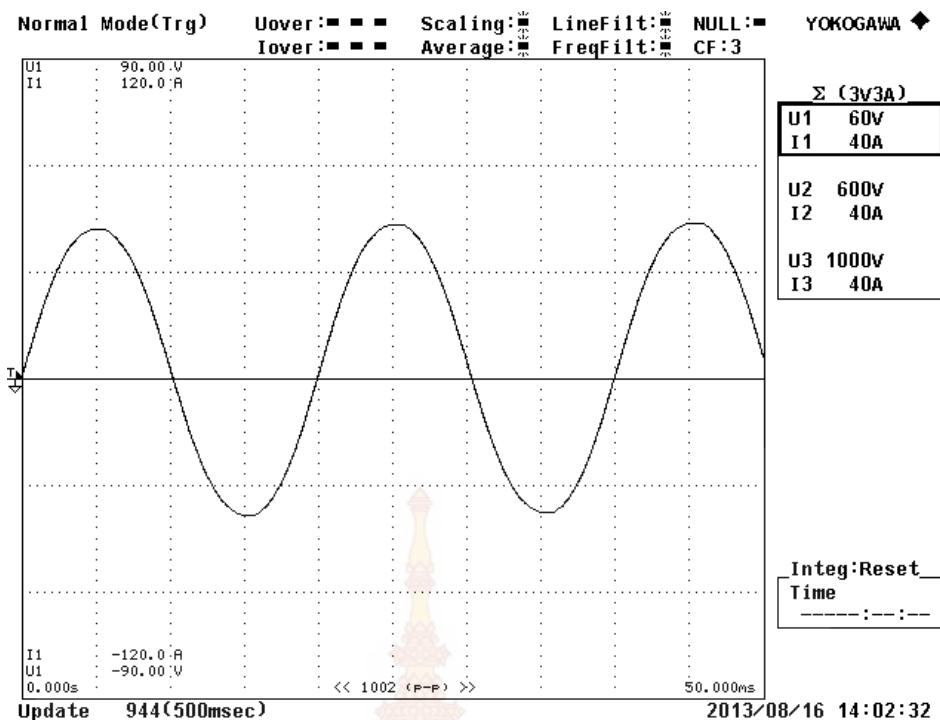




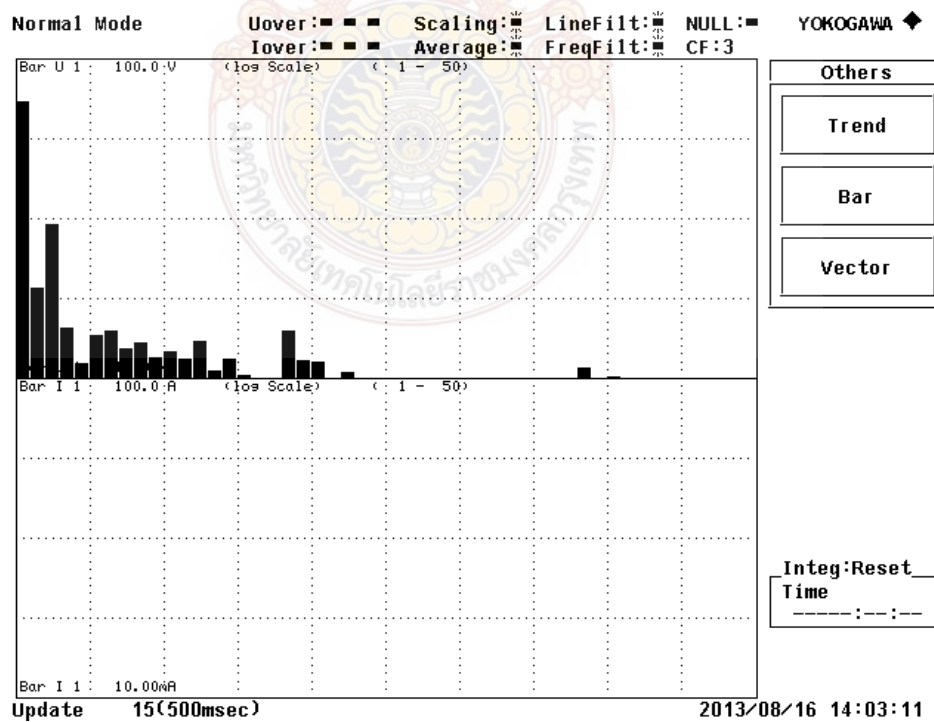
รูปที่ 4.4 แรงดันเอาต์พุต 22.13 โวลต์ ปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 10 เปอร์เซนต์



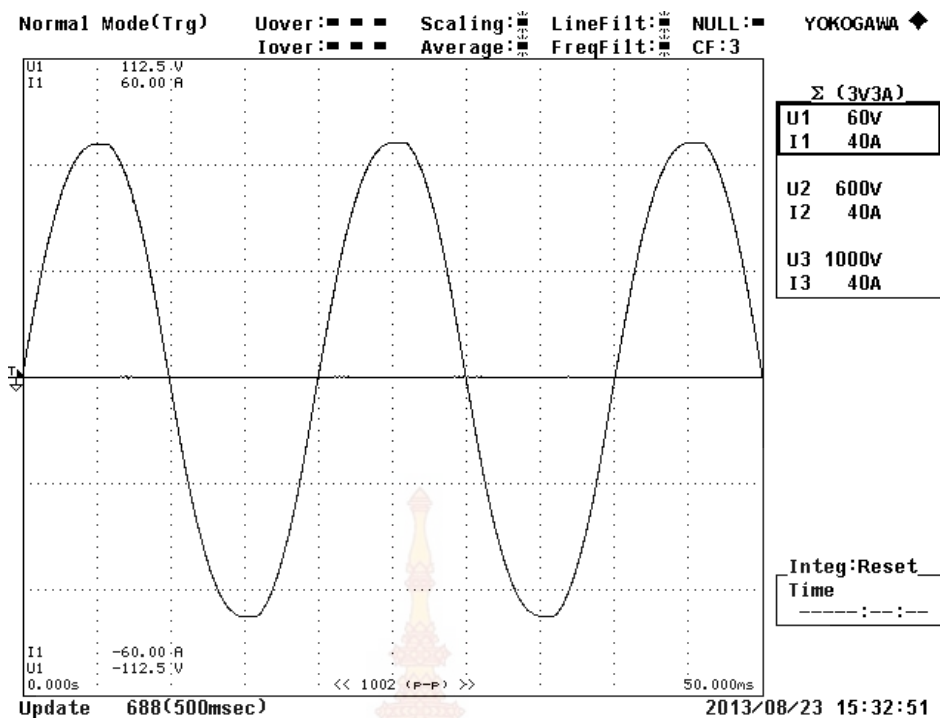
รูปที่ 4.5 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 10 เปอร์เซนต์



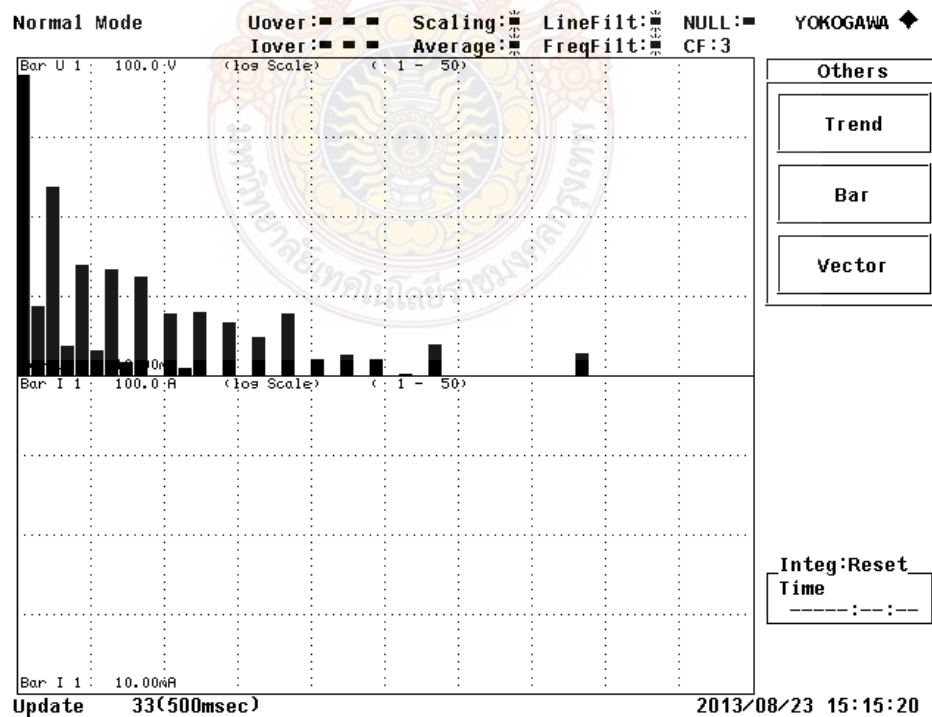
รูปที่ 4.6 แรงดันเอาต์พุต 43.66 โวลต์ปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 20 เปอร์เซนต์



