



ใบรับรองวิทยานิพนธ์

บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

เรื่อง การวิเคราะห์และออกแบบแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพาโดยใช้วงจร
ฟูลบริดจ์ต่อการะเบบอนุกรม

โดย นายการณย์ วันทอง

ได้รับอนุมัติให้นับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

(อาจารย์ ดร.มงคล หวังสถิตย์วงศ์)

21 พฤษภาคม 2550

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

ประธานกรรมการ

(รองศาสตราจารย์ ดร.วิบูลย์ ชื่นแขก)

กรรมการ

(รองศาสตราจารย์ ดร.สุขสันต์ นุ่นงาม)

กรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ศิริพรรณ ธงชัย)

การวิเคราะห์และออกแบบแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพาโดยใช้วงจรฟูลบริดจ์
ต่อภาระแบบอนุกรม

นายการันย์ วันทอง

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ปีการศึกษา 2549
ลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ชื่อ : นายการันย์ วันทอง
ชื่อวิทยานิพนธ์ : การวิเคราะห์และออกแบบแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพา
โดยใช้วงจรฟูลบริดจ์ต่อภาระแบบอนุกรม
สาขาวิชา : วิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ : รองศาสตราจารย์ ดร. วิบูลย์ ชื่นแขก
ปีการศึกษา : 2549

บทคัดย่อ

แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับในอุดมคติต้องมีรูปคลื่นแรงดันด้านออกเป็นสัญญาณไซน์และมีขนาดเล็ก แต่แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ถูกผลิตออกมาส่วนมากมีขนาดใหญ่ น้ำหนักมาก และแรงดันด้านออกมีลักษณะของสัญญาณเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมหรือใกล้เคียงสัญญาณไซน์ ซึ่งแรงดันนี้ประกอบด้วยความถี่ฮาร์มอนิกอื่นๆ นอกเหนือจากความถี่มูลฐาน ดังนั้นเมื่อภาระเป็นมอเตอร์ เช่น พัดลม หลอดฟลูออเรสเซนต์ หรืออุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าอื่นๆ อาจสร้างความเสียหายแก่อุปกรณ์ต่างๆ เหล่านั้นได้

งานวิจัยนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อสร้างแหล่งจ่ายแรงดันกระแสสลับที่ให้แรงดันขาออกมีลักษณะของสัญญาณเป็นรูปคลื่นไซน์ มีความผิดเพี้ยนต่ำ ขนาดเล็กเหมาะสมสำหรับพกพาได้ มีน้ำหนักเบา และราคาถูก เพื่อช่วยอำนวยความสะดวกสำหรับใช้กับอุปกรณ์ไฟฟ้าในที่ๆ ไม่มีไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าหลัก แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพาถูกออกแบบและสร้าง โดยใช้วงจรฟูลบริดจ์ต่อภาระแบบอนุกรม ทำงานในโหมดกระแสไหลไม่ต่อเนื่องความถี่สวิตช์สูงสุด 100 kHz ควบคุมความถี่ในการสวิตช์โดยใช้วงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่ วงจรที่สร้างสามารถจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 230 V 50 Hz กำลังไฟฟ้าด้านออกสูงสุด 200 W มีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ มีความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของแรงดันสูงสุด 4.86 %

(วิทยานิพนธ์มีจำนวนทั้งสิ้น 78 หน้า)

คำสำคัญ : วงจรฟูลบริดจ์ต่อภาระแบบอนุกรม, วงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

Name : Mr. Karun Wanthong
Thesis Title : Analysis and Design of Portable AC Power-pack with Full-bridge
Series-loaded Resonant Converter
Major Field : Electrical Engineering
King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok
Thesis Advisor : Associate Professor Dr. Viboon Chunkag
Academic Year : 2006

Abstract

An ideal AC power supply must be supply a pure sinusoidal output voltage waveform and the size should be small. In the present, power supplies which are available have several disadvantages such as large size, high weight and square wave output voltage waveform. This waveform consists of other harmonics, apart from the fundamental frequency. Therefore several AC loads such as; electric motor, fluorescence lamp or other electrical devices may be malfunction or damage.

This research aims to build an AC power supply which a pure sinusoidal output voltage waveform with low total harmonic distortion, small size, light weight and low cost. It is convenience for using with electrical load in case of no electricity in the area. An AC power pack has been analyzed, designed and built using full-bridge series-loaded resonant converter operated in discontinuous current mode with 100 kHz maximum switching frequency. A voltage to frequency converter is used to control the switching frequency. The prototype system offers pure sinusoidal output voltage 230 V, 50 Hz, maximum output power 200 W and maximum total harmonic distortion 4.86 %

(Total 78 pages)

Keywords: full-bridge series-loaded resonant converter, voltage to frequency converter

Advisor

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดี ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณในความช่วยเหลือในด้านต่างๆ ทั้งทางด้านวิชาการและคำแนะนำในการแก้ปัญหาต่างๆ ของรองศาสตราจารย์ ดร.วิบูลย์ ชื่นแขก อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ขอขอบคุณอาจารย์และเจ้าหน้าที่ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าทุกท่าน ตลอดจนพี่ๆ เพื่อนๆ น้องๆ ที่คอยสนับสนุน ห่วงใย ให้กำลังใจ และช่วยเหลือในทุกๆ ด้าน

ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ของข้าพเจ้าสำหรับความรัก ความเมตตา โอกาสทางการศึกษาและการสนับสนุนในทุกๆ ด้านกับข้าพเจ้า บุคคลซึ่งเป็นกำลังใจสูงสุดของผู้วิจัยเสมอมาและตลอดไป

การวิจัยนี้ได้รับทุนอุดหนุนบางส่วนจากทุนอุดหนุนการวิจัยเพื่อทำวิทยานิพนธ์สำหรับนักศึกษาระดับบัณฑิตศึกษา บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

การันต์ วันทอง

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ค
กิตติกรรมประกาศ	ง
สารบัญตาราง	ช
สารบัญภาพ	ฅ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย	2
1.3 ขอบเขตการวิจัย	2
1.4 วิธีดำเนินการวิจัย	2
1.5 เครื่องมือที่ใช้	2
1.6 ประโยชน์ของการวิจัย	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 อินเวอร์เตอร์ชนิดพีดับเบิลยูเอ็ม (PWM)	4
2.2 หลักการทำงานของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพา	7
2.3 การเปรียบเทียบข้อดี – ข้อเสีย ของวิธีการเรโซแนนซ์แบบอนุกรม กับแบบ พีดับเบิลยูเอ็ม	13
2.4 ตัวควบคุมอัตโนมัติ (Automatic Controllers)	13
2.5 อุปกรณ์สำคัญที่ใช้ในงานวิจัย	22
บทที่ 3 การออกแบบและการจำลองผลการทำงาน	24
3.1 วงจรภาคแหล่งจ่ายไฟ	24
3.2 วงจรควบคุม	26
3.3 วงจรขับนำเกต	31
3.4 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	32
3.5 การจำลองด้วยโปรแกรมทางคณิตศาสตร์	34
บทที่ 4 การทดสอบแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพา	47
4.1 การทดสอบทางไฟฟ้า	47
4.2 การทดสอบการทำงานของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพา	51

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.3 การทดสอบประสิทธิภาพและความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกของแรงดัน	62
4.4 ภาพแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพิกพาต้นแบบ	64
4.5 สรุป	65
บทที่ 5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ	66
5.1 ปัญหาและแนวทางการปรับปรุงแก้ไข	66
5.2 ข้อเสนอแนะ	67
5.3 ส่วนประกอบของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพิกพา	67
เอกสารอ้างอิง	68
ภาคผนวก ก การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	70
ภาคผนวก ข ตารางแกนเฟอร์ไรซ์ EE ขนาดต่างๆ	75
ประวัติผู้วิจัย	78

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2-1 การเปรียบเทียบข้อดี – ข้อเสียของวิธีการเรโซแนนซ์แบบอนุกรม กับแบบ พีดับเบิลยูเอ็ม	13
4-1 การทดสอบคุณสมบัติทางไฟฟ้า	62
4-2 แสดงผลของความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของแรงดัน	63
ก-1 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนรอบและแรงดัน	72
ข-1 ค่าพารามิเตอร์ของแกนเฟอร์ไรซ์ขนาดต่างๆ	76

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2-1 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	4
2-2 การสวิตช์แรงดันแบบไบโพลาร์	5
2-3 การสวิตช์แรงดันแบบยูนิโพลาร์	6
2-4 วงจรฟูลบริดจ์โพลครโฮแนนด์แบบอนุกรม	7
2-5 การมอดูเลตความถี่พัลส์	8
2-6 วงจรโพลครโฮแนนด์	8
2-7 วงจรโพลครโฮแนนด์ในรูปของการลาปลาซ	8
2-8 การทำงานในโหมดกระแสไหลไม่ต่อเนื่อง	10
2-9 ลักษณะของกระแสในวงจรฟูลบริดจ์โพลครโฮแนนด์	10
2-10 วงจรฟูลบริดจ์ที่ใช้ในการกลับเฟส	11
2-11 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น	11
2-12 สัญญาณหลังจากผ่านการกลับเฟส	12
2-13 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	12
2-14 สัญญาณหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	12
2-15 ไดอะแกรมของตัวควบคุมแบบพี	14
2-16 ผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดของตัวควบคุมแบบพี	15
2-17 วงจรควบคุมแบบพี	15
2-18 ไดอะแกรมของตัวควบคุมแบบไอ	16
2-19 ผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดของตัวควบคุมแบบไอ	16
2-20 วงจรควบคุมแบบไอ	17
2-21 ไดอะแกรมของตัวควบคุมแบบพีไอ	19
2-22 ผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดของตัวควบคุมแบบพีไอ	19
2-23 วงจรควบคุมแบบส่วนร่วมกับแบบพีไอ	19
2-24 วงจรควบคุมแบบพีไอปรับค่าอิสระต่อกัน	20
2-25 มอสเฟตชนิดเอนแฮนซ์เมนต์มอสเฟต n-channel enhancement-type MOSFET	22
2-26 ค่าความต้านทานขณะทำงานเทียบกับอุณหภูมิที่รอยต่อ	23
3-1 รายละเอียดของวงจรสร้างแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพา	24

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3-2 วงจรภาคแหล่งจ่ายไฟ $\pm 15\text{ V}$ และ 5 V	25
3-3 แหล่งจ่ายไฟ 18 V โดยใช้วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์	26
3-4 วงจรผลิตสัญญาณไซน์	27
3-5 วงจรเรียงกระแสแม่นยำแบบเต็มคลื่น	27
3-6 วงจรควบคุม	28
3-7 การต่อใช้งานของวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่	29
3-8 การทำงานในสภาวะ Toggle	29
3-9 วงจรลอจิกที่ใช้ในการแยกสัญญาณ	30
3-10 วงจรที่ใช้กลับเฟสสัญญาณ	30
3-11 วงจรขั้วนำเกตที่ใช้หม้อแปลง	31
3-12 วงจรขั้วนำเกตโดยไอซีออปโตไอโซเลเตอร์ TLP250	31
3-13 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	32
3-14 สัญญาณควบคุมอุปกรณ์สวิตช์เทียบกับกระแสในวงจรเรโซแนนซ์	33
3-15 แบบจำลองของวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่	34
3-16 สัญญาณของวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่	35
3-17 แบบจำลองของวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ต่อภาระเรโซแนนซ์แบบอนุกรม	36
3-18 แบบจำลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพา	36
3-19 การแปลงผันแรงดันเป็นความถี่	37
3-20 $f_{Q1,Q4}$, $f_{Q2,Q3}$, i_{L_r} และ V_{C_r}	37
3-21 สัญญาณที่ผ่านการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น	38
3-22 สัญญาณที่ผ่านการกลับเฟส	38
3-23 สัญญาณรูปคลื่นไซน์จากการจำลองด้วยโปรแกรม Matlab	39
3-24 การจำลองการสวิตช์แบบไบโพลาร์	40
3-25 สเปกตรัมของแรงดัน v_o แบบไบโพลาร์โดยใช้โปรแกรม Matlab	40
3-26 สเปกตรัมของแรงดัน v_o แบบไบโพลาร์โดยใช้โปรแกรม PSpice	40
3-27 สเปกตรัมของแรงดัน $v_{o(LPF)}$ แบบไบโพลาร์โดยใช้โปรแกรม Matlab	41
3-28 สเปกตรัมของแรงดัน $v_{o(LPF)}$ แบบไบโพลาร์โดยใช้โปรแกรม PSpice	41

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3-29 การจำลองการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์	42
3-30 สเปกตรัมของแรงดัน v_o แบบยูนิโพลาร์โดยใช้โปรแกรม Matlab	43
3-31 สเปกตรัมของแรงดัน v_o แบบยูนิโพลาร์โดยใช้โปรแกรม PSpice	43
3-32 สเปกตรัมของแรงดัน $v_{o(LPF)}$ แบบยูนิโพลาร์โดยใช้โปรแกรม Matlab	44
3-33 สเปกตรัมของแรงดัน $v_{o(LPF)}$ แบบยูนิโพลาร์โดยใช้โปรแกรม PSpice	44
3-34 การจำลองการสวิตช์แบบเรโซแนนซ์	45
3-35 สเปกตรัมของแรงดัน v_o โดยวิธีการเรโซแนนซ์ ด้วยโปรแกรม Matlab	45
3-36 สเปกตรัมของแรงดัน $v_{o(LPF)}$ โดยวิธีการเรโซแนนซ์ ด้วยโปรแกรม Matlab	46
4-1 Ch1 สัญญาณไซน์แบบเต็มคลื่น Ch2 สัญญาณหลังจากผ่านวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่	47
4-2 Ch1 สัญญาณไซน์จากแรงดัน 0 V ถึง 3 V Ch2 ความถี่ที่ผลิตออกมา	48
4-3 สัญญาณที่ส่งไปยังวงจรจับนำเกต	48
4-4 สัญญาณหลังจากผ่านวงจรจับนำเกต	49
4-5 Ch1 แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_r Ch2 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_r	50
4-6 แรงดันเอาต์พุตที่ทำการกรองความถี่สูงออกไป	50
4-7 แรงดันเอาต์พุตเทียบกับกระแสเมื่อต่อภาระ 100 W	51
4-8 การเปลี่ยนแปลงภาระจากภาระ 100 W เป็น 140 W	51
4-9 การเปลี่ยนแปลงภาระจากภาระ 100 W เป็น 140 W	52
4-10 แรงดันเอาต์พุตเทียบกับกระแสเมื่อต่อภาระ 140 W	52
4-11 การเปลี่ยนแปลงภาระจากภาระ 100 W เป็น 160 W	53
4-12 การเปลี่ยนแปลงภาระจากภาระ 100 W เป็น 160 W	53
4-13 แรงดันเอาต์พุตเทียบกับกระแสเมื่อต่อภาระ 160 W	54
4-14 การเปลี่ยนแปลงภาระจากภาระ 100 W เป็น 200 W	54
4-15 การเปลี่ยนแปลงภาระจากภาระ 100 W เป็น 200 W	55
4-16 แรงดันเอาต์พุตเทียบกับกระแสเมื่อต่อภาระ 200 W	55

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4-17 การเปลี่ยนแปลงภาระ 160 W เป็น 60 W	56
4-18 การเปลี่ยนแปลงภาระ 160 W เป็น 60 W	56
4-19 แรงดันและกระแสเมื่อต่อภาระ 60 W	57
4-20 การเปลี่ยนแปลงภาระ 100 W เป็น 40 W	57
4-21 การเปลี่ยนแปลงภาระ 100 W เป็น 40 W	58
4-22 แรงดันและกระแสเมื่อต่อภาระ 40 W	58
4-23 แรงดันและกระแสที่ไหลผ่านพัดลม 50 W (แรงดันจากการไฟฟ้า)	59
4-24 แรงดันเอาต์พุตและกระแสที่ไหลผ่านพัดลม 50 W	59
4-25 แรงดันที่ตกคร่อมหม้อแปลงทุติยภูมิและกระแสที่ไหลผ่าน (แรงดันจากการไฟฟ้า)	60
4-26 แรงดันเอาต์พุตและกระแสที่ไหลผ่านหม้อแปลงทุติยภูมิ	60
4-27 แรงดันเอาต์พุตและกระแสที่ไหลผ่านวิทยุ (แรงดันจากการไฟฟ้า)	61
4-28 แรงดันเอาต์พุตและกระแสที่ไหลผ่านวิทยุ	61
4-29 ผลการทดสอบประสิทธิภาพ	62
4-30 การเปรียบเทียบค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกของแรงดัน (%THDv)	63
4-31 แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพาต้นแบบ	64
4-32 วงจรภาคควบคุมและขับนำเกต	64
5-1 การสะท้อนกลับอิมพีแดนซ์ของหม้อแปลงแบบอุดมคติ	66
ก-1 ค่าอิมพีแดนซ์ที่สะท้อนกลับมายังขดลวดที่หนึ่ง (Reflected Impedance)	71
ก-2 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนรอบและแรงดัน	72

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เทคโนโลยีในด้านต่างๆ มีการพัฒนาก้าวหน้ามากขึ้น กระบวนการทำงานในระบบไฟฟ้าจึงต้องการแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่มีประสิทธิภาพและคุณภาพสูง การลดต้นทุนและผลิตแหล่งจ่ายให้มีขนาดเล็กสามารถพกพาไปในที่ต่างๆ ก็เป็นอีกปัจจัยหนึ่งในการพิจารณาการตัดสินใจในการเลือกซื้อสินค้า

แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ถูกผลิตออกมาในปัจจุบันมีขนาดใหญ่ น้ำหนักมาก และแรงดันด้านออกมีลักษณะของสัญญาณเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมหรือใกล้เคียงสัญญาณไซน์ สัญญาณที่ไม่เป็นรูปคลื่นไซน์เหล่านี้อาจก่อให้เกิดปัญหา เมื่อภาระต้องการแรงดันเป็นรูปคลื่นไซน์ เช่น มอเตอร์ พัดลม หลอดฟลูออเรสเซนต์ หรืออุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าอื่นๆ อาจสร้างความเสียหายแก่อุปกรณ์ต่างๆ เหล่านั้นได้

การผลิตแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ให้สัญญาณรูปคลื่นไซน์ในปัจจุบัน มักจะมีปัญหาในเรื่องการสวิตช์ที่ความถี่สูง ทำให้เกิดการสูญเสียในการสวิตช์ ส่งผลให้ประสิทธิภาพของวงจรต่ำและเมื่อลดความถี่ในการสวิตช์ให้ต่ำลง ก็ส่งผลให้อุปกรณ์ต้องมีขนาดเพิ่มขึ้นตาม ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงได้สร้างแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ให้แรงดันด้านออกมีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์อย่างแท้จริงออกมา อีกทั้งมีขนาดเล็กกะทัดรัดเหมาะสำหรับพกพาไปได้ในทุกที่ มีน้ำหนักเบา ประสิทธิภาพสูง และราคาถูก ช่วยอำนวยความสะดวกแก่ผู้ใช้อุปกรณ์ไฟฟ้าในที่ๆ ไม่มีไฟฟ้าใช้ สามารถแปลงไฟจากแบตเตอรี่รถยนต์มาเป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับได้

งานวิจัยนี้มุ่งนำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพา โดยใช้วงจรฟูลบริดจ์ต่อภาระแบบอนุกรม (Full-bridge Series-loaded Resonant) ใช้การสวิตช์ที่ความถี่สูง ทำงานในโหมดกระแสไหลไม่ต่อเนื่อง เพื่อลดการสูญเสียในการสวิตช์ และการสวิตช์ที่ความถี่สูงนี้ ยังช่วยลดขนาดของอุปกรณ์ ทำให้แหล่งจ่ายมีขนาดเล็กลง ในการควบคุมความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์ใช้วงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่ (Voltage to Frequency Converter) ทำให้ได้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพาที่ให้แรงดันด้านออกมีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์อย่างแท้จริง

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

- 1.2.1 เพื่อศึกษาทฤษฎีของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับแบบต่างๆ
- 1.2.2 เพื่อวิเคราะห์และออกแบบแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพา โดยใช้วงจรฟูลบริดจ์ต่อภาระแบบอนุกรมทำงานในโหมดกระแสไหลไม่ต่อเนื่อง เพื่อลดการสูญเสียในการสวิตช์ ทำให้ประสิทธิภาพสูงขึ้น
- 1.2.3 เพื่อวิเคราะห์ผลจากการทดลองในเรื่อง %THD, ประสิทธิภาพ และกำลังไฟฟ้าสูงสุด

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

วิเคราะห์และออกแบบแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพา จากแบตเตอรี่รถยนต์ 24 V เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 V ให้มีรูปคลื่นไซน์ โดยใช้วงจรฟูลบริดจ์ต่อภาระแบบอนุกรม (Full-bridge Series-loaded Resonant) ทำงานในโหมดกระแสไหลไม่ต่อเนื่อง

มีรายละเอียดของระบบดังนี้

- | | |
|--------------------------------------|------------------------|
| 1.3.1 แรงดันอินพุตจากแบตเตอรี่ | 24 V DC |
| 1.3.2 ผลิตแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 V | 220 V AC ($\pm 5\%$) |
| 1.3.3 ความถี่ 50 Hz | 50 Hz ($\pm 1\%$) |
| 1.3.4 กำลังไฟฟ้าสูงสุด 200 W | 200 W |

1.4 วิธีดำเนินการวิจัย

- 1.4.1 ศึกษาค้นคว้าและสำรวจงานวิจัยต่างๆ ที่เกี่ยวข้อง
- 1.4.2 ศึกษาหลักการการทำงานและทฤษฎีของวงจรฟูลบริดจ์ต่อภาระแบบอนุกรม (Full-bridge Series-loaded Resonant)
- 1.4.3 ออกแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยโปรแกรม Matlab
- 1.4.4 สร้างแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพา ตามที่ได้ออกแบบไว้ และแก้ปัญหาที่เกิดขึ้น เพื่อให้เป็นไปตามขอบเขตที่กำหนดไว้

1.5 เครื่องมือที่ใช้

- 1.5.1 ดิจิตอลออสซิลอโคปที่สามารถบันทึกสัญญาณได้ (Digital Storage Oscilloscope)
- 1.5.2 มัลติมิเตอร์ (Multimeter)
- 1.5.3 โพรบวัดกระแส (Current Probe)
- 1.5.4 เครื่องมือวัดกำลังไฟฟ้า (Digital Power Meter)

1.6 ประโยชน์ของการวิจัย

1.6.1 ได้แนวทางออกแบบแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้วยวิธีการใหม่ๆ โดยใช้การควบคุมสวิตช์แบบวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่ (Voltage to Frequency Converter)

1.6.2 ได้แนวทางในการพัฒนาในเรื่องการลดขนาดแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้มีขนาดเล็กลง สะดวกแก่การพกพาไปในที่ต่างๆ

1.6.3 ได้แนวทางในการลดการสูญเสียในการสวิตช์ที่ความถี่สูงๆ โดยวงจรเรโซแนนซ์

1.6.4 กระตุ้นและส่งเสริมให้เกิดการวิจัยในเรื่องใหม่ๆ มีการพัฒนาวิธีการที่ดีขึ้น

บทที่ 2

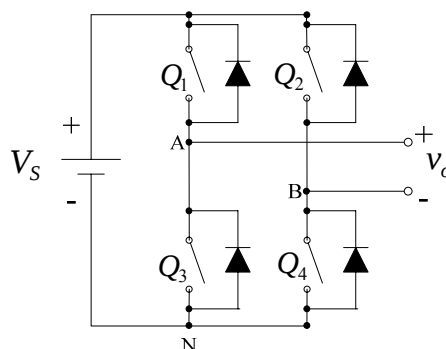
ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 อินเวอร์เตอร์ชนิดพีดับเบิลยูเอ็ม (PWM)

การเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ หรือที่นิยมเรียกกันว่า อินเวอร์เตอร์ (Inverter) มีการนำไปใช้งานกันหลากหลายเช่นใช้เป็นระบบจ่ายไฟสำรอง ใช้ในการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ หรือนำไปใช้ในรถยนต์เวลาเดินทางไปยังที่ๆ ไม่มีไฟฟ้าใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์ทั่วไปที่ต้องการสัญญาณแรงดันเป็นรูปคลื่นไซน์ วิธีการควบคุมการสวิตช์แบบ พีดับเบิลยูเอ็มมักนิยมใช้กัน โดยใช้วิธีการสร้างสัญญาณควบคุมรูปไซน์ นำมาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยม วิธีนี้เป็นวิธีที่ง่ายในการสร้างแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ การสวิตช์แบบพีดับเบิลยูเอ็มแบ่งออกเป็น 2 แบบคือ แบบไบโพลาร์ (Bipolar Voltage Switching) และแบบยูนิโพลาร์ (Unipolar Voltage Switching) [1]

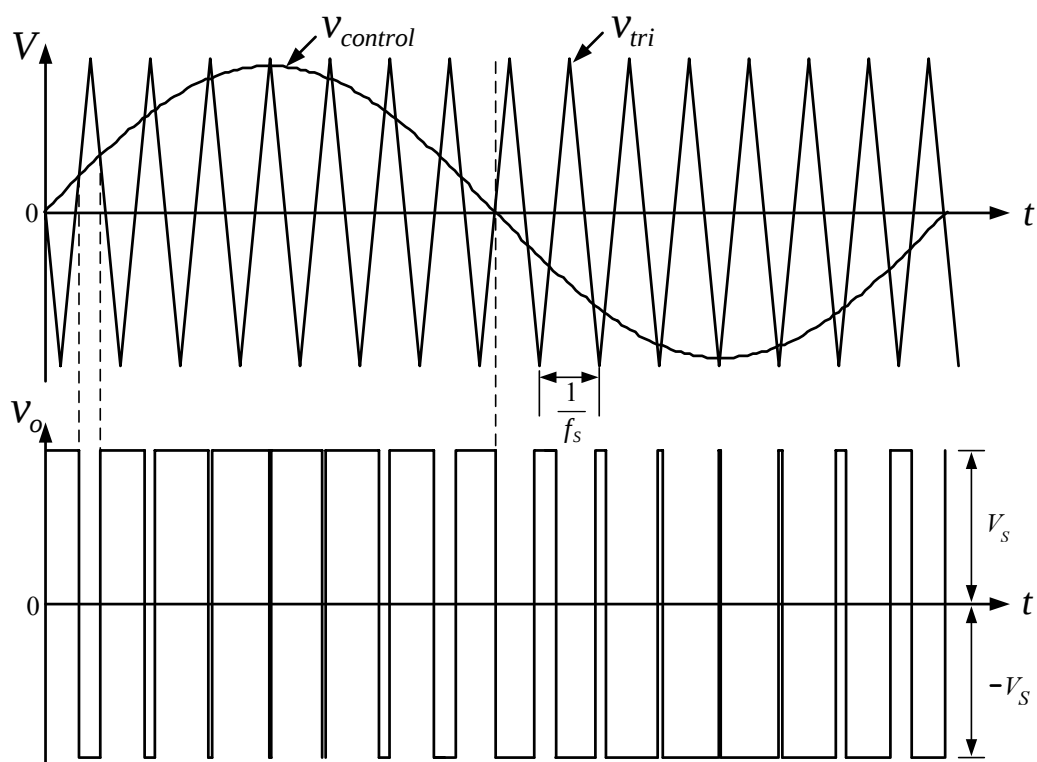
2.1.1 การสวิตช์แบบไบโพลาร์

การสวิตช์แรงดันแบบไบโพลาร์คือการควบคุมให้สวิตช์แบบฟูลบริดจ์ทำงานพร้อมกันเป็นคู่ ดังภาพที่ 2-1 การทำงานของสวิตช์ Q_1 ทำงานร่วมกับ Q_4 และ Q_2 ทำงานร่วมกับ Q_3 เมื่อสัญญาณควบคุมรูปไซน์มีค่ามากกว่าสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม สวิตช์ Q_1 และ Q_4 จะนำกระแส ขนาดแรงดันเอาต์พุต v_o มีค่าเท่ากับ V_s แต่ถ้าสัญญาณควบคุมรูปไซน์มีค่าน้อยกว่าสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม สวิตช์ Q_2 และ Q_3 จะนำกระแส ขนาดแรงดันเอาต์พุต v_o มีค่าเท่ากับ $-V_s$ ภาพการสวิตช์แรงดันแบบไบโพลาร์แสดงในภาพที่ 2-2



ภาพที่ 2-1 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

สิ่งที่ระบุว่าเป็นการสวิตช์แบบไบโพลาร์ คือ มีการสวิตช์ของแรงดันระหว่างสาย (v_o หรือ v_{AB}) ระหว่างขั้วหรือบัสบวกกับลบ ความถี่ของสัญญาณพัลส์ที่ไหลคเท่ากับความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม



ภาพที่ 2-2 การสวิตช์แรงดันแบบไบโพลาร์

2.1.2 การสวิตช์แบบยูนิโพลาร์

ข้อแตกต่างระหว่างการสวิตช์แรงดันไฟฟ้าแบบไบโพลาร์กับแบบยูนิโพลาร์ คือ ในแบบยูนิโพลาร์การควบคุมสวิตช์ในกึ่ง A กับกึ่ง B (ภาพที่ 2-1) จะแยกสัญญาณควบคุมออกจากกัน คือ สวิตช์ในกึ่ง A ถูกควบคุมจากสัญญาณ $v_{control}$ เทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม v_{tri} ขณะที่สวิตช์ในกึ่ง B ถูกควบคุมจากสัญญาณ $-v_{control}$ เทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม v_{tri} การสวิตช์มีเงื่อนไขดังนี้

