

การศึกษาและออกแบบวงจรแปรผังผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบุสต์แบบบริจ์เลส  
สำหรับการแก้ค่าตัวประกอบกำลังโดยใช้โปรแกรม LTspice

นายวิจักขณ์ พริยชาติ

นายกนิค์เดช พึ่งมา

นายอินทรัตน์ มหารัตน์

ปริญญาในพนธน์เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร

ปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ปีการศึกษา 2561

Investigate and Design of Bridgeless Boost AC/DC Converter  
For Power Factor Correction by Using LTspice Program

Mr. Wijak Piriyyachart

Mr. Kasidech Pungma

Mr. Intarat Maharat

A PROJECT REPORT SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF THE REQUIREMENTS  
FOR THE DEGREE OF BACHELOR OF ELECTRICAL ENGINEERING  
DEPARTMENT OF ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S UNIVERSITY OF TECHNOLOGY NORTHBANGKOK  
ACADEMIC YEAR 2018

ปริญญาอินพนธ์เรื่อง : การศึกษาและออกแบบวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบุสต์แบบบริจ์ เลสสำหรับการแก้ค่าตัวประกอบกำลังโดยใช้โปรแกรม LTspice

ชื่อ : นายวิจักขณ์ พิริยะชาติ

นายกษิติเดช พึงมา

นายอินทรัตน์ มหารัตน์

สาขาวิชา : วิศวกรรมไฟฟ้า

ภาควิชา : วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์

คณะ : วิศวกรรมศาสตร์

อาจารย์ที่ปรึกษาหลัก : รองศาสตราจารย์ ดร.พิสิษฐ์ ลิวานกุล

อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.นภดล วิวัฒน์ โภเศศ

ปีการศึกษา : 2561

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าฯ พระนครเหนือ อนุมัติให้ ปริญญาอินพนธ์นี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

..... หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.นภดล วิวัฒน์ โภเศศ) และคอมพิวเตอร์

..... ประธานกรรมการ  
(รองศาสตราจารย์ ดร.พิสิษฐ์ ลิวานกุล)

..... กรรมการ  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.นภดล วิวัฒน์ โภเศศ)

..... กรรมการ  
(รองศาสตราจารย์ ไชยันต์ สุวรรณชีวะศิริ)

ลิขสิทธิ์ของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าฯ พระนครเหนือ

Project : Investigate and Design of Bridgeless Boost AC/DC Converter For Power Factor Correction by Using LTspice Program

Name : Mr. Wijak Piriachart  
Mr. Kasidech Pungma  
Mr. Intarat Maharat

Major Field : Electrical Engineering

Department : Electrical and Computer Engineering

Faculty : Engineering

Project Advisor(s) : Assoc. Prof. Dr. Pisit Liutanakul

Project Co-Advisor(s) : Asst. Prof. Dr. Nophadon Wiwatcharagoses

Academic Year : 2018

Accepted by the Faculty of Engineering, King Mongkut's University of Technology North Bangkok in Partial Fulfillment of the Requirements for the degree of Bachelor of Electrical Engineering.

.....  
(Asst. Prof. Dr. Nophadon Wiwatcharagoses)

Chairperson of Department of Electrical and Computer Engineering

.....  
  
(Assoc. Prof. Dr. Pisit Liutanakul)

Chairperson

.....  
(Asst. Prof. Dr. Nophadon Wiwatcharagoses)

Member

.....  
  
(Assoc. Prof. Chaiyan Suwancheewasiri)

Member

Copyright of Department of Electrical and Computer Engineering Faculty of Engineering  
King Mongkut's University of Technology North Bangkok

## บทคัดย่อ

อุปกรณ์หรือเครื่องใช้ไฟฟ้าในปัจจุบันมีโหลดที่มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นมากขึ้น และการทำงานของโหลดเหล่านี้ทำให้เกิดสารมอนิกขึ้น มีผลให้อุปกรณ์ในระบบมีการทำงานที่ผิดพลาด ด้วยผลของค่าแรงดันและกระแสสารมอนิกที่ทำให้ขนาดและรูปคลื่นสัญญาณไซน์ผิดเพี้ยนไป จึงมีการกำหนดมาตรฐานความคุณค่ากระแสสารมอนิก เพื่อให้แน่ใจว่าระดับสารมอนิกนี้จะไม่ทำให้ระดับของความผิดเพี้ยนแรงดันเกินระดับที่กำหนด ในมาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class D สำหรับ อุปกรณ์ที่มีกำลังด้านเข้าขนาด 75-600 วัตต์ โดยปริญญาโนนิพนธ์ฉบับนี้ เราจะศึกษาและออกแบบ วงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบุสต์แบบบริจ์เลสสำหรับการแก้ค่าด้วยประกอบด้วยใช้ โปรแกรม LTspice โดยเบริญเทียบผลการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบุสต์ แบบบริจ์เลสทั้ง 2 รูปแบบ ซึ่งมีการอธิบายถึงการคำนวณและวิธีการออกแบบ ตัวควบคุมกระแส และแรงดัน โดยมีการจำลองวงจรผ่านโปรแกรม LTspice ซึ่งกำหนดให้แรงดันอินพุต 230 โวลต์ แรงดันเอาต์พุต 400 โวลต์ มีขนาดกำลัง 200 วัตต์ ความถี่สวิตช์ซิ่ง 65 กิโลเอิร์ตซ์เท่ากัน ผลการ จำลองแสดงให้เห็นว่าเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงโหลดจะยังสามารถควบคุมให้แรงดันด้านเอาต์พุต มีค่าเป็น 400 โวลต์ กระแสด้านอินพุตมีรูปร่างใกล้เคียงสัญญาณไซน์ไซค์และกระแสสารมอนิก ในแต่ละอันดับมีค่าไม่เกินมาตรฐาน เช่นกัน นอกจากนี้ยังพบว่า ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ ค่าหารมอนิก ที่เกิดขึ้นในกระแสอินพุต และค่าประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบุสต์แบบ เซมิบริจ์เลสมีค่าที่ดีกว่าวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบุสต์แบบคลาสสิกบริจ์เลส

## **Abstract**

Presently, the electrical equipment is usually considered as a non-linear load that causes the harmonics pollution in electrical power system. These harmonics cause the distortion of sinusoidal voltage waveform. Consequently, the standard of limited harmonics: IEC 61000-3-2, is necessary. In this report, two topologies of single-phase bridgeless boost AC/DC converter for power factor correction (PFC) is investigated and designed for 200 watts of front-end converter. At 230 Vr.m.s. and 400 Vdc of input and output voltage, respectively, the converters are design at 65 kHz of switching frequency. The standard freeware based on circuit simulation namely LTSPICE is used for studied verification. The simulation results show that the values power factor (P.F.), total harmonics distortion of input current and percentage of efficiency that gave by the phase-shifted semi-bridgeless topology is superior to the classic bridgeless topology.