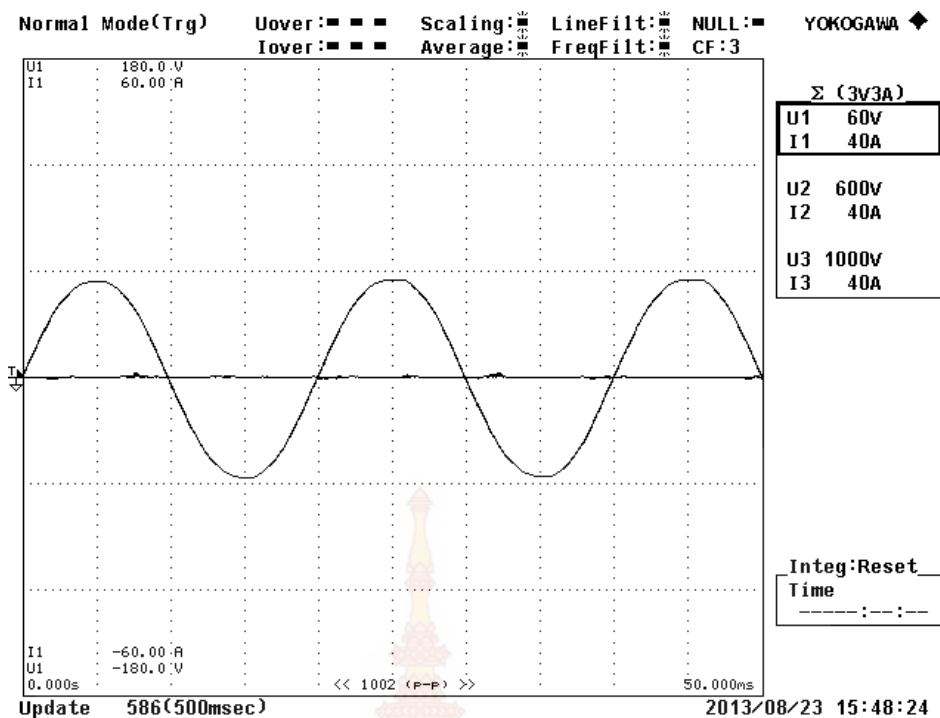
รูปที่ 4.7 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 20 เปอร์เซนต์



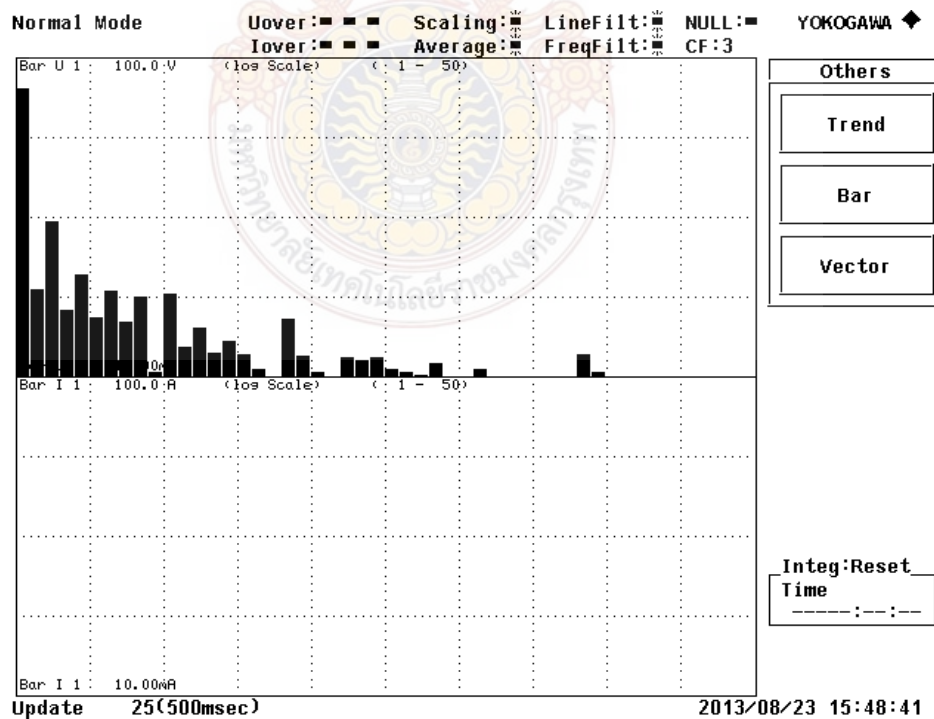
รูปที่ 4.8 แรงดันเอาต์พุต 73.81 โวลต์ปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 30 เปอร์เซนต์



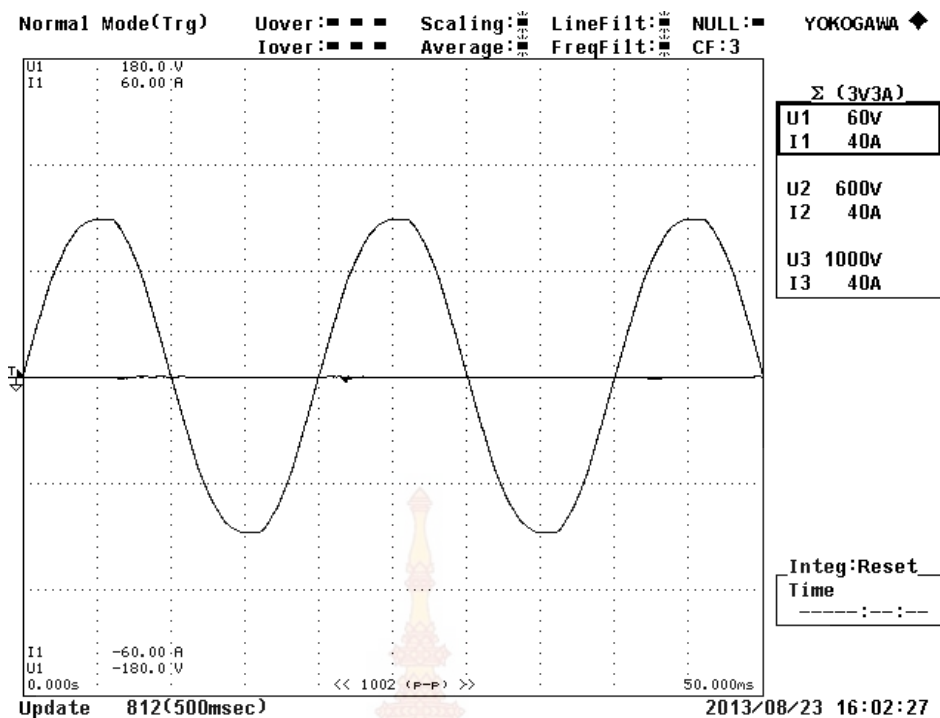
รูปที่ 4.9 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 30 เปอร์เซนต์



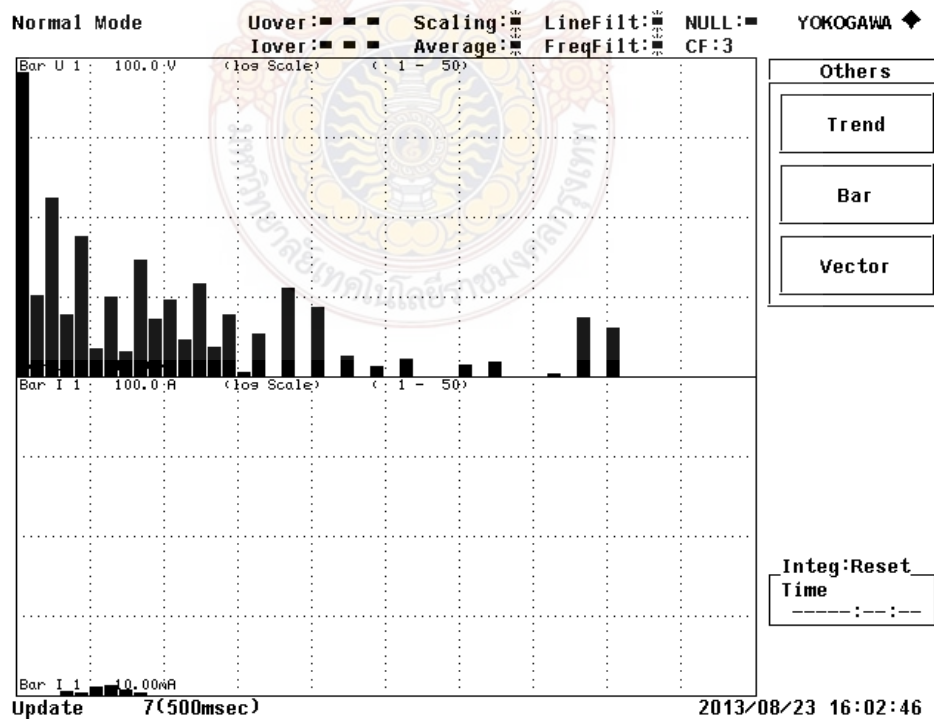
รูปที่ 4.10 แรงดันเอาต์พุต 81.90 โวลต์ปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 40 เปอร์เซนต์