เมื่อ $v_{control} > v_{tri}$ สวิตช์ Q_1 นำกระแส $v_{AN} = V_s$

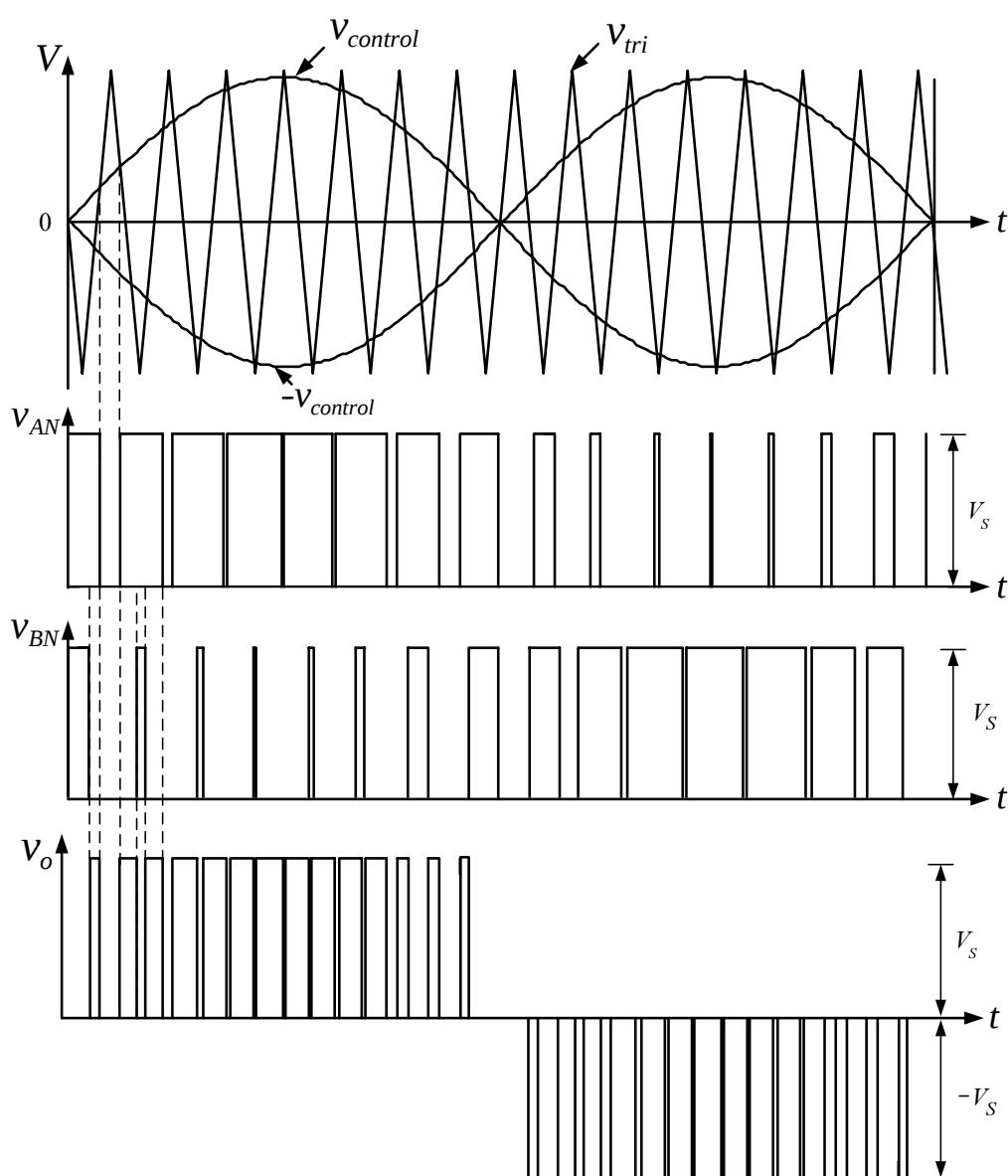
เมื่อ $v_{control} < v_{tri}$ สวิตช์ Q_3 นำกระแส $v_{AN} = 0$

เมื่อ $-v_{control} > v_{tri}$ สวิตช์ Q_2 นำกระแส $v_{BN} = V_s$

เมื่อ $-v_{control} < v_{tri}$ สวิตช์ Q_4 นำกระแส $v_{BN} = 0$

การเปลี่ยนสถานะของแรงดันระหว่างสาย (v_o หรือ v_{AB}) เป็นการเปลี่ยนแปลงแรงดันอยู่ระหว่างศูนย์ไปยังบวกหรือศูนย์ไปยังลบ ทำให้ไม่เกิดการเปลี่ยนระดับแรงดันจากการสวิตช์สูงเช่นกรณีของไบโพลาร์

จุดเด่นของยูนิโพลาร์คือการเกิดความถี่ด้านออกมีความถี่เป็นสองเท่าของความถี่สวิตช์แต่และเฟส ผลของความถี่ที่เพิ่มเป็นสองเท่านี้ ทำให้การออกแบบวงจรกรองความถี่ เล็ก ง่าย และ ประหยัด [6] สัญญาณการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์แสดงในภาพที่ 2-3



ภาพที่ 2-3 การสวิตช์แรงดันแบบยูนิโพลาร์

จากการสวิตช์แรงดันแบบไบโพลาร์ และแบบยูนิโพลาร์เมื่อเปรียบเทียบ ข้อดี ข้อเสีย ของการสวิตช์ทั้งสองแบบ ซึ่งข้อดีของแบบไบโพลาร์คือ การควบคุมการสวิตช์นั้น สามารถทำได้ง่ายกว่าแบบยูนิโพลาร์ แต่มีข้อเสียตรงการกรองความถี่สูงไม่ดีเท่ากับแบบยูนิโพลาร์ เนื่องจากการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์มีความถี่ในการสวิตช์สูงกว่าทำให้การกรองความถี่ได้ง่ายขึ้น ส่งผลให้อุปกรณ์ที่กรองความถี่ (ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ) มีขนาดเล็กลง

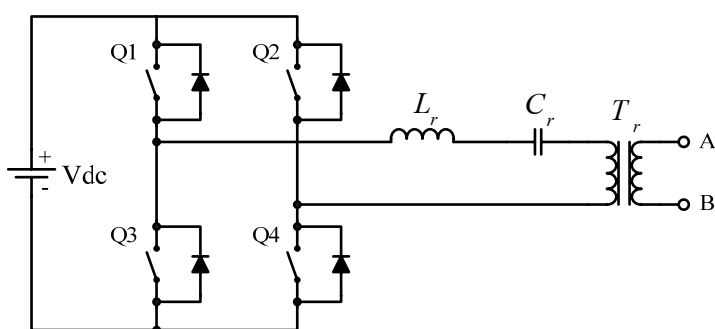
เนื่องจากการสวิตช์โดยใช้ความถี่สูง ส่งผลให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่สวิตช์สูงขึ้นตาม ทำให้ประสิทธิภาพของวงจรต่ำและ อุปกรณ์สวิตช์เสียหายได้ เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว จึงสร้างอินเวอร์เตอร์โดยใช้วิธีการเรโซแนนซ์ เพิ่มประสิทธิภาพของวงจรให้สูงขึ้น

2.2 หลักการทำงานของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพา

หลักการทำงานของวงจร สามารถอธิบายได้ดังนี้

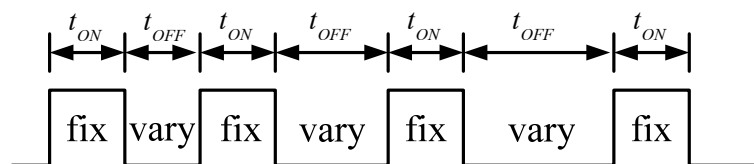
2.2.1 วงจรฟูลบริดจ์โพลาร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรม

ในส่วนนี้ลักษณะของวงจรเป็นไปตามภาพที่ 2-4



ภาพที่ 2-4 วงจรฟูลบริดจ์โพลาร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรม

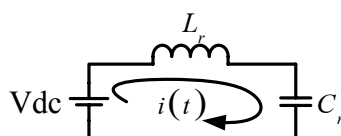
หน้าที่หลักของวงจรในส่วนนี้ก็คือทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ในงานวิจัยนี้ใช้แบตเตอรี่ขนาด 24 V แปลงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ การทำงานของวงจรต้องทำการควบคุมการเปิด-ปิด ของอุปกรณ์สวิตช์ทั้ง 4 ตัว ดังนี้คือ ให้ Q_1 ทำงานร่วมกับ Q_4 และให้ Q_2 ทำงานร่วมกับ Q_3 ดังนั้นต้องทำการสร้างสัญญาณนำมาใช้ในการควบคุมการเปิด-ปิด ของอุปกรณ์สวิตช์ทั้ง 4 ตัว และการควบคุมนั้นอาศัยหลักการมอดูเลตความถี่พัลส์ (Pulse Frequency Modulate : PFM) มีหลักการคือสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตความถี่พัลส์ มีช่วงนำกระแสที่ตลอดเวลา แต่ช่วงหยุดนำกระแสสามารถเปลี่ยนแปลงได้หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือการเปลี่ยนแปลงความถี่ [2, 3, 4] สัญญาณของการมอดูเลตความถี่พัลส์ได้แสดงดังภาพที่ 2-5



ภาพที่ 2-5 การมอดูเลตความถี่พัลส์

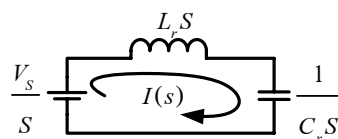
นำสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตความถี่พัลส์ไปควบคุมการเปิด-ปิด สวิตช์ที่ขาเกิดของ อุปกรณ์มอสเฟตกำลัง วิธีการที่นำมาใช้นี้แตกต่างจากการมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulate : PWM) วิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์นี้จะได้ความถี่คงที่ตลอดเวลา แต่ช่วงการทำงานของสวิตช์จะเปลี่ยนแปลงไปได้ตามต้องการ [2]

จากภาพที่ 2-4 วงจรโวลเทจเรโซแนนซ์นั้นประกอบไปด้วย L_r และ C_r ต่ออนุกรมกันอยู่ เมื่อ สวิตช์ Q_1 กับ Q_4 หรือ Q_2 กับ Q_3 คู่ใดคู่หนึ่ง ถูกสั่งให้ทำงาน แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงถูกต่อใน ลักษณะอนุกรมกับ L_r และ C_r ดังภาพที่ 2-6



ภาพที่ 2-6 วงจรโวลเทจเรโซแนนซ์

ใช้หลักการลาปลาซ (Laplace Transform) เขียนวงจรใหม่ดังภาพที่ 2-7



ภาพที่ 2-7 วงจรโวลเทจเรโซแนนซ์ในรูปของการลาปลาซ

จากภาพที่ 2-7 สามารถเขียนเป็นสมการได้

$$\frac{V_s}{s} = \left(L_r s + \frac{1}{C_r s} \right) I(s)$$

$$I(s) = \frac{V_s}{s \left(L_r s + \frac{1}{C_r} \right)}$$

$$I(s) = \frac{V_s}{L_r s^2 + \frac{1}{C_r}}$$

$$I(s) = \frac{V_s}{L_r \left(s^2 + \frac{1}{L_r C_r} \right)}$$

นำ $1/\sqrt{L_r C_r}$ มาคูณทั้งเศษและส่วนของสมการ

$$I(s) = \frac{V_s \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}}{L_r \left(s^2 + \frac{1}{L_r C_r} \right) \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}} \quad (2-1)$$

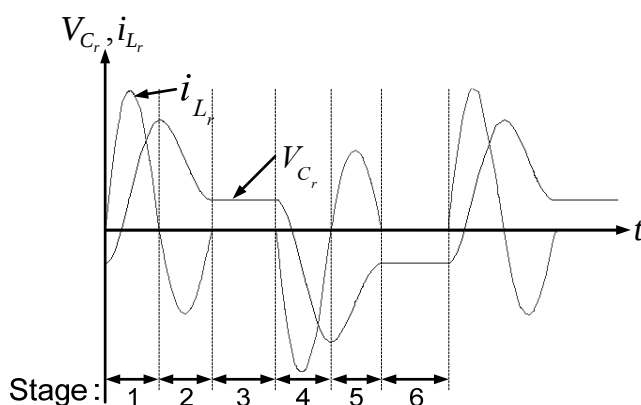
จัดรูปให้อยู่ในรูปแบบ $\frac{\omega}{s^2 + \omega^2}$ เมื่อทำการ Inverse Laplace ได้ $\sin \omega t$ ดังนั้นจากสมการที่ (2-1) ทำการ Inverse Laplace ได้สมการที่ (2-2)

$$i(t) = \frac{V_s}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} \sin \left(\frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} t \right) \quad (2-2)$$

กำหนดให้ $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ และ $Z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ นำไปแทนในสมการที่ (2-2) จะได้

$$i(t) = \frac{V_s}{Z} \sin(\omega t) \quad (2-3)$$

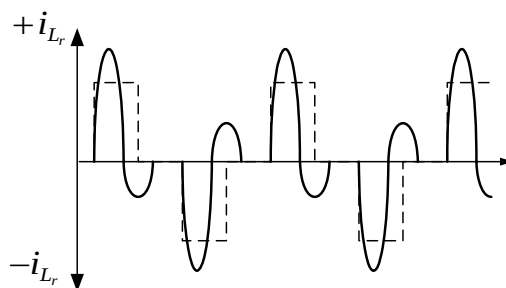
จากสมการ (2-3) กระแสในวงจรโวลเทจโวลเทจในลักษณะของสัญญาณที่มีรูปคลื่นไซน์ สิ่งที่สำคัญอีกอย่างคือ ต้องมิให้เกิดการสูญเสียหรือให้สูญเสียน้อยที่สุดที่ตัวมอสเฟตกำลัง จากความต้องการดังกล่าวนี้หมายความว่า มอสเฟตกำลังต้องหยุดนำกระแสด้วยตัวเอง โดยใช้การทำงานในโหมดกระแสไหลไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous Conduction Mode: DCM) [2], [5] รายละเอียดการทำงานในโหมด DCM นี้จะอธิบายในภาพที่ 2-8



ภาพที่ 2-8 การทำงานในโมดกระแสไหลไม่ต่อเนื่อง

จากภาพที่ 2-8 สวิตช์เปิดออก (Turn-off) ที่กระแสและแรงดันมีค่าเป็นศูนย์ และสวิตช์จะปิดลง (Turn-on) ที่กระแสมีค่าเป็นศูนย์เช่นกัน ดังนั้นจึงไม่มีการสูญเสียที่ตัวสวิตช์ และด้วยเหตุผลที่ว่ากระแสเป็นศูนย์แต่แรงดันไม่เป็นศูนย์ก็ไม่ทำให้เกิดกำลังงาน จึงไม่เกิดการสูญเสีย สามารถอธิบายลักษณะของกระแสได้คือ กระแสในวงจรจะเพิ่มในลักษณะสัญญาณไซน์จากจุดศูนย์จนถึงค่าสูงสุดและลดลงในลักษณะสัญญาณไซน์เช่นเดียวกัน และเมื่อกระแสลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ ขณะนี้มอสเฟตอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแสได้ด้วยตัวของมันเอง และช่วงนี้เอง พลังงานที่สะสมอยู่ในวงจรเรโซแนนซ์จะถูกถ่ายเทคืนสู่แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงโดยผ่านไดโอด สาเหตุที่กระแสสามารถถูกคืนให้ไหลย้อนกลับได้ก็เพราะว่าแรงดันจากตัวเก็บประจุในขณะนั้นมีค่ามากกว่าแหล่งจ่าย จึงสามารถส่งพลังงานให้กลับไปสู่แหล่งจ่ายได้ การทำงานของไดโอดมีหน้าที่คือถ่ายเทพลังงานกลับคืนสู่แหล่งจ่าย เมื่อมอสเฟตหยุดนำกระแส และเป็นตัวป้องกันไม่ให้อุปกรณ์มอสเฟตเกิดการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นในขณะแรงดันย้อนกลับจากโหลดเรโซแนนซ์ ไดโอดที่ใช้ต้องเป็นแบบอัลตราฟาสไดโอด (Ultrafast Diode) หรือแบบไฮเปอร์ฟาสไดโอด (Hyperfast Diode)

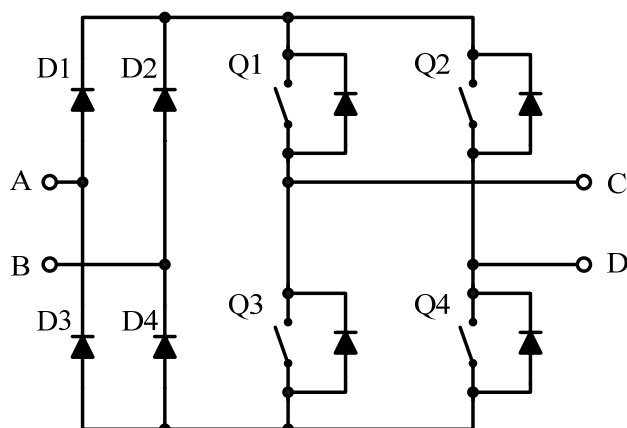
นำสัญญาณที่ได้ไปขับมอสเฟตกำลังทั้ง 4 ตัว ของวงจรฟูลบริดจ์ สามารถแปลงผันแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ รูปร่างของกระแสในวงจรฟูลบริดจ์ โหลดเรโซแนนซ์แสดงในภาพที่ 2-9



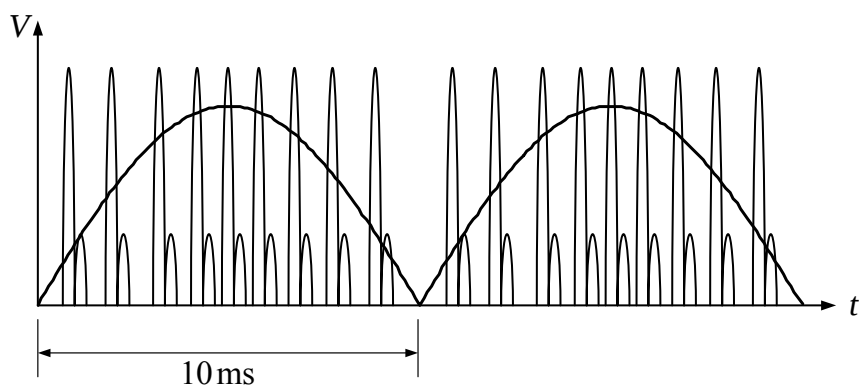
ภาพที่ 2-9 ลักษณะของกระแสในวงจรฟูลบริดจ์โหลดเรโซแนนซ์

2.2.2 วงจรฟูลบริดจ์ที่ใช้ในการกลับเฟส

เมื่อได้สัญญาณที่เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ ส่งผ่านไปหม้อแปลงความถี่สูงเพื่อเพิ่มขนาดแรงดันให้สูงขึ้น แล้วผ่านวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full Wave Rectifier) โดยใช้ไดโอดต่อในลักษณะบริดจ์ดังภาพที่ 2-10 สัญญาณที่ได้มีลักษณะดังภาพที่ 2-11

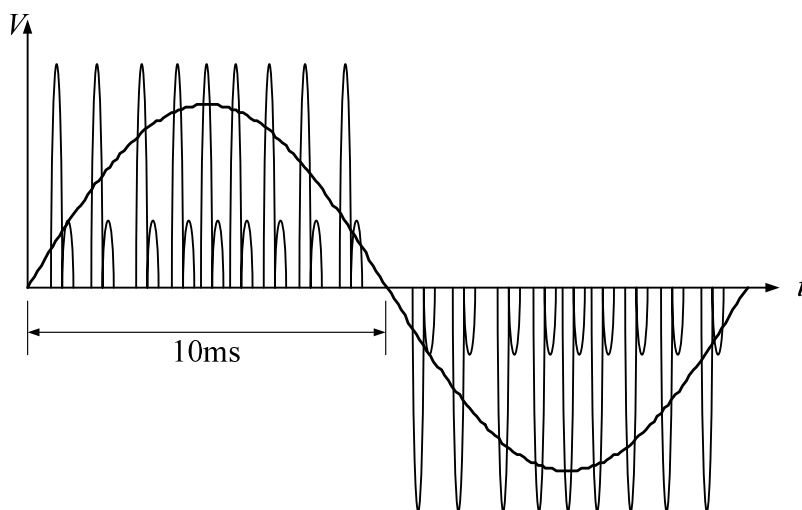


ภาพที่ 2-10 วงจรฟูลบริดจ์ที่ใช้ในการกลับเฟส



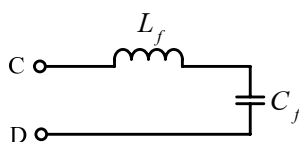
ภาพที่ 2-11 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

จากภาพที่ 2-10 สวิตช์ทั้ง 4 ตัว สลับกันทำงานเป็นคู่ โดย Q_1 ทำงานร่วมกับ Q_4 และให้ Q_2 ทำงานร่วมกับ Q_3 ใช้ความถี่ในการสวิตช์ 50 Hz วงจรฟูลบริดจ์ชุดนี้ทำหน้าที่ในการกลับทิศทางการไหลของกระแสทุกๆ 0.01 s หลังจากที่ทำการกลับเฟสแล้ว สัญญาณที่ได้แสดงไว้ในภาพที่ 2-12

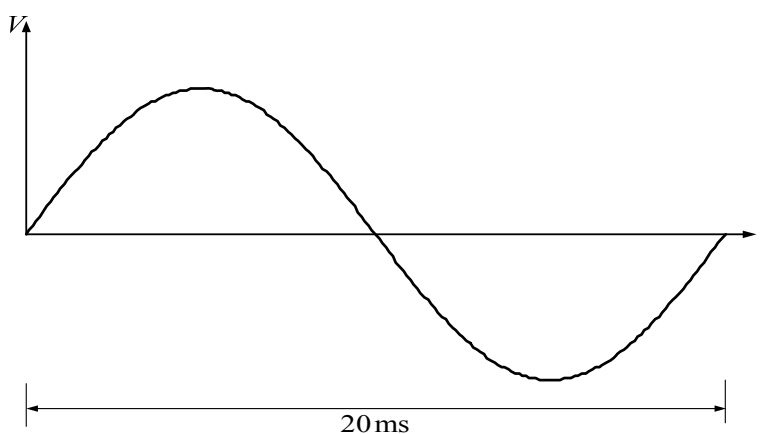


ภาพที่ 2-12 สัญญาณหลังจากผ่านการกลับเฟส

เมื่อพิจารณาจากภาพที่ 2-12 สัญญาณที่ได้มีความถี่มูลฐานเป็น 50 Hz แต่มีสัญญาณความถี่สูงปะปนมา ดังนั้นต้องทำการกรองความถี่สูงออกไป ให้เหลือเฉพาะความถี่มูลฐานไปใช้งาน วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านนั้นใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในภาพที่ 2-13 และสัญญาณที่ได้หลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน แสดงในภาพที่ 2-14



ภาพที่ 2-13 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน



ภาพที่ 2-14 สัญญาณหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

2.3 การเปรียบเทียบข้อดี - ข้อเสีย ของวิธีการเรโซแนนซ์แบบอนุกรม กับ แบบพีดับเบิลยูเอ็ม

วิธีการสร้างอินเวอร์เตอร์แบบพีดับเบิลยูเอ็มนั้น เมื่อมีการสวิตช์ที่ความถี่สูงส่งผลให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตช์ เพื่อเป็นแนวทางในการศึกษาการลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตช์ ขณะเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของวงจร โดยใช้วิธีการสวิตช์ขณะกระแสเป็นศูนย์ ใช้การทำงานในโหมดกระแสไหลไม่ต่อเนื่อง ทำให้อุปกรณ์มอสเฟตกำลังหยุดนำกระแสด้วยตัวเอง ทำให้ช่วงที่หยุดนำกระแสมีค่าเท่ากับศูนย์ ส่งผลให้อุปกรณ์สวิตช์มีการสูญเสียต่ำ วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์นี้ จึงมีประสิทธิภาพค่อนข้างสูง จุดเด่นของอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์คือ ลดการสูญเสียของสวิตช์เมื่อเทียบกับอินเวอร์เตอร์ทั่วไป เมื่อเปรียบเทียบข้อดี-ข้อเสีย ของสองเทคนิคนี้ ได้ตามตารางที่ 2-1

ตารางที่ 2-1 การเปรียบเทียบข้อดี-ข้อเสียของวิธีการเรโซแนนซ์แบบอนุกรม กับ แบบพีดับเบิลยูเอ็ม

ประเด็น	เรโซแนนซ์แบบอนุกรม	พีดับเบิลยูเอ็ม
วงจรและการออกแบบ	ซับซ้อน	ไม่ซับซ้อน
กำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตช์	น้อยมาก	ปานกลาง
ประสิทธิภาพ	สูง	ปานกลาง
วงจรฟูลบริดจ์ที่ใช้	2 ชุด	1 ชุด
วงจรสแน็บเบอร์	ไม่ใช่	ใช่

จากตารางที่ 2-1 การสร้างอินเวอร์เตอร์โดยใช้การเรโซแนนซ์แบบอนุกรมมีความซับซ้อน และใช้วงจรฟูลบริดจ์มากกว่าแบบพีดับเบิลยูเอ็ม แต่วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมไม่ต้องใช้วงจรสแน็บเบอร์ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์ ตัวต้านทาน ไดโอด และ ตัวเก็บประจุ ทำให้ขนาดของแหล่งจ่ายมีขนาดไม่ต่างกัน ถึงแม้มีวงจรฟูลบริดจ์ที่มากกว่าแบบพีดับเบิลยูเอ็มอยู่หนึ่งชุดก็ตาม ที่สำคัญคือ กำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตช์ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมมีน้อยกว่าแบบพีดับเบิลยูเอ็ม ทำให้มีประสิทธิภาพสูงกว่าแบบพีดับเบิลยูเอ็ม

2.4 ตัวควบคุมอัตโนมัติ (Automatic Controllers) [6, 7, 8]

ตัวควบคุมอัตโนมัติจะมีหน้าที่เปรียบเทียบกับสัญญาณทางออกของระบบ กับค่าที่ต้องการควบคุม หรือค่าที่ใช้อ้างอิง (ทางเข้าของระบบ) ผลของการเปรียบเทียบ ได้ค่าที่เบี่ยงเบนหรือ

ผิดพลาดไปและตัวควบคุมอัตโนมัตินี้จะนำสัญญาณที่เบี่ยงเบนไปสร้างเป็นสัญญาณ เพื่อควบคุมให้ระบบลดค่าผิดพลาดเหล่านั้นจนกลายเป็นศูนย์ หรือน้อยที่สุดเท่าที่ตัวควบคุมจะสามารถทำได้

ในงานวิจัยนี้ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ (PI – Controller) ในการควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ตัวควบคุมแบบพีไอนี้เป็นการนำข้อดีของตัวควบคุมแบบพี มารวมกับตัวควบคุมแบบไอ

2.4.1 ตัวควบคุมแบบพี (P – Controller)

การควบคุมแบบพี สัญญาณทางออกจากตัวควบคุมเป็นสัดส่วนกับสัญญาณผิดพลาด ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการ (2-4)

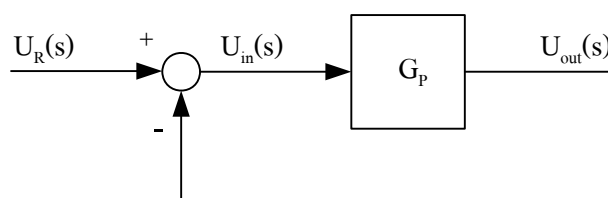
$$u_{out}(t) = G_p u_{in}(t) \quad (2-4)$$

เมื่อ $u_{out}(t)$ คือสัญญาณทางออกของตัวควบคุม
 $u_{in}(t)$ คือสัญญาณทางเข้า (สัญญาณผิดพลาด)
 G_p คืออัตราขยาย

และเขียนให้อยู่ในรูปของฟังก์ชันโอนย้ายได้ดังสมการ (2-5)

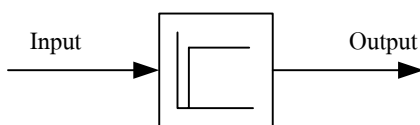
$$F(s) = \frac{U_{out}(s)}{U_{in}(s)} = G_p \quad (2-5)$$

จากสมการ (2-5) สามารถเขียนเป็นภาพบล็อกได้ดังภาพที่ 2-15 ค่าความไวของสัดส่วนหรืออัตราขยายเป็นค่าที่สามารถปรับได้ตามต้องการ



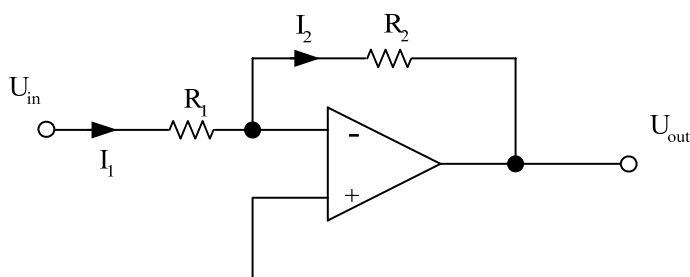
ภาพที่ 2-15 ไคอะแกรมของตัวควบคุมแบบพี

เมื่อ $U_R(s)$ คือสัญญาณอ้างอิง โดยปกติใช้ฟังก์ชันขั้นบันไดดังภาพที่ 2-16



ภาพที่ 2-16 ผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดของตัวควบคุมแบบพี

จากบล็อกไดอะแกรมสามารถสร้างเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ได้ ดังภาพที่ 2-17



ภาพที่ 2-17 วงจรควบคุมแบบพี

ภาพที่ 2-17 เป็นวงจรตัวควบคุมแบบพีโดยใช้วงจรขยายแบบกลับเฟส สามารถหาฟังก์ชันโอนย้ายและอัตราขยาย (G_p) ได้ดังนี้
จากวงจรพิจารณาที่ขั้วลบ (-) ได้

$$I_1 = -I_2$$

$$U_{in} = I_1 R_1$$

$$U_{out} = I_2 R_2$$

ดังนั้น

$$F(s) = \frac{U_{out}(s)}{U_{in}(s)} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2-6)$$

และ

$$G_p = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2-7)$$

เมื่อ G_p เป็นอัตราขยายของตัวควบคุมแบบสัดส่วน สามารถปรับค่าได้ด้วยการปรับอัตราส่วนของค่าความต้านทาน R_2/R_1

สรุป ตัวควบคุมแบบพี สัญญาณทางเข้ากับสัญญาณทางออกเป็นสัดส่วนกัน ผลตอบสนองของสัญญาณเร็วไม่มีการหน่วง

2.4.2 ตัวควบคุมแบบไอ (I-Controller)