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาอันพิเศษบันนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยความกรุณาจาก รองศาสตราจารย์ ดร. พิสิษฐ์ ลีวนกุล ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาปริญญาอันพิเศษ และ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. นกกดล วิวัฒ โภเศษ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาร่วม ทั้งสองท่านได้ให้คำปรึกษา คำแนะนำ แนวคิด ตลอดจนการแก้ไขข้อบกพร่อง ต่าง ๆ จนทำให้ปริญญาอันพิเศษบันนี้เสร็จสมบูรณ์ ผู้ศึกษาจึงขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง ขอกราบขอบพระคุณคุณพ่อ คุณแม่ และคนในครอบครัวสำหรับกำลังใจที่ดีที่สุด ที่เคยเป็นพลังให้แก่ผู้ศึกษา ค่อยผลักดันทั้งด้านกำลังทรัพย์และด้านกำลังใจที่ดีเสมอมา ขอขอบคุณ นายจตุรงค์ สายพงษ์พรรรณ นายจักรกฤษณ์ แก่นทิพย์ และขอขอบคุณ คุณณัฐวุฒิ บุญตา ซึ่งเป็นเพื่อนและรุ่นพี่ ภายในห้องแล็บวิจัย Greenergy Research Group ที่ช่วยแนะนำวิธีการออกแบบโครงสร้างและค่อยตอบ คำถามและข้อสงสัย สุดท้ายนี้ ผู้ศึกษาขอขอบพระคุณปริญญาอันพิเศษบันนี้ ที่ทำให้ผู้ศึกษาได้ ค้นคว้าและเรียนรู้การทำงานร่วมกันกับเพื่อนร่วมงาน การแบ่งหน้าที่ในการทำงานและการมีความ รับผิดชอบให้งานนั้นสำเร็จลุล่วงตามเป้าหมายที่กำหนดไว้ จนทำให้ปริญญาอันพิเศษบันนี้สำเร็จ ลุล่วงได้ในที่สุด

ปริญญาอันพิเศษบันนี้ได้รับเงินอุดหนุนการทำปริญญาอันพิเศษสำหรับนักศึกษาระดับ วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

วิจักษณ์ พิริยาติ  
อินทรัตน์ มหารัตน์  
กนิษฐ์เดช พิ่งมา

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	๑
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	๒
กิตติกรรมประกาศ	๗
สารบัญตาราง	๘
สารบัญภาพ	๙
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ	๑๐
บทที่ 1. บทนำ	1
1.1 แนวเหตุผล ทฤษฎีสำคัญหรือสมมุติฐาน	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการทำโครงการ	1
1.3 ขอบเขตการทำโครงการ	1
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	2
บทที่ 2. ทฤษฎีเกี่ยวกับสารมอนิก	3
2.1 มาตรฐานเกี่ยวกับสารมอนิก	3
2.2 การแก้ปัญหาสารมอนิก	5
บทที่ 3. โครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟลับ-ไฟตรงบูสต์แบบบริดจ์เลส	8
3.1 วงจรแปลงผันกำลังไฟลับ-ไฟตรงบูสต์แบบบริดจ์เลส	8
3.2 ทฤษฎีการทำงานของวงจร	11
บทที่ 4. การออกแบบและการจำลอง	20
4.1 วงจรแปลงผันกำลังไฟลับ-ไฟตรงบูสต์แบบคลาสสิกบริดจ์เลส	20
4.2 วงจรแปลงผันกำลังไฟลับ-ไฟตรงบูสต์แบบเซนิบридจ์เลส	33
4.3 ผลการเบรี่ยบเทียบ	45
4.3 สรุปผลผลการเบรี่ยบเทียบ	47
บทที่ 5. สรุปผล ปัญหาและข้อเสนอแนะ	48
5.1 สรุปผล	48
5.2 ปัญหาและข้อเสนอ	48
เอกสารอ้างอิง	50
ภาคผนวก ก วงจร Operational amplifier (Op-amp)	51

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก ข ทฤษฎีการควบคุม	55
ภาคผนวก ก การหาฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจร	62
ประวัติผู้แต่ง	70

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2-1 ตารางปีดจำกัดของกระแสงหาร์มอนิกในอุปกรณ์ Class D	5
4-1 ผลการจำลองที่โหลดค่าต่าง ๆ ของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรง บูสต์แบบคลาสสิกบริดจ์เลส	32
4-2 ผลการจำลองที่โหลดต่าง ๆ ของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรง บูสต์แบบเชมิบริดจ์เลส	45
4-3 ผลการเปรียบเทียบค่าด้วยประกอบกำลัง	45
4-4 ตารางเปรียบเทียบมาตรฐานกระแสงหาร์มอนิก	46
4-5 ตารางเปรียบเทียบผลกระทบโดยรวมของกระแสงหาร์มอนิกที่โหลด 100%	46

## สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2-1 กรอบของกระแสอินพุตที่กำหนดว่าเป็นกระแสอินพุตแบบพิเศษ	5
2-2 วงจรกรองชาร์มอนิกแบบพาสซีฟฟิลเตอร์ (Passive filters)	6
2-3 ตัวอย่างรูปแบบวงจรกรองต่าง ๆ	6
2-4 วงจรกรองชาร์มอนิกแบบแอคทีฟฟิลเตอร์ (Active filters)	7
3-1 วงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์แบบคลาสสิกบริดจ์เลส	8
3-2 วงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์แบบเซมิบริดจ์เลส	9
3-3 วงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์แบบโทเทมโพลบридจ์เลส	10
3-4 ทิศทางการไหลของกระแสในโใหมดที่ 1	11
3-5 ทิศทางการไหลของกระแสในโใหมดที่ 2	12
3-6 ทิศทางการไหลของกระแสในโใหมดที่ 3	12
3-7 ทิศทางการไหลของกระแสในโใหมดที่ 4	13
3-8 ทิศทางการไหลของกระแสในโใหมดที่ 1	14
3-9 ทิศทางการไหลของกระแสในโใหมดที่ 2	15
3-10 ทิศทางการไหลของกระแสในโใหมดที่ 3	15
3-11 ทิศทางการไหลของกระแสในโใหมดที่ 4	16
3-12 ทิศทางการไหลของกระแสในโใหมดที่ 1	17
3-13 ทิศทางการไหลของกระแสในโใหมดที่ 2	17
3-14 ทิศทางการไหลของกระแสในโใหมดที่ 3	18
3-15 ทิศทางการไหลของกระแสในโใหมดที่ 4	18
4-1 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์แบบคลาสสิกบริดจ์เลสที่ความถี่ 39.9 Hz	22
4-2 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์แบบคลาสสิกบริดจ์เลสและตัวควบคุมที่ความถี่ 39.9 Hz	23
4-3 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์แบบคลาสสิกบริดจ์เลสที่ความถี่ 10.1 kHz	25
4-4 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์แบบคลาสสิกบริดจ์เลสและตัวควบคุมที่ความถี่ 10.1 kHz	26

## สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4-5 วงจรจำลองการต่อผ่านโปรแกรม LTspice	28
4-6 กราฟแสดงการจำลองการทำงานของวงจรที่โหลด 100% ( $R_L = 800 \text{ ohm}$ )	29
4-7 กราฟแสดงการจำลองการทำงานของวงจรที่โหลด 75% ( $R_L = 1200 \text{ ohm}$ )	29
4-8 กราฟแสดงการจำลองการทำงานของวงจรที่โหลด 50% ( $R_L = 1600 \text{ ohm}$ )	30
4-9 กราฟแสดงการจำลองการทำงานของวงจรที่โหลด 25% ( $R_L = 3200 \text{ ohm}$ )	30
4-10 แสดงการเปลี่ยนแปลงโหลดจาก 50% เป็น 100%	31
4-11 แสดงการเปลี่ยนแปลงโหลดจาก 100% เป็น 50%	31
4-12 แสดงการวัดค่า FFT ของกระแสอินพุต	32
4-13 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์แบบเซมิบริดจ์เลสที่ความถี่ 39.8 Hz	35
4-14 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์แบบเซมิบริดจ์เลสและตัวควบคุมที่ความถี่ 39.9 Hz	36
4-15 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์แบบเซมิบริดจ์เลสที่ความถี่ 10.1 kHz	37
4-16 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์แบบเซมิบริดจ์เลสและตัวควบคุมที่ความถี่ 10.1 kHz	39
4-17 วงจรจำลองการต่อผ่านโปรแกรม LTspice	40
4-18 กราฟแสดงการจำลองการทำงานของวงจรที่โหลด 100% ( $R_L = 800 \text{ ohm}$ )	41
4-19 กราฟแสดงการจำลองการทำงานของวงจรที่โหลด 75% ( $R_L = 1200 \text{ ohm}$ )	42
4-20 กราฟแสดงการจำลองการทำงานของวงจรที่โหลด 50% ( $R_L = 1600 \text{ ohm}$ )	42
4-21 กราฟแสดงการจำลองการทำงานของวงจรที่โหลด 25% ( $R_L = 3200 \text{ ohm}$ )	43
4-22 แสดงการเปลี่ยนแปลงโหลดจาก 50% เป็น 100%	43
4-23 แสดงการเปลี่ยนแปลงโหลดจาก 100% เป็น 50%	44
4-24 แสดงการวัดค่า FFT ของกระแสอินพุต	44
ก-1 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส	52
ก-2 วงจรขยายกระแสแบบรวมสัญญาณ	53
ก-3 วงรรความคุมแบบ PI	54

## สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
ข-1 แผนภาพโนบเดส์ดงส่วนเพื่ออัตราขยาย และส่วนเพื่อเฟส	57
ข-2 วงจรควบคุมแบบ PI	58
ค-1 โหมดการทำงานที่ 1	63
ค-2 โหมดการทำงานที่ 2	64
ค-3 โหมดการทำงานที่ 3	65
ค-4 โหมดการทำงานที่ 4	66

## คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

	คำอธิบาย
C <sub>o</sub>	ตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต
D	วัภัยจักรวงรอบจุดทำงานของวงจรบีดจ์เลส
D <sub>1</sub> -D <sub>2</sub>	ໄດ້ໂອດນິດນຳກະແສເວົວ
D <sub>3</sub> -D <sub>4</sub>	ໄດ້ໂອດນິດນຳກະແສເຫຼົ່າ
d	ສ້າງໝາມນາດເລີກຂອງຄ່າວັງຈຸກຮອງຮັບຮັບຊ້າວັນນະ
f <sub>sw</sub>	ຄວາມດື່ນໃນກະສວິຕີ່
G <sub>c</sub> (s)	ຟຶງກໍ່ຂັ້ນຄ່າຍໂອນຂອງຕົວຄວບຄຸມ
i <sub>c</sub>	ກະແສໄຟຟ້າທີ່ໄຫດຜ່ານຕົວເກີນປະຈຸ້າຊ້າວັນນະ
$\tilde{i}_L$	ສ້າງໝາມກະແສໄຟຟ້ານາດເລີກທີ່ໄຫດຜ່ານໂຫດ
$\dot{i}_L$	ກະແສໄຟຟ້າທີ່ໄຫດຜ່ານໂຫດ
I <sub>o</sub>	ກະແສໄຟຟ້າເອົາຕົ້ມ
I <sub>out,max</sub>	ກະແສໄຟຟ້າເອົາຕົ້ມສູງສຸດ
I <sub>Rs</sub>	ກະແສໄຟຟ້າທີ່ໄຫດຜ່ານຕ້ານຖານສໍາຫັບວັດຄ່າກະແສ
I <sub>S</sub>	ກະແສໄຟຟ້າອິນພຸດ
L <sub>min</sub>	ຄ່າຕົວໜີຍວນນຳທີ່ຕໍ່າທີ່ສຸດສໍາຫັບວັງຈົບຈຳເລສ
L <sub>1</sub> -L <sub>2</sub>	ຕົວໜີຍວນນຳໃນກະຈົບຈຳເລສ
M <sub>C</sub>	ອັດຕະບາຍຂອງຟຶງກໍ່ຂັ້ນຄ່າຍໂອນ
PF	ຄ່າຕົວປະກອບກຳລັງໄຟຟ້າ
P <sub>o</sub>	ກຳລັງໄຟຟ້າເອົາຕົ້ມ
P <sub>o,max</sub>	ກຳລັງໄຟຟ້າເອົາຕົ້ມສູງສຸດ
Q <sub>1</sub> -Q <sub>2</sub>	ມອສເຟຂອງງານຈົບຈຳເລສ
R <sub>L</sub>	ຕົວຕ້ານຖານໂຫດຂອງງານຈົບຈຳເລສ
R <sub>S</sub>	ຕົວຕ້ານຖານສໍາຫັບວັດຄ່າກະແສ
T <sub>hold</sub>	ຊ່ວງເວລາໃນກະຈົບຈຳ
THD <sub>i</sub>	ພລກະທບໂດຍรวมຂອງກະແສເສຳຮົມອິນນິກ
V <sub>in</sub>	ແຮງດັນອິນພຸດ
V <sub>in rms</sub>	ແຮງດັນໄຟຟ້າຢັງພລດຕ້ານອິນພຸດ