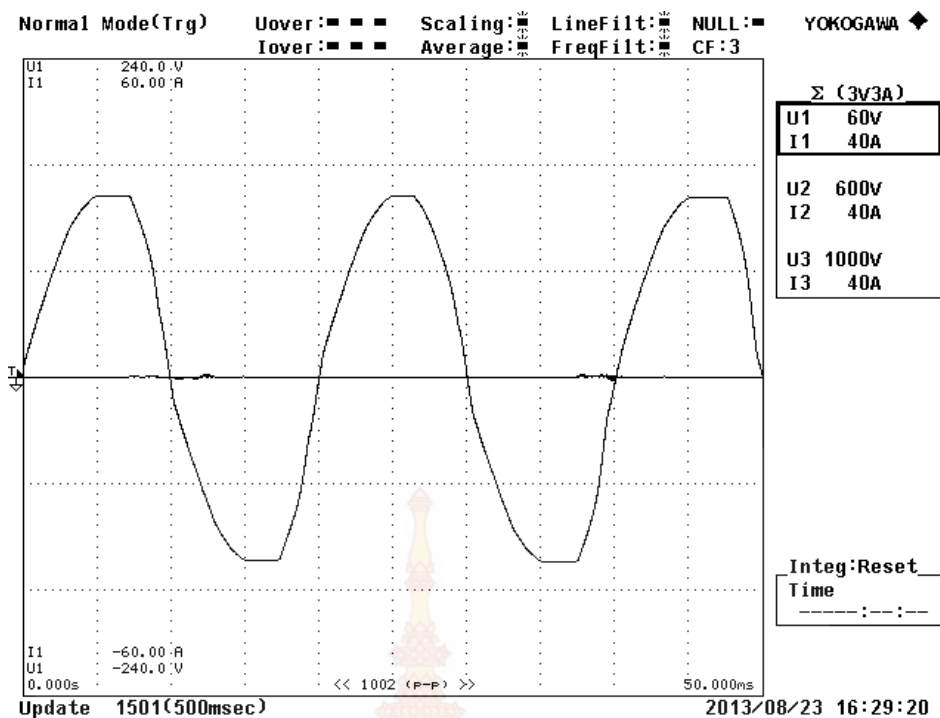
รูปที่ 4.11 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 40 เปอร์เซนต์



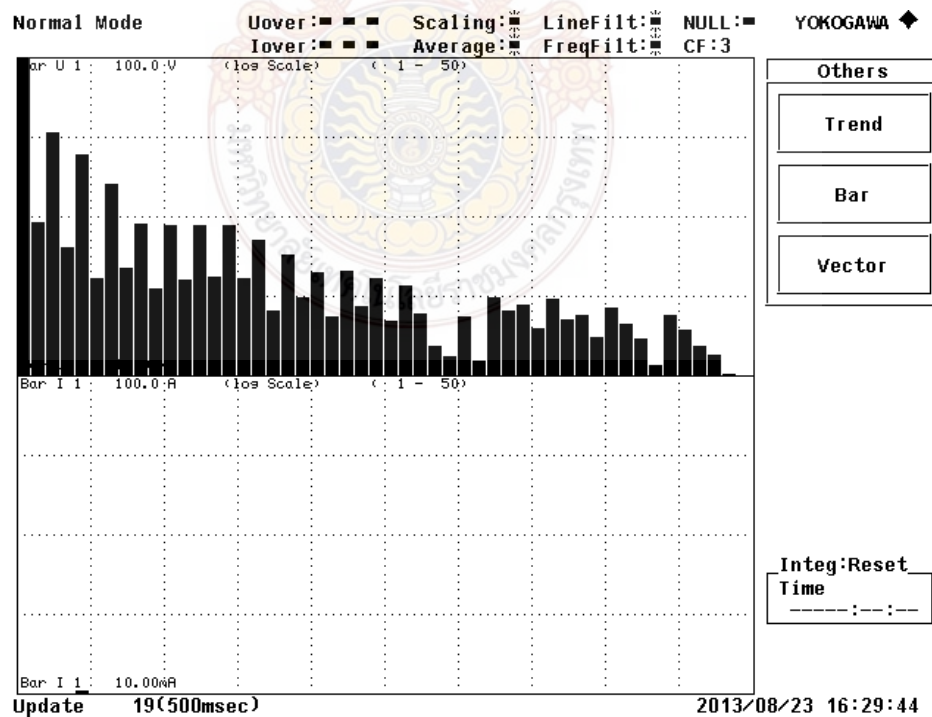
รูปที่ 4.12 แรงดันเอาต์พุต 110.83 โวลต์ปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 50 เปอร์เซนต์



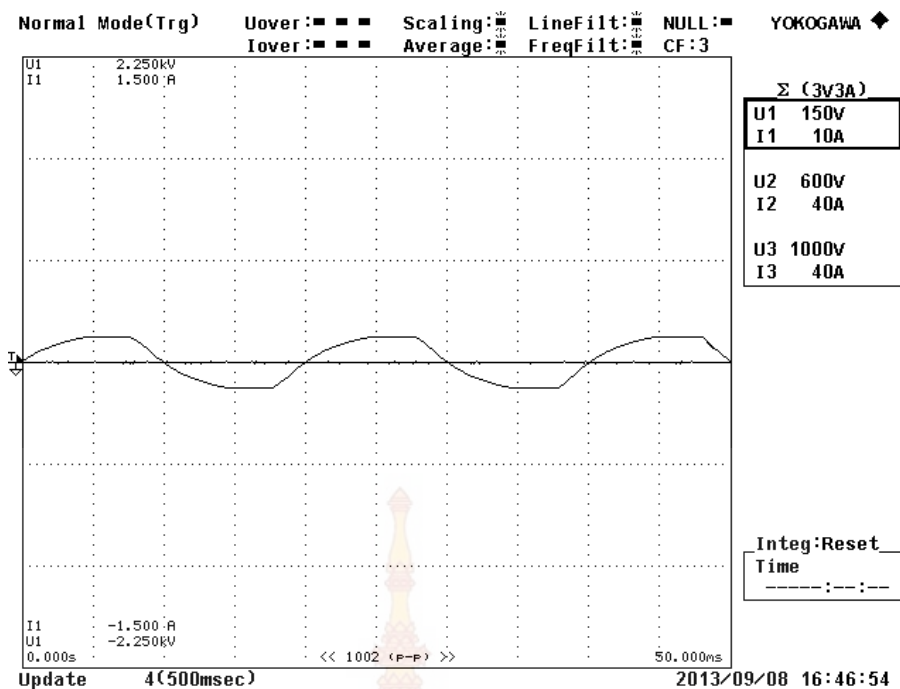
รูปที่ 4.13 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 50 เปอร์เซนต์