ควบคุมแบบไอ อัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณทางออกของตัวควบคุมเป็นปฏิภาคตรง กับค่าของสัญญาณผิดพลาด ซึ่งสัญญาณทางออกจากตัวควบคุมก็คือพื้นที่ของสัญญาณผิดพลาด หรือสัญญาณทางเข้านั่นเองและเขียนเป็นสมการเชิงอนุพันธ์ ได้ดังนี้

$$u_{out}(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^t u_{in} dt$$

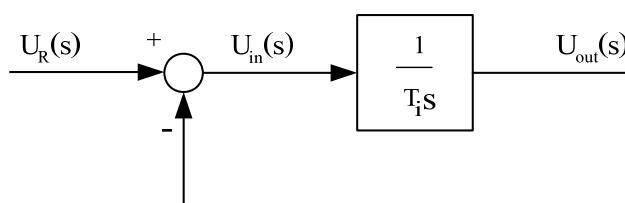
แปลงลาปลาซได้

$$U_{out}(s) = U_{in}(s) \frac{1}{T_i s} \quad (2-8)$$

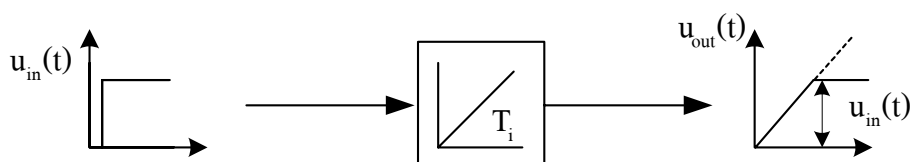
เมื่อ T_i คือค่าคงที่เวลาของการควบคุมแบบบูรณาการรวมหน่วย สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของฟังก์ชันโอนย้าย ได้ดังสมการ (2-9)

$$F(s) = \frac{U_{out}(s)}{U_{in}(s)} = \frac{1}{T_i s} \quad (2-9)$$

และเขียนเป็นภาพบล็อกไดอะแกรม ดังภาพที่ 2-18 และผลตอบแทนต่อฟังก์ชันขั้นบันได ได้ดังภาพที่ 2-19

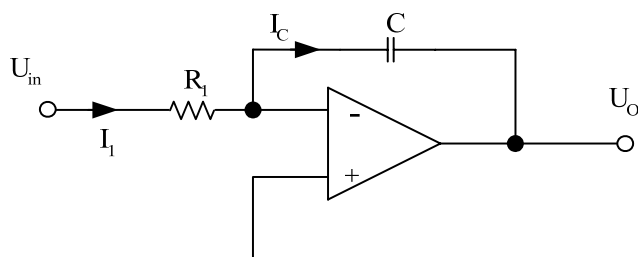


ภาพที่ 2-18 ไดอะแกรมของตัวควบคุมแบบไอ



ภาพที่ 2-19 ผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดของตัวควบคุมแบบไอ

จากบล็อกไดอะแกรมสามารถสร้างเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ได้ ดังภาพที่ 2-20



ภาพที่ 2-20 วงจรควบคุมแบบไอ

จากวงจรในภาพที่ 2-20 ได้

$$u_{in}(t) = i_1(t)R_1$$

$$u_{out}(t) = u_c(t)$$

โดยที่

$$u_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt$$

พิจารณาที่ขั้วลบ (-) ได้

$$i_c(t) = -i_1(t)$$

$$u_c(t) = -\frac{1}{C} \int_0^t i_1 dt$$

แปลงลาปลาซได้

$$U_c(s) = -\frac{1}{Cs} I_1(s) \quad (2-10)$$

เมื่อ

$$U_{in}(s) = I_1(s)R_1$$

ได้

$$U_c(s) = -\frac{1}{R_1 Cs} U_{in}(s) = U_{out}(s)$$

$$F(s) = \frac{U_{out}(s)}{U_{in}(s)} = \frac{-1}{R_1 Cs} \quad (2-11)$$

$$F(s) = -\frac{1}{T_i s} \quad (2-12)$$

โดยที่ $T_i = R_1 C$

จากสมการที่ (2-12) พบว่าถ้าสัญญาณทางเข้าหรือสัญญาณผิดพลาดเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าอัตรา
การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณทางออกของตัวควบคุม ก็จะเร็วขึ้นเป็นสองเท่าด้วยและถ้าสัญญาณ

ผิดพลาดเป็นศูนย์ค่าของสัญญาณทางออกจะคงที่ การควบคุมแบบไอ ในบางครั้งอาจเรียกว่า “การควบคุมจัดใหม่” (Reset Control)

สรุป การควบคุมแบบไอนี้ ทำให้ระบบมีความแม่นยำซึ่งหมายถึงสัญญาณที่ออกจากตัวควบคุม จะติดตามสัญญาณทางเข้าได้ตลอดเวลา

2.4.3 ตัวควบคุมแบบพีไอ (PI – Controller)

ตัวควบคุมแบบพีไอนี้ เป็นการนำเอาคุณสมบัติของตัวควบคุมแบบพี กับตัวควบคุมแบบไอมาร่วมกัน ดังนั้นสัญญาณที่ออกจากตัวควบคุมชนิดนี้คือ

สัญญาณทางออก = สัญญาณทางออกแบบพี + สัญญาณทางออกแบบไอ

$$u_{out}(t) = G_p u_{in}(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t u_{in} dt$$

แปลงลาปลาซได้

$$U_{out}(s) = G_p U_{in}(s) + \frac{U_{in}(s)}{T_i s}$$

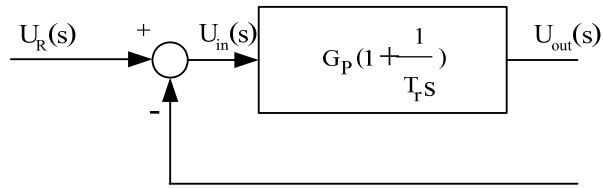
$$U_{out}(s) = G_p U_{in}(s) \left(1 + \frac{1}{T_r s}\right) \quad (2-13)$$

เมื่อ $T_r = G_p T_i$ เวลาบูรณาการรวมหน่วยและเขียนเป็นฟังก์ชันโอนย้าย ได้ดังสมการ (2-14)

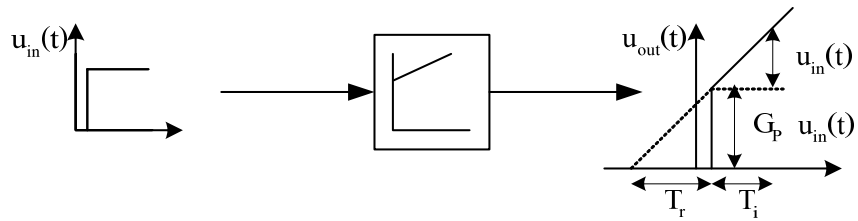
$$F(s) = \frac{U_{out}(s)}{U_{in}(s)} = G_p \left(1 + \frac{1}{T_r s}\right) \quad (2-14)$$

ค่าของ G_p และ T_r สามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้ การปรับค่า T_r มีผลต่อการกระทำการควบคุมแบบไอ แต่ถ้าปรับค่าความไวของสัดส่วน G_p จะมีผลทั้งการกระทำการควบคุมแบบพี และการกระทำการควบคุมแบบไอ ส่วนกลับของ T_r เรียกว่า “อัตราส่วนจัดใหม่” อัตราส่วนจัดใหม่เป็นจำนวนครั้งที่ตอนที่การควบคุมแบบพี เริ่มต้นใหม่

จากสมการที่ (2-14) นำมาเขียนเป็นภาพบล็อกและแสดงผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันได ได้ดังภาพที่ 2-21 และ 2-22

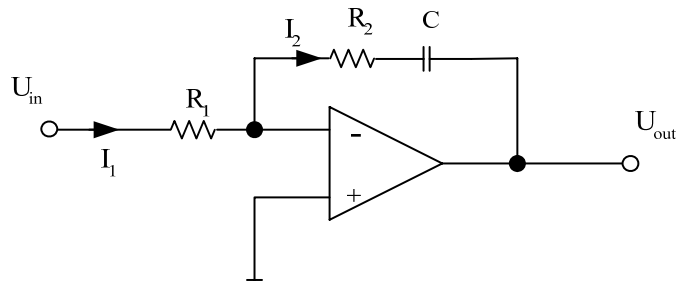


ภาพที่ 2-21 ไคอะแกรมของตัวควบคุมแบบพีไอ



ภาพที่ 2-22 ผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดของตัวควบคุมแบบพีไอ

จากบล็อกไคอะแกรมสามารถสร้างเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ได้ ดังภาพที่ 2-23



ภาพที่ 2-23 วงจรควบคุมแบบพีไอ

จากวงจรในภาพที่ 2-44 พิจารณาที่ขาลบ (-) ได้

$$I_1 = -I_2$$

$$\begin{aligned} u_{in}(t) &= i_1(t)R_1 \\ &= -i_2(t)R_1 \end{aligned} \quad (2-15)$$

$$\begin{aligned} u_{out}(t) &= -(i_2(t)R_2 + u_C(t)) \\ &= -(i_2(t)R_2 + \frac{1}{C} \int_0^t i_2 dt) \\ &= -(u_{in}(t) \frac{R_2}{R_1} + \frac{u_{in}(t)}{CR_1}) \end{aligned} \quad (2-16)$$

$$= -\frac{u_{in}(t)}{R_1} \left(R_2 + \frac{1}{C} \right) \quad (2-17)$$

เขียนเป็นฟังก์ชันโอนย้ายได้ดังนี้

$$\begin{aligned} F(s) &= -\frac{U_{out}(s)}{U_{in}(s)} = -\frac{1}{R_1} \left(R_2 + \frac{1}{Cs} \right) \\ &= -\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{1}{R_2 Cs} \right) \\ F(s) &= -G_p \left(1 + \frac{1}{T_r s} \right) \end{aligned} \quad (2-18)$$

เมื่อ

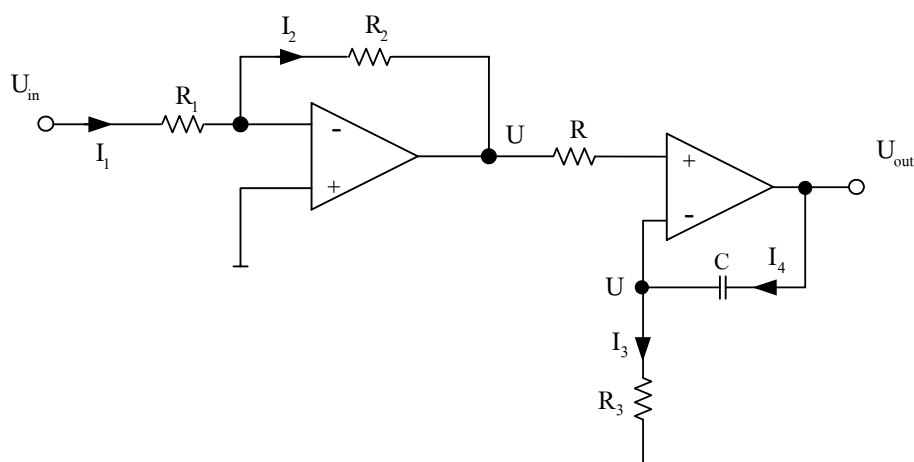
$$G_p = \frac{R_2}{R_1}$$

$$T_r = R_2 C ; \text{ Reset Rate}$$

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

สรุป การควบคุมแบบพีร่วมกับแบบไอ (PI – Controller) นี้ นำคุณสมบัติของการควบคุมทั้งสองมารวมกัน นั่นคือการควบคุมมีการตอบสนองที่เร็ว และระบบมีความแม่นยำผิดพลาดน้อยที่สุดที่สภาวะคงตัว

จากวงจรในภาพที่ 2-23 เมื่อปรับค่า R_2 ทำให้อัตราขยาย G_p และเวลาอัตราส่วนจัดใหม่ T_r เปลี่ยน การปรับค่าควบคุมแบบพีกับไอนั้นไม่เป็นอิสระต่อกัน ดังนั้นวงจรในภาพ 2-24 จึงเป็นการแก้ปัญหาดังกล่าว



ภาพที่ 2-24 วงจรควบคุมแบบพีไอปรับค่าอิสระต่อกัน

จากวงจรในภาพที่ 2-24 สามารถแปลงลาปลาซได้โดย

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

$$\frac{U_{in}(s)}{R_1} = -\frac{U(s)}{R_2}$$

$$U(s) = -\frac{R_2}{R_1} U_{in}(s) \quad (2-19)$$

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

$$\frac{U(s)}{R_3} = Cs(U_{out}(s) - U(s))$$

$$U(s) = \frac{R_3 Cs}{(1 + R_3 Cs)} U_{out}(s) \quad (2-20)$$

สมการที่ 2-19 เท่ากับ สมการที่ 2-20

$$-\frac{R_2}{R_1} U_{in}(s) = \frac{R_3 Cs}{(1 + R_3 Cs)} U_{out}(s)$$

$$F(s) = \frac{U_{out}(s)}{U_{in}(s)} = -\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{1}{R_3 Cs} \right) U_{OUT}(s) \quad (2-21)$$

สมการที่ 2-21 เปรียบเทียบสัมประสิทธิ์กับสมการที่ 2-18

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

$$T_r = R_3 C$$

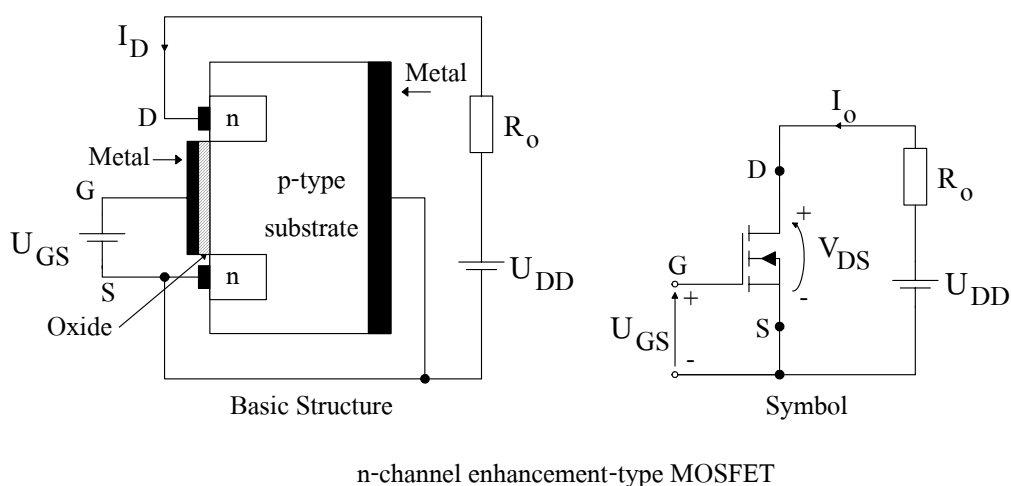
สรุป วงจรควบคุมแบบฟีดแบ็คในภาพที่ 2-24 มีข้อดีที่วงจรควบคุมแบบฟีดแบ็คในภาพที่ 2-23 ตรงที่สามารถปรับค่าพีและไอได้อิสระต่อกัน สามารถปรับค่าตัวควบคุมพีได้จาก R_2 และปรับค่าตัวควบคุมไอได้จาก R_3

2.5 อุปกรณ์สำคัญที่ใช้ในงานวิจัย

2.5.1 มอสเฟตกำลัง (Power MOSFETs)

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่นิยมใช้ในการสวิตช์ หาได้ซื้อง่าย และราคาไม่แพงเมื่อเทียบกับอุปกรณ์อย่างไอจีบีที (IGBT) การทำงานของมอสเฟตควบคุมด้วยแรงดัน และต้องการกระแสอินพุตต่ำมาก ๆ ความเร็วในการตอบสนองความถี่อยู่ในระดับสูง และเวลาในการสวิตช์ต่ำมาก มอสเฟตกำลังได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้ในงานด้านตัวแปลงผันที่กำลังต่ำ ความถี่สูง

มอสเฟตกำลังที่ใช้ในงานวิจัยเป็นแบบเอนแฮนซ์เมนต์มอสเฟตแบบช่องผ่าน n (n-channel enhancement-type MOSFET) ดังภาพที่ 2-25

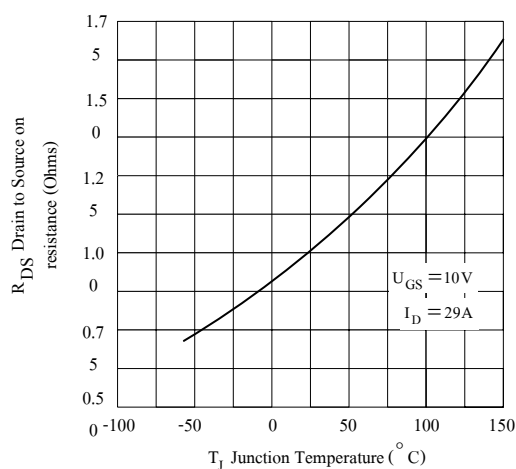


n-channel enhancement-type MOSFET

ภาพที่ 2-25 มอสเฟตชนิดเอนแฮนซ์เมนต์มอสเฟต n-channel enhancement-type MOSFET

พารามิเตอร์ที่สำคัญในการทำงานของมอสเฟตกำลังคือ อัตราตุนแรงดันระหว่างเดรนกับซอร์ส (V_{DS}) อัตราการทนกระแสไหลจากเดรนไปยังซอร์ส (I_{DS}) และค่าความต้านทานในขณะทำงานที่สภาวะคงตัว ($R_{DS(on)}$) คุณสมบัติที่นี้ของมอสเฟตกำลังเบอร์ต่างๆ สามารถค้นหาข้อมูลได้จากบริษัทผู้ผลิต

ความต้านทานขณะทำงาน ($R_{DS(on)}$) เป็นการแสดงถึงการสิ้นเปลืองกำลังไฟฟ้าในขณะที่มอสเฟตนำกระแส R_{DS} มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นเมื่ออุณหภูมิที่รอยต่อ (T_j) เพิ่มขึ้นดังแสดงในภาพที่ 2-26



ภาพที่ 2-26 ค่าความต้านทานขณะทำงานเทียบกับอุณหภูมิที่รอยต่อ

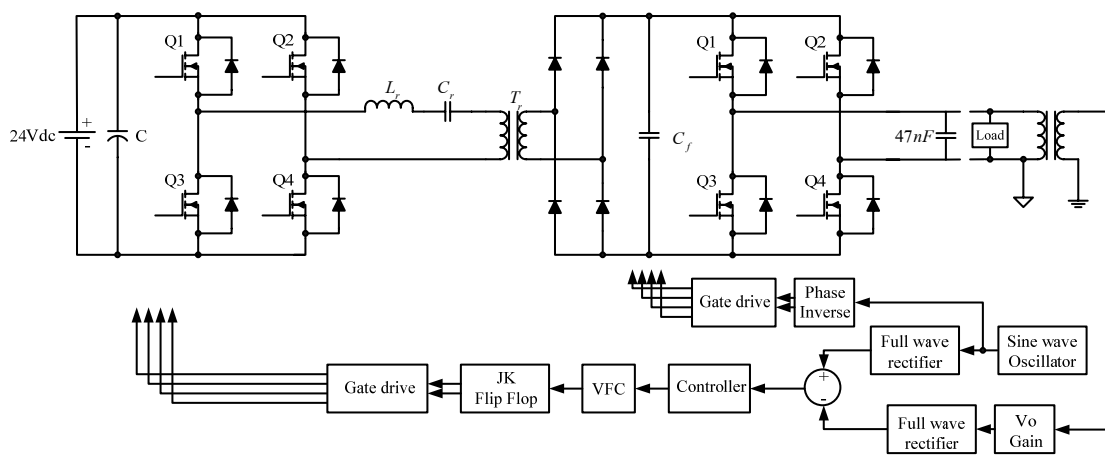
2.5.2 ไดโอดชนิดกลับคืนสภาวะใหม่ได้เร็ว (Ultrafast and Hyperfast diode)

ไดโอดชนิดกลับคืนสภาวะใหม่ได้เร็ว (Ultrafast and Hyperfast diode) เหมาะสำหรับงานที่มีความถี่สูงมาก การทำงานจึงต้องการให้ไดโอดที่นำกระแสอยู่ เปลี่ยนสภาวะเป็นหยุดนำกระแสอย่างรวดเร็ว ขณะที่ไดโอดนำกระแสจะมีประจุไฟฟ้าที่รอยต่อของสารพีและเอ็น เหมือนตัวเก็บประจุและเมื่อมีแรงดันไบอัสย้อนกลับอย่างทันทีทันใด จะมีกระแสไหลย้อนกลับผ่านไดโอดในเวลาชั่วขณะหนึ่ง ช่วงเวลานี้เรียกว่าช่วงเวลาในการฟื้นตัวย้อนกลับ (Reverse Recovery Time) ซึ่งไดโอดชนิดกลับคืนสภาวะใหม่ได้เร็ว Ultrafast diode มีช่วงเวลาในการฟื้นตัวย้อนกลับประมาณ 100 ถึง 75 ns นาโนวินาที ส่วนไดโอดชนิดกลับคืนสภาวะใหม่ได้เร็ว Hyperfast diode มีช่วงเวลาในการฟื้นตัวย้อนกลับมีค่าน้อยกว่า 55 ns การทำงานของไดโอดนั้นมีขีดจำกัดของตัวเอง ทั้งทางด้านกระแสและแรงดัน สามารถหารายละเอียดของข้อมูลได้จากบริษัทผู้ผลิต

บทที่ 3

การออกแบบและการจำลองผลการทำงาน

วงจรที่ใช้ในการสร้างแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพาในงานวิจัยนี้แสดงในภาพที่ 3-1 ใช้วงจรฟลูตบริจค์คอนเวอร์เตอร์โพลาร์ไรเซชันแบบอนุกรม งานวิจัยนี้สามารถแบ่งรายละเอียดออกเป็น 4 ส่วนหลักดังนี้คือ ส่วนที่หนึ่งวงจรภาคแหล่งจ่ายไฟ ส่วนที่สองคือวงจรควบคุม ส่วนที่สามคือวงจรขับนำเกต และส่วนสุดท้ายคือวงจรฟลูตบริจค์คอนเวอร์เตอร์



ภาพที่ 3-1 รายละเอียดของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพา

3.1 วงจรภาคแหล่งจ่ายไฟ

วงจรภาคแหล่งจ่ายไฟสร้างขึ้นเพื่อผลิตแรงดันเป็นแหล่งจ่ายให้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์จำพวกไอซีต่างๆ เช่น ออปแอมป์ ทีทีแอล เป็นต้น วงจรภาคแหล่งจ่ายไฟประกอบไปด้วย

3.1.1 แหล่งจ่ายไฟ $\pm 15\text{ V}$ และ 5 V

แรงดัน $\pm 15\text{ V}$ เป็นแหล่งจ่ายสำหรับออปแอมป์เบอร์ 741 และเบอร์ TLE2074 ส่วนแรงดัน 5 V เป็นแหล่งจ่ายสำหรับ อุปกรณ์ทีทีแอล ภาพที่ 3-2 แสดงวงจรภาคแหล่งจ่ายไฟ

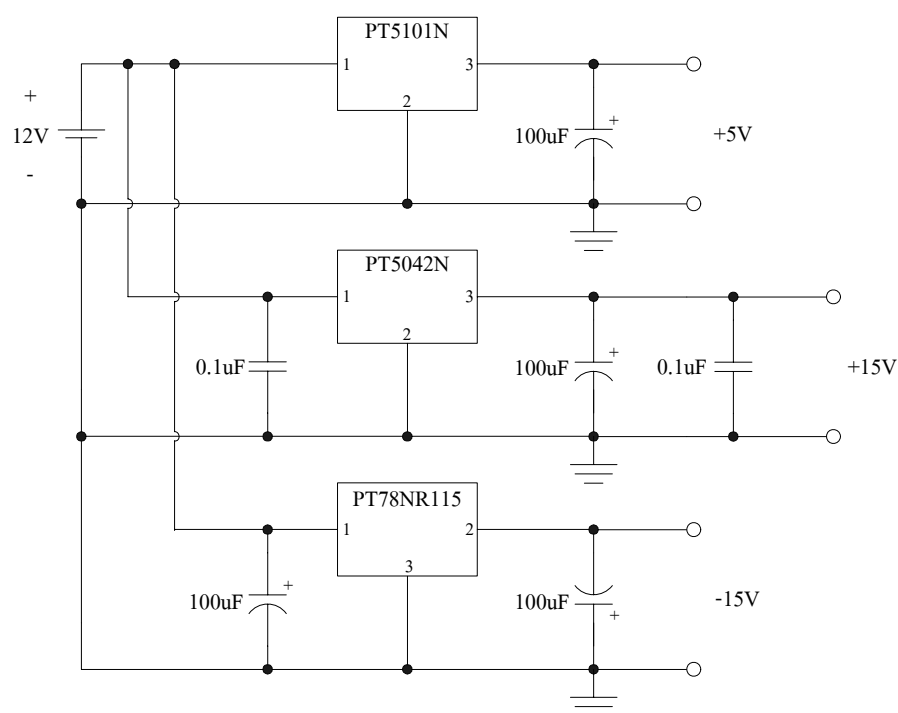
3.1.2 แหล่งจ่ายไฟ 18 V โดยใช้วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์มีข้อดีคือสามารถใช้งานได้โดยมีหลายเอาต์พุตและมีการแยกกราวด์ออกจากกัน ใช้สำหรับเป็นไฟเลี้ยงของวงจรขับนำเกต แหล่งจ่ายไฟ 18 V โดยใช้วงจร

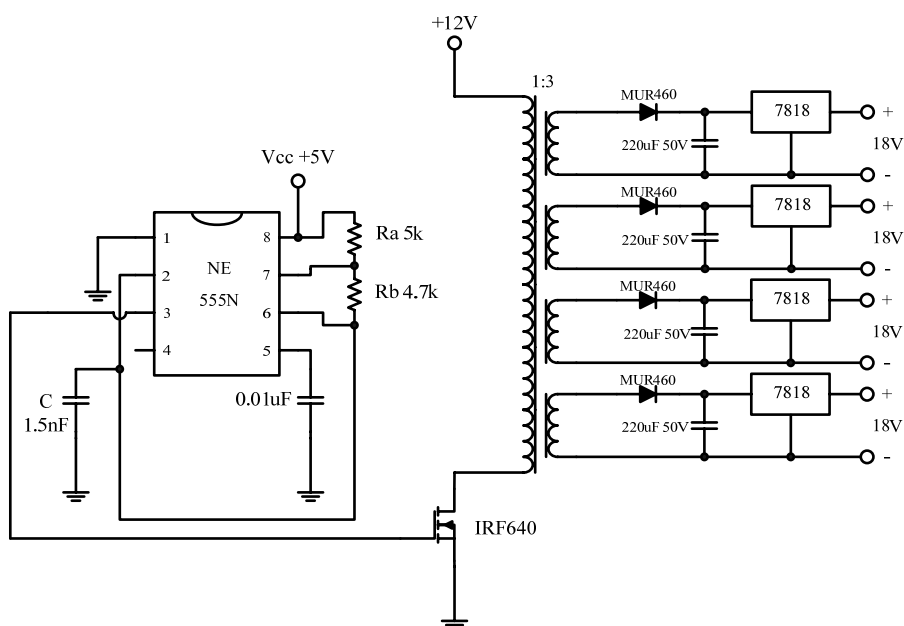
ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์แสดงในภาพที่ 3-3 ใช้ไอซี555 เป็นตัวผลิตสัญญาณสี่เหลี่ยมเพื่อนำไปสวิตช์มอสเฟต IRF640 โดยใช้ความถี่ในการสวิตช์ประมาณ 50 kHz ความถี่ในการสวิตช์หาได้จากสมการที่ (3-1)

$$f = \frac{1.49}{(Ra + 2Rb)C} \quad (3-1)$$

เลือก $Ra = 5k\Omega$, $Rb = 4.7k\Omega$ และ $C = 1.5nF$ จากการคำนวณได้ความถี่ในการสวิตช์ 69 kHz แต่ในการทดลองได้ความถี่ประมาณ 58 kHz ความถี่ในการสวิตช์เพื่อทำแหล่งจ่าย 18 V นี้ไม่จำเป็นต้องใช้ความแม่นยำสูง เพียงแต่ต้องใช้ความถี่ในการสวิตช์สูงพอสำหรับหม้อแปลงชนิดแกนเฟอร์ไรซ์ นำแรงดันขนาด 18 V นี้ไปเป็นแหล่งจ่ายให้กับวงจรขับนำเกตโดยไอซีออปโต้ไอโซเลเตอร์เบอร์ TLP250



ภาพที่ 3-2 วงจรภาคแหล่งจ่ายไฟ ± 15 V และ 5 V



ภาพที่ 3-3 แหล่งจ่ายไฟ 18 V โดยใช้วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

3.2 วงจรควบคุม

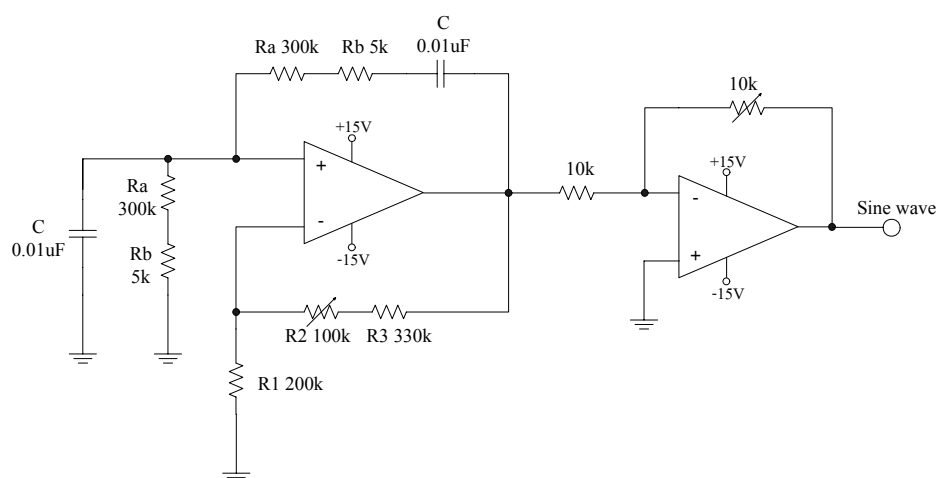
วงจรภาคควบคุมประกอบด้วยวงจรหลักอยู่ 4 ส่วนคือ วงจรผลิตสัญญาณไซน์ วงจรควบคุมแบบฟีดแบ็ก วงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่ และวงจรที่ใช้กลับเฟสสัญญาณ