## ការិបាយស័យតាមនីមួយៗ (ពេទ្យ)

ស័យតាមនីមួយៗ	ការិបាយ
$V_{in,max}$	រំលែកក្នុងដៃអាជីវកម្មរបស់ខ្លួន
$V_o$	រំលែកក្នុងដៃអាជីវកម្ម
$V_{o,min}$	រំលែកក្នុងដៃអាជីវកម្មតាមតម្លៃរួចរាល់
$V_{ref}$	រំលែកក្នុងដៃអាជីវកម្មរបស់ខ្លួន
$V_s$	រំលែកក្នុងដៃអាជីវកម្មដែលជាការងាររបស់ខ្លួន
$\tilde{v}_s$	ស័យតាមនីមួយៗដែលបានបញ្ចប់
$\eta$	ភាពការងាររបស់ខ្លួន
$\theta_c$	រំលែកក្នុងដៃអាជីវកម្មរបស់ខ្លួន
$\omega_c$	ការងាររបស់ខ្លួន

## บทที่ 1

### บทนำ

#### 1.1 แนวเหตุผล ทฤษฎีสำคัญ หรือสมมุติฐาน

ในปัจจุบันพัฒนาการด้านเทคโนโลยีเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วผนวกกับปริมาณการบริโภค พลังงานไฟฟ้าที่เพิ่มสูงขึ้น ยังคงให้มีการวิจัยและพัฒนาโดยมุ่งเน้นเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและ สมรรถนะของวงจรสวิตช์ใหม่คดาวเวอร์ซัพพลาย ทำให้ประสิทธิภาพ (Efficiency) กล้ายเป็นตัว แปรที่มีอิทธิพลเป็นอย่างมากในตลาดของพาวเวอร์ซัพพลาย ทางบริษัทผู้ผลิตต่างก็พยายามพัฒนา พาวเวอร์ซัพพลายที่มีประสิทธิภาพสูง ลดการสูญเสียของพลังงานให้เหลือน้อยที่สุด ทำให้เกิด สัญญาณເອຕີພຸດประสิทธิภาพสูง โดยพาวเวอร์ซัพพลายที่ใช้งานแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟ ตรงนูสต์แบบบริจจ์เลส จะมีประสิทธิภาพที่สูงกว่าการใช้งานบริจจ์เรกติไฟร์ เนื่องจากวงจรแปลง ผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์แบบบริจจ์เลสมีการนำอุปกรณ์ที่เป็นสารกึ่งตัวนำซึ่งทำงานเป็นสวิตช์ มาต่อเพิ่มเติมจากวงจรบริจจ์ ทำให้ลดการสูญเสียพลังงานจากการบริจจ์เรกติไฟร์ออกໄປได้

ปริญานินพนธ์นี้ศึกษาการออกแบบและเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟ สลับ-ไฟตรงนูสต์แบบบริจจ์เลสสำหรับการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง โดยการใช้โปรแกรม LTspice

#### 1.2 วัตถุประสงค์ของการทำโครงการ

1.2.1 ออกแบบและเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์ แบบบริจจ์เลสสำหรับการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง โดยการใช้โปรแกรม LTspice

1.2.2 ศึกษาการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์แบบบริจจ์เลสสำหรับ การแก้ค่าตัวประกอบกำลังและนำความรู้ที่ได้มาประยุกต์ใช้ให้枉จรเกิดประสิทธิภาพสูงขึ้น

1.2.3 ศึกษาพื้นฐานที่เกี่ยวข้องกับวงจรควบคุมและการควบคุมกระแสอาร์มอนิก

#### 1.3 ขอบเขตของการทำโครงการ

ศึกษาและออกแบบวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์แบบบริจจ์เลสสำหรับการแก้ ค่าตัวประกอบกำลัง โดยการใช้โปรแกรม LTspice โดยมีรายละเอียดดังนี้

1.3.1 ศึกษาและจำลองการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์แบบคลาสสิก บริจจ์เลสส์

1.3.2 ศึกษาและจำลองการทำงานของเปลี่ยนกำลังไฟสลับ-ไฟตรงมูสต์แบบเชมิบридจ์เลสส์		
1.3.3 แรงดันอินพุตไฟสลับที่จุดการทำงาน (Input Voltage)	230	Vrms/50Hz
1.3.4 แรงดันเอาต์พุตไฟตรง (Output Voltage)	400	Vdc
1.3.5 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต (Output Power)	200	W
1.3.6 ความถี่สวิตช์ชิ่ง (Switching Frequency)	65	KHz

#### 1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.4.1 ช่วยฝึกการทำงานเป็นทีม ยอมรับความคิดเห็นของเพื่อนร่วมทีมและรับผิดชอบต่องานที่ได้รับมอบหมาย
- 1.4.2 ได้เรียนรู้การทำงานของวงจร การวิเคราะห์วงจร การทำงานของระบบควบคุม
- 1.4.3 สามารถนำความรู้ที่ได้จากการทำโครงงานไปใช้เป็นแนวทางในการประกอบวิชาชีพของตนเองในอนาคต
- 1.4.4 ความรู้ความเข้าใจเกี่ยวกับการใช้โปรแกรมจำลองการทำงานในการออกแบบวงจร

## บทที่ 2

### ทฤษฎีเกี่ยวกับอาร์มอนิก

#### 2.1 มาตรฐานเกี่ยวกับอาร์มอนิก

เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของโหลดทางไฟฟ้าที่มีคุณสมบัติที่ไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งโหลดทางไฟฟ้าเหล่านี้ทำให้กระแสที่ไหลเข้าไปในระบบไม่เป็นรูปคลื่นไซนุซoidal หรือเป็นกระแสที่มีอาร์มอนิก อื่น ๆ ประกอบมาด้วย ผลคือทำให้มีกระแสสาร์มอนิกไหลอยู่ในระบบไฟฟ้าจะส่งผลต่อการรับกวนและความสูญเสียในระบบไฟฟ้ามากขึ้น จึงเป็นการนำมาร่วมกับการกำหนดระดับของแรงดัน และกระแสสาร์มอนิกที่เหมาะสมโดยการกำหนดเป็นมาตรฐาน (Standards) หรือ Guide line หรือ Recommendation เพื่อเป็นการควบคุมคุณภาพโดย ปริญญาพินช์ จังศึกษามาตรฐานสำหรับผู้ใช้ไฟฟ้า ดังนี้

##### 2.1.1 มาตรฐาน IEEE 519-1992

ข้อกำหนด หรือ Recommended practices for individual consumers ของ IEEE 519-1992 จะเป็นมาตรฐานที่กำหนดไว้สำหรับผู้ผลิตและผู้ส่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ใช้ระบุถึงคุณภาพของระบบไฟฟ้าแล้วค่าความผิดเพี้ยนสาร์มอนิก ซึ่งจะสนใจที่จุดต่อร่วมของระบบ ที่เชื่อมต่อระหว่างผู้ใช้ไฟฟ้ากับผู้จ่ายไฟฟ้า (Point of Common Coupling, PCC)