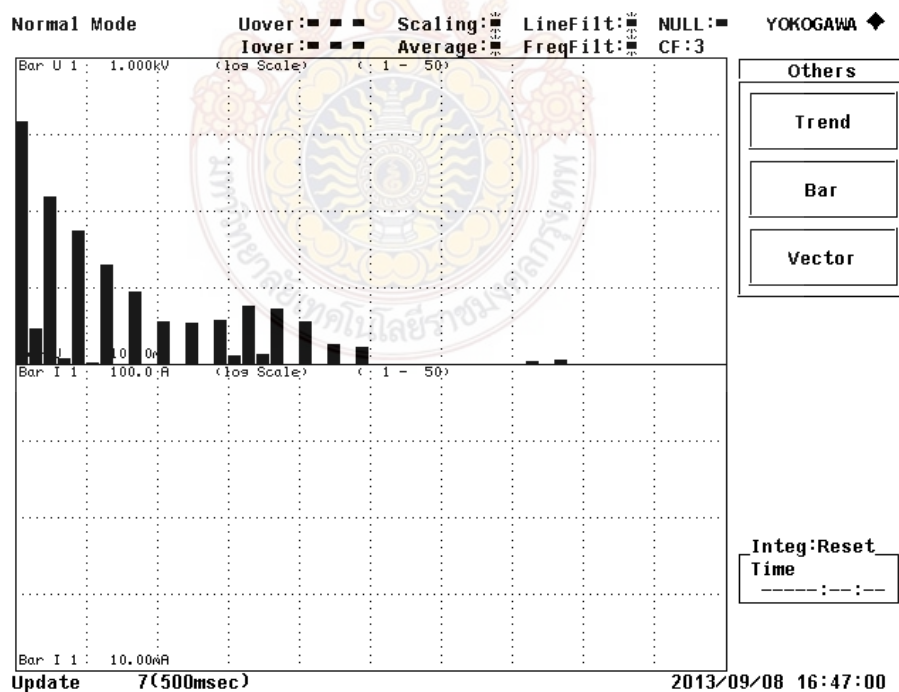
รูปที่ 4.14 แรงดันเอาต์พุต 148.52 โวลต์ปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 60 เปอร์เซนต์



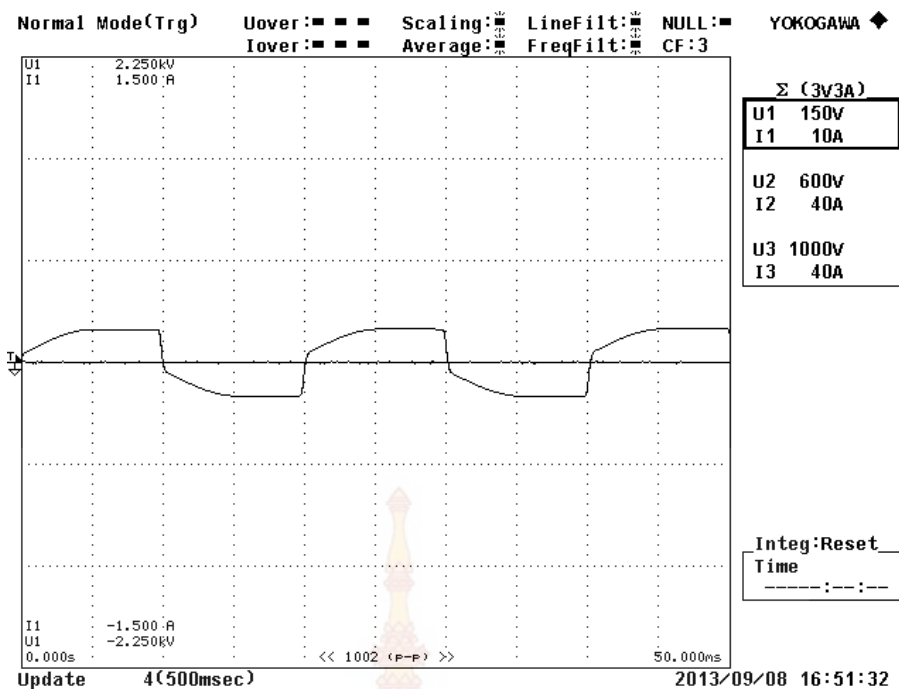
รูปที่ 4.15 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 60 เปอร์เซนต์



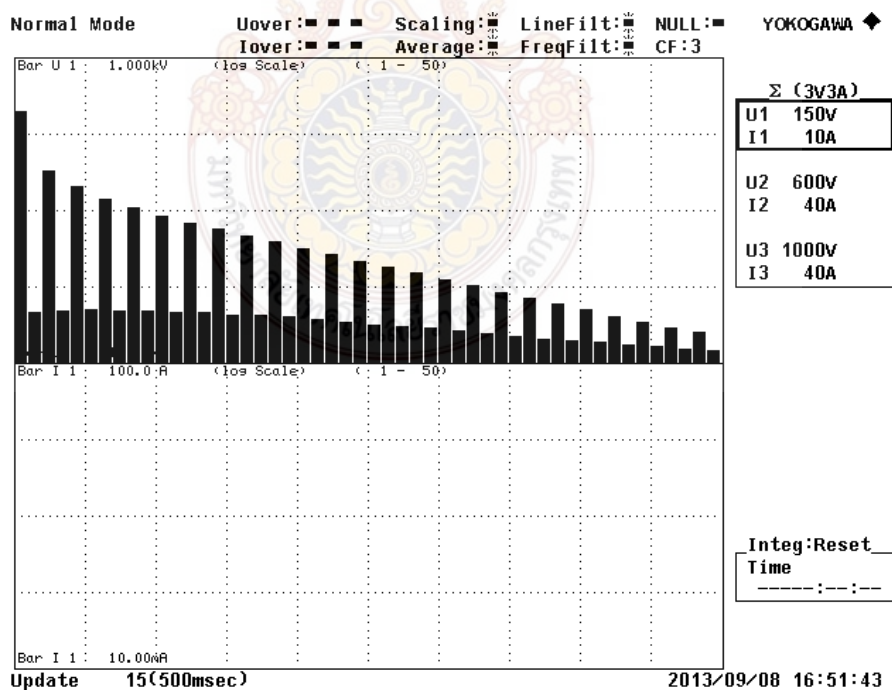
รูปที่ 4.16 แรงดันเอาต์พุต 198.01 โวลต์ปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 70 เปอร์เซนต์



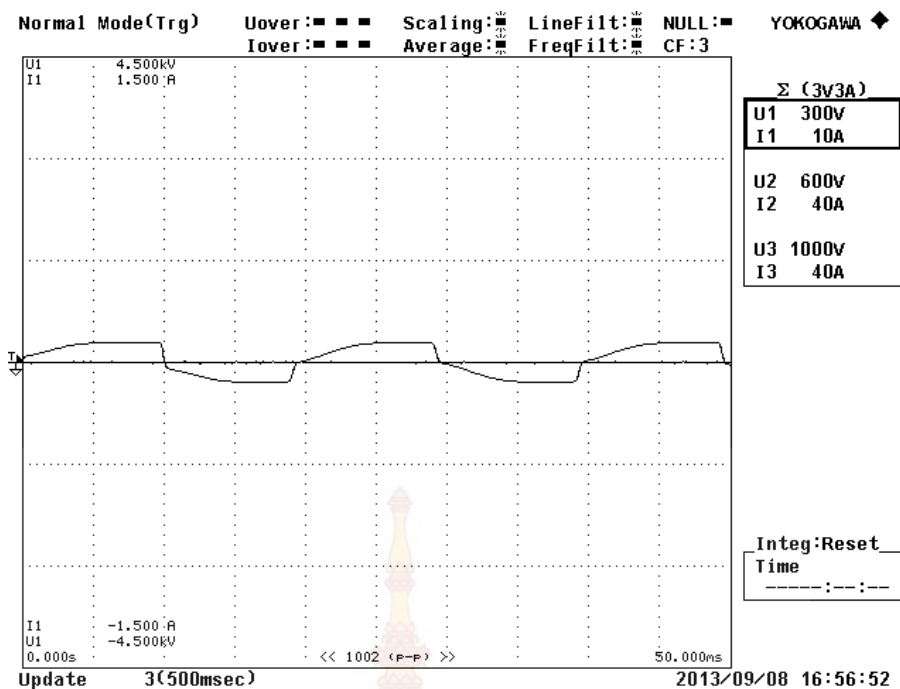
รูปที่ 4.17 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 70 เปอร์เซนต์