3.2.1 วงจรผลิตสัญญาณไซน์

ในการควบคุมการสวิตช์ของมอสเฟต ใช้หลักการแปลงผันแรงดันเป็นความถี่ โดยแรงดันที่ใช้เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่ 50 Hz ขนาดและความถี่ของสัญญาณต้องมีความแม่นยำสูง เพราะต้องการนำมาเป็นตัวกำหนดความถี่มูลฐาน (Fundamental Frequency) ของแหล่งจ่าย วงจรผลิตสัญญาณไซน์ใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) ในภาพที่ 3-4 สามารถปรับความถี่ได้ดังสมการที่ (3-2)

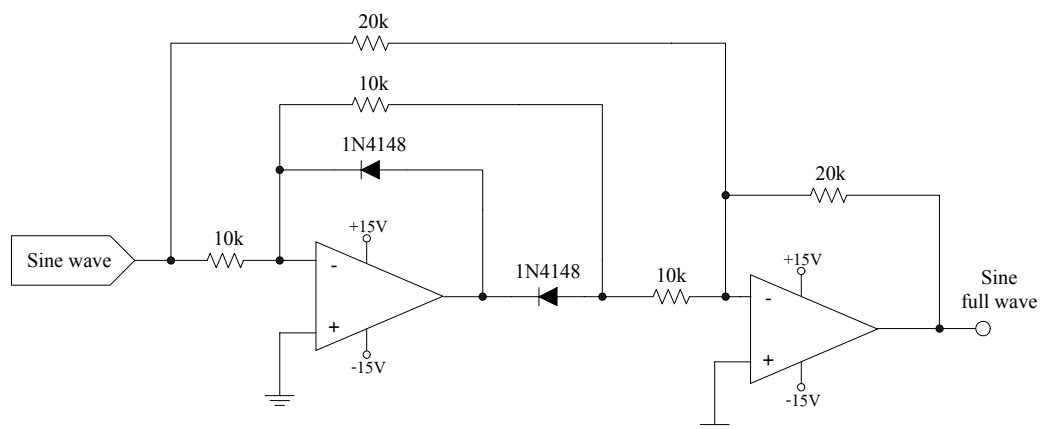
$$f = \frac{1}{2\pi(Ra + Rb)C} \quad (3-2)$$

เลือก $Ra = 300k\Omega$, $Rb = 5k\Omega$ และ $C = 0.01\mu F$ ในส่วนของค่าความต้านทาน R_2 รวมกับ R_3 นั้นต้องมีค่ามากกว่าสองเท่าของ R_1



ภาพที่ 3-4 วงจรผลิตสัญญาณไซน์

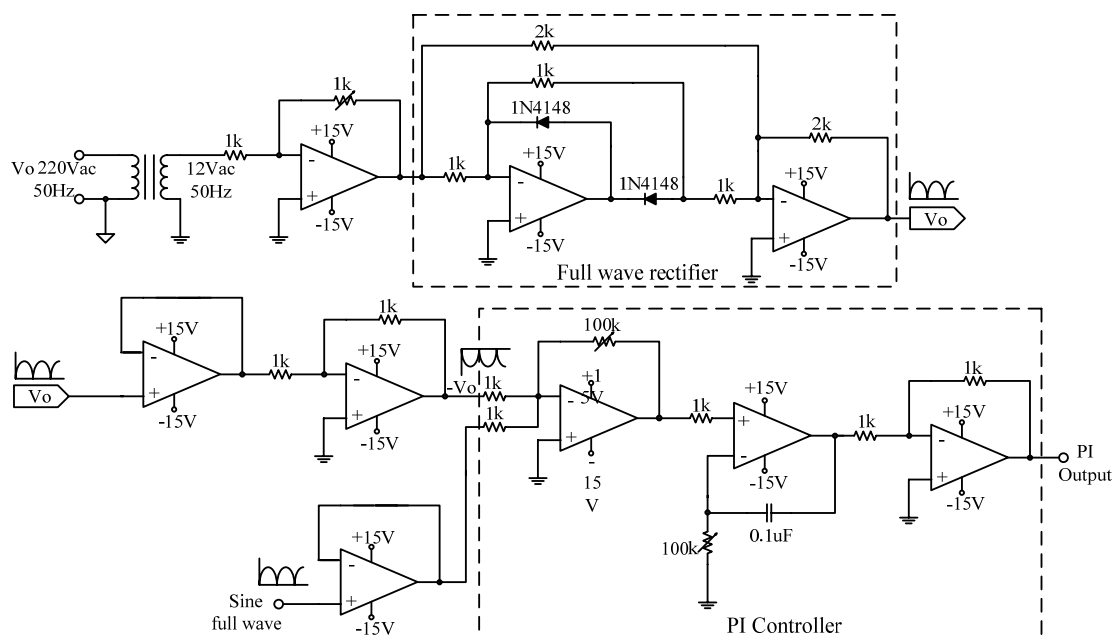
หลังจากได้สัญญาณไซน์มาแล้ว ยังนำไปแปลงเป็นความถี่ไม่ได้เพราะวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่นั้นต้องมีค่าแรงดันที่เป็นบวก ดังนั้นจึงใช้วงจรเรียงกระแสแม่นยำแบบเต็มคลื่น (Full Wave Rectifier) ดังแสดงในภาพที่ 3-5



ภาพที่ 3-5 วงจรเรียงกระแสแม่นยำแบบเต็มคลื่น

3.2.2 วงจรควบคุมแบบพีไอ

วงจรควบคุมแบบพีไอใช้ในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้อยู่ในระดับที่ต้องการเมื่อภาระเปลี่ยนแปลงไป จากรายละเอียดการป้อนกลับของสัญญาณเอาต์พุตและบล็อกของตัวควบคุมในภาพที่ 3-1 นำมาสร้างเป็นวงจรในภาพที่ 3-6



ภาพที่ 3-6 วงจรควบคุม

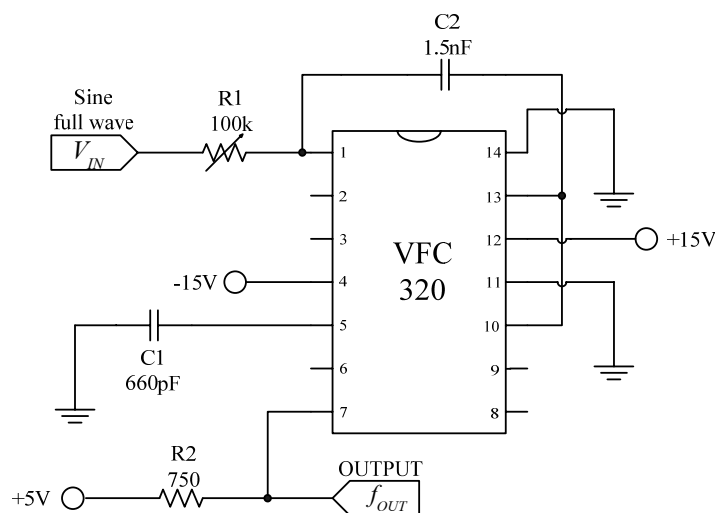
3.2.3 วงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่ [9]

ในปัจจุบันวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่มีไอซีสำเร็จรูปออกมาจำหน่ายกันอย่างแพร่หลาย อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่แปลงผันแรงดันเป็นความถี่มีไอซีหลายเบอร์และหลายบริษัท ซึ่งในงานวิจัยนี้ใช้ไอซีเบอร์ VFC320 ของบริษัท Texas Instruments เนื่องจากมีช่วงเวลานำกระแสคงที่ (t_{ON} คงที่) และขนาดของแรงดันที่เปลี่ยนเป็นความถี่มีความเป็นเชิงเส้นสูง ที่ความถี่ 100 kHz มีความผิดพลาด $\pm 0.03\%$

ในภาพที่ 3-7 แสดงการต่อใช้งานของวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่ โดยความถี่ที่ได้เป็นไปในสมการที่ (3-3) โดยปรับค่าความถี่ได้จากค่าความต้านทาน R_1

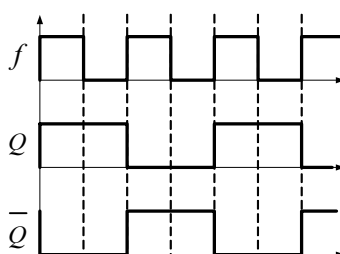
$$f_{OUT} = \frac{V_{IN}}{7.5R_1C_1} \quad (3-3)$$

ในงานวิจัย กำหนดค่าตัวเก็บประจุ $C_1 = 660 \text{ pF}$ แล้วปรับค่าความต้านทาน R_1 ให้ได้ความถี่ 100 kHz เมื่อแรงดันอินพุต V_{IN} มีค่า 10 V

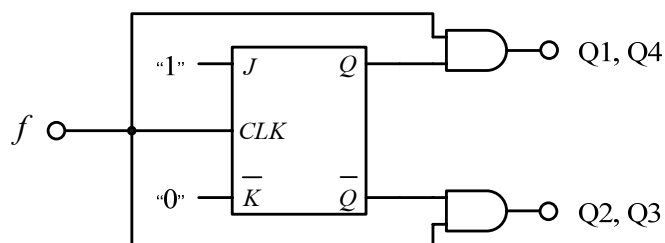


ภาพที่ 3-7 การต่อใช้งานของวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่

เพื่อให้ใช้งานได้กับวงจรฟลูบรีดจ์ ต้องทำการแยกสัญญาณออกเป็น 2 สัญญาณ โดยให้แต่ละชุดสัญญาณทำงานสลับกัน เพื่อป้องกันการลัดวงจรเวลาที่สวิตช์แต่ละคู่ปิดวงจรพร้อมกัน เวลาที่นำสัญญาณไปแยกนี้ มีช่วงเวลาที่สัญญาณไม่ทำงานพร้อมกัน (Dead Time) วงจรที่ทำการแยกสัญญาณออกเป็น 2 สัญญาณนี้ ใช้เทคนิคของวงจรลอจิก ในงานวิจัยนี้ใช้ JK Flip-Flop เบอร์ 74109 ทำงานในสถานะ Toggle เป็นการทำงานทุกครั้งที่มีสัญญาณขอบขาขึ้น เมื่อพบขอบขาขึ้นครั้งแรก จะมีสัญญาณขาออก และเมื่อมีขอบขาขึ้นอีกครั้งก็จะหยุดทำงาน เป็นอย่างนี้สลับกันไปเรื่อยๆ [1] ซึ่งการทำงานในสถานะ Toggle นี้แสดงไว้ในภาพที่ 3-8 นำสัญญาณที่ได้จากขา Q และ $\bar{Q}$ ของ JK Flip-Flop มาทำการ AND กับสัญญาณขาเข้าอีกครั้งด้วย AND Gate เบอร์ 7408 วงจรลอจิกที่ออกแบบไว้นั้นเป็นไปดังภาพที่ 3-9



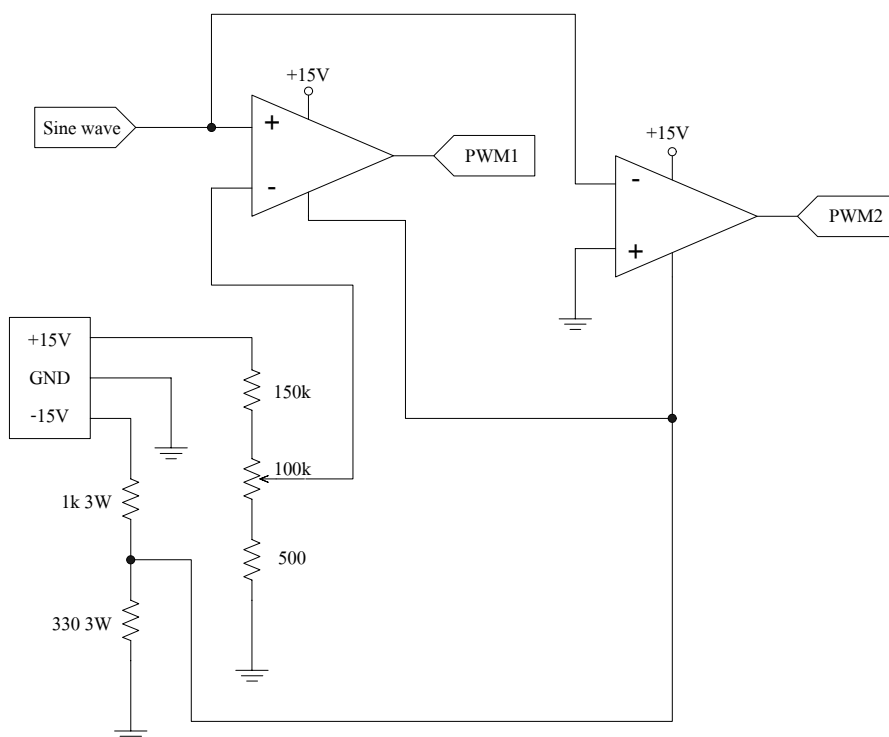
ภาพที่ 3-8 การทำงานในสถานะ Toggle



ภาพที่ 3-9 วงจรลอจิกที่ใช้ในการแยกสัญญาณ

3.2.4 วงจรที่ใช้กลับเฟสสัญญาณ

วงจรที่ใช้กลับเฟสสัญญาณกับวงจรฟูลบริดจ์ในส่วนที่สอง วงจรที่ใช้เป็นออปAทำหน้าที่เป็นตัวเปรียบเทียบ ดังนั้นจึงนำสัญญาณไซน์ที่ได้สร้างขึ้นด้วยวงจรออสซิลเลเตอร์มาเข้าวงจรเปรียบเทียบ การต่อวงจรแสดงในภาพที่ 3-10 จากภาพนั้นเราสามารถปรับ Dead Time ได้จากตัวต้านทานที่ปรับค่าได้ (R100 k) สัญญาณเอาต์พุตที่ได้นั้นจะถูกส่งไปยังวงจรขับนำเกตโดยไอซีออปได้ไอโซเลเตอร์เบอร์ TLP250



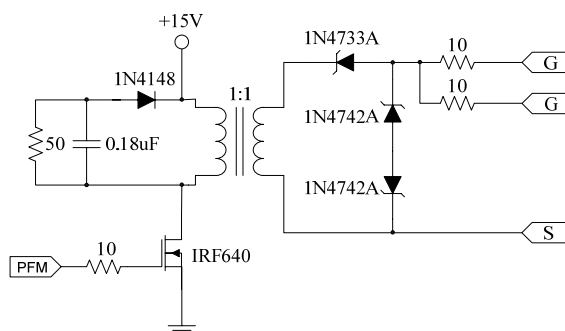
ภาพที่ 3-10 วงจรที่ใช้กลับเฟสสัญญาณ

3.3 วงจรขับนำเกต

ในงานวิจัยนี้ใช้วงจรขับนำเกตอยู่ 2 แบบ คือ วงจรขับนำเกตที่ใช้หม้อแปลงแกนเฟอร์ไรท์ และวงจรขับนำเกตที่ใช้ไอซีสำเร็จรูป

3.3.1 วงจรขับนำเกตที่ใช้หม้อแปลงความถี่สูง [10]

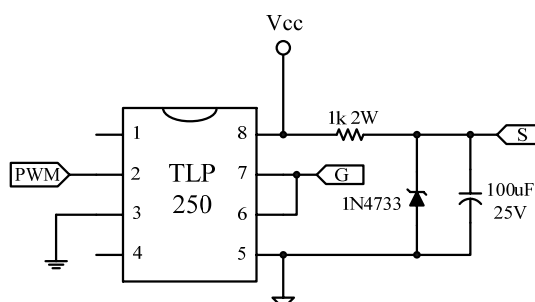
ในงานวิจัยใช้หม้อแปลงแกนเฟอร์ไรท์ ซึ่งมีข้อดีคือใช้ได้กับความถี่สูงในย่าน kHz จนถึง MHz และไม่ต้องการแหล่งจ่ายจากภายนอก เป็นวงจรที่มีการแยกกราวด์อิสระทางไฟฟ้า วงจรนี้รับสัญญาณมาจากเอาต์พุตของทีทีแอลเบอร์ 7408 (AND Gate) ทำการแยกกราวด์ด้วยหม้อแปลงความถี่สูงโดยใช้แกนแบบ EI 16 นำสัญญาณที่ได้ไปขับมอสเฟตกำลังในวงจรพูลบริดจ์ส่วนที่หนึ่ง วงจรขับนำเกตที่กล่าวมานี้แสดงในภาพที่ 3-11



ภาพที่ 3-11 วงจรขับนำเกตที่ใช้หม้อแปลง

3.3.2 วงจรขับนำเกตที่ใช้ไอซีออปโต้ไอโซเลเตอร์

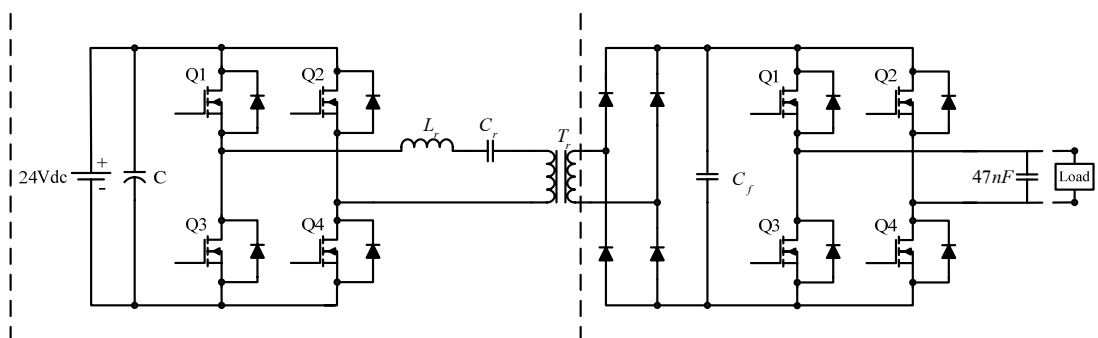
ไอซีออปโต้ไอโซเลเตอร์ที่ใช้คือเบอร์ TLP250 มีข้อดีคือสะดวกในการต่อใช้งานและหาได้ง่ายตามท้องตลาด วงจรขับนำเกตโดยไอซีออปโต้ไอโซเลเตอร์ TLP250 นี้ใช้งานที่ความถี่ 50 Hz นำสัญญาณที่ได้ไปทำการสวิตช์มอสเฟตกำลังในวงจรพูลบริดจ์ส่วนที่สอง เพื่อทำการกลับเฟสสัญญาณ ในภาพที่ 3-12 แสดงวงจรขับนำเกตโดยไอซีออปโต้ไอโซเลเตอร์ TLP250



ภาพที่ 3-12 วงจรขับนำเกตโดยไอซีออปโต้ไอโซเลเตอร์ TLP250

3.4 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

วงจรที่ใช้สามารถแบ่งรายละเอียดออกเป็นสองส่วนคือวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ต่อภาระเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (ส่วนที่หนึ่ง) และวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการกลับเฟส (ส่วนที่สอง) วงจรโดยรวมเป็นไปตามภาพที่ 3-13



ภาพที่ 3-13 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

3.4.1 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ต่อภาระเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ในส่วนที่หนึ่งใช้มอสเฟตกำลังเป็นอุปกรณ์ในการสวิตช์ โดยเลือกใช้มอสเฟตกำลังที่ทนแรงดันต่ำและทนกระแสได้สูง ในงานวิจัยนี้ใช้มอสเฟตกำลังเบอร์ IRF3205 สามารถทนแรงดันได้ 55 V และทนกระแสได้ 110 A [11]

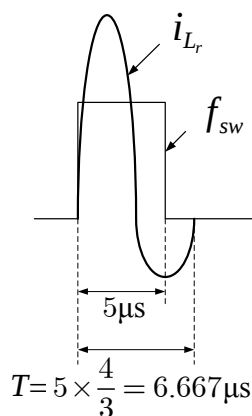
การออกแบบการเรโซแนนซ์พิจารณาจากภาพที่ 3-14 สัญญาณควบคุมที่ไปขับมอสเฟตกำลังมีค่าเวลานำกระแส t_{ON} เท่ากับ $5\mu s$ ซึ่งมีค่าเป็น $3/4$ ของสัญญาณไซน์ที่เกิดจากการเรโซแนนซ์ของ L_r และ C_r ดังนั้นต้องออกแบบสัญญาณไซน์ให้มีคาบเวลาเท่ากับ

$$(4/3) \times (5 \times 10^{-6}) = 6.67 \times 10^{-6} \text{ s}$$

หาความถี่ของสัญญาณได้คือ 150 kHz สามารถออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำ L_r และค่าตัวเก็บประจุ C_r ได้ดังสมการที่ (3-4)

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (3-4)$$

จากงานวิจัยนี้เลือกค่า $L_r = 0.66\mu\text{H}$ คำนวณหาค่า C_r ได้ $C_r = 1.7\mu\text{F}$ ถ้าออกแบบให้ ความถี่เรโซแนนซ์มีค่าสูงมากๆ ค่าของตัวเหนี่ยวนำ L_r และ ค่าตัวเก็บประจุ C_r จะมีค่าต่ำ ทำให้ตัว อุปกรณ์มีขนาดเล็กลงและน้ำหนักเบา



ภาพที่ 3-14 สัญญาณควบคุมอุปกรณ์สวิตช์เทียบกับกระแสในวงจรเรโซแนนซ์

3.4.2 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการกลับเฟส

เป็นวงจรในส่วนที่สอง ใช้วงจรฟูลบริดจ์เป็นตัวกลับเฟส ทำการกลับรูปสัญญาณทุกๆ 0.01 s ทำให้ได้สัญญาณไซน์ออกมาแต่ยังปนไปด้วยความถี่สูง ดังนั้นต้องทำการกรองความถี่สูงนั้นออกไป งานวิจัยในภาคส่วนนี้เลือกใช้มอสเฟตกำลังที่ทนแรงดันสูง ทนกระแสได้ต่ำ โดยใช้มอสเฟตกำลังเบอร์ FQP7N80C สามารถทนแรงดันได้ 800 V และทนกระแสได้ 6.6 A [12] ในส่วนของไดโอดเลือกใช้แบบไฮเปอร์ฟาสไดโอด (Hyperfast diode) เบอร์ RHRP8120 สามารถทนแรงดันได้ 1200 V และทนกระแสได้ 8 A [13]

ในส่วนของวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการกลับเฟสนี้ มีวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านนำมาใช้เพื่อกรองสัญญาณความถี่สูงออกไปให้เหลือแต่ความถี่มูลฐานที่ต้องการ นั่นก็คือความถี่ 50 Hz สัญญาณที่ออกจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านนั้น มีรูปคลื่นเป็นไซน์และมีความถี่ 50 Hz

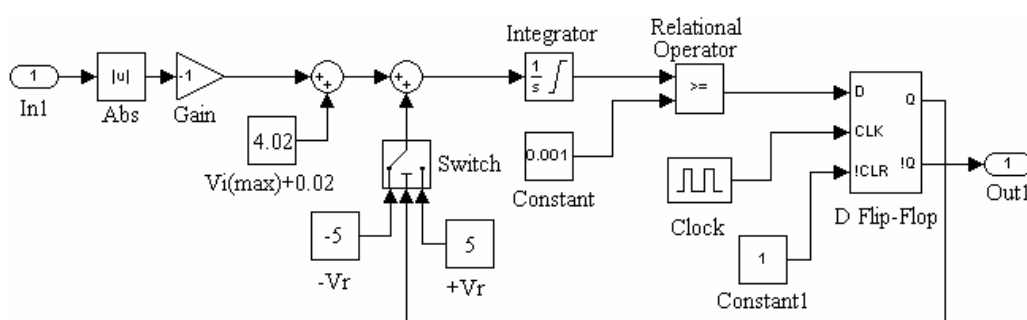
ในการคำนวณค่านี้ ถ้าเลือกกรองความถี่ต่ำผ่านแบบลำดับที่สอง (2nd Order) สามารถใช้สมการที่ (3-4) มาคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำและค่าตัวเก็บประจุได้ ในงานวิจัยนี้เลือกใช้ตัวเก็บประจุในการกรองความถี่ต่ำผ่านเพียงตัวเดียว เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบลำดับที่หนึ่ง (1st Order) โดยเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุ $C_f = 0.47\mu\text{F}$

3.5 การจำลองด้วยโปรแกรมทางคณิตศาสตร์

ในการจำลองการทำงานของแหล่งจ่ายแรงดันกระแสสลับแบบพกพาโดยวงจรฟลูบริคจ์คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ต่อภาระแบบอนุกรมนี้ ใช้โปรแกรม Matlab ในการจำลองผลการทำงานโดยมีส่วนต่างๆ ดังนี้คือ

3.5.1 แบบจำลองของวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่ [14]

ในการจำลองวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่ เลือกใช้ความถี่ที่สูงเพื่อลดขนาดของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ แบบจำลองของวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่นี้แสดงในภาพที่ 3-15



ภาพที่ 3-15 แบบจำลองของวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่

จากภาพที่ 3-14 สามารถกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ โดยเลือกใช้ความถี่ 100 kHz มีช่วงเวลาในการนำกระแสที่คงที่ 5 μ s ค่าความถี่นี้สามารถหาได้จากสมการที่ (3-5)

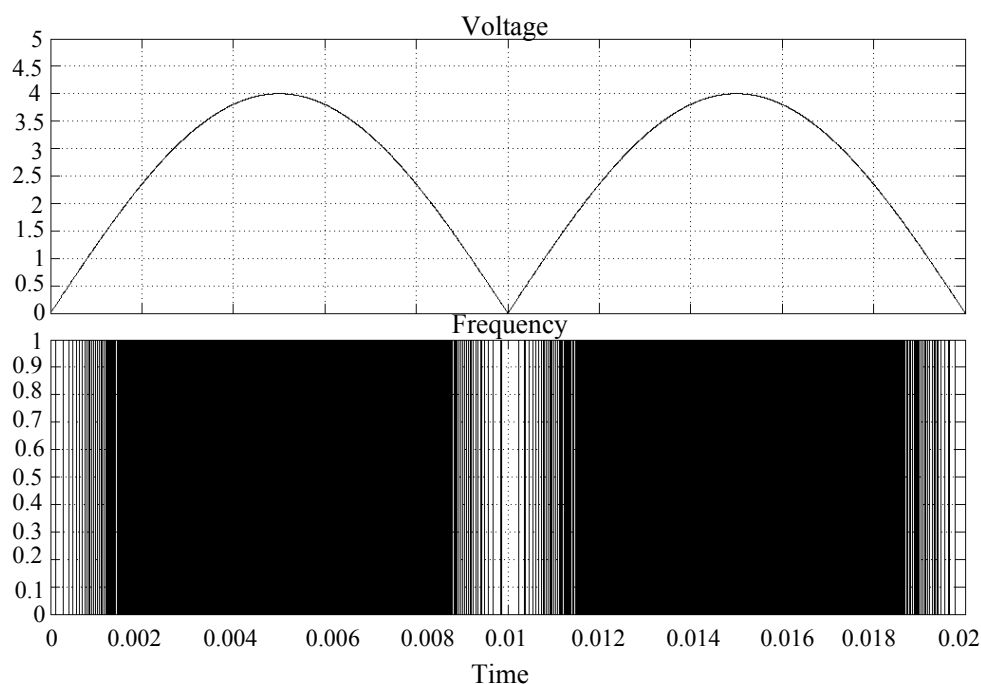
$$f_o = \frac{f_{CLK}}{2} \left[\frac{V_i - V_x}{V_r} + 1 \right] \quad (3-5)$$

โดย $V_x \geq V_{i(max)} + 0.02$

เมื่อ V_i คือแรงดันอินพุต, $V_{i(max)}$ คือแรงดันอินพุตสูงสุด, V_r คือแรงดันอ้างอิง และ f_{CLK} คือความถี่ของสัญญาณนาฬิกา

ในการจำลองผลนี้ กำหนดค่า V_i เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์มีค่าแรงดันสูงสุดคือ 4 V ดังนั้น $V_{i(max)}$ มีค่าเท่ากับ 4 V, V_x มีค่า 4.02 V และกำหนดให้ V_r มีค่า 5 V จากภาพที่ 3-14 ตั้งค่าพารามิเตอร์ของ Clock ให้มี Period = 5e-6 (คาบเวลาเท่ากับ 5 μ s) โดยบล็อกของ Clock

นำมาจาก Simulink extras/Filp Flop/Clock ผลการจำลองการแปลงผันแรงดันเป็นความถี่แสดงไว้ในภาพที่ 3-16



ภาพที่ 3-16 สัญญาณของวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่

จากสัญญาณในภาพที่ 3-16 เป็นการเปลี่ยนแรงดันให้เป็นความถี่ เมื่อรูปคลื่นไซน์สูงสุดมีแรงดันเท่ากับ 4 V นำค่าไปแทนในสมการที่ (3-5) ได้

$$f_o = \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{1}{5 \times 10^{-6}}\right) \left[\frac{4 - 4.02}{5} + 1\right] ; f_{CLK} = \frac{1}{5 \times 10^{-6}}$$

$$f_o = 99.6 \text{ kHz}$$

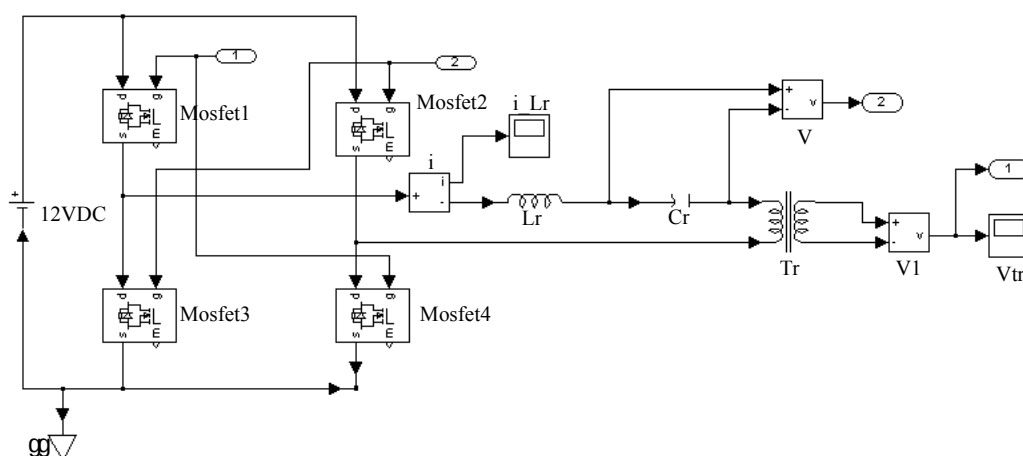
$$f_o \approx 100 \text{ kHz}$$

3.5.2 แบบจำลองของวงจรฟลูบรีดจ์คอนเวอร์เตอร์ต่อภาระเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