เราสามารถควบคุมค่าความผิดเพี้ยนสาร์มอนิกที่มีสาเหตุมาจากการทำงานของโหลด ไม่ให้มีปรากฏอยู่ที่ส่วนใด ๆ ในระบบไฟฟ้า ไม่ว่าเป็นส่วนของผู้ใช้ไฟฟ้าเอง ส่วนของผู้ผลิตไฟฟ้า รวมถึงส่วนของผู้ใช้ไฟฟ้าอื่น ๆ แต่อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติ เราไม่สามารถหลีกเลี่ยงค่าความผิดเพี้ยนสาร์มอนิกบางดัวที่เกิดขึ้น ดังนั้นข้อกำหนดดังกล่าวที่ระบุไว้มุ่งหวังเพื่อลดผลกระทบของสาร์มอนิก โดยกำหนดปีกดจัดของสาร์มอนิกต่าง ๆ ของทั้งกระแสและแรงดันที่จุดเชื่อมต่อระหว่างผู้ใช้ไฟฟ้า กับผู้จ่ายไฟฟ้า หรือจุดที่สามารถประมาณค่าดัชนีสาร์มอนิกที่จุดของการเชื่อมต่อ (Point of interface, POI) ตามวิธีการที่เป็นที่ยอมรับ

ดัชนีที่ดีของสาร์มอนิก ตามมาตรฐาน IEEE 519-1992 กำหนดได้โดยคุณสมบัติ ดังต่อไปนี้

- ค่าที่กำหนดโดยดัชนีสาร์มอนิก (Harmonic indices) ควรเป็นค่าที่มีความหมายอย่างแท้จริง และสัมพันธ์กับผลกระทบที่เกิดเนื่องจากสาร์มอนิกอย่างปรากฏได้ชัดเจน
- จะต้องเป็นไปได้สำหรับการวัดไม่ว่าจะเกินขีดจำกัดของดัชนีสาร์มอนิกหรือไม่ก็ตาม

3. ด้วยความสามารถจะง่ายและสามารถปฏิบัติได้ซึ่งจะทำให้สามารถนำไปใช้ได้อย่างกว้างขวาง

ถ้าความผิดเพี้ยนเกินระดับที่ระบุ จะต้องมีการดำเนินการตามลำดับขั้นตอนดังนี้

1. ทำการวัดหาร์มอนิก ณ จุดที่สูงในระบบและรวมถึงจุด PCC และพิจารณาสำหรับผู้ใช้ไฟฟ้าที่วงจรแปลงผันที่มีกระแสสาร์มอนิกเกินพิกัด ถ้าตรวจสอบผู้ใช้ไฟฟ้าที่เข้าช่วยว่า ให้ขอร้องเพื่อให้ดำเนินการทำให้กระแสสาร์มอนิกอยู่ในพิกัด โดยการติดตั้งวงจรกรองหรือโดยลดกระแสสาร์มอนิกด้วยวิธีการอื่น ๆ

2. ติดตั้งวงจรกรองเพื่อควบคุมระดับหาร์มอนิก

3. ติดตั้งสายส่งใหม่ ซึ่งวิธีการนี้จะทำให้ระบบมีความมั่นคงขึ้นและเป็นการแยกปัญหาหาร์มอนิก ออกไปจากระบบเดิม

#### 2.1.2 มาตรฐาน IEC 61000-3-2

**มาตรฐาน IEC 61000-3-2 Electromagnetic compatibility (EMC),Part 3 : Limits-Section 2 : Limits for harmonic current emission (equipment input current 16 A per phase)** มีวัตถุประสงค์เพื่อกำหนดระดับที่จำกัดของกระแสสาร์มอนิกที่จะเกิดขึ้นจากอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้า เพื่อให้แน่ใจว่าระดับค่าความผิดเพี้ยนหาร์มอนิกดังกล่าวจะไม่ส่งผลกระทบทำให้ระดับของความผิดเพี้ยนเกินระดับที่กำหนดในมาตรฐาน IEC61000-3-2

2.1.2.1 การจำแนกอุปกรณ์ เพื่อผลของการจำกัดกระแสสาร์มอนิก อุปกรณ์จะถูกจำแนกออกเป็นกลุ่ม ๆ ดังนี้

Class A : อุปกรณ์ 3 เฟสสมดุลและอุปกรณ์อื่น ๆ ที่นอกเหนือจากที่ระบุไว้ในกลุ่มใดกลุ่มนั่นคั่งต่อไปนี้

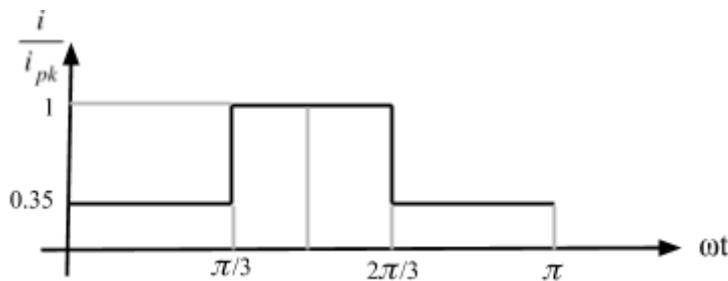
Class B : เครื่องมือที่เคลื่อนย้ายได้ (Portable Tool)

Class C : อุปกรณ์แสงสว่าง (Lighting Equipment) รวมถึงอุปกรณ์หรี่ไฟ (Dimming Device)

Class D : อุปกรณ์ที่มีรูปร่างของคลื่นกระแสอินพุตเป็นแบบพิเศษดังแสดงในภาพที่ 2-1 และมีขนาดไม่เกิน 600 W

รูปคลื่นกระแสอินพุตของอุปกรณ์ Class B, Class C และอุปกรณ์ขั้บเคลื่อนด้วยมอเตอร์ที่ใช้ในการควบคุมแบบการควบคุมเฟส (Phase angle control) จะไม่พิจารณาให้ถูกจัดอยู่ใน Class D

อุปกรณ์จะถูกพิจารณาให้ถูกจัดอยู่ใน Class D ถ้ารูปคลื่นกระแสอินพุตในแต่ละครั้งค่าของอัตราภายนอกของอุปกรณ์ที่แสดงในภาพที่ 2-1 อย่างน้อย 95 % ของช่วงเวลาในแต่ละค่า โดยที่เส้นกึ่งกลาง Maximum Input Current อัตราภายนอกค่าของกระแสอินพุต