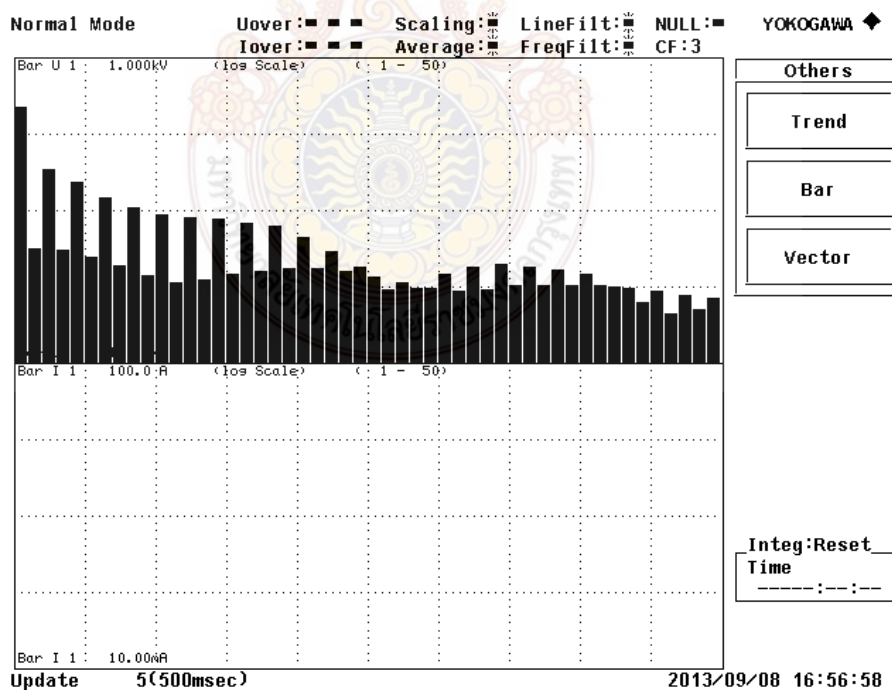
รูปที่ 4.18 แรงดันเอาต์พุต 238.19 โวลต์ปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 80 เปอร์เซนต์



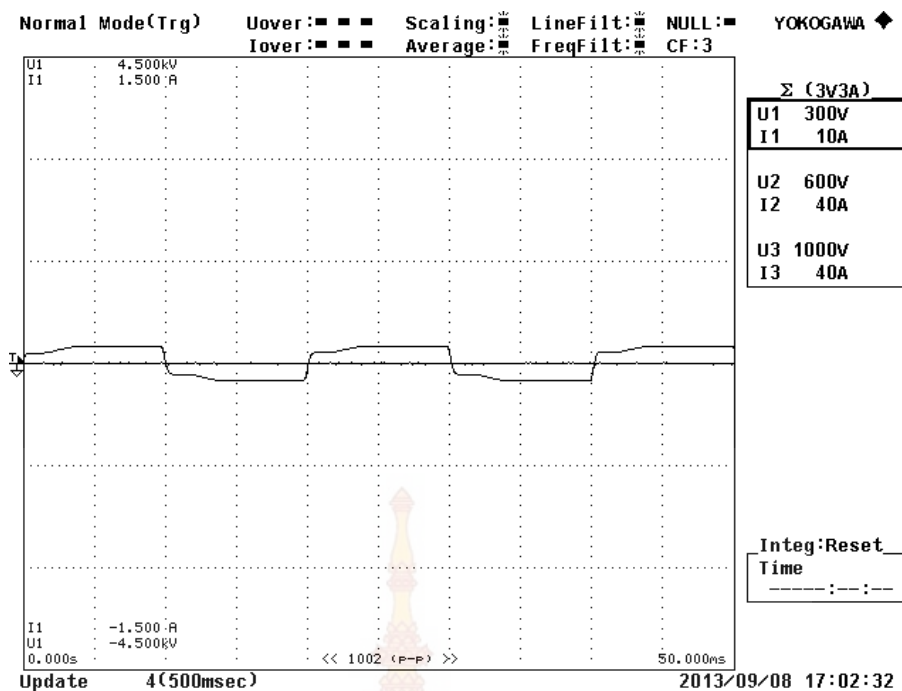
รูปที่ 4.19 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 80 เปอร์เซนต์



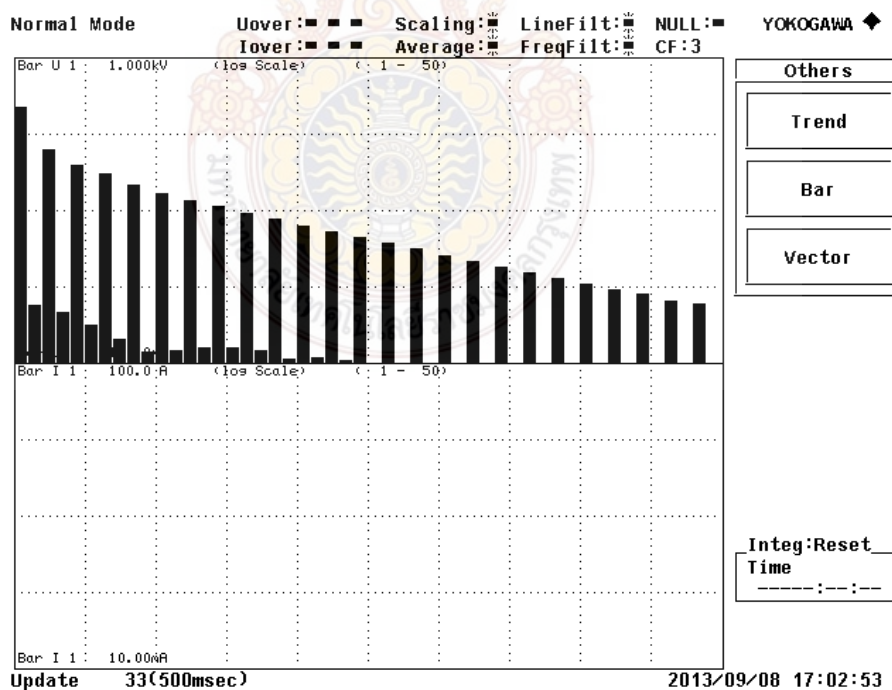
รูปที่ 4.20 แรงดันเอาต์พุต 242.14 โวลต์ปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 90 เปอร์เซนต์



รูปที่ 4.21 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 90 เปอร์เซนต์



รูปที่ 4.22 แรงดันเอาต์พุต 248.25 โวลต์ปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 95 เปอร์เซนต์



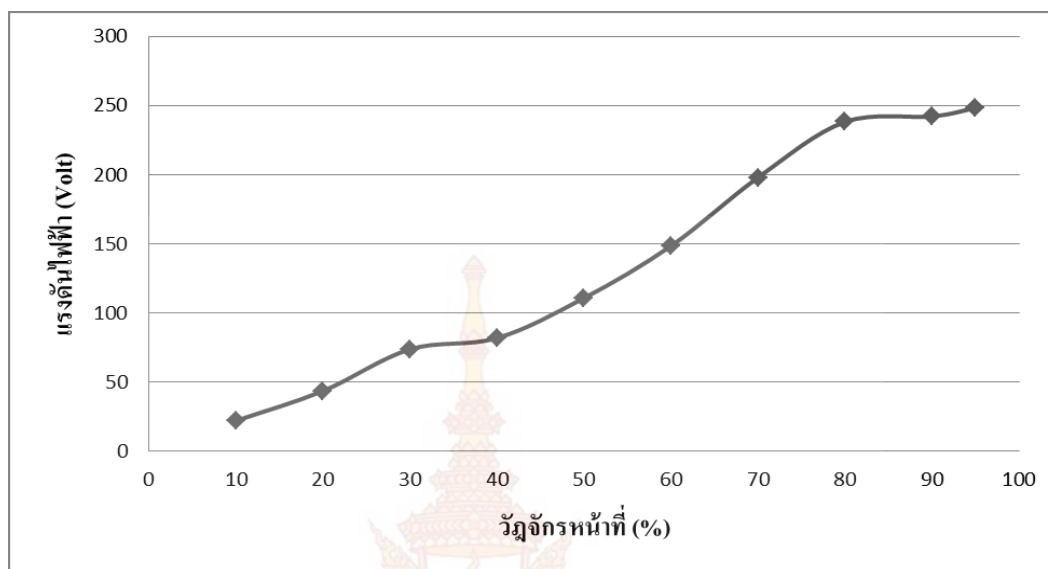
รูปที่ 4.23 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 95 เปอร์เซนต์

ตารางที่ 4.2 ค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการปรับค่าวัฏจักรหน้าที่