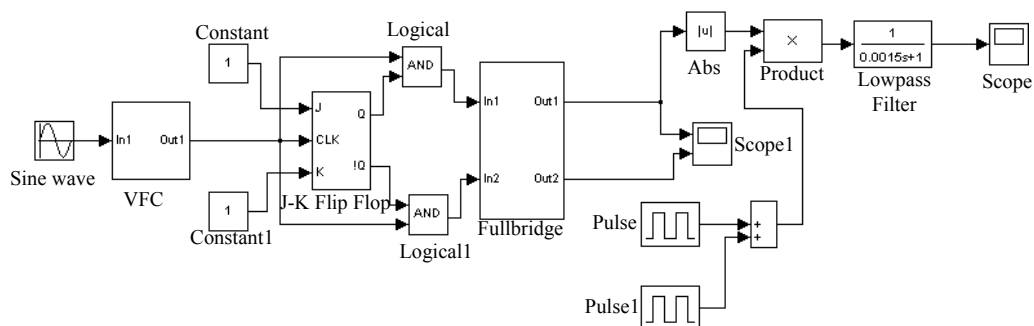
บล็อกต่างๆ ของวงจรฟลูบรีดจ์นี้ นำมาจาก SimPower Systems และ Simulink นำมาต่อดังภาพที่ 3-17 โดยกำหนดค่าต่างๆ ดังนี้ $C_r = 1 \mu\text{F}$, $L_r = 1.126 \mu\text{H}$ กำหนดค่าพารามิเตอร์ของหม้อแปลงขดที่ 1 คือ $[735e3/\sqrt{3} \ 0.005 \ 0.08]$ และขดที่ 2 คือ $[790e5/\sqrt{3} \ 0.005 \ 0.08]$

3.5.3 แบบจำลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพา

แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพา สามารถนำมาสร้างบล็อกการจำลองได้ ดังภาพที่ 3-18 แบบจำลองของวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่ทำเป็น Subsystem สร้างเป็นบล็อก VFC และแบบจำลองของวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ต่อภาระเรโซแนนซ์แบบอนุกรม ทำ Subsystem สร้างเป็นบล็อก Fullbridge



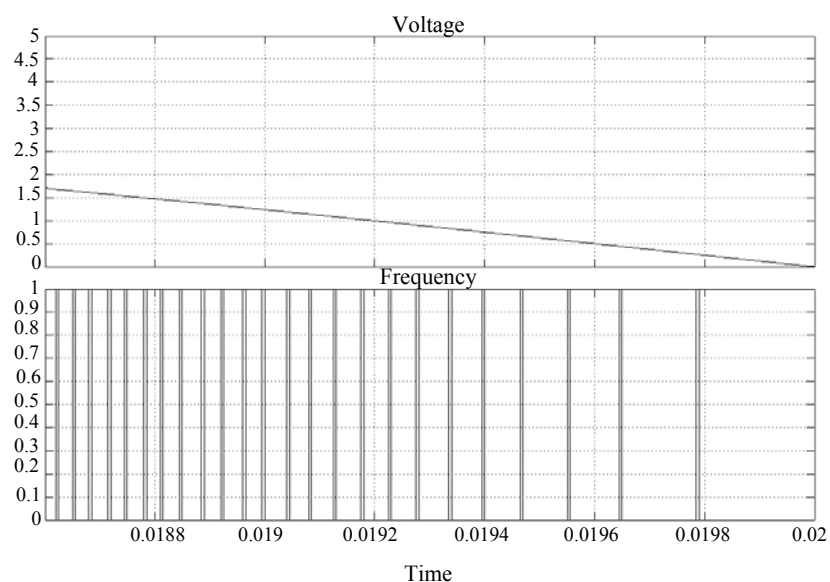
ภาพที่ 3-17 แบบจำลองของวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ต่อภาระเรโซแนนซ์แบบอนุกรม



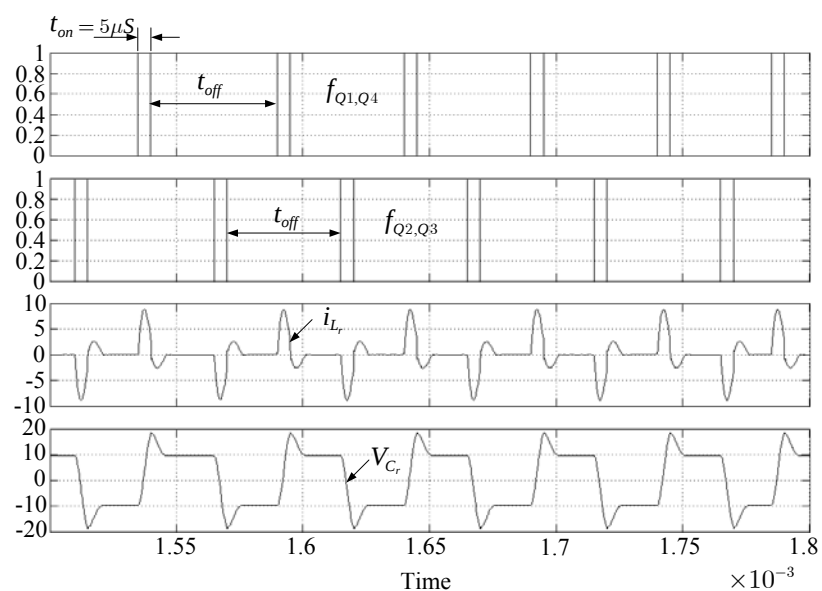
ภาพที่ 3-18 แบบจำลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพา

ผลการจำลองด้วยโปรแกรมทางคณิตศาสตร์ในภาพที่ 3-19 แสดงการแปลงผันแรงดันเป็นความถี่ จากภาพเมื่อแรงดันมีค่าสูง ความถี่ที่ได้จะมีค่าสูงตาม โดยที่คาบเวลา t_{on} คงที่ๆ 5 μs

ภาพที่ 3-20 แสดงสัญญาณที่นำไปขับสวิตช์ทั้งสี่ตัว, กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำที่อยู่ในสภาวะนำกระแสแบบไม่ต่อเนื่องและแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ

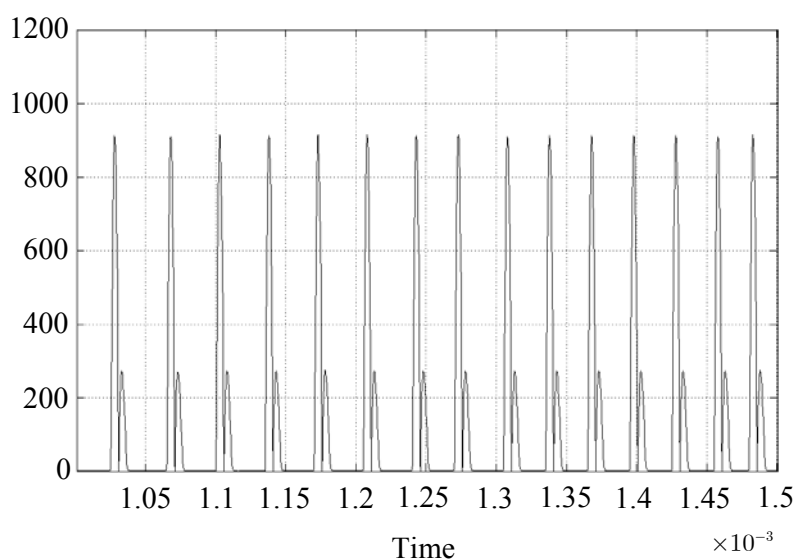


ภาพที่ 3-19 การแปลงผันแรงดันเป็นความถี่



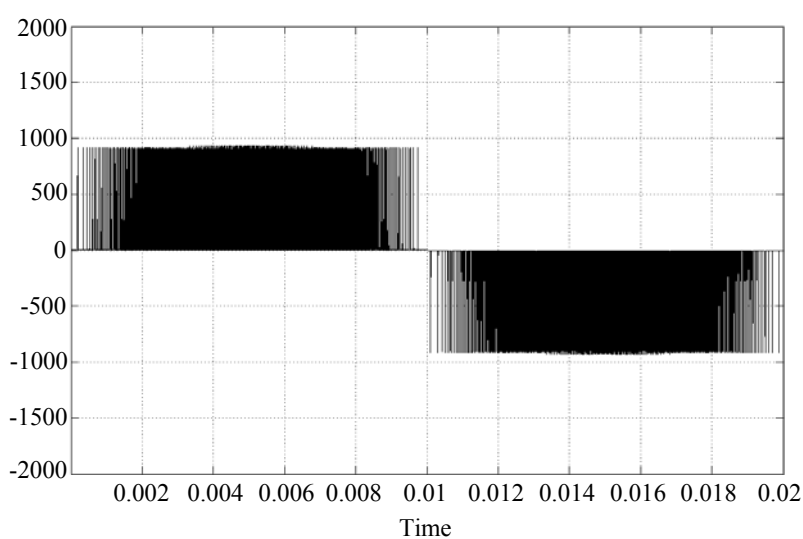
ภาพที่ 3-20 $f_{Q1,Q4}$, $f_{Q2,Q3}$, i_{L_r} และ V_{C_r}

สัญญาณที่ได้จากบล็อกรับของฟลูบรีดจ์ถูกส่งมาเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นโดยบล็อกรับของ Abs ซึ่งในทางปฏิบัติใช้การต่อไดโอดแบบบริดจ์ ทำให้ได้รูปสัญญาณดังภาพที่ 3-21



ภาพที่ 3-21 สัญญาณที่ผ่านการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

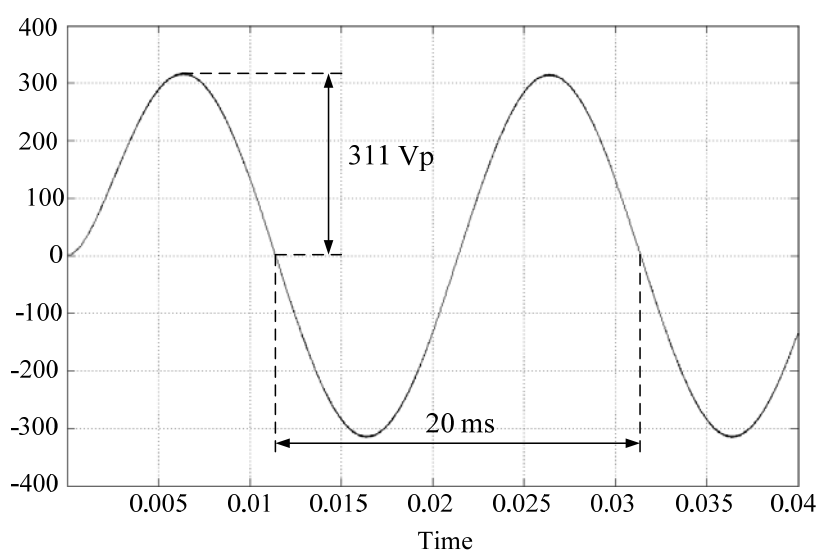
สัญญาณที่ได้ในภาพที่ 3-21 อยู่ในซิกบิต มีแรงดันสูงสุดคือ 900 V ดังนั้นในทางปฏิบัติต้องใช้ไดโอดที่ทนแรงดันได้สูง สัญญาณที่ได้นี้ ถูกนำมากลับรูปสัญญาณทุกๆ 0.01 s เพื่อให้ได้สัญญาณที่มีความถี่ 50 Hz ลักษณะของสัญญาณเป็นไปดังภาพที่ 3-22



ภาพที่ 3-22 สัญญาณที่ผ่านการกลับเฟส

การตั้งค่าพารามิเตอร์ของการกลับเฟสสัญญาณ ตั้ง Pulse: Amplitude = 1, Period = 0.02, Pulse Width = 50, Phase delay = 0 และ Pulse1: Amplitude = -1, Period = 0.02, Pulse Width = 50, Phase delay = 0.01

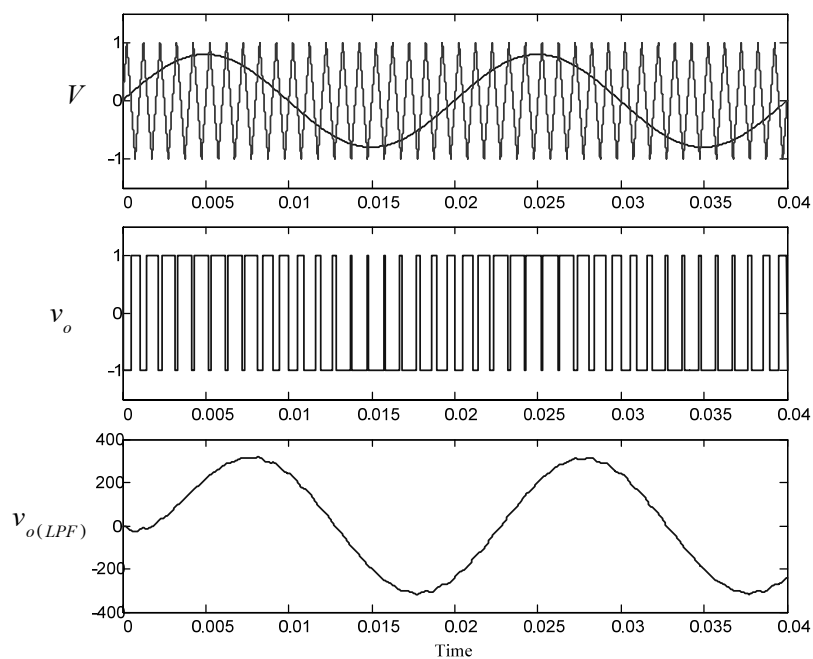
สัญญาณที่ได้ในภาพที่ 3-22 มีความถี่สูงปน ดังนั้นต้องทำการกรองความถี่สูงออก โดยนำบล็อกรวมของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมาต่อ มีฟังก์ชันคือ $\frac{1}{0.0015s+1}$ ผลของสัญญาณที่ได้เป็นรูปคลื่นไซน์ดังภาพที่ 3-22



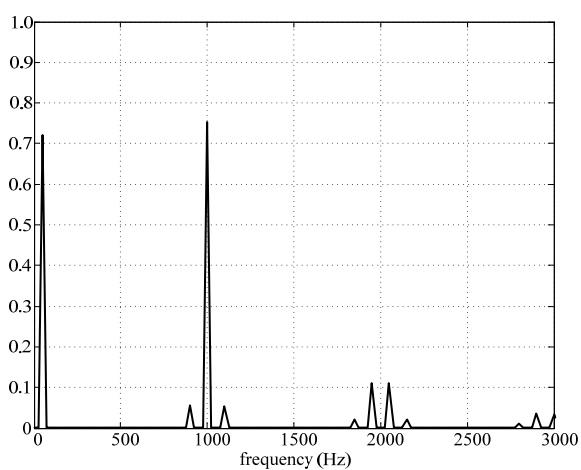
ภาพที่ 3-23 สัญญาณรูปคลื่นไซน์จากการจำลองด้วยโปรแกรม Matlab

3.5.4 การจำลองฮาร์มอนิกสเปกตรัมของการสวิตช์แบบไบโพลาร์

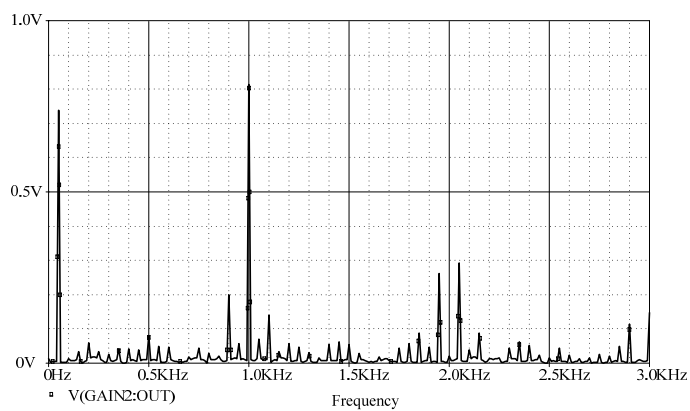
การจำลองฮาร์มอนิกสเปกตรัม (Harmonic Spectrum) ของการสวิตช์แบบไบโพลาร์นี้ เพื่อตรวจสอบลักษณะการทำงานและวิเคราะห์ฮาร์มอนิกสเปกตรัมของแรงดัน v_o ที่ที่กรองความถี่ต่ำผ่านและยังไม่ได้กรองความถี่ต่ำผ่าน เลือกใช้ความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม 1 kHz ภาพที่ 3-24 แสดงการจำลองการสวิตช์แบบไบโพลาร์โดยใช้โปรแกรม Matlab ในภาพที่ 3-25 และ ภาพที่ 3-26 แสดงฮาร์มอนิกสเปกตรัมของแรงดัน v_o ที่ไม่ได้กรองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้โปรแกรม Matlab และโปรแกรม PSpice ตามลำดับ ภาพที่ 3-27 และภาพที่ 3-28 แสดงฮาร์มอนิกสเปกตรัมของแรงดัน v_o ที่กรองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้โปรแกรม Matlab และโปรแกรม PSpice ตามลำดับ จากภาพการวิเคราะห์ฮาร์มอนิก สเปกตรัม สัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่ดีต้องมีฮาร์มอนิกเฉพาะที่ความถี่หลักมูล (Fundamental Frequency) เท่านั้น



ภาพที่ 3-24 การจำลองการสวิตช์แบบไบโพลาร์



ภาพที่ 3-25 สเปกตรัมของแรงดัน v_o แบบไบโพลาร์โดยใช้โปรแกรม Matlab

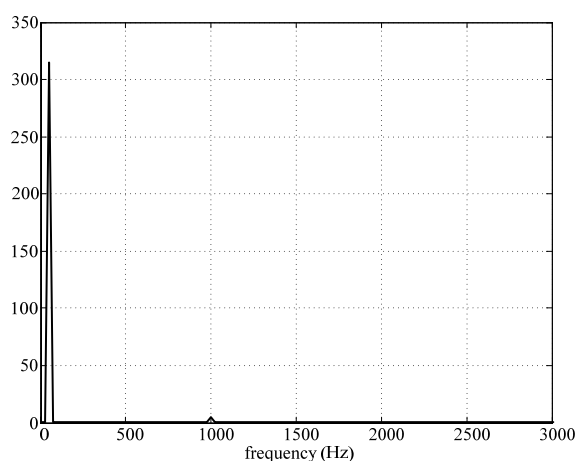


ภาพที่ 3-26 สเปกตรัมของแรงดัน v_o แบบไบโพลาร์โดยใช้โปรแกรม PSpice

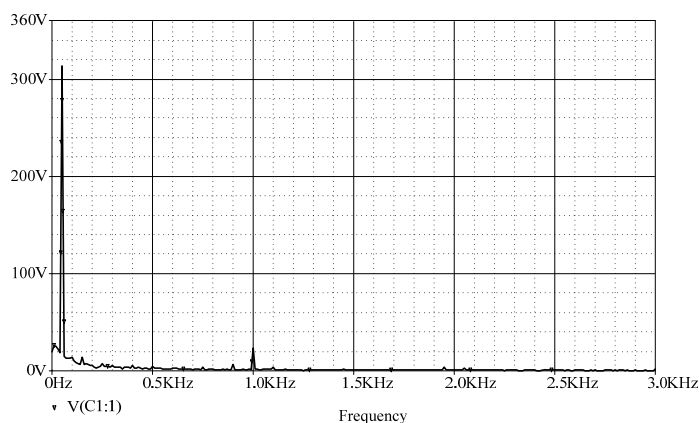
จากการวิเคราะห์ฮาร์มอนิกสเปกตรัมในภาพที่ 3-25 และ ภาพที่ 3-26 ของแรงดัน v_o (แรงดันที่ยังไม่ได้กรองความถี่ต่ำผ่าน) แสดงให้เห็นว่าสัญญาณไซน์ที่ถูกมอดูเลตกับสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีความถี่ 1 kHz จะมีฮาร์มอนิกเกิดขึ้นสูงที่ความถี่สวิตชิงและฮาร์มอนิกรอบๆ 1 kHz 2 kHz และ 3 kHz เป็นต้น

ภาพที่ 3-25 และ 3-26 เป็นผลการจำลองฮาร์มอนิกสเปกตรัมของแรงดัน v_o แบบไบโพลาร์เหมือนกัน แต่ใช้โปรแกรมต่างกัน จากภาพทั้งสองเมื่อนำมาเปรียบเทียบกัน บริเวณความถี่ที่เกิดฮาร์มอนิก เกิดขึ้นบริเวณเดียวกัน ซึ่งเป็นการพิสูจน์ความถูกต้องเพื่อนำมาวิเคราะห์ฮาร์มอนิกเทียบกับวิธีการสวิตซ์แบบต่างๆ

ทำการกรองความถี่ต่ำผ่านของแรงดัน v_o จะได้แรงดัน $v_{o(LPF)}$ สัญญาณที่ได้เป็นรูปคลื่นไซน์ ดังผลการจำลองในภาพที่ 3-24 ด้านล่างสุด นำสัญญาณไชน่นั้นมาวิเคราะห์หาฮาร์มอนิกสเปกตรัม ผลการจำลองโดยใช้โปรแกรม Matlab และ โปรแกรม PSpice แสดงในภาพที่ 3-27 และภาพที่ 3-28



ภาพที่ 3-27 สเปกตรัมของแรงดัน $v_{o(LPF)}$ แบบไบโพลาร์โดยใช้โปรแกรม Matlab

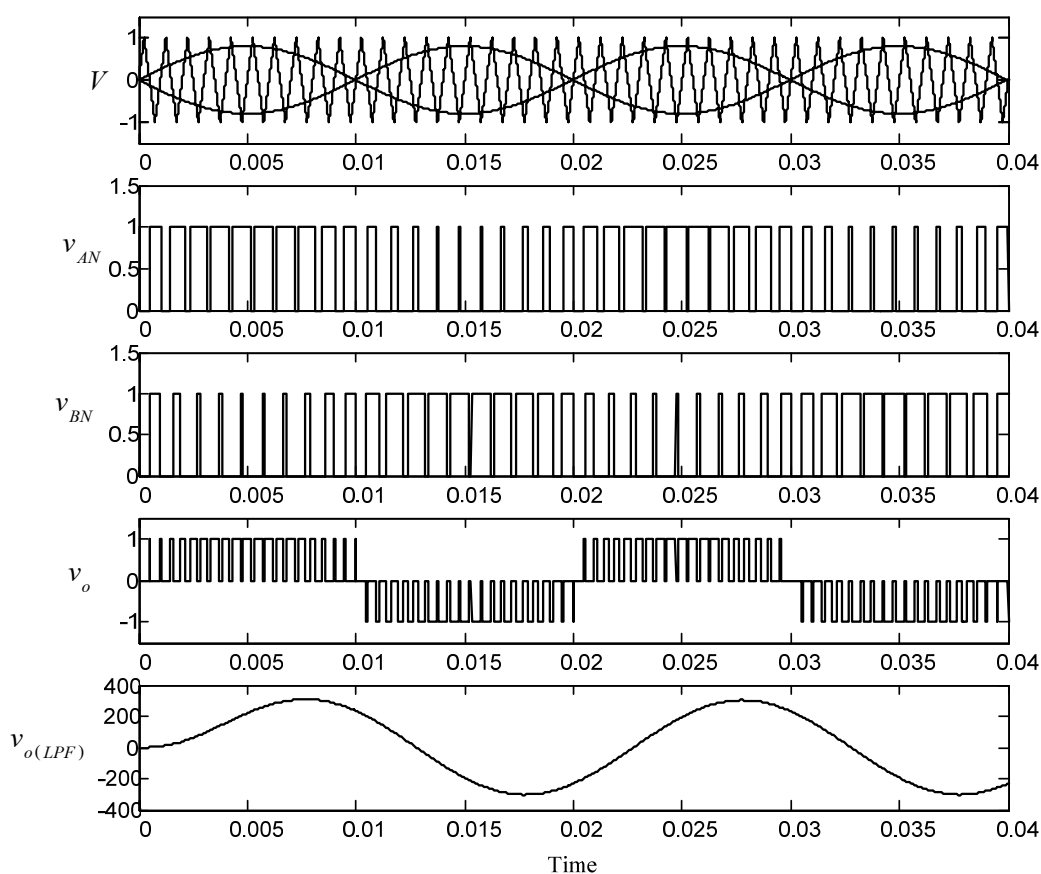


ภาพที่ 3-28 สเปกตรัมของแรงดัน $v_{o(LPF)}$ แบบไบโพลาร์โดยใช้โปรแกรม PSpice

จากภาพที่ 3-27 และภาพที่ 3-28 เมื่อทำการกรองความถี่ต่ำผ่าน ฮาร์มอนิกสเปกตรัมที่ความถี่สวิทช์ 1 kHz จึงถูกกรองลดลงไป เหลือแต่ความถี่มูลฐาน 50 Hz ทั้งสองภาพนี้เป็นผลการจำลองฮาร์มอนิกสเปกตรัมของแรงดัน $v_{o(LPF)}$ แบบไบโพลาร์เหมือนกัน แต่ใช้โปรแกรมต่างกัน เพื่อพิสูจน์ความถูกต้องในการจำลอง

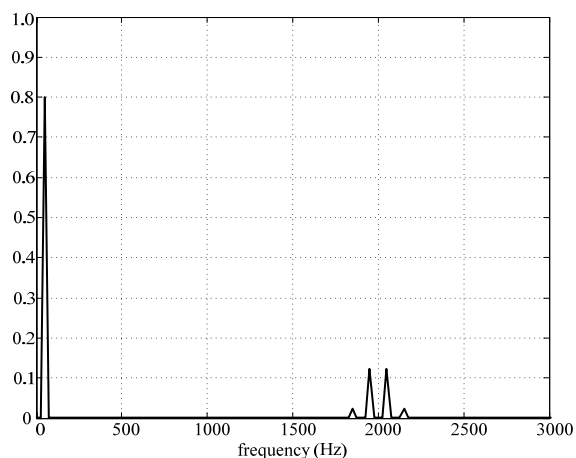
3.5.5 การจำลองฮาร์มอนิกสเปกตรัมของการสวิทช์แบบยูนิโพลาร์

เพื่อตรวจสอบลักษณะการทำงานของการทำงานการสวิทช์แบบยูนิโพลาร์ จึงจำลองการสวิทช์แบบยูนิโพลาร์โดยใช้โปรแกรม Matlab ใช้ความถี่ในการสวิทช์ 1 kHz เท่ากันกับที่ใช้จำลองในการสวิทช์แบบไบโพลาร์ ผลการจำลองแสดงในภาพที่ 3-29

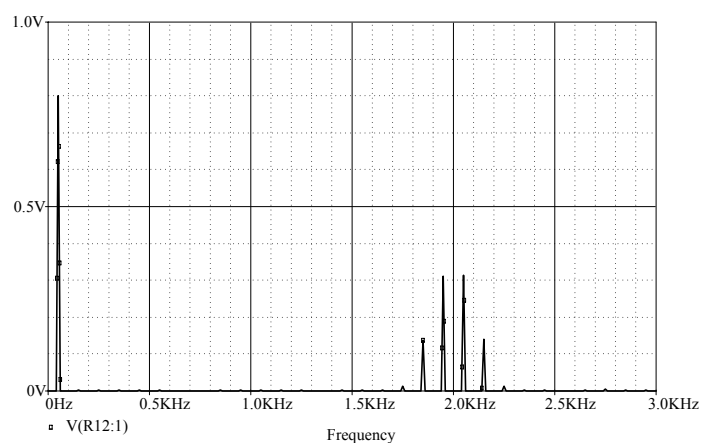


ภาพที่ 3-29 การจำลองการสวิทช์แบบยูนิโพลาร์

นำแรงดัน v_o ที่ไม่ได้กรองความถี่ต่ำผ่านในภาพที่ 3-29 มาทำการวิเคราะห์หาฮาร์มอนิกสเปกตรัม โดยใช้โปรแกรม Matlab และโปรแกรม PSpice ภาพสเปกตรัมของแรงดัน v_o โดยการสวิทช์แบบยูนิโพลาร์แสดงในภาพที่ 3-30 และภาพที่ 3-31 ตามลำดับ



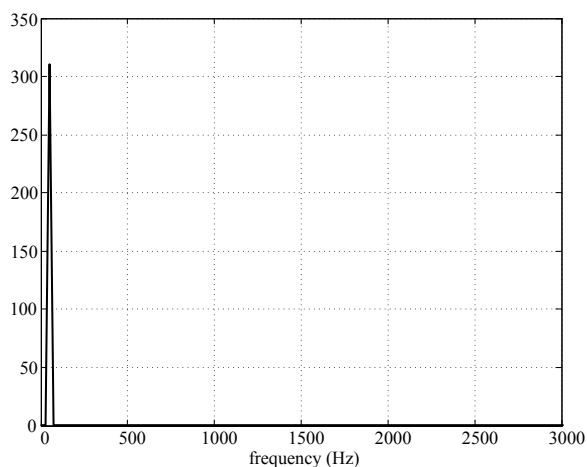
ภาพที่ 3-30 สเปกตรัมของแรงดัน v_o แบบยูนิลาห์โดยใช้โปรแกรม Matlab



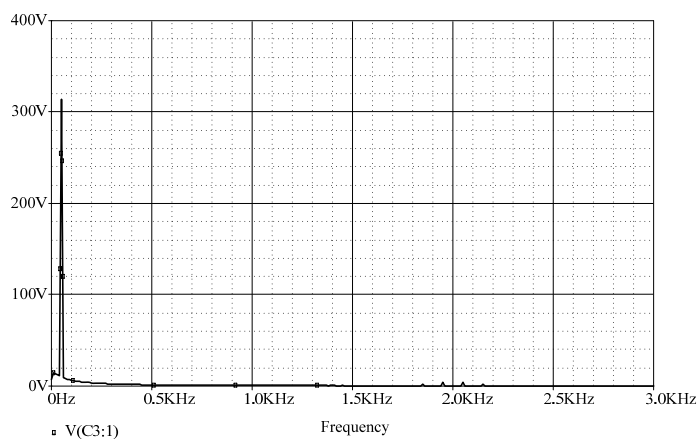
ภาพที่ 3-31 สเปกตรัมของแรงดัน v_o แบบยูนิลาห์โดยใช้โปรแกรม PSpice