ภาพที่ 2-1 กรอบของกระแสอินพุตที่กำหนดว่าเป็นกระแสอินพุตแบบพิเศษ

#### 2.1.2.2 ปีดจำกัดของกระแสหาร์มอนิกในอุปกรณ์ Class D

สำหรับอุปกรณ์กลุ่มนี้กระแสหาร์มอนิกด้านอินพุต ต้องไม่เกินค่าที่แสดงไว้ในตารางที่ 2-1 ปีดจำกัดในตารางนี้ใช้กับอุปกรณ์ที่มีกำลังจริงด้านอินพุต  $> 75 \text{ Watt}$  โดยหลักการการเปรียบเทียบจะแบ่งการเปรียบเทียบออกเป็นอันดับหาร์มอนิกกับขนาดกระแสสูงสุดของแต่ละอันดับ

ตารางที่ 2-1 ตารางปีดจำกัดของกระแสหาร์มอนิกในอุปกรณ์ Class D

อันดับหาร์มอนิก (n)	ขนาดกระแสสูงสุด (แอมป์)
3	2.30
5	1.14
7	0.77
9	0.4
11	0.33
$13 < n < 39$	$(0.15 \times 15) / n$

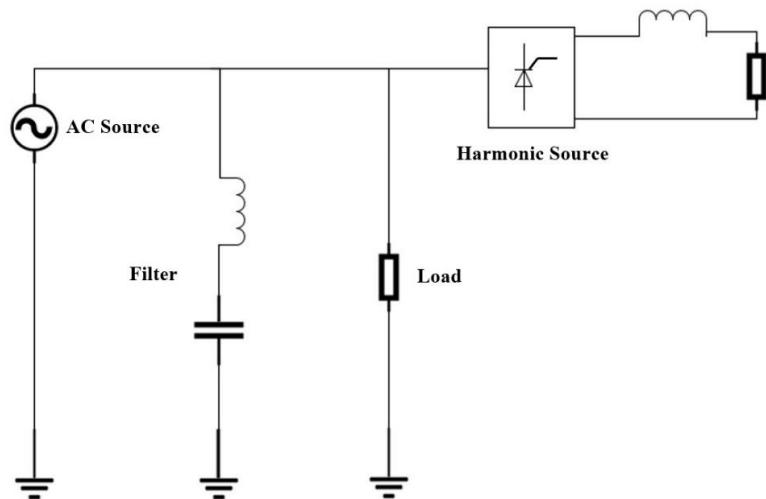
## 2.2 การแก้ปัญหาหาร์มอนิก

การแก้ปัญหาหรือลดผลกระทบของหาร์มอนิกแบ่งออกเป็น 2 วิธี ดังนี้

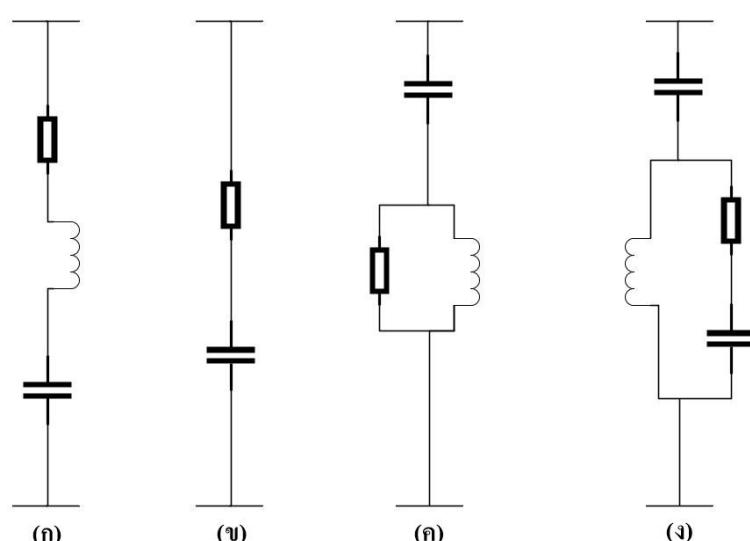
### 2.2.1 วงจรกรองหาร์มอนิกแบบพาสซีฟฟิลเตอร์ (Passive filters)

วงจรกรองหาร์มอนิกแบบพาสซีฟฟิลเตอร์ เป็นวิธีการแก้ปัญหาที่มีความง่ายของวงจร มีโครงสร้างประกอบด้วยอุปกรณ์ไฟฟ้าพื้นฐาน คือ R, L และ C โดยออกแบบให้ค่าตัวเก็บประจุ และค่าของตัวเหนี่ยวนำมีความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับความถี่ของหาร์มอนิกที่เกิดขึ้น ดังนั้นหาร์มอนิกจะมองเห็นวงจรกรองนี้มีอิมพิเดนซ์ต่ำที่สุดสำหรับตัวมันเองและทำให้เกิดกระแสที่ความถี่หาร์มอนิกไหลผ่านวงจรกรองนี้เป็นจำนวนมาก แต่วงจรกรองหาร์มอนิกแบบพาสซีฟฟิลเตอร์ก็มีข้อควรระวัง

เรื่องของกระแสไฟลอกินหรือโอลเวอร์ไฟลดที่มีโอกาสเกิดได้สูง เนื่องจากหากมีการเพิ่มเติมไฟลดในภายในหลังชั้งจะทำให้กระแสสารมอนิกเพิ่มขึ้น ขณะเดียวกันก็จะทำให้กระแสที่ไฟลดผ่านวงจรกรองสารมอนิกแบบพาสซีฟฟิลเตอร์มากเกินกว่าที่ออกแบบไว้ โดยวงจรภาพที่ 2-3 แสดงตัวอย่างวงจรกรองสารมอนิกแบบพาสซีฟฟิลเตอร์ รูปแบบต่าง ๆ



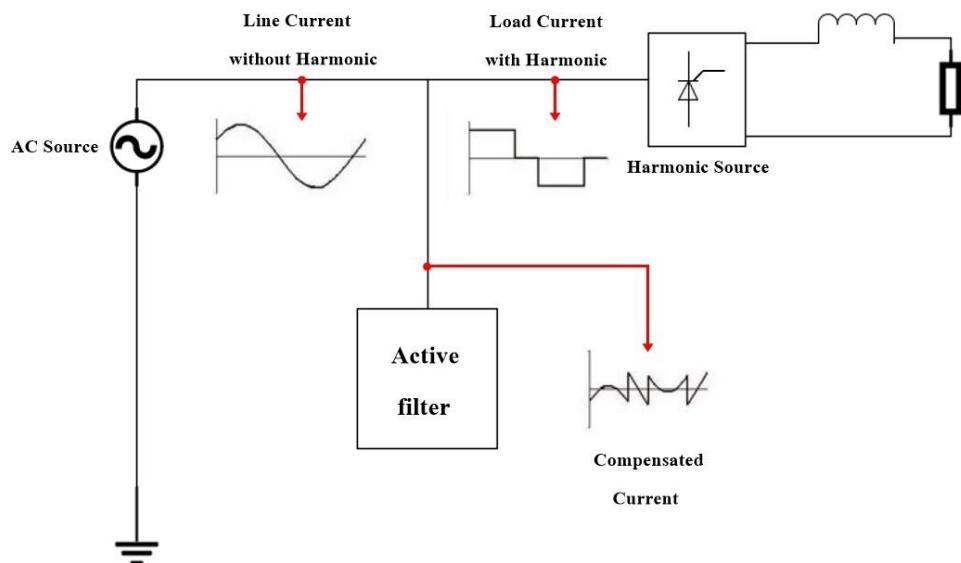
ภาพที่ 2-2 วงจรกรองสารมอนิกแบบพาสซีฟฟิลเตอร์ (Passive filters)