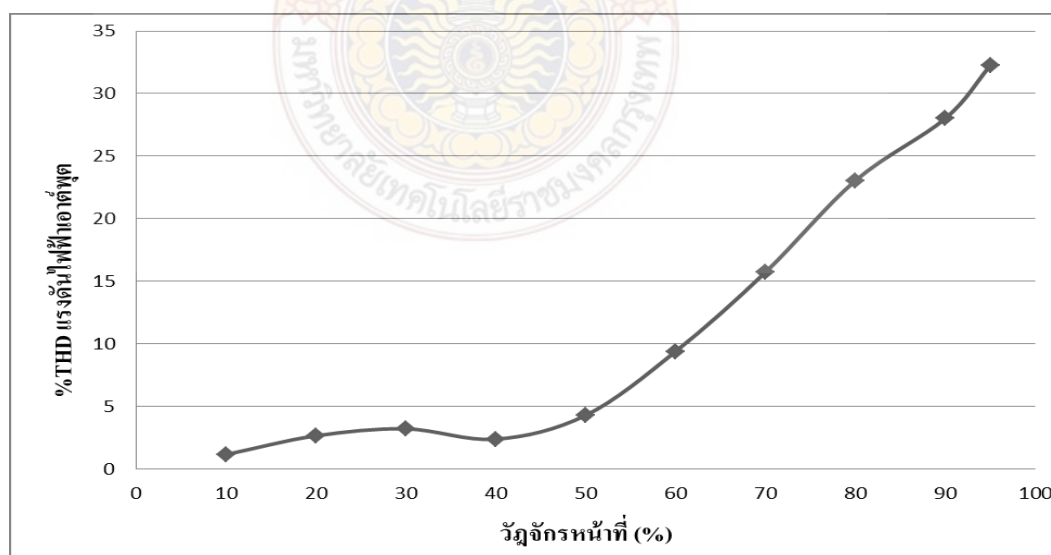
ค่าวัฏจักรหน้าที่ (เปอร์เซ็นต์)	แรงดันเอาต์พุต (โวลต์)	ความถี่ฮาร์มอนิกรวม (เปอร์เซ็นต์)
10	22.13	1.144
20	43.66	2.643
30	73.81	3.201
40	81.90	2.374
50	110.83	4.278
60	148.52	9.386
70	198.01	15.719
80	238.19	23.049
90	242.14	28.019
95	248.25	32.256

จากตารางที่ 4.2 และกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับค่าวัฏจักรหน้าที่และค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกรวมกับค่าวัฏจักรหน้าที่ดังรูปที่ 4.24 และ 4.25 เมื่อให้วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟส ทำงานขณะ ไม่มีโหลด สรุปได้ว่า วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟสสามารถจ่ายแรงดัน 0 – 220 โวลต์ ได้จริงโดยค่าแรงดัน เอาต์พุตจะมีค่าแปรผันตรงกับค่าวัฏจักรหน้าที่ตามตารางที่ 4.2 และรูปที่ 4.24 แต่เมื่อปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ เกิน 50 เปอร์เซ็นต์ แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าไม่เป็นไปตามสมการที่ 2.21 เนื่องจากการทดสอบแบบไม่มีโหลดทำให้พลังงานที่สะสมอยู่ในวงจรแอลซีฟิเลเตอร์ที่ต้องจ่ายพลังงานใน โหมดฟรีวิลลิ่ง ยังค้างอยู่ในตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุทำให้เมื่อสวิตช์ต้องวงจรอีกครั้งแรงดัน เอาต์พุตจึงรวมกับแรงดันที่วงจรแอลซีฟิเลเตอร์ด้วยนั่นเองในส่วนค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกรมนั้น โดยตามทฤษฎีแล้วค่าของความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกรวมจะแปรผกผันกับ บค่าวัฏจักรหน้าที่ แต่จากการทดลองเมื่อวงจรทำงานในช่วงวัฏจักรหน้าที่ไม่เกิน 50 เปอร์เซ็นต์ นั้นค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกรวมจะมีค่า

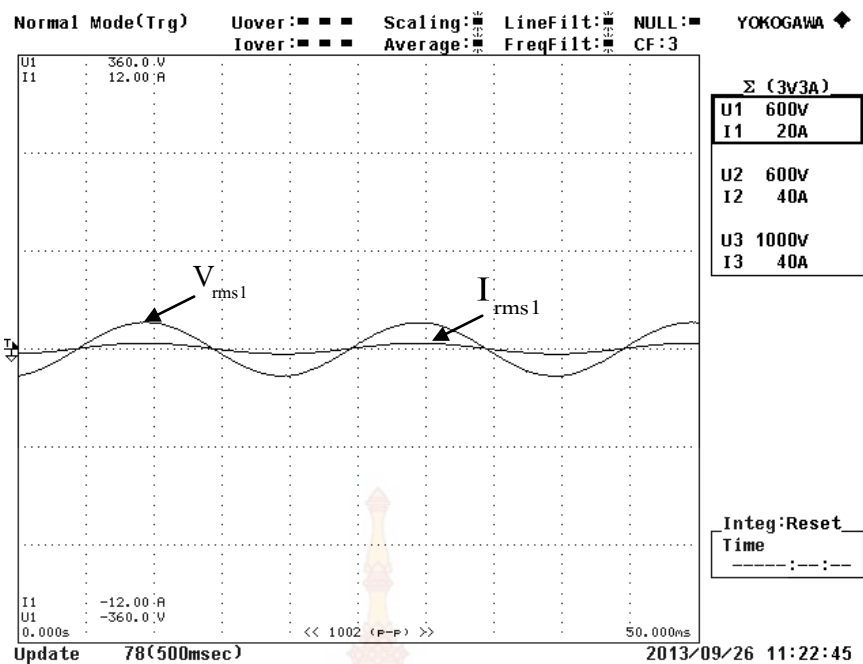
เปลี่ยนแปลงขึ้นลง อาจมาจากอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองไม่ได้มาตรฐาน และเมื่อปรับค่าวัฏจักรหน้าเกินกว่า 50 เปอร์เซนต์ขึ้นไปนั้นค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกจะเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องอาจเกิดจากวงจรแอลซีฟิเตอร์ทำงานผิดพลาดเนื่องจากการคายพลังงานที่สะสมอยู่ไม่หมด



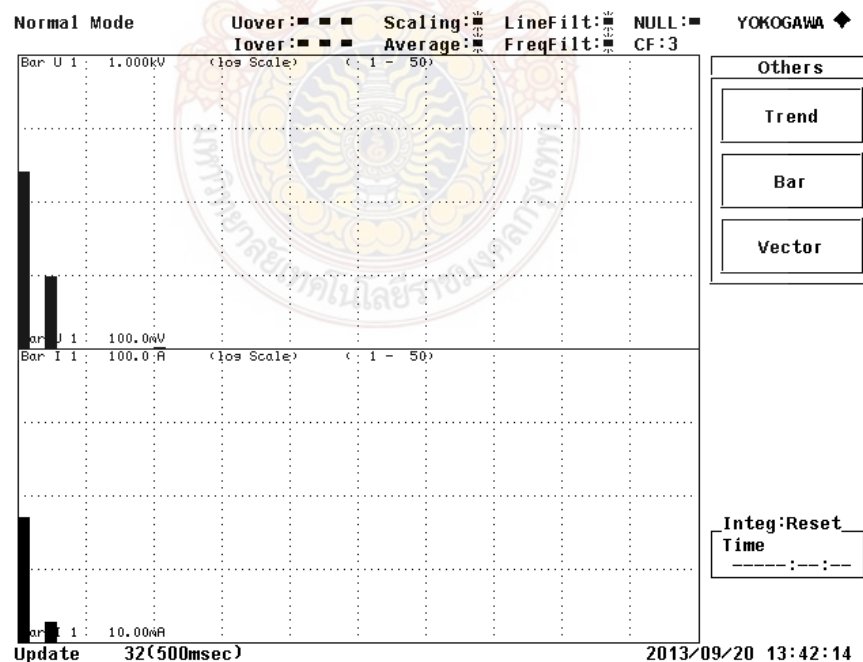
รูปที่ 4.24 กราฟแรงดันเมื่อปรับค่าวัฏจักรหน้าทีขณะไม่มีโหลด



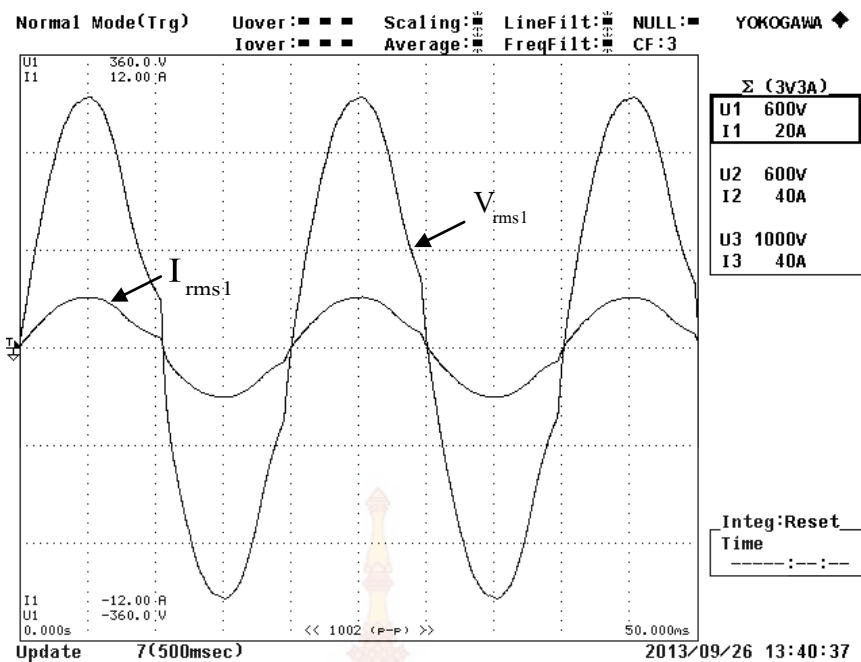
รูปที่ 4.25 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกปรับค่าวัฏจักรหน้าทีขณะไม่มีโหลด