จากการวิเคราะห์ฮาร์มอนิกสเปกตรัมในภาพที่ 3-30 และ ภาพที่ 3-31 ของแรงดัน v_o แสดงให้เห็นว่าสัญญาณไซน์ที่ถูกมอดูเลตกับสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีความถี่ 1 kHz จะมีฮาร์มอนิกเกิดขึ้นสูงที่ทุกๆ สองเท่าของความถี่สวิตซ์และฮาร์มอนิกอื่นๆ 2 kHz 4 kHz และ 6 kHz เป็นต้น

ทำการกรองความถี่ต่ำผ่านของแรงดัน v_o ในภาพที่ 3-29 จะได้แรงดัน $v_{o(LPF)}$ เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ดังผลการจำลองในภาพที่ 3-29 ด้านล่างสุด นำสัญญาณไชน์นั้นมาวิเคราะห์หาฮาร์มอนิกสเปกตรัม ผลการจำลองโดยใช้โปรแกรม Matlab และโปรแกรม PSpice แสดงในภาพที่ 3-32 และภาพที่ 3-33



ภาพที่ 3-32 สเปกตรัมของแรงดัน $v_{o(LPF)}$ แบบยูนิโพลาร์โดยใช้โปรแกรม Matlab



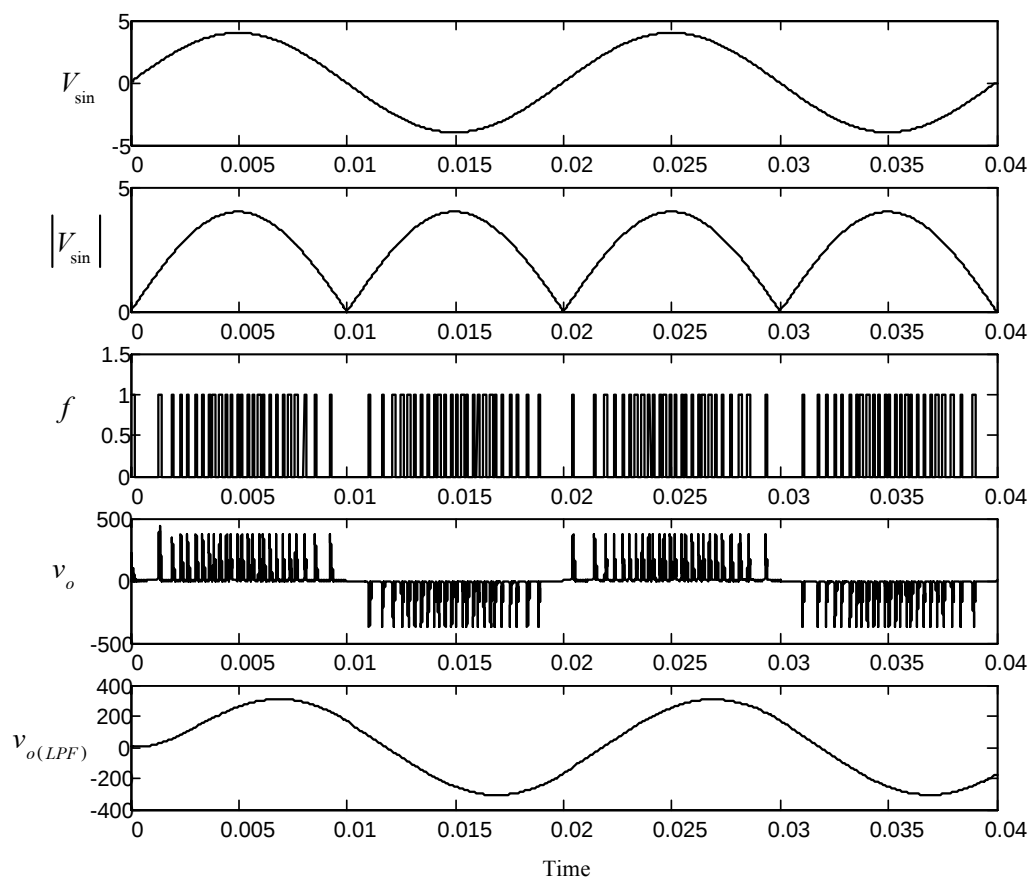
ภาพที่ 3-33 สเปกตรัมของแรงดัน $v_{o(LPF)}$ แบบยูนิโพลาร์โดยใช้โปรแกรม PSpice

จากภาพที่ 3-32 และภาพที่ 3-33 เมื่อทำการกรองความถี่ต่ำผ่าน ฮาร์มอนิกสเปกตรัมที่ความถี่ต่างๆ สองเท่าของความถี่สวิตช์ 2 kHz จึงถูกกรองลดลงไป เหลือแต่ความถี่มูลฐาน 50 Hz

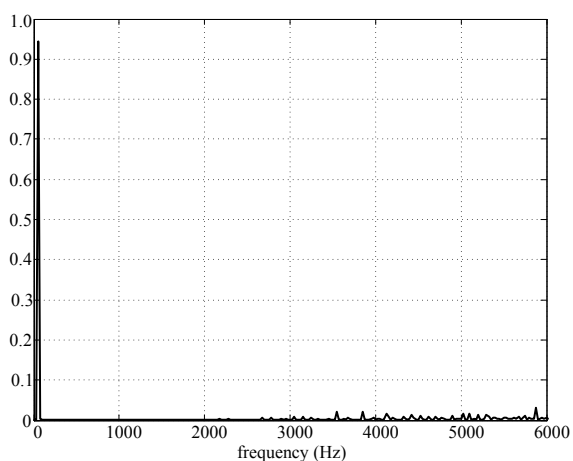
3.5.6 การจำลองฮาร์มอนิกสเปกตรัมของการสวิตช์แบบเรโซแนนซ์

เพื่อเป็นแนวทางในการศึกษาการลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตช์ ขณะเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแส จึงได้เสนอวิธีการเรโซแนนซ์แบบอนุกรมเพื่อลดการสูญเสียจากการสวิตช์และเพิ่มประสิทธิภาพให้สูงขึ้น

ในการจำลองกำหนด $t_{ON} = 0.1\text{ms}$ ทำการจำลองลักษณะการทำงานได้ดังภาพที่ 3-34 และหาฮาร์มอนิกสเปกตรัมของ v_o ที่ใช้การสวิตช์แบบเรโซแนนซ์ ซึ่งผลการจำลองฮาร์มอนิกสเปกตรัมโดยใช้โปรแกรม Matlab แสดงในภาพที่ 3-35



ภาพที่ 3-34 การจำลองการสวิตช์แบบเรโซแนนซ์

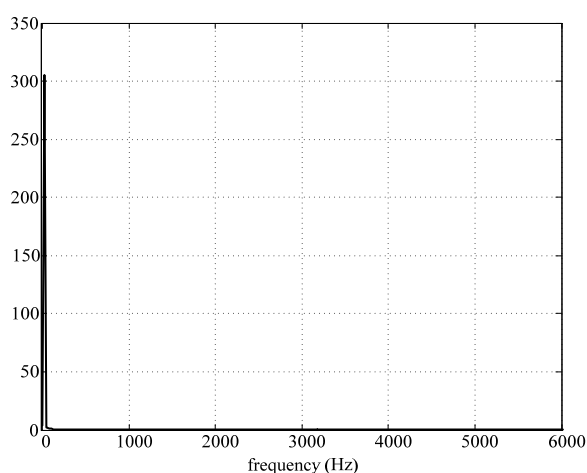


ภาพที่ 3-35 สเปกตรัมของแรงดัน v_o โดยวิธีการเรโซแนนซ์ ด้วยโปรแกรม Matlab

จากภาพที่ 3-35 มีฮาร์โมนิกสเปกตรัมที่ความถี่สูงๆ เพียงเล็กน้อยเท่านั้น ดังนั้นการกรองความถี่ต่ำผ่านจึงทำได้ง่ายมาก จากภาพที่ 3-1 การกรองความถี่ต่ำผ่านนั้น ใช้เพียงตัวเก็บประจุต่อไว้

ทางด้านเอาต์พุตเท่านั้น ไม่ได้ใช้การกรองความถี่ต่ำผ่านแบบตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุต่อกันแบบอนุกรม ดังนั้นการกรองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้ตัวเก็บประจุน้อยๆ เพียงหนึ่งตัวก็สามารถกรองสัญญาณเอาต์พุตให้เป็นรูปคลื่นไซน์ได้

สัญญาณหลังจากกรองความถี่ต่ำผ่านคือแรงดัน $v_{o(LPF)}$ เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ นำสัญญาณรูปคลื่นไซน์นั้นมาวิเคราะห์หาฮาร์มอนิกสเปกตรัมแสดงผลในภาพที่ 3-36



ภาพที่ 3-36 สเปกตรัมของแรงดัน $v_{o(LPF)}$ โดยวิธีการเรโซแนนซ์ ด้วยโปรแกรม Matlab

จากภาพที่ 3-36 เมื่อทำการกรองความถี่ต่ำผ่าน ฮาร์มอนิกสเปกตรัมที่ความถี่สูงต่างๆ ถูกกรองหายไป เหลือแต่ความถี่หลักมูล 50 Hz จากการจำลองใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบลำดับที่หนึ่ง (1^{st} Order) เท่านั้นก็สามารถกรองความถี่สูงออกไปได้

วิธีการแบบเรโซแนนซ์ มีการสูญเสียจากการสวิตช์ต่ำ ดังนั้นจึงสามารถใช้ความถี่ในการสวิตช์สูงๆ ได้ (มากกว่า 100 kHz) ส่งผลให้ขนาดของอุปกรณ์ลดลงและกรองความถี่ต่ำผ่านได้ง่าย จากองค์ประกอบต่างๆ นี้ จึงมีแนวคิดที่จะวิเคราะห์และออกแบบแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพาโดยใช้วงจรฟูลบริดจ์ต่อภาระแบบอนุกรม เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพให้สูงขึ้น และลดขนาดของแหล่งจ่าย

บทที่ 4

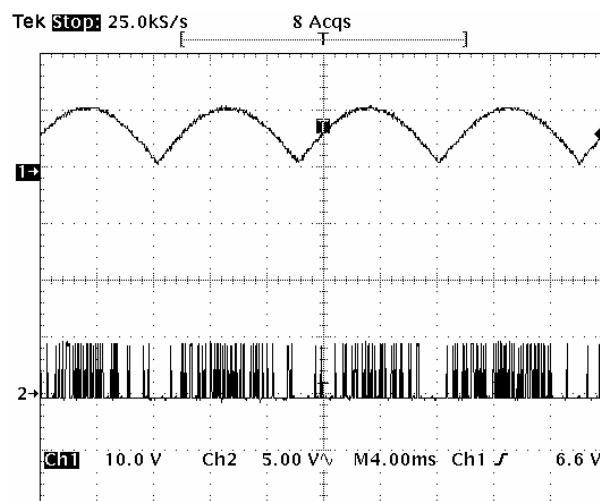
การทดสอบแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพา

4.1 การทดสอบทางไฟฟ้า

การทดสอบทางไฟฟ้าเป็นการวัดค่าและสัญญาณต่างๆ ทางไฟฟ้าตามจุดต่างๆ ที่สำคัญในวงจร เพื่อตรวจสอบสภาวะการทำงานของวงจร

4.1.1 การตรวจสอบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์และวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่

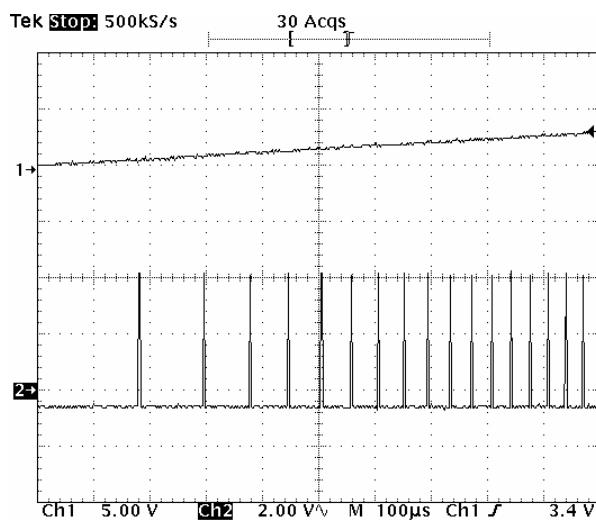
การตรวจสอบนี้เพื่อคุณลักษณะของสัญญาณไซน์ที่จะถูกส่งไปยังวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่ เพื่อที่จะส่งผ่านไปยังวงจรขับนำเกต สำหรับควบคุมการสวิตช์ของมอสเฟตกำลัง ในภาพที่ 4-1 Ch1 แสดงสัญญาณไซน์แบบเต็มคลื่นจากวงจรผลิตสัญญาณไซน์ในภาพที่ 3-4 แล้วต่อกับวงจรเรียงกระแสแม่นยำแบบเต็มคลื่นในภาพที่ 3-5 ได้สัญญาณเป็นไปดังภาพที่ 4-1 Ch1 ในภาพที่ 4-1 Ch2 เป็นสัญญาณหลังจากผ่านวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่ในภาพที่ 3-6



ภาพที่ 4-1 Ch1 สัญญาณไซน์แบบเต็มคลื่น

Ch 2 สัญญาณหลังจากผ่านวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่

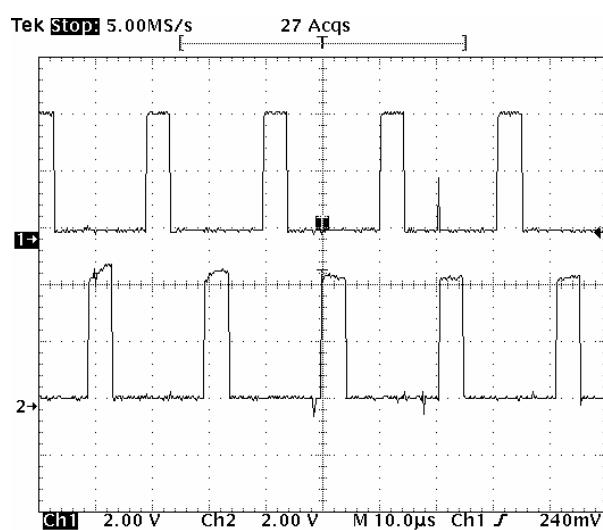
การเปลี่ยนขนาดแรงดันเป็นความถี่นั้น แปรผันตรงกัน กล่าวคือเมื่อแรงดันมีค่าสูง ความถี่ที่ได้ก็จะมีค่าสูงตามกันไปด้วย ในภาพที่ 4-2 แสดงให้เห็นขอบข่ายของสัญญาณรูปคลื่นไซน์จากแรงดัน 0 V จนถึง 3 V เพื่อให้เห็นการเปลี่ยนแปลงของความถี่ที่ได้ผลิตออกมา



ภาพที่ 4-2 Ch1 สัญญาณไซน์จากแรงดัน 0 V ถึง 3 V
Ch 2 ความถี่ที่ผลิตออกมา

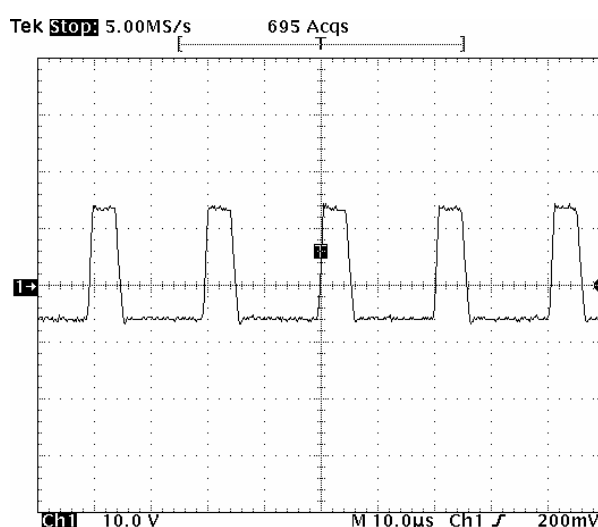
4.1.2 การตรวจสอบวงจรกำเนิดสัญญาณขับนำสวิตช์

ดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 คือ เพื่อให้ใช้งานได้กับวงจรฟลูบริดจ์ ต้องทำการแยกสัญญาณออกเป็น 2 สัญญาณ โดยให้แต่ละชุดสัญญาณทำงานสลับกัน เพื่อป้องกันการลัดวงจรเวลาที่สวิตช์วงจรทำการแยกสัญญาณออกเป็น 2 สัญญาณแสดงไว้ในภาพที่ 3-8 สัญญาณที่ได้หลังจากทำการแยกสัญญาณเป็นไปดังภาพที่ 4-3 โดยมีเวลาช่วงเวลาในการนำกระแส $t_{ON} = 5\mu s$ คงที่ แต่ความถี่เปลี่ยนไปตามขนาดของแรงดัน



ภาพที่ 4-3 สัญญาณที่ส่งไปยังวงจรขับนำเกต

สัญญาณที่ได้ในภาพที่ 4-3 นี้ ถูกส่งไปยังวงจรขับนำเกตโดยใช้วงจรขับนำเกตที่ใช้หม้อแปลงความถี่สูง เนื่องจากการความถี่ในการสวิตช์สูงมากถึง 100 kHz วงจรนี้จะทำให้สัญญาณที่ไปเปิด-ปิด อุปกรณ์สวิตช์ของมอสเฟตกำลังมีขนาดแรงดันที่สูงขึ้น ดังกระแสได้มากขึ้นและเป็นการแยกกราวด์ทางไฟฟ้าออกจากกันเพื่อป้องกันความเสียหายที่จะเกิดขึ้น สัญญาณหลังจากผ่านวงจรขับนำเกตที่ใช้หม้อแปลงความถี่สูงแสดงในภาพที่ 4-4



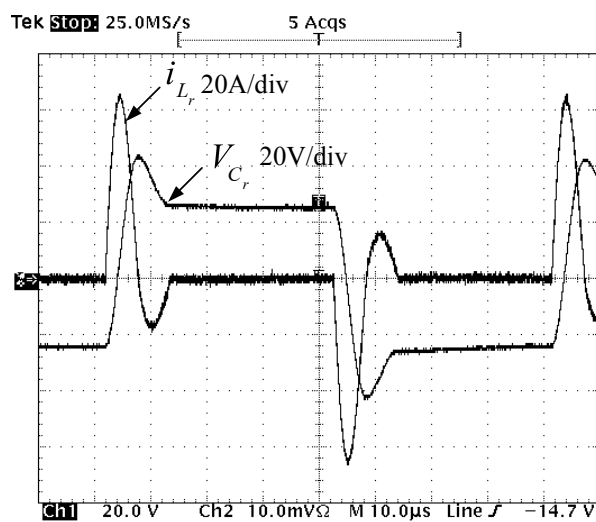
ภาพที่ 4-4 สัญญาณหลังจากผ่านวงจรขับนำเกต

4.1.3 การตรวจสอบการรีโซแนนซ์ของวงจร

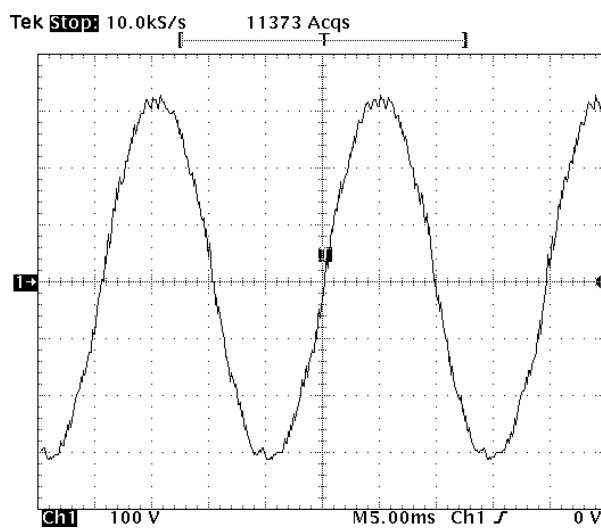
จากการคำนวณในบทที่ 3.4.1 ได้ค่าของตัวเหนี่ยวนำ L_r และ ค่าตัวเก็บประจุ C_r ทำการวัดสัญญาณแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_r และกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_r เป็นไปตามดังภาพที่ 4-5

หลังจากนั้น นำสัญญาณที่ได้มาขยายโดยใช้หม้อแปลงความถี่สูงเพื่อแปลงแรงดันให้สูงขึ้น (Step up) แกนที่นำมาใช้คือแกนเฟอร์ไรต์ชนิด EE 55 ขนาดแกน 2 ชุด อัตราส่วน 6 : 136 รอบ เมื่อขยายขนาดของสัญญาณแรงดันแล้วนำมาเข้าวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นและผ่านวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการกลับเฟสทุกๆ 0.01 s

เมื่อได้สัญญาณไซน์ที่มีความถี่มูลฐาน 50 Hz ออกมาแต่ยังปนไปด้วยความถี่สูง ดังนั้นต้องทำการกรองความถี่สูงนั้นออกไปโดยใช้ตัวเก็บประจุ 0.47 μ F มีอัตราทนแรงดัน 630 V มาต่อคร่อมเอาต์พุตไว้ ได้สัญญาณดังภาพที่ 4-6 วัดค่าแรงดันใช้งานได้ 230 V



ภาพที่ 4-5 Ch1 แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_r
Ch2 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_r

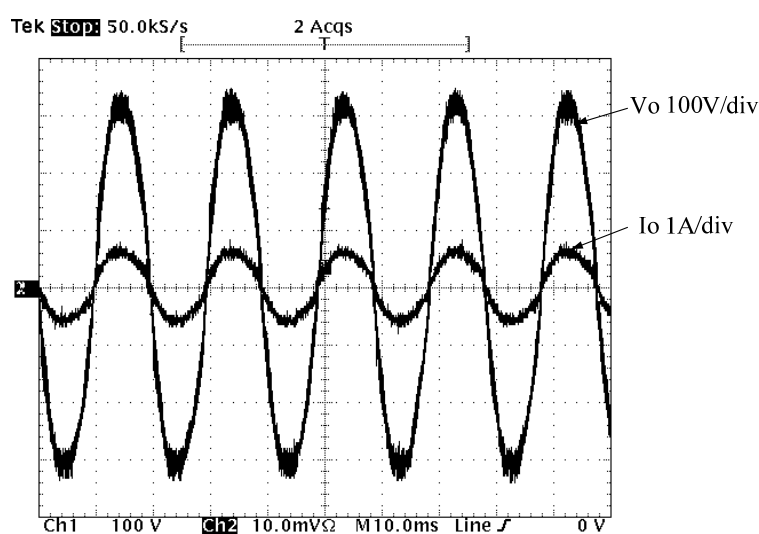


ภาพที่ 4-6 แรงดันเอาต์พุตที่ทำการกรองความถี่สูงออกไป

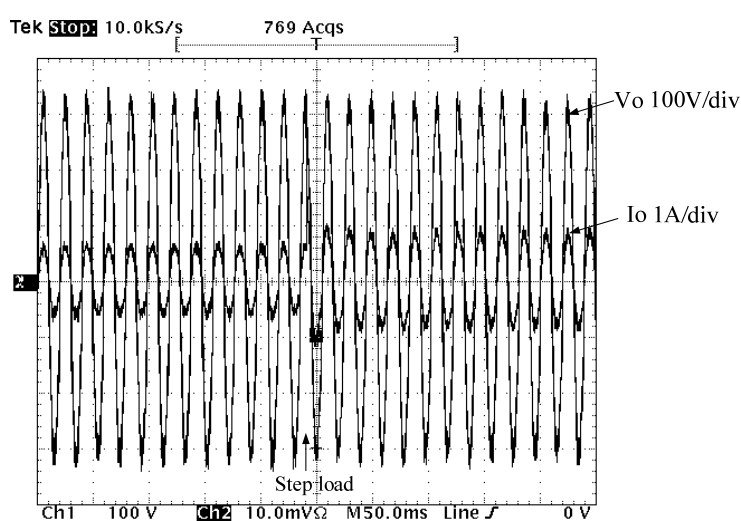
4.2 การทดสอบการทำงานของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพา

ผลการทดลองในภาพที่ 4-7 แสดงผลแรงดันและกระแส อ่านค่าแรงดันใช้งาน (V_{rms}) ได้ 235.2 V และค่ากระแสใช้งาน (I_{rms}) ได้ 0.45 A กำลังงานไฟฟ้า 105.8 W โดยใช้ภาระเป็นหลอดไฟขนาด 100 W

ผลการทดลองในภาพที่ 4-8 แสดงการ เปลี่ยนแปลงภาระ จากภาระหลอดไฟ 100 W เป็น 140 W ผลการทดลอง แรงดันสามารถรักษาระดับได้

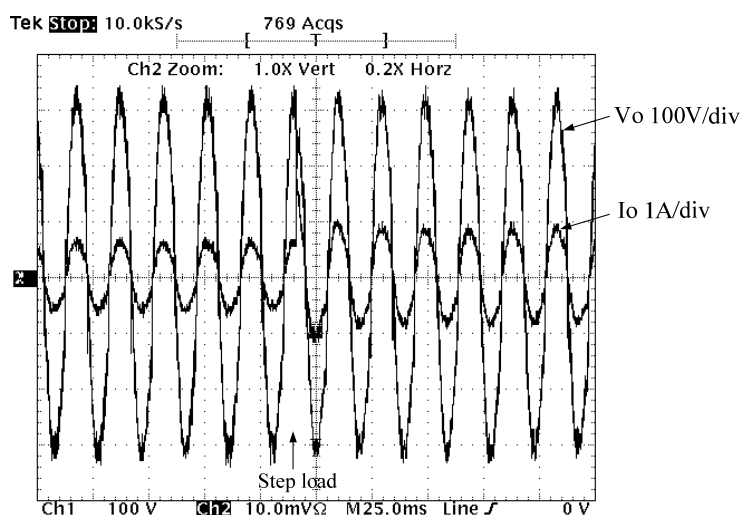


ภาพที่ 4-7 แรงดันเอาต์พุตเทียบกับกระแสเมื่อต่อภาระ 100 W

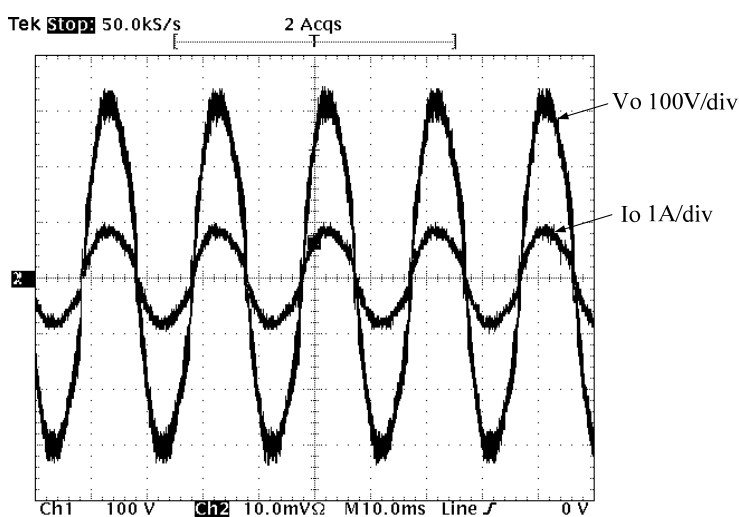


ภาพที่ 4-8 การ เปลี่ยนแปลงภาระจากภาระ 100 W เป็น 140 W

ภาพที่ 4-9 ขยายสัญญาณในภาพที่ 4-8 เพื่อให้เห็นการเปลี่ยนแปลงของแรงดันและกระแส ขณะที่เปลี่ยนแปลงภาระ ในภาพที่ 4-10 แสดงผลแรงดันและกระแส อ่านค่าแรงดันใช้งาน (V_{rms}) ได้ 232.4 V และค่ากระแสใช้งาน (I_{rms}) ได้ 0.622 A กำลังงานไฟฟ้า 144.6 W โดยใช้ภาระเป็น หลอดไฟขนาด 140 W

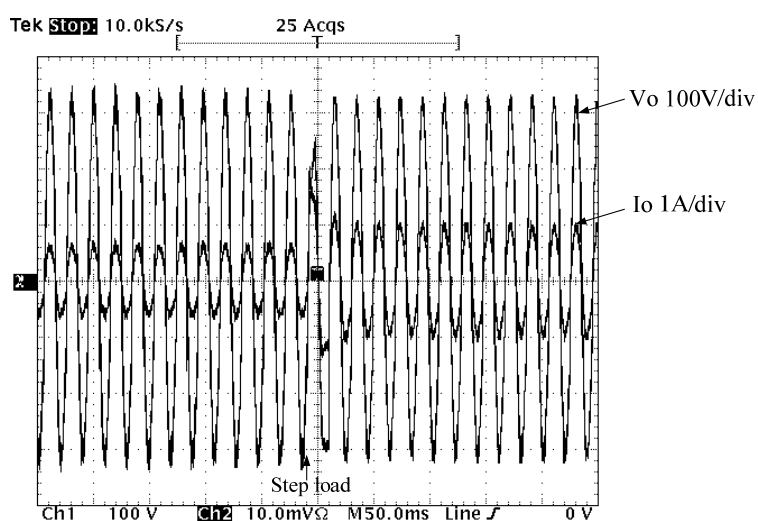


ภาพที่ 4-9 การเปลี่ยนแปลงภาระจากภาระ 100 W เป็น 140 W

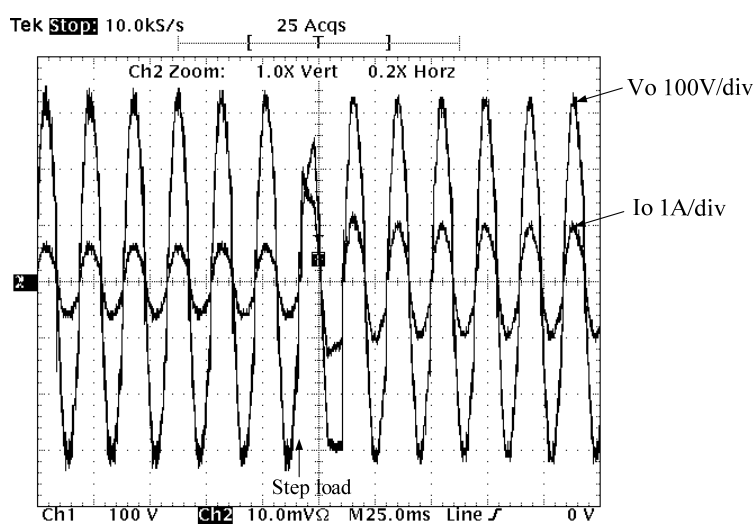


ภาพที่ 4-10 แรงดันเอาต์พุตเทียบกับกระแสเมื่อต่อภาระ 140 W

ในภาพที่ 4-11 เป็นการเปลี่ยนแปลงภาระจาก 100 W เป็น 160 W จากภาระโหลดไฟ 100 W เป็น 160 W ผลการทดลอง แรงดันสามารถรักษาระดับได้ ในส่วนของภาพที่ 4-12 ขยายสัญญาณในภาพที่ 4-11 เพื่อให้เห็นการเปลี่ยนแปลงของแรงดันและกระแสขณะที่เปลี่ยนแปลงภาระ