ภาพที่ 2-3 ตัวอย่างรูปแบบวงจรกรองต่าง ๆ (ก) Single-tune shunt filter (ข) First order high pass filter  
(ค) Second order high pass filter (ง) Third order high pass filter

### 2.2.2 วงจรกรองชาร์มอนิกแบบแอคทีฟฟิลเตอร์ (Active filters)

วงจรกรองชาร์มอนิกแบบแอคทีฟฟิลเตอร์ คือ วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ถูกออกแบบมาให้ทำหน้าที่แทนวงจรกรองชาร์มอนิกแบบพาสซีฟฟิลเตอร์ เพื่อกำจัดข้อเสียของวงจรแบบพาสซีฟ โดยโครงสร้างและหลักการทำงานของวงจรกรองชาร์มอนิกแบบแอคทีฟฟิลเตอร์จะทำการตรวจวัดกระแสสาร์มอนิกของระบบเพื่อนำมาคำนวณ หลังจากนั้นวงจรกรองแบบแอคทีฟก็จะสร้างกระแสสาร์มอนิกที่มีความถี่และขนาดเท่ากับกระแสสาร์มอนิกที่ตรวจวัดมาได้แต่จะมีมุมเฟสตรงข้ามกัน และจ่ายกระแสดังกล่าวเข้าระบบ ดังนั้นกระแสสาร์มอนิกที่โหลดสร้างขึ้นจะถูกหักล้างด้วยกระแสสาร์มอนิกที่วงจรกรองแบบแอคทีฟสร้างขึ้นมาทำให้กระแสจากระบบไฟฟ้ากระแสสลับมีรูปสัญญาณเป็นไซนุซอยด์



ภาพที่ 2-4 วงจรกรองชาร์มอนิกแบบแอคทีฟฟิลเตอร์ (Active filters)

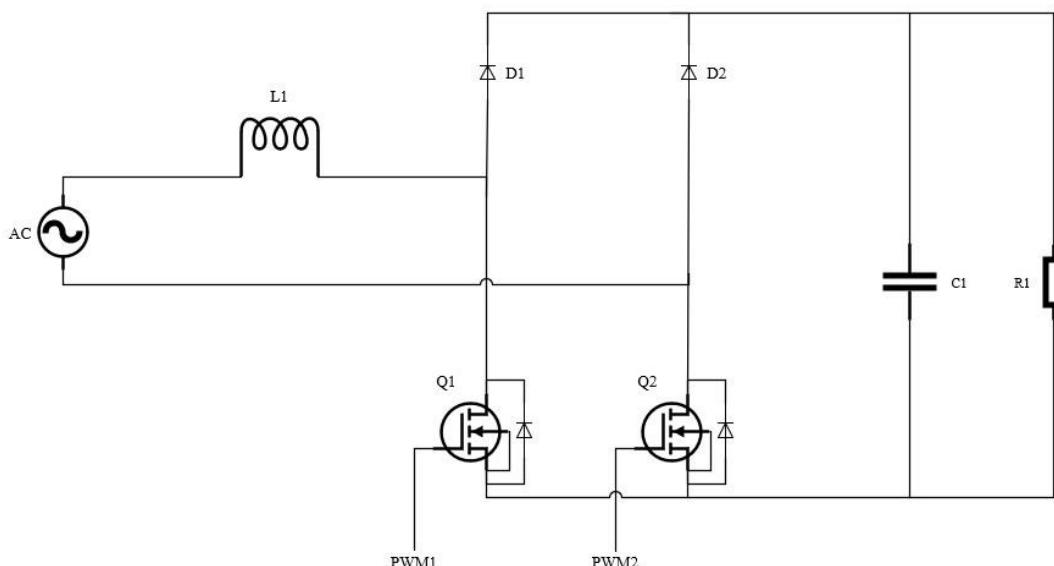
### บทที่ 3

## โครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบุสต์แบบบริดจ์เลส

### 3.1 วงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบุสต์แบบบริดจ์เลส

วงจรเรกติไฟร์หรือวงจรเรียงกระแส หมายถึง วงจรที่ทำหน้าที่ส่งถ่ายพลังงานจากแหล่งพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับไปสู่ไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบุสต์แบบบริดจ์เลส มีองค์ประกอบของวงจรที่แตกต่างจากวงจรเรกติไฟร์แบบเดิม คือ จะแทนที่ไดโอดเรียงกระแสด้วยมอเตอร์เฟดและทวีแรงคันเอ่าท์พุต

3.1.1 วงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบุสต์แบบคลาสสิกบริดจ์เลส เป็นวงจรแปลงผันไฟสลับ-ไฟตรงที่มีขนาดของแรงดันเอ่าท์พุตสูงกว่าแรงดันอินพุต เป็นวงจรที่พัฒนามาจากวงจร Conventional Boost Converter ซึ่งมาจากวิทยานิพนธ์ของ ณัฐวุฒิ บุญตา วัชรพร สุขสมกิจ การควบคุมในโหมดกระแสเฉลี่ยของวงจรแปลงผันไฟสลับ-ไฟตรงบุสต์สำหรับการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า เดิมที่วงจร Conventional Boost Converter จะใช้วงจรเรกติไฟร์ในการแปลงไฟสลับ-ไฟตรง ซึ่งพบว่าเกิดกำลังสูญเสียที่ไดโอดของวงจรเป็นส่วนหลัก ดังนั้นจึงมีการพัฒนาวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบุสต์แบบคลาสสิกบริดจ์เลส ขึ้นมา โดยการใช้มอเตอร์เฟดแทนการใช้ไดโอดเพื่อลดกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในไดโอดบางส่วนออกไป



ภาพที่ 3-1 วงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบุสต์แบบคลาสสิกบริดจ์เลส