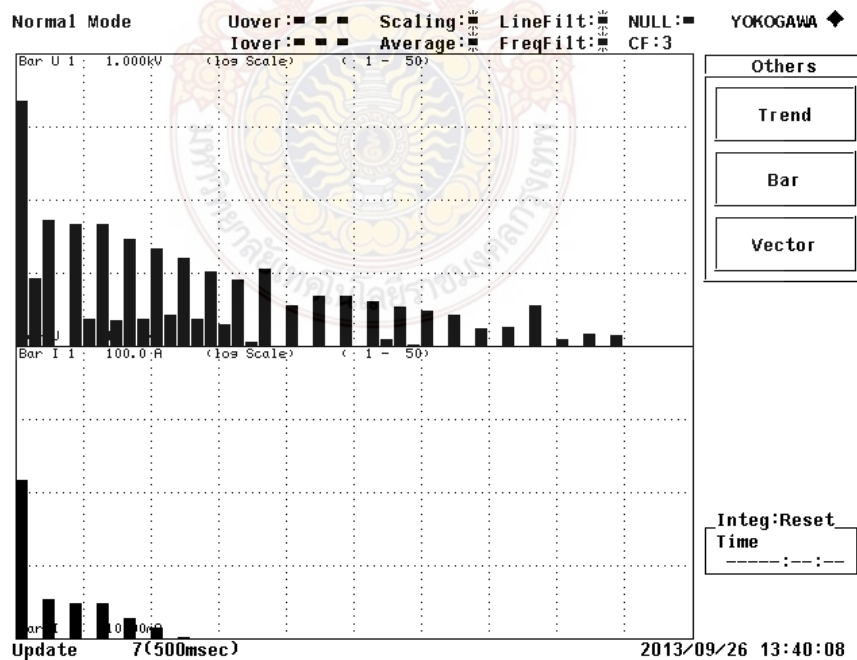
รูปที่ 4.28 แรงดันเอาต์พุต 23.14 โวลต์และกระแส 0.155 แอมแปร์ที่โหลด 300 วัตต์
ปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 10 เปอร์เซนต์



รูปที่ 4.29 สเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุต (บน) และกระแส (ล่าง) ที่โหลด 300 วัตต์
ปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 10 เปอร์เซนต์



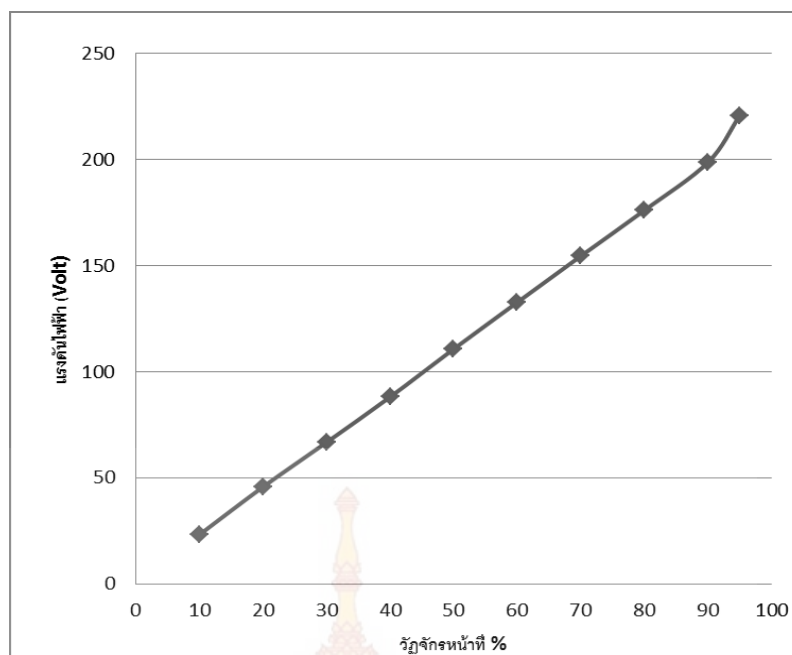
รูปที่ 4.46 แรงดันเอาต์พุต 220.74 โวลต์และกระแส 8.467 แอมแปร์ที่โหลด 1500 วัตต์
ปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 95 เปอร์เซนต์



รูปที่ 4.47 สเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุต (บน) และกระแส (ล่าง) ที่โหลด 1500 วัตต์
ปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 95 เปอร์เซนต์

ตารางที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกของแรงดันเอาต์พุตขณะปรับ
ค่าวัฏจักรหน้าที่ทดสอบโหลดความต้านทาน 300 วัตต์

วัฏจักรหน้าที่ (เปอร์เซ็นต์)	แรงดันอินพุต (โวลต์)	แรงดันเอาต์พุต (โวลต์)	ค่าความผิดเพี้ยนของ ฮาร์มอนิกของแรงดัน เอาต์พุต
10	≈ 144	23.14	3.528
20	≈ 160	45.68	2.456
30	≈ 145	66.71	2.270
40	≈ 165	88.10	2.772
50	≈ 170	110.72	3.955
60	≈ 180	132.73	3.080
70	≈ 180	154.58	4.267
80	≈ 200	176.10	4.039
90	≈ 210	198.73	5.644
95	≈ 240	220.74	4.771

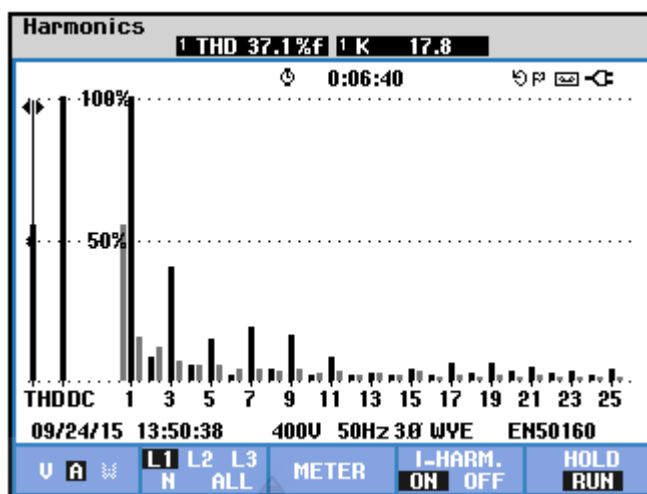


รูปที่ 4.48 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันเอาต์พุตขณะปรับค่าวัฏจักรหน้าที่
ที่โหลด 1500 วัตต์

4.4 สรุปผลและการวิเคราะห์

จากการทดสอบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟส 0-220 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ ที่สร้างเป็น
เครื่องต้นแบบ เครื่องสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้จริงตามขอบเขตที่กำหนด

เนื่องจากการทดสอบขณะมีโหลด โหลดที่ใช้คือความต้านทาน ขนาด 150 โอห์ม 300 วัตต์
เนื่องจากไม่สามารถปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ให้มีค่า 100 เปอร์เซนต์ได้ จึงต้องทำการเพิ่มแรงดันอินพุต
ของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับให้มีความมากกว่า 220 โวลต์ ซึ่งทำให้แรงดัน เอาต์พุตขณะที่มี
โหลดอยู่ที่ 220 โวลต์ ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ 95 เปอร์เซนต์ในส่วนของค่าความ ผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิ
กรวมแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าไม่เกิน 5 เปอร์เซนต์



รูปที่ 4.49 ฮาร์โมนิกสัณณะฟิเตอร์ด้วยแอลซีแอล



บทที่ 5

สรุปผล ปัญหาและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผล

การศึกษารลดฮโณนิกส์แรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกริดสำหรับระบบพลังงานแสงอาทิตย์ด้วยการใช้วงจรฟิลเตอร์แบบแอลแอลซีแอล ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ TMS320F2808 เข้ากับระบบ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ ขนาดกำลังไฟฟ้าไม่ต่ำกว่า 1500 วัตต์ จำยให้กับเพื่อทดสอบชุดขับ วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟส ได้ดำเนินงานสำเร็จตามวัตถุประสงค์และขอบเขต ของงาน วิจัย ทั้งการออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบโดยมีผลสรุปดังนี้

1. วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟสทำงานขณะไม่มีโหลด เมื่อ วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับจ่ายแรงดันเอาต์พุต โดยปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 10 – 95 เปอร์เซ็นต์ โดยเพิ่มครั้งละ 10 เปอร์เซ็นต์ ค่าแรงดัน เอาต์พุตจะแปรผันตรงกับค่า วัฏจักร เครื่องต้นแบบ สามารถปรับแรงดันเอาต์พุตกระแสสลับ 0 – 220 โวลต์ โดยการปรับวัฏจักรหน้าที่ได้จริง

2. วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟสเมื่อต่อร่วมกับวงจรแอล แอลซีแอลฟิลเตอร์ปรากฏว่ารูปคลื่นไซน์ที่ผ่านวงจรแอลซีฟิลเตอร์แล้วนั้นสามารถรองความถี่สูงที่ เกิดจากการสวิตชิงได้ มีสัญญาณรบกวนน้อย เมื่อเปรียบเทียบกับรูปคลื่นไซน์เอาต์พุ ตก่อนผ่านวงจร แอลแอลซีแอลฟิลเตอร์แสดงว่าวงจรแอลซีฟิลเตอร์สามารถรองความถี่สูงได้จริง

3. ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ TM320F2808 สามารถใช้สร้างสัญญาณควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟสได้ และสามารถ บันทึกข้อมูลลงหน่วยความจำ อีอีพรอม (EEPROM) ของ TM320F2808 ได้จริง ทำให้สามารถถอดสายสัญญาณที่เชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์ออกได้โดยที่โปรแกรมที่บันทึกไว้ไม่สูญหาย

5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

1. แรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟสทำงานขณะไม่มีโหลดเมื่อปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ค่าสูงๆ จะมีค่าเกิน 220 โวลต์ เนื่องจากพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในชุดแอลซีฟิลเตอร์ยังคงมีอยู่และรวมกับแรงดัน เอาต์พุตของวงจรเมื่อสวิตช์ต่อวงจรอีกครั้ง แก้ไขได้ด้วยการใช้ ค่าความต้านทานค่าสูงๆ ต่อต้านออกของวงจรไว้ตลอดเวลา

2. ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ TM320F2808 ไม่สามารถปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ 100 เปอร์เซ็นต์ได้ เนื่องจากไมโครคอนโทรลเลอร์จะมีโปรแกรมป้องกันอุปกรณ์ ไม่ให้จ่ายแรงดันต่อเนื่องกันตลอดเวลา ทำให้สามารถปรับค่าวัฏจักรหน้าที่สูงสุดได้ที่ 95 เปอร์เซ็นต์ เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตมีค่า 220 โวลต์ จึงต้องทำการปรับแรงดันอินพุตมากกว่า 220 โวลต์

3. เนื่องจากการควบคุมการทำงานของวงจรเป็นการควบคุมแบบวงรอบเปิด (Open Loop) ไม่มีการตรวจจับค่าแรงดันทางด้านเอาต์พุตของวงจร แรงดันด้านเอาต์พุตจึงแปรผันตามโหลดที่นำมาต่อ แก้ไขได้โดยการออกแบบวงจรควบคุมให้เป็น การควบคุมแบบวงรอบปิด (Close Loop) ตรวจจับแรงดันด้านเอาต์พุตเพื่อให้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ TM320F2808 ประมวลผลและปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ในการทำงานของวงจรต่อไป



รายการอ้างอิง

1. Y. C. Chuang, "High-Efficiency ZCS Buck Converter for Rechargeable Batteries," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 7, pp.2463 - 2472, July 2010.
2. B. R. Lin and J. J. Chen, "Analysis of an integrated flyback and zeta converter with active clamping technique," *IET Proc. – Power Electron.*, vol. 2, no. 4, pp. 355-363, 2009.
3. Phatiphat Thounthong, Stephane Rael and Bernard Davat, "DC Bus voltage regulation supplied by fuel cell/supercapacitor hybrid source," *ECTI trans. Electrical Eng., Electronics, and communications*, vol. 4, NO. 2, August 2006
4. Atsushi Okuno, Hitoshi Kawano, Junming Sun, Manabu Kurokawa, Akira Kojina, and Mutsuo Nakaoka, "Feasible Development of Soft-Switched SIT Inverter with Load-Adaptive Frequency-Tracking Control Scheme for Induction Heating," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, VOL. 34, NO. 4, JULY/AUGUST 1998
5. M. K. Kazimierczuk and D. Czarkowski, "Phase control of series resonant converter," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC)*, 1993, pp. 1002–1008
6. F. Z. Peng, H. Li, G.-J. Su, and J. S. Lawler, "A new ZVS bidirectional DC–DC converter for fuel cell and battery application," *IEEE Trans Power Electron.*, vol. 19, no. 1, pp. 54–65, Jan. 2004.
7. Pascual, C., Krein, P.T., 'Switched capacitor system for automatic series battery equalization', *IEEE Applied Power Electronics Conf.*, 1997, Vol. 2, pp. 848–852
8. Zhang, F., Yan, Y.: 'Novel forward–flyback hybrid bidirectional DC–DC converter', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2009, 56, (5), pp. 1578–1584
9. Schuch, L., Rech, C., Hey, H.L., Grunding, H.A., Pinheiro, H., Pinheiro, J.R.: 'Analysis and design of a new high-efficiency bidirectional integrated ZVT PWM converter for DC-bus and battery-bank interface', *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2006, 42, (5), pp. 1321–1332
10. Chan, H.L., Cheng, K.W.E., Sutanto, D.: 'ZCS-ZVS bi-directional phase-shifted DCDC converter with extended load range', *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, 2003, 150, (3), pp. 269–277
11. Chen, G., Lee, Y.S., Hui, S.Y.R., Xu, D.H., Wang, Y.S.: 'Actively clamped bidirectional flyback converter', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2000, 47, (4), pp. 770–779

12. Zhu, L.: 'A novel soft-commutating isolated boost full-bridge ZVSPWM DCDC converter for bidirectional high power applications', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2006, 21, (2), pp. 422–429
13. Lee, J., Jo, J., Choi, S., Han, S.B.: 'A 10-kw SOFC low-voltage battery hybrid power conditioning system for residential use', *IEEE Trans. Energy Converter*, 2006, 21, (2), pp. 575–585
14. Chiu, H.J., Lin, L.W.: 'A bidirectional DCDC converter for fuel cell electric vehicle driving system', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2006, 21, (4), pp. 950–958
15. Zhao, Q., Lee, F.C.: 'High-efficiency, high step-up DCDC converters', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2003, 18, (1), pp. 65–73
16. Jianwen Shao; "Improving current regulation for offline LED driver" in *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf.* 2009, pp:601 - 604
17. Jianwen Shao; "Single Stage Offline LED Driver" in *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf.* 2009, pp: 582 - 586
18. Tzuen-Lih Chern; Li-Hsiang Liu; Ping-Lung Pan; Yi-Jie Lee; "Single- Stage Flyback Converter for Constant Current Output LED Driver with Power Factor Correction", in *Proc. IEEE of ICIEA'2009*, pp: 2891 - 2896
19. Jae-Eul Yeon; Dong-Soo Kim; Kyu-min Cho; Hee-Jun Kim; "A single stage flyback power supply unit for LED lighting applications", in *Proc. IEEE of ELECO'2009*, pp: I-288 - I-292
20. S. Rao, Q. Khan, S. Bang, D. Swank, A. Rao, W. McIntyre, and P. K. Hanumolu, "A 1.2 A buck-boost LED driver with 13% efficiency improvement using error-averaged SenseFET-Based current sensing," in *Proc. ISSCC Dig. Tech. Papers*, Feb. 2011, pp. 238–239
21. H.-J. Chiu, Y.-K. Lo, J.-T. Chen, S.-J. Cheng, C.-Y. Lin, and S.-C. Mou, "A high-efficiency dimmable led driver for low-power lighting applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 2, pp. 735–743, Feb. 2010.
22. Hung-Liang Cheng, and Cheng-Wei Lin, "Design and Implementation of a High-Power Factor LED Driver with Zero-Voltage Switching-On Characteristics," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 9, no. 9, pp. 4949–4958, Sep. 2014.