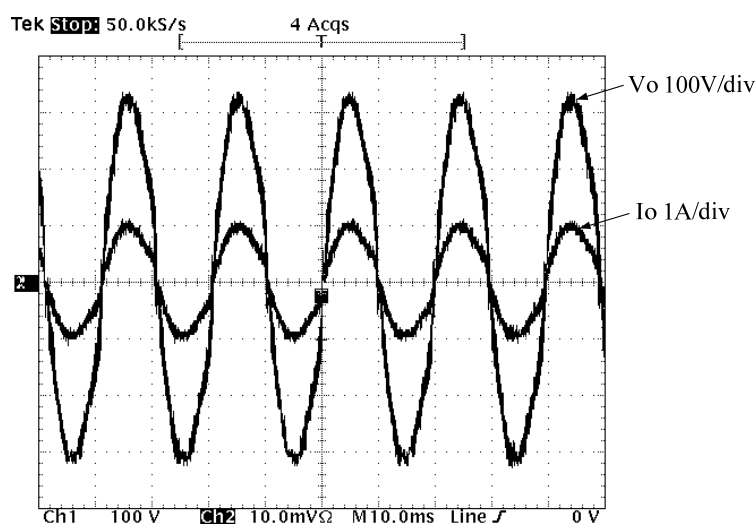


ภาพที่ 4-11 การเปลี่ยนแปลงภาระจากภาระ 100 W เป็น 160 W



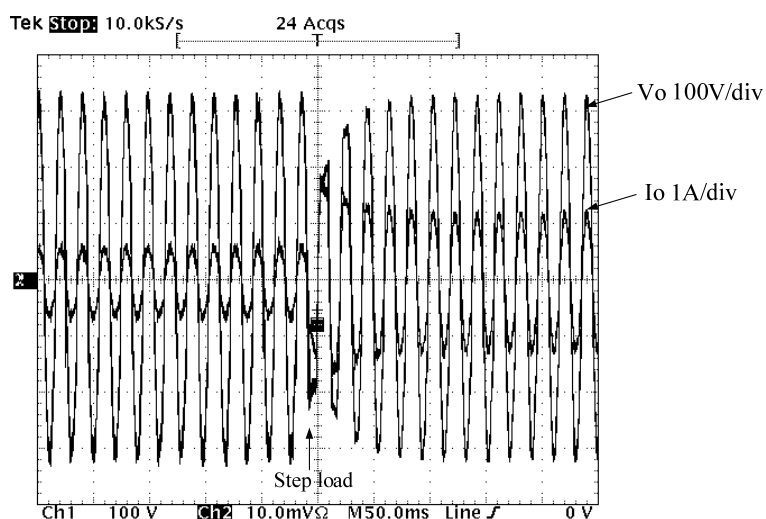
ภาพที่ 4-12 การเปลี่ยนแปลงภาระจากภาระ 100 W เป็น 160 W

ภาพที่ 4-13 แสดงผลแรงดันและกระแส อ่านค่าแรงดันใช้งาน (V_{rms}) ได้ 231.2 V และค่ากระแสใช้งาน (I_{rms}) ได้ 0.706 A กำลังงานไฟฟ้า 163.2 W โดยใช้ภาระเป็นหลอดไฟขนาด 160 W



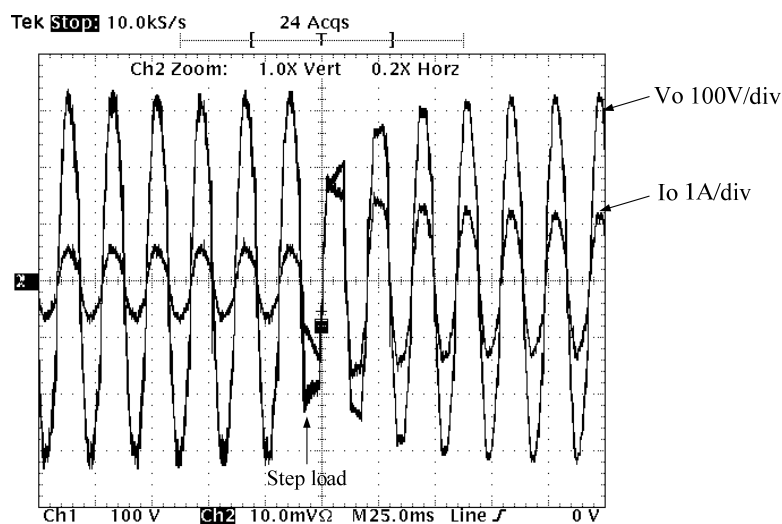
ภาพที่ 4-13 แรงดันเอาต์พุตเทียบกับกระแสเมื่อต่อภาระ 160 W

ในภาพที่ 4-14 เป็นการเปลี่ยนแปลงภาระจาก 100 W เป็น 200 W จากภาระหลอดไฟ 100 W เป็น 200 W ผลการทดลอง แรงดันตกลงในช่วงที่เปลี่ยนภาระ แต่สามารถปรับระดับขึ้นมาได้



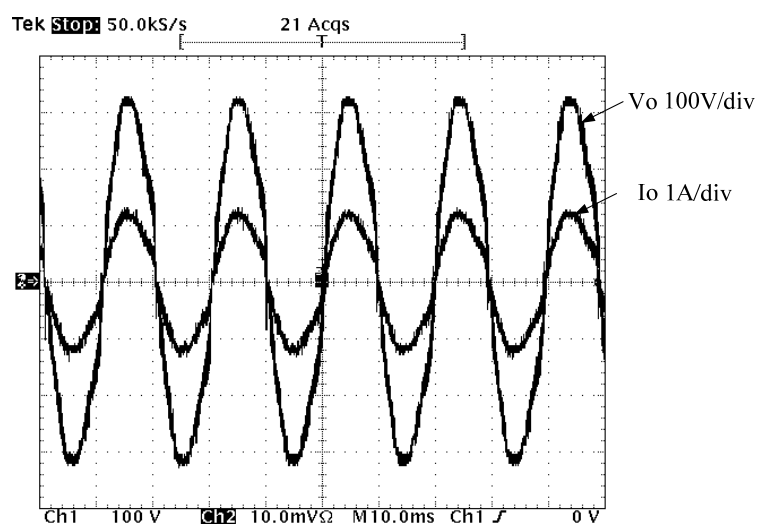
ภาพที่ 4-14 การเปลี่ยนแปลงภาระจากภาระ 100 W เป็น 200 W

ในส่วนของภาพที่ 4-15 ขยายสัญญาณในภาพที่ 4-14 เพื่อให้เห็นการเปลี่ยนแปลงของแรงดันและกระแสที่เปลี่ยนแปลงภาระ



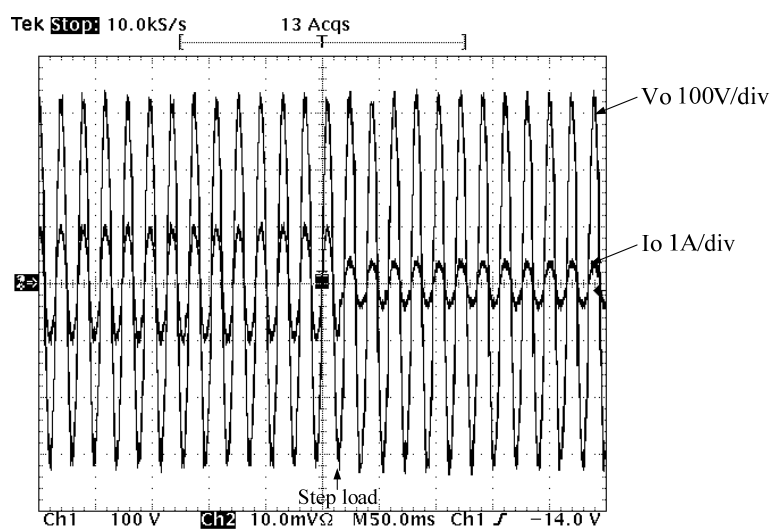
ภาพที่ 4-15 การเปลี่ยนแปลงภาระจากภาระ 100 W เป็น 200 W

ภาพที่ 4-16 แสดงผลแรงดันและกระแส อ่านค่าแรงดันใช้งาน (V_{rms}) ได้ 231.0 V และค่ากระแสใช้งาน (I_{rms}) ได้ 0.868 A กำลังงานไฟฟ้า 200.5 W โดยใช้ภาระเป็นหลอดไฟขนาด 200 W

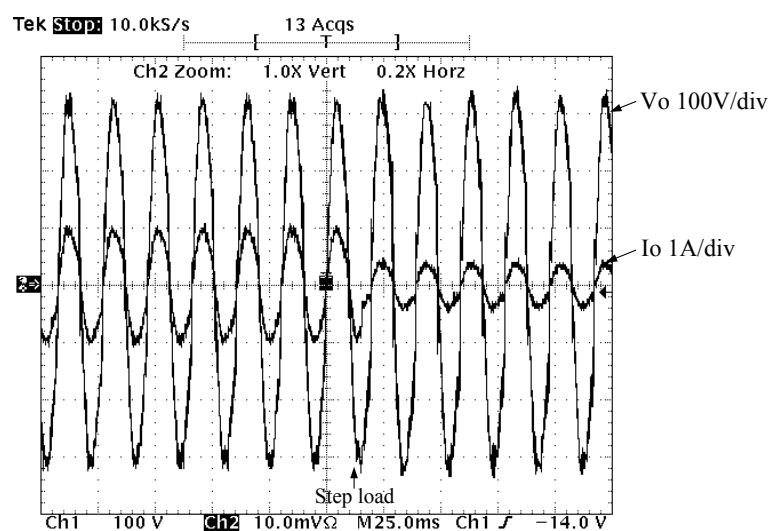


ภาพที่ 4-16 แรงดันเอาต์พุตเทียบกับกระแสเมื่อต่อภาระ 200 W

ในภาพที่ 4-17 เป็นการ เปลี่ยนแปลงภาระจาก 160 W เป็น 60 W จากภาระหลอดไฟ 160 W เป็น 60 W ผลการทดลองสามารถคงที่ระดับแรงดันได้ ในส่วนของภาพที่ 4-18 ขยายสัญญาณในภาพที่ 4-17

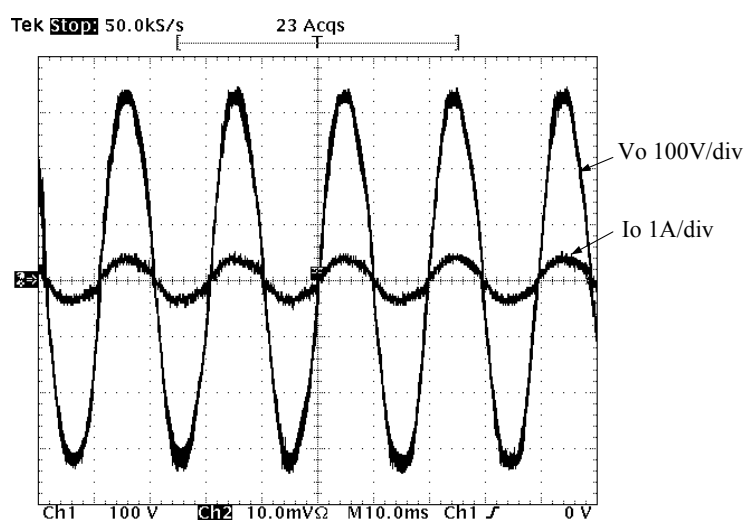


ภาพที่ 4-17 การเปลี่ยนแปลงภาระ 160 W เป็น 60 W



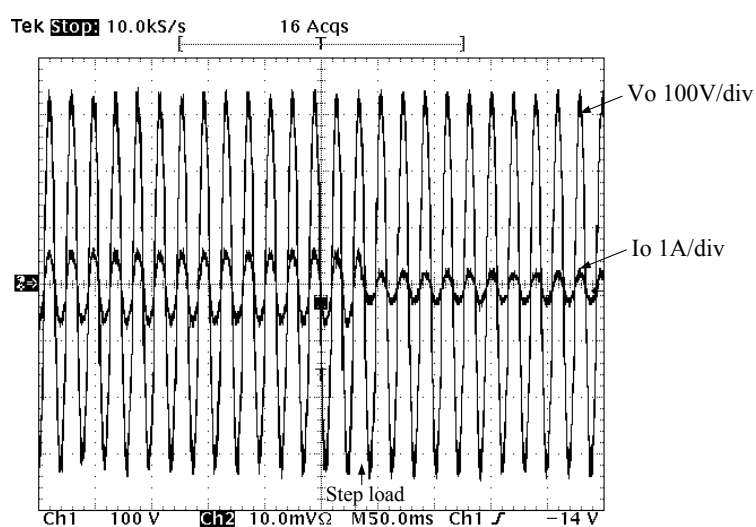
ภาพที่ 4-18 การเปลี่ยนแปลงภาระ 160 W เป็น 60 W

ในภาพที่ 4-19 แสดงแรงดันและกระแสทางเอาต์พุตขณะต่อโหลด 60 W วัดแรงดันเอาต์พุตได้ 237.0 V และกระแส 0.278 A ภาพที่ 2 และ 3 แสดงการเปลี่ยนแปลงภาระจากภาระ 160 W เป็น 60 W กำลังงานไฟฟ้า 65.9 W โดยใช้ภาระเป็นหลอดไฟขนาด 60 W



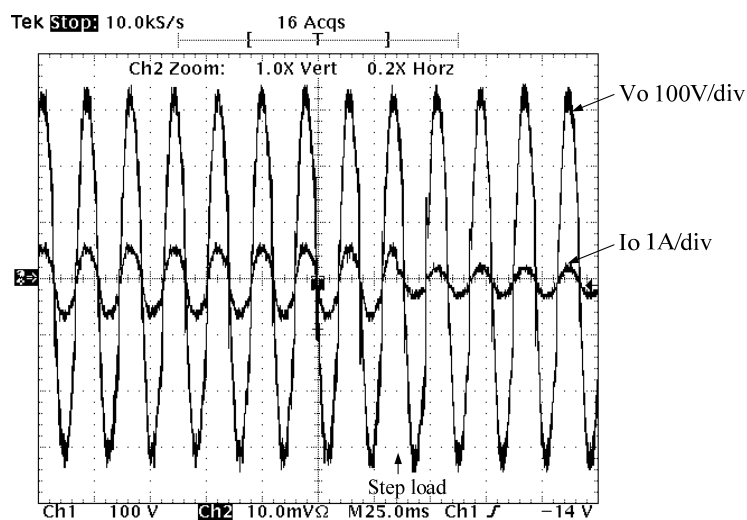
ภาพที่ 4-19 แรงดันและกระแสเมื่อต่อภาระ 60 W

ภาพที่ 4-20 เป็นการเปลี่ยนแปลงภาระจาก 100 W เป็น 40 W จากภาระหลอดไฟ 100 W เป็น 40 W ผลการทดลองสามารถคงที่ระดับแรงดันได้



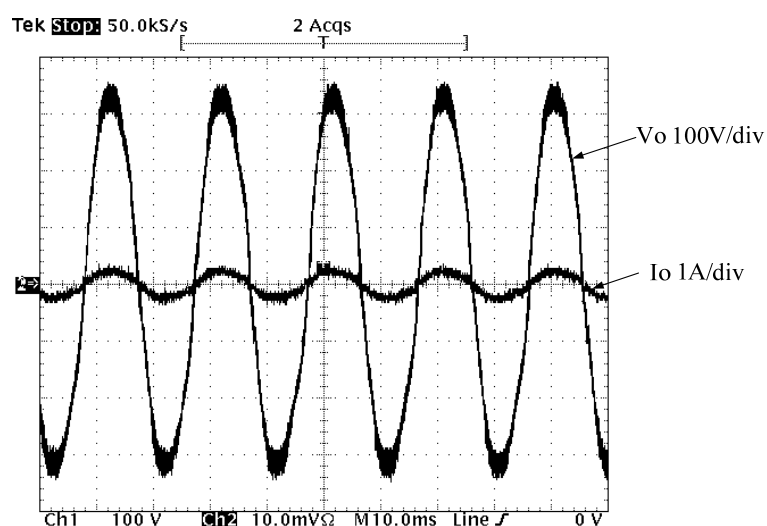
ภาพที่ 4-20 การ เปลี่ยนแปลงภาระ 100 W เป็น 40 W

ในส่วนของภาพที่ 4-21 ขยายสัญญาณในภาพที่ 4-20



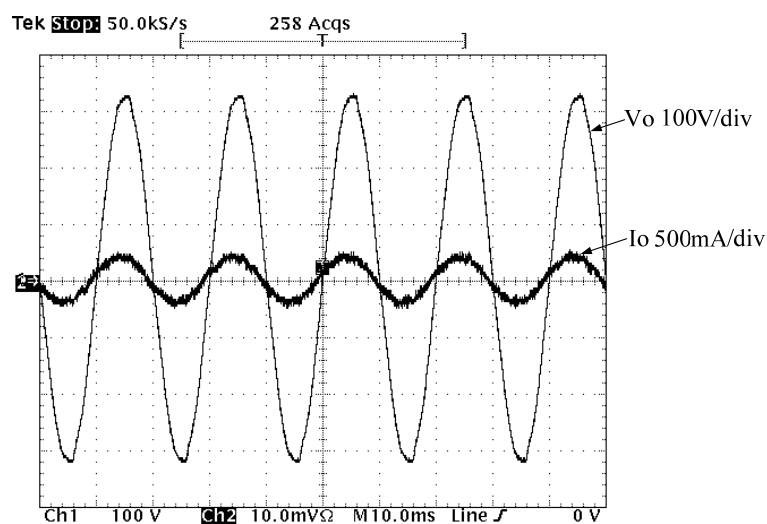
ภาพที่ 4-21 การ เปลี่ยนแปลงภาระ 100 W เป็น 40 W

ในภาพที่ 4-22 แสดงแรงดันและกระแสทางเอาต์พุตขณะต่อโหลด 40 W วัดแรงดันเอาต์พุต ได้ 237.2 V และกระแส 0.183 A ภาพที่ 2 และ 3 แสดงการ เปลี่ยนแปลงภาระจากภาระ 100 W เป็น 40 W กำลังงานไฟฟ้า 43.4 W โดยใช้ภาระเป็นหลอดไฟขนาด 40 W

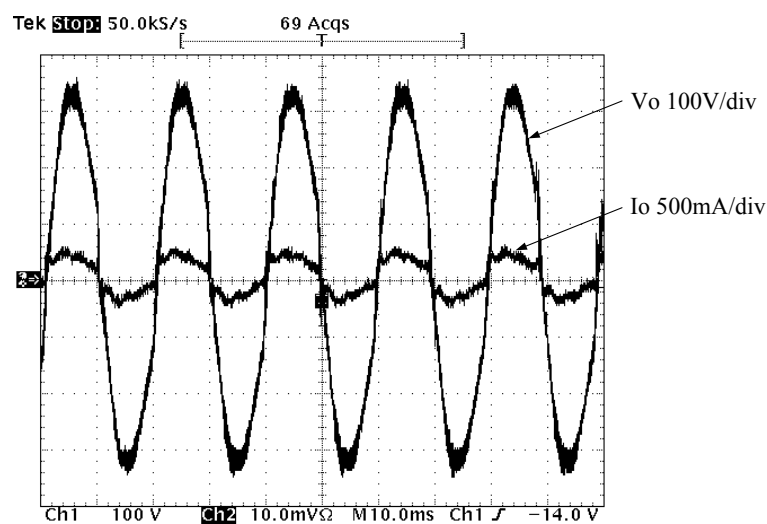


ภาพที่ 4-22 แรงดันและกระแสเมื่อต่อภาระ 40 W

ในลำดับการทดสอบต่อไป ใช้ภาระเป็นพัลคม 50 W วัดแรงดันเอาต์พุตและกระแสที่ไหลผ่านพัลคม ในภาพที่ 4-23 วัดกระแสที่ไหลผ่านพัลคมโดยใช้แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจากบ้าน (การไฟฟ้า) และภาพที่ 4-24 วัดแรงดันเอาต์พุตและกระแสที่ไหลผ่านพัลคม โดยใช้แหล่งจ่ายจากอินเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้น



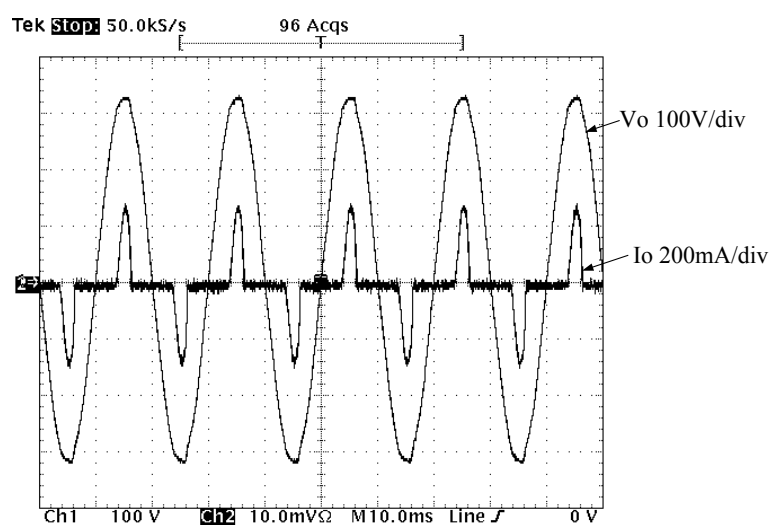
ภาพที่ 4-23 แรงดันและกระแสที่ไหลผ่านพัลคม 50 W (แรงดันจากการไฟฟ้า)



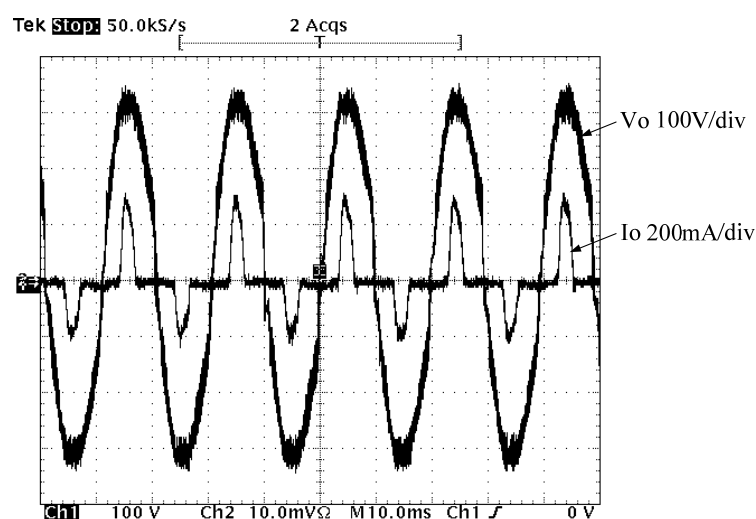
ภาพที่ 4-24 แรงดันเอาต์พุตและกระแสที่ไหลผ่านพัลคม 50 W

ในลำดับการทดสอบต่อไป เปลี่ยนภาระเป็นวงจร rectifier ทำการวัดแรงดันที่ตกคร่อมหม้อแปลงทุติยภูมิและวัดกระแสที่ไหลผ่านหม้อแปลงทุติยภูมิ โดยใช้แหล่งจ่ายจากไฟบ้าน (แรงดันจากการไฟฟ้า) สัญญาณที่วัดได้แสดงในภาพที่ 4-25

ภาพที่ 4-26 วัดแรงดันที่เอาต์พุตและกระแสที่ไหลผ่านหม้อแปลงทุติยภูมิ โดยใช้แหล่งจ่ายจากอินเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้น



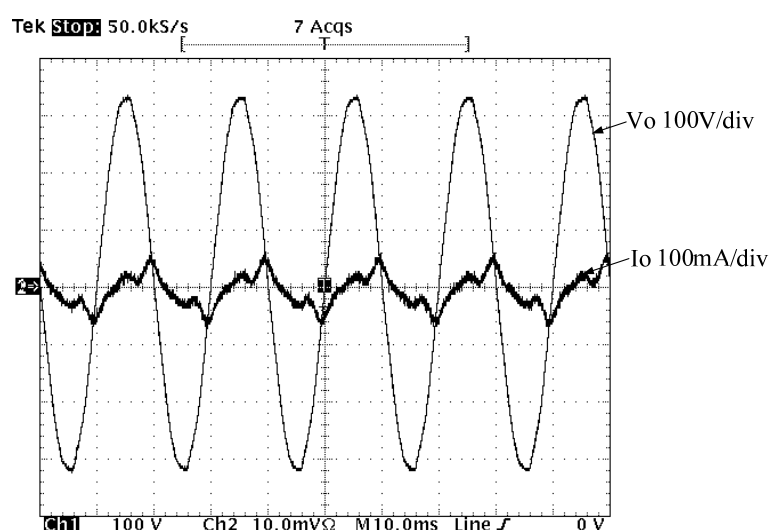
ภาพที่ 4-25 แรงดันที่ตกคร่อมหม้อแปลงทุติยภูมิและกระแสที่ไหลผ่าน (แรงดันจากการไฟฟ้า)



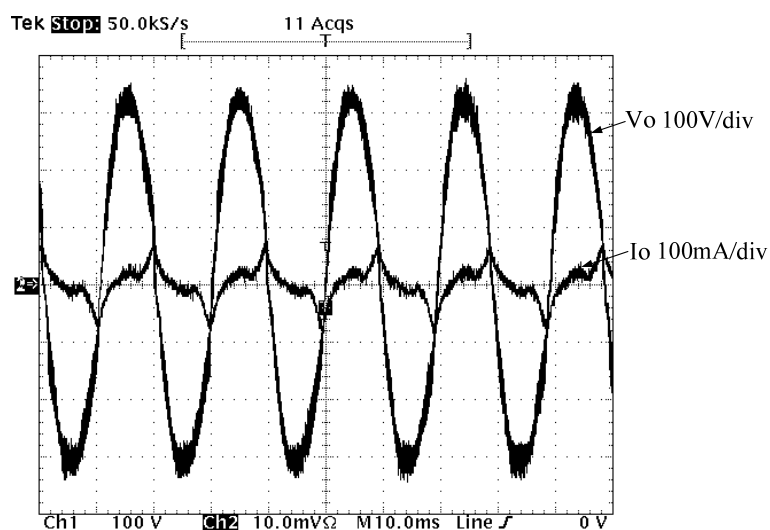
ภาพที่ 4-26 แรงดันเอาต์พุตและกระแสที่ไหลผ่านหม้อแปลงทุติยภูมิ

การทดสอบต่อไป เปลี่ยนภาระเป็นวิทย์ ทำการวัดแรงดันที่เอาต์พุตและวัดกระแสที่ไหลผ่านวิทย์ โดยใช้แหล่งจ่ายจากไฟฟ้า (แรงดันจากการไฟฟ้า) สัญญาณที่วัดได้แสดงในภาพที่ 4-27

ภาพที่ 4-28 วัดแรงดันที่เอาต์พุตและกระแสที่ไหลผ่านวิทย์ โดยใช้แหล่งจ่ายจากอินเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้น



ภาพที่ 4-27 แรงดันเอาต์พุตและกระแสที่ไหลผ่านวิทย์ (แรงดันจากการไฟฟ้า)

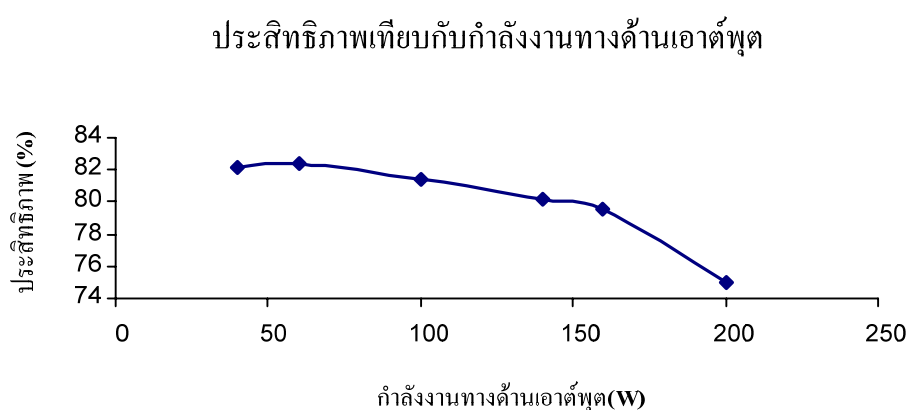


ภาพที่ 4-28 แรงดันเอาต์พุตและกระแสที่ไหลผ่านวิทย์

จากภาพที่ 4-27 วัดแรงดันได้ 234.2 V กระแส 0.032 A และภาพที่ 4-28 วัดแรงดันได้ 236 V กระแส 0.033 A

4.3 การทดสอบประสิทธิภาพและความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของแรงดัน

การทดสอบประสิทธิภาพและความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของแรงดัน ทำได้โดยใช้เครื่องมือวัดกำลังไฟฟ้า (Digital Power Meter) ของบริษัท Yokogawa รุ่น 2531 A ผลการทดสอบประสิทธิภาพแสดงดังภาพที่ 4-29 จากผลการทดสอบที่ภาระมีค่า 100 W ขึ้นไป ประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพามีค่าลดลง และมีประสิทธิภาพต่ำสุดที่ภาระ 200 W



ภาพที่ 4-29 ผลการทดสอบประสิทธิภาพ

ผลการทดสอบคุณสมบัติทางไฟฟ้าโดยวัดตัวแปรที่ภาระต่างๆ ผลแสดงดังตารางที่ 4-1

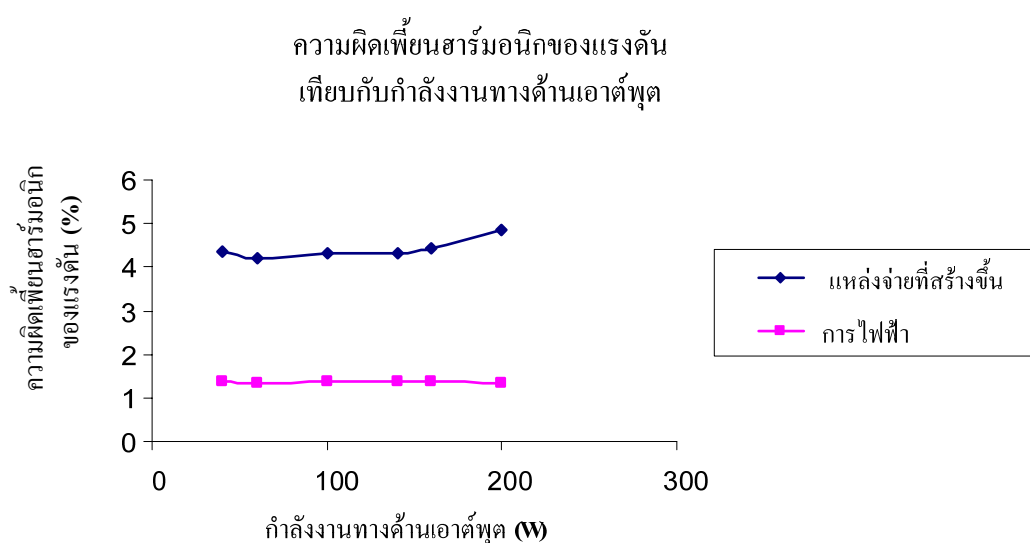
ตารางที่ 4-1 การทดสอบคุณสมบัติทางไฟฟ้า

ตัวแปรทางไฟฟ้า	ภาระ (W)						หน่วย
	40	60	100	140	160	200	
แรงดันอินพุต (V_{IN}) *	25.62	25.48	25.42	24.76	24.64	24.43	V
กระแสอินพุต (I_{IN}) *	2.06	3.14	5.11	7.28	8.32	10.95	A
กำลังไฟฟ้าอินพุต (P_{IN}) **	52.8	80.0	129.9	180.3	205.0	267.5	W
แรงดันเอาต์พุต (V_O) *	237.2	237.0	235.2	232.4	231.2	231.0	V
กระแสเอาต์พุต (I_O) *	0.183	0.278	0.450	0.622	0.706	0.868	A
กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต (P_O) *	43.4	65.9	105.8	144.6	163.2	200.5	W
ประสิทธิภาพ (η) **	82.20	82.38	81.45	80.20	79.61	74.95	%

* ได้จากการวัด

** ได้จากการคำนวณ

ในภาพที่ 4-30 เป็นกราฟการเปรียบเทียบค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกของแรงดัน (%THD_v) ของแรงดันจากการไฟฟ้า กับแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่สร้างขึ้น และตารางที่ 4-2 แสดงผลของความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกของแรงดัน (%THD_v) ของแรงดันจากการไฟฟ้า กับแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่สร้างขึ้น

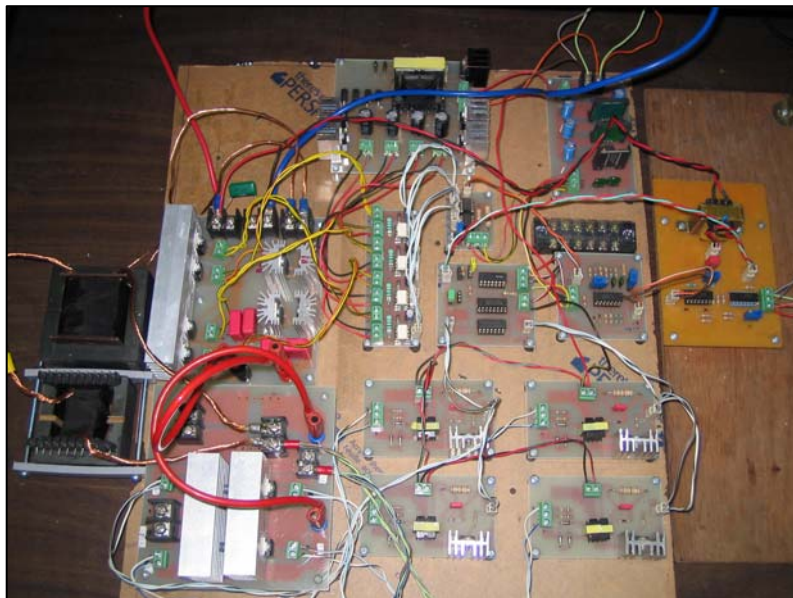


ภาพที่ 4-30 การเปรียบเทียบค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกของแรงดัน (%THD_v)

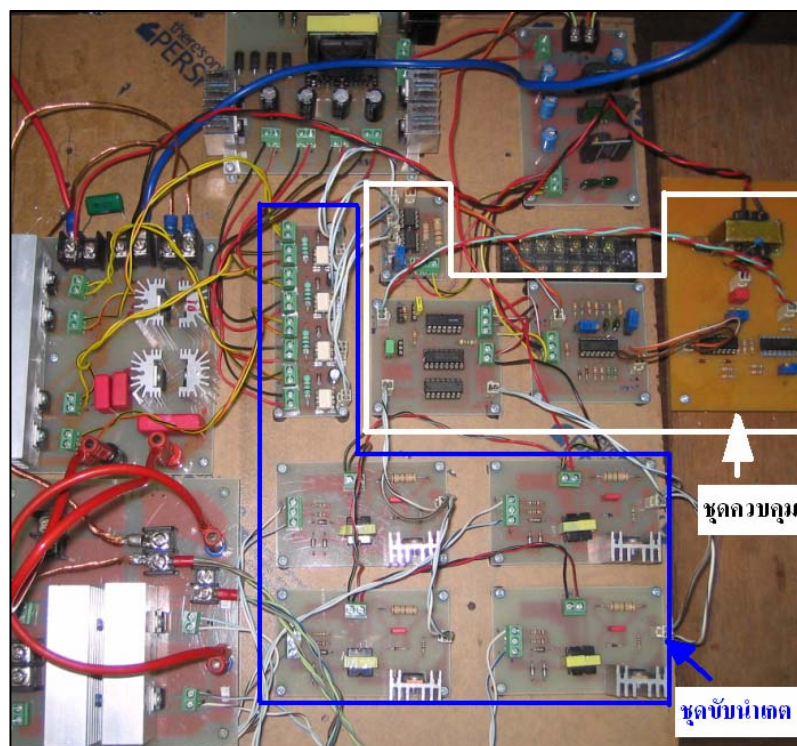
ตารางที่ 4-2 แสดงผลของความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกของแรงดัน

แหล่งจ่ายแรงดัน	ภาระ (W)						หน่วย
	40	60	100	140	160	200	
%THD _v ของการไฟฟ้า	1.38	1.32	1.39	1.36	1.38	1.35	%
%THD _v จากแหล่งจ่ายที่สร้างขึ้น	4.34	4.21	4.33	4.31	4.45	4.86	%

4.4 ภาพแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพาต้นแบบ



ภาพที่ 4-31 แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพาต้นแบบ



ภาพที่ 4-32 วงจรภาคควบคุมและขับนำเกต

4.5 สรุป

จากการทดสอบการทำงานของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพาที่สร้างขึ้นโดยใช้หลักการควบคุมแบบแปลงผันแรงดันเป็นความถี่ สามารถทำงานที่ภาระต่างๆ โดยมีแรงดันเป็นรูปคลื่นไซน์ 230 ถึง 237 V กำลังงานทางด้านเอาต์พุตสูงสุด 200 W โดยกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรม อยู่ในโหมดการทำงานแบบกระแสไหลไม่ต่อเนื่อง ประสิทธิภาพสูงสุด 82.38 % เมื่อต่อภาระ 60 W มีค่า %THD_v ไม่เกิน 5 % เมื่อต่อกับแบตเตอรี่ขนาด 24 V 35 A/h เมื่อประจุแบตเตอรี่จนเต็มสามารถต่อภาระขนาด 100 W ได้นาน 6 ชั่วโมง 50 นาที

บทที่ 5

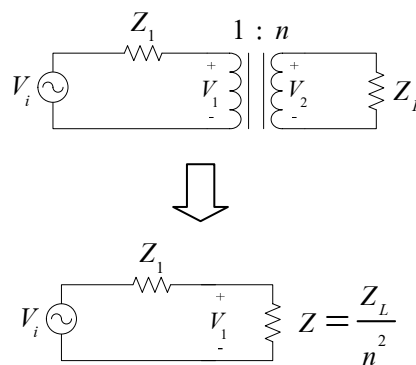
บทสรุปและข้อเสนอแนะ

งานวิจัยนี้ได้ศึกษา วิเคราะห์ และออกแบบแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพา โดยใช้วงจรฟูลบริดจ์ต่อภาระเรโซแนนซ์แบบอนุกรม ใช้หลักการแปลงผันแรงดันเป็นความถี่เป็นตัวควบคุมการสวิตช์ การแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับโดยวิธีนี้สามารถทำได้ แต่พบปัญหาบางประการในการสร้างแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ จึงได้นำเสนอแนวทางการปรับปรุงแก้ไขดังนี้

5.1 ปัญหาและแนวทางการปรับปรุงแก้ไข

5.1.1 ปัญหาการแปลงแรงดันขึ้นของหม้อแปลง (Step-up) เกิดปัญหาในเรื่องของการสะท้อนกลับอิมพีแดนซ์ ที่มีผลกลับมาในวงจร (Reflected Impedance) ถ้าอัตราส่วนรอบคือ $1 : n$ จำนวนรอบของ n สูง จะส่งผลกระทบต่อวงจร ในภาพที่ 5-1 เป็นการพิจารณาการสะท้อนกลับอิมพีแดนซ์ จากขดทุติยภูมิไปยังขดปฐมภูมิของหม้อแปลงแบบอุดมคติ เมื่อจำนวนรอบ n มาก ค่าอิมพีแดนซ์ (Z) ที่สะท้อนกลับมาจึงมีค่าน้อย ทำให้แรงดัน V_1 มีค่าลดลงเนื่องจากต้องแบ่งแรงดันจากอินพุต (V_i) ไปตกคร่อมยังอินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_1) ถ้าอิมพีแดนซ์ (Z) มีค่าเท่ากับอินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_1) แรงดัน V_1 จะมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุต (V_i)

5.1.2 แนวทางปรับปรุงแก้ไข คือการลดอัตราส่วนของหม้อแปลงลง แต่เพิ่มแรงดันอินพุตให้สูงขึ้น เลือกใช้มอเตอร์ที่มีค่าความต้านทานภายในต่ำๆ ใช้สายไฟที่สั้นและมีขนาดใหญ่



ภาพที่ 5-1 การสะท้อนกลับอิมพีแดนซ์ของหม้อแปลงแบบอุดมคติ

5.2 ข้อเสนอแนะ

- 5.2.1 เพิ่มวงจรเตือน เมื่อแบตเตอรี่ใกล้หมด
- 5.2.2 เพิ่มวงจรป้องกันกระแสเกินพิกัดเมื่อมีการต่อภาระเกินกว่าพิกัดที่กำหนด
- 5.2.3 ลดขนาดของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับให้เล็กลง โดยใช้อุปกรณ์แบบเซอเฟสเม้าท์ และเพิ่มความถี่ในการสวิตช์ให้สูงขึ้นทำให้อุปกรณ์อย่างตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุมีขนาดลดลง

5.3 ส่วนประกอบของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพา

ส่วนประกอบของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพาที่สร้างขึ้น แบ่งเป็นส่วนต่างๆ ได้ดังนี้

- 5.3.1 ภาคแหล่งจ่าย ประกอบด้วย
 - 5.3.1.1 แหล่งจ่าย +15 V, -15 V และ 5 V ใช้ IC เบอร์ PT5042N, PT78NR115 และ PT5101N ตามลำดับ
 - 5.3.1.2 แหล่งจ่ายสำหรับวงจรขับนำเกต โดยใช้วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์
- 5.3.2 ภาคขับนำเกต
 - 5.3.2.1 ขับนำเกตโดยใช้ IC TLP250
 - 5.3.2.2 ขับนำเกตโดยใช้หม้อแปลงความถี่สูง
- 5.3.3 วงจรภาคกำลังความถี่สูง
 - 5.3.3.1 วงจรฟูลบริดจ์ ใช้ออสเฟสกำลังเบอร์ IRF3205
 - 5.3.3.2 หม้อแปลงความถี่สูง ใช้แกนเฟอร์ไรต์ EE 65
 - 5.3.3.3 วงจรเรโซแนนซ์ ตัวเหนี่ยวนำใช้แกนเฟอร์ไรต์ EE 55
 - 5.3.3.4 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ใช้ไฮเปอร์ฟาสไดโอดเบอร์ RHRP8120
- 5.3.4 วงจรกำลังความถี่ต่ำ
 - 5.3.4.1 วงจรฟูลบริดจ์ ใช้ออสเฟสกำลังเบอร์ FQP7N80
- 5.3.5 วงจรภาคควบคุม
 - 5.3.5.1 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ใช้ออปแอมป์ เบอร์ TLE2074
 - 5.3.5.2 วงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่ ใช้ IC เบอร์ VFC320
 - 5.3.5.3 วงจรควบคุมแบบพีไอ ใช้ออปแอมป์เบอร์ TLE2074

เอกสารอ้างอิง

1. วีระเชษฐ์ ชันเงิน และ วุฒิพล ชาราธิรเศรษฐ์. อิเล็กทรอนิกส์กำลัง. พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์ห้างหุ้นส่วนจำกัด วิ.เจ. พรินติ้ง. 2547
2. Simon Ang S. Power-Switching Converters. USA : Marcel Dekker Inc., 1995.
3. Chien-Ming W. "A Novel Single-Stage Full-Bridge Buck-Boost Inverter." IEEE Transactions on power electronic. January 2004 : 150-159.
4. Ertl H, Johann Kolar W, and Franz Zach C. "A Novel Multicell DC–AC Converter for Applications in Renewable Energy Systems." IEEE Transactions on industrial electronic. October 2002 : 1048- 1057.
5. Wei J, Ishida M, and Hori T. "Analysis and Simulation of Series-Resonant High-Frequency AC-Linked DC-AC Converter Realizable by Inverter Modules." IEEE. 1997 ; 815-820.
6. Erickson R and Maksimovic D. Fundamentals of Power Electronics. 2nd edition. USA : Kluwer Academic Publishers., 2001.
7. Benjamin C. Kuo. Automatic Control Systems. 7th edition. USA : Prentice-Hall Inc., 1995.
8. Kazmierkowski M, Krishnan R, and Blaabjerg F. Control in Power Electronics Selected Problems. USA : Academic Press., 2002.
9. VFC320. [ออนไลน์] 2 มีนาคม 2549. [สืบค้นวันที่ 22 กุมภาพันธ์ 2550]. จาก <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/vfc320.pdf>
10. ชีรพันธ์ สุขโรจน์. เครื่องเชื่อมโลหะอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจรแปลงผันไฟตรงแบบ 3 ระดับ ชนิดพิคัปปลิงเอ็มเลี่ยนเฟส สวิตซ์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์โดยใช้วงจรช่วยทางด้านปฐมภูมิ. วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2548.
11. IRF3205. [ออนไลน์] 21 เมษายน 2549. [สืบค้นวันที่ 22 กุมภาพันธ์ 2550]. จาก <http://www.es.co.th/Schemetic/PDF/IRF3205.PDF>
12. FQP7N80. [ออนไลน์] 1 กรกฎาคม 2549. [สืบค้นวันที่ 22 กุมภาพันธ์ 2550]. จาก <http://www.es.co.th/Schemetic/PDF/FQP7N80.PDF>

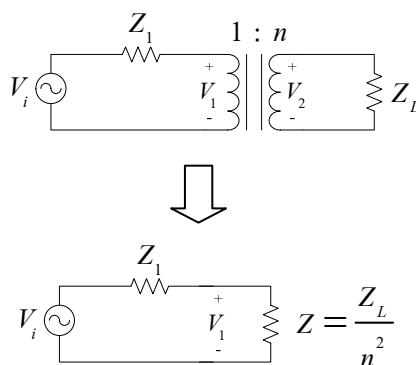
13. RHRP8120. [ออนไลน์] 1 กรกฎาคม 2549. [สืบค้นวันที่ 22 กุมภาพันธ์ 2550]. จาก
<http://www.es.co.th/Schemetic/PDF/RHRP8120.PDF>
14. M Stork. "New $\Sigma - \Delta$ Voltage to Frequency Converter." The 9th IEEE International conference on electronic circuits and system. September 2002 : 631-634.

ภาคผนวก ก

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

1. การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

การออกแบบหม้อแปลงที่ต้องการแรงดันเอาต์พุตสูงกว่าอินพุต (Step up) ต้องคำนึงถึงค่าอิมพีแดนซ์ที่สะท้อนกลับมา (Reflected Impedance) การที่โหลดทางด้านเอาต์พุตนี้มีผลต่อภาคอินพุตนี้แสดงในภาพที่ ก-1



ภาพที่ ก-1 ค่าอิมพีแดนซ์ที่สะท้อนกลับมายังขดลวดที่หนึ่ง (Reflected Impedance)

จากภาพที่ 3 วิเคราะห์เป็นสมการ

$$V_2 = V_1 \times n \quad (\text{ก-1})$$

$$\text{เมื่อ } V_1 = I \times Z \text{ และ } I = \frac{V_i}{(Z_1 + Z)}$$

$$\text{ดังนั้น} \quad V_1 = \frac{V_i Z}{(Z_1 + Z)} \quad (\text{ก-2})$$

นำสมการที่ (ก-2) มาแทนในสมการที่ (ก-1) ได้

$$V_2 = \frac{V_i Z n}{(Z_1 + Z)} \quad (\text{ก-3})$$

แทนค่า $Z = \frac{Z_L}{n^2}$ ในสมการที่ (ก-3)

$$V_2 = \frac{V_i Z_L n}{n^2 \left(Z_1 + \frac{Z_L}{n^2} \right)}$$

$$V_2 = \frac{V_i Z_L n}{n^2 Z_1 + Z_L} \quad (\text{ก-4})$$

สมการที่ (ก-4) เป็นตัววิเคราะห์หว่า n มีค่าเท่าไรจึงจะได้แรงดัน V_2 มากที่สุด ถ้าทำการแทนค่าในสมการที่ (ก-4) ที่ละค่า จะยุ่งยากและเสียเวลา ดังนั้นจึงใช้โปรแกรม Matlab มาช่วยหาค่า n ที่เหมาะสมที่สุด

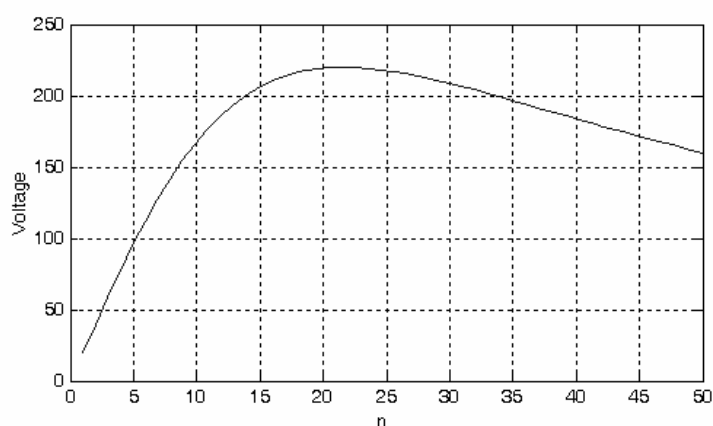
ในขั้นต้น กำหนดค่าพารามิเตอร์ดังนี้ ความต้านทานภายในมอเตอร์ ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ, ตัวเก็บประจุและสายไฟคือ $Z_1 = 0.5\Omega$, แรงดันอินพุต 24 โวลต์ เมื่อโหลด 200 วัตต์

$$Z_L = \frac{V_o^2}{P} = \frac{220^2}{200} = 242\Omega$$

แทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆในสมการที่ (ก-4) ผลการจำลองโดยใช้โปรแกรม Matlab ทำให้เห็นช่วง n ที่เหมาะสม จากตารางที่ ก-1 ค่า n ที่เหมาะสมที่สุดคือ 22 รอบ ดังนั้นอัตราส่วนที่ใช้คือ 1 : 22

ตารางที่ ก-1 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนรอบและแรงดัน

n	v2
10	165.7534
11	176
12	184.9682
13	192.7106
14	199.2941
15	204.7955
16	209.2973
17	212.8849
18	215.6436
19	217.6568
20	219.0045
21	219.7622
22	220
23	219.7828
24	219.1698
25	218.2146
26	216.9655
27	215.4658
28	213.7539
29	211.8642
30	209.8266
31	207.6678
32	205.4111
33	203.0769
34	200.6829
35	198.2446
36	195.7753
37	193.2866
38	190.7884
39	188.2893
40	185.7965



ภาพที่ ก-2 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนรอบและแรงดัน

การหาจำนวนรอบของขดปฐมภูมิ [10]

กำหนด ΔB_{max} เท่ากับ 500 Wb/m^2 , $V_{DS(sat)}$ ประมาณศูนย์และพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์ A_e เท่ากับ 5.40 cm^2 แกนเฟอร์ไรต์ที่ใช้ขนาดแกน EE 65

$$\begin{aligned} V_{DC(min)} &= 1.41 \times V_I \times 0.85 \\ &= 1.41 \times 24 \times 0.85 = 28.764 \end{aligned}$$

$$N_p = \frac{(V_{DC(min)} - 2V_{DS(sat)}) t_{on(max)} \times 10^8}{\Delta B_{max} A_e} \quad (\text{ก-5})$$

$$N_p = \frac{(28.764 - 0) \times 5 \times 10^{-6} \times 10^8}{500 \times 5.40} = 5.33 \approx 6$$

จะได้จำนวนรอบทางด้านปฐมภูมิเท่ากับ 6 รอบ

เมื่อ ΔB_{max} คือ ความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกนเฟอร์ไรต์ Wb/m^2

A_e คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ cm^2

N_p คือ จำนวนรอบทางด้านปฐมภูมิ

$V_{DS(sat)}$ คือ แรงดันตกคร่อมมอสเฟตที่ขาเดรน – ซอส

$V_{DC(min)}$ คือ แรงดันต่ำสุดที่ตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ

V_d คือ แรงดันที่ตกคร่อมไดโอดเรียงกระแสทางด้านเอาต์พุต

$t_{on(max)}$ คือ คาบเวลาการทำงานสูงสุด

การหาจำนวนรอบของขดทุติยภูมิ

$$\frac{N_s}{N_p} = n \quad (\text{ก-6})$$

$$\frac{N_s}{N_p} = 22$$

$$N_p = 22 \times 6 = 132$$

จะได้จำนวนรอบทางด้านทุติยภูมิจำนวน 132 รอบ

การหาค่ากระแสสูงสุดที่ขดลวดปฐมภูมิ

$$I_{P(peak)} = \frac{V_I}{Z_I} \sin(\omega_n t) \quad ; \quad Z_I = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

$$I_{P(peak)} = \frac{24}{\sqrt{\frac{0.66}{1.7}}} (1) = 38.52 \text{ A}$$

การหาขนาดของเส้นลวด

ในการออกแบบการเลือกขนาดของเส้นลวดที่ใช้พันหม้อแปลงทางด้านปฐมภูมิต้องทนกระแสได้มากกว่า 38.52 แอมแปร์ เมื่อพิจารณาเรื่อง skin effect ใช้ลวดแบบ Litz Wire เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว ในการพันนั้นใช้ลวด Litz Wire เบอร์ 38 AWG

Litz Wire 1 เส้นรวม มีลวดทองแดงเบอร์ 38 AWG อยู่ 50 เส้น ทนกระแสได้เส้นละ 0.2 แอมแปร์ ดังนั้น Litz Wire 1 เส้นรวมทนกระแสได้ 10 แอมแปร์ เลือกใช้ Litz Wire 4 เส้นรวม สามารถทนกระแสได้ 40 แอมแปร์

การหาค่ากระแสสูงสุดที่ขดลวดทุติยภูมิ

$$I_{S(peak)} = \frac{P_o}{V_o} \times \sqrt{2} = \frac{200}{220} \times \sqrt{2} = 1.29 \text{ A}$$

ในการออกแบบการเลือกขนาดของเส้นลวดที่ใช้พันหม้อแปลงทางด้านทุติยภูมิต้องทนกระแสได้มากกว่า 1.29 แอมแปร์ เมื่อพิจารณาเรื่อง skin effect ใช้ลวดแบบ Litz Wire เลือกใช้ Litz Wire 1 เส้นรวม สามารถทนกระแสได้ 10 แอมแปร์

ภาคผนวก ข

ตารางแกนเฟอร์ไรซ์ EE ขนาดต่างๆ

ตารางที่ ข-1 ค่าพารามิเตอร์ของแกนเฟอร์ไรซ์ขนาดต่างๆ

TYPE	C1 (mm ⁻¹)	Ae (mm ²)	Le (mm)	Ve (mm ²)	AL(nH/N ²) ± 25%			Weight (g)
					SK	SP3	SP4	
EE10	2.1	12.7	26.1	330.7	≥700	810	810	1.8
EE10A	1.1	23.1	26.4	611.6	≥700	810	1000	1.5
EE13	1.7	17.2	30.0	513.8	≥860	1000	1000	3.6
EE13A	0.8	37.4	29.6	1107.6	≥860	1000	1500	3.5
EF12.6	2.4	12.4	29.7	369.0	≥650	900	800	2.0
EE16A	1.92	18.4	35.5	655	≥950	1100	1100	3.3
EE16B	2.8	19.6	55.2	1080	≥680	750	750	5.3
EF16	1.87	20.1	37.6	750	1000	800	800	4.0
EE19A	1.68	23.3	39.2	914	1050	1200	1200	4.6
EE19B	2.65	23.4	62.1	1450	1000	840	840	7.5
EF20	1.2	35.6	42.2	1505	1800	1550	1460	7.8
EE20	1.21	39	47.1	1840	2100	1900	1800	9.7
EE20A	1.9	22	42.8	942.8	1100	1900	1800	3
EE20/20	1.2	41.1	49.7	2042	2100	2000	1800	5
EE23	0.75	70.0	49.6	3469	/	2300	2300	17.5
EE25A	1.25	39.6	49.5	1963	≥1600	1900	1900	10.2
EE25B	1.3	36.9	49.7	1823	≥1400	1600	1600	9.0
EE25B/20	1.3	36.9	49.7	1823	≥1400	1600	1600	9.0
EE25C	1.15	43.4	48.2	2091	≥1600	1800	1800	10.0
EF25	1.340	33.5	44.9	1500	≥1630	1900	1900	14.8
EE25D	1.20	40.7	49.2	2004	≥1600	1800	1800	11
EE25E	1.2	49.2	57.9	2850	≥1600	1850	1850	13.5
EE26	0.6	75.8	46	3488.1	≥1600	1850	1700	10
EE28A	0.95	71.6	63.0	4508	3400	3060	2850	35
EE28B	0.57	99.8	48.1	4801	4500	4000	4000	23.5
EE28C	0.82	87.4	73.1	6391	3200	2806	2650	33.5

ตารางที่ ข-1 (ต่อ)

TYPE	C1 (mm ⁻¹)	Ae (mm ²)	Le (mm)	Ve (mm ²)	AL(nH/N ²) ± 25%			Weight (g)
					SK	SP3	SP4	
EE30	0.5	108.6	57.7	6269.7	2200	1800	1900	20
EE30/30	1.1	59.4	65.5	3879	2200	1900	1900	22
EF32A	0.92	70.1	61.3	4295	/	2500	2500	21.5
EF32B	0.89	83	74	6140	/	2400	2400	30
EE33	0.57	124.0	66.1	8192	4500	4000	4000	40.6
EE35A	0.804	86.2	69.3	5973	2990	2600	2600	31
EE35B	0.83	88.3	69.4	6121	3680	3200	3000	31.5
EE40A	0.6	127	77.0	9922	4250	3700	3700	55
EE40B	0.50	153	76.5	11710	4600	4000	4000	60
EE41	0.50	152.0	77.1	11722	4704	4200	4200	61
EE42A	0.7	147.4	96.8	14275	4200	3700	3600	72
EE42B	0.50	184.3	96.8	17843	5400	4700	4700	90
EE42C	0.4	235	97.4	22889	6500	5700	5700	120
EE46	0.6	140.7	84.6	11883	/	3700	3700	62
EE55	0.35	354	123	43542	/	6700	6700	216
EE65	0.274	540	147	79000	/	8000	8000	410

ข้อมูลจาก <http://www.aemmagnets.com/products/oft/ferrite/specification/pfc/ee.htm>

ประวัติผู้วิจัย

ชื่อ : นายการันต์ วันทอง

ชื่อวิทยานิพนธ์ : การวิเคราะห์และออกแบบแหล่งจ่ายแรงดันกระแสสลับแบบพกพาโดยใช้วงจร
ฟูลบริดจ์ต่อการะบบอนุกรม

สาขาวิชา : วิศวกรรมไฟฟ้า

ประวัติ

ประวัติส่วนตัว เกิดที่จังหวัดสิงห์บุรี เมื่อวันที่ 1 กรกฎาคม พ.ศ. 2526 เป็นบุตรคนเดียวของ
นายบรรเทา วันทอง (บิดา) และนางสุมาลี วันทอง (มารดา) ปัจจุบันอยู่บ้านเลขที่ 14/100
ถนนปิยะบุตร ต. บ้านหมี่ อ. บ้านหมี่ จ. ลพบุรี

ประวัติการศึกษา สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนต้นจากโรงเรียนปิยะบุตร
เมื่อปี พ.ศ. 2539 ระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ จากวิทยาลัยเทคนิคลพบุรี สาขาช่างอิเล็กทรอนิกส์
เมื่อปี พ.ศ. 2542 และระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ เมื่อปี 2546 จากนั้นเข้าศึกษาต่อในหลักสูตร
วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าในปีการศึกษา 2547