៤០

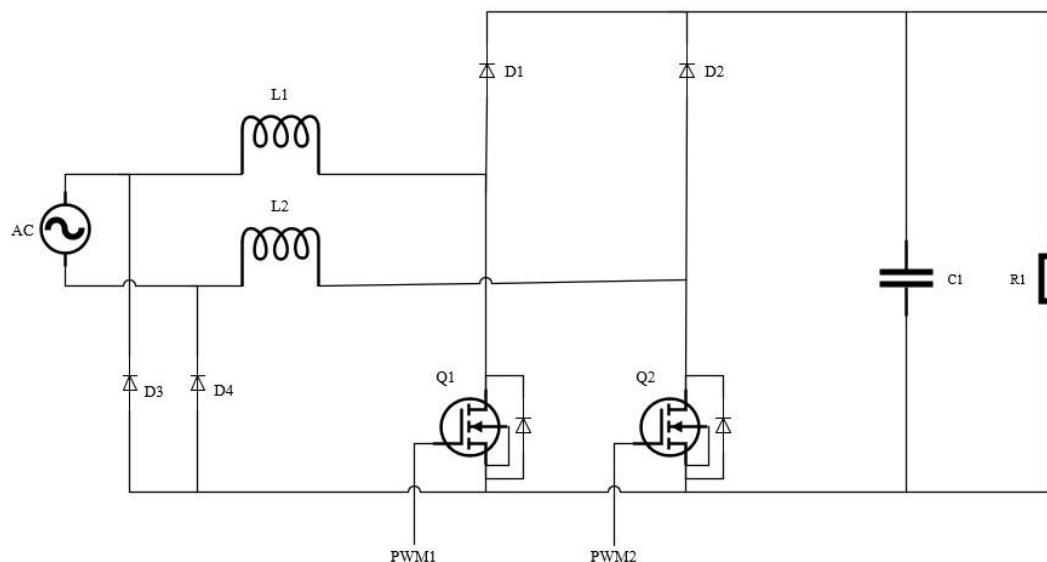
- วงศ์เรียนง่ายใช้อุปกรณ์น้อย
  - แก้ปัญหากำลังสูญเสียที่เกิดจากไฟโอด
  - กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นจากอุปกรณ์ที่เป็นสารก่ิงตัวนำมีค่าลดลง เนื่องจากลดจำนวน

ឧបករណ៍លេង ໄប

## ข้อด้วย

- มีค่า Electromagnetic Interference (EMI) สูง
  - ช่วงอินพุตไม่มีจุดต่อร่วม ทำให้ยากที่จะตรวจจับกระแส

3.1.2 วิธีรับประทานกำลังไฟสแลบ-ไฟตรงนูสต์แบบเซมิบริดจ์เลส เป็นวิธีที่พัฒนามาจาก  
วิธีรับประทานกำลังไฟสแลบ-ไฟตรงนูสต์แบบคลาสสิกบริดจ์เลส โดยทำการเพิ่ม Slow diode เข้ามา  
เพื่อเชื่อมระหว่างอินพุตกับจุดต่อร่วม โดย Slow diode ที่ถูกเพิ่มเข้ามานี้ จะไม่มีผลกระทบต่อ  
ประสิทธิภาพในวิธี เพราะเมื่อ Slow diode นำกระแส Slow diode จะต้องนานอยู่กับมอสเฟต  
และนำกระแสควบคู่ไปด้วยกัน นอกจากรักษาการต่อ Slow diode เพิ่มเข้ามา ทำให้สามารถตรวจจับ  
กระแสได้และป้องกันการเกิด Common-Mode Noise



ภาพที่ 3-2 วงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบูสต์แบบเชมิบริดจ์เลส

### ข้อดี

- Common-Mode Noise ต่ำทำให้ Input Filter มีขนาดเล็ก
- วงจร Driver ง่ายไม่ซับซ้อน
- หมายความว่า Input 230 Vac, Output 380 Vdc
- หมายความว่า Input โหมดการทำงาน Continuous Conduction Mode (CCM)
- กระแสอินพุตไม่แกร่งในโหมด Continuous Conduction Mode
- ในโหมดการทำงาน Continuous Conduction Mode มีประสิทธิภาพสูงกว่าโหมด Discontinuous Conduction Mode (DCM)

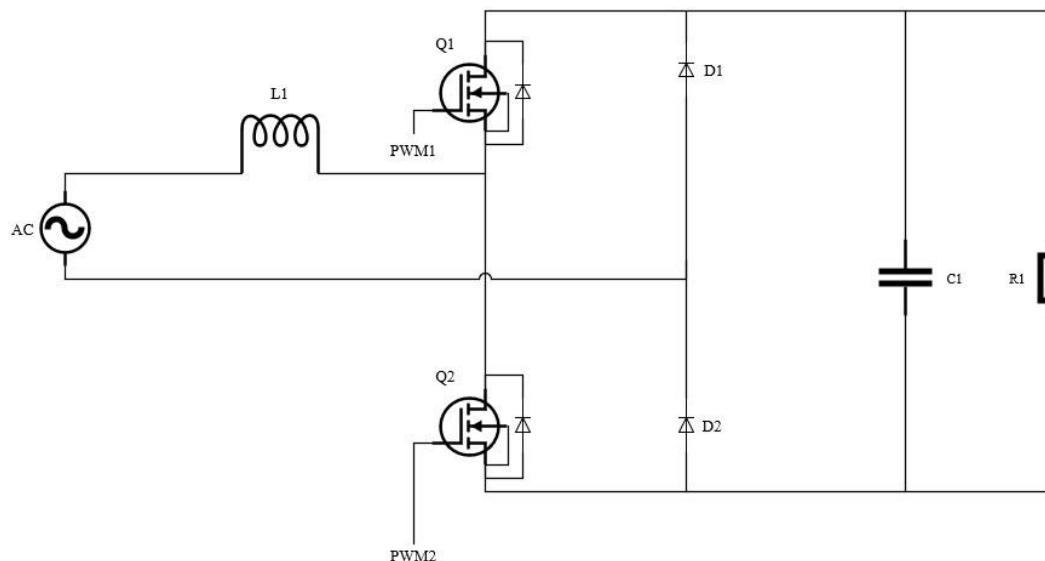
### Discontinuous Conduction Mode (DCM)

- Voltage Gain ไม่ขึ้นอยู่กับโหลด

### ข้อด้อย

- อุปกรณ์อะไหล่ทำให้ค่าใช้จ่ายเพิ่มขึ้น

3.1.3 วงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบูสต์แบบ拓扑结构 เนื่องจากวงจรที่พัฒนามาจาก วงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบูสต์แบบคลาสสิกบริจ์เลส โดยเปลี่ยนตำแหน่งการวางสวิตช์สารกึ่งตัวนำ และเปลี่ยนจากการใช้มอเตอร์เป็นการใช้ IGBT เนื่องจากมอเตอร์มีไดโอดภายในที่ช้า ทำให้มีปัญหาในเรื่องของ Reverse Recovery current



ภาพที่ 3-3 วงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบูสต์แบบ拓扑结构 โพลบบริดจ์เลส

### ข้อดี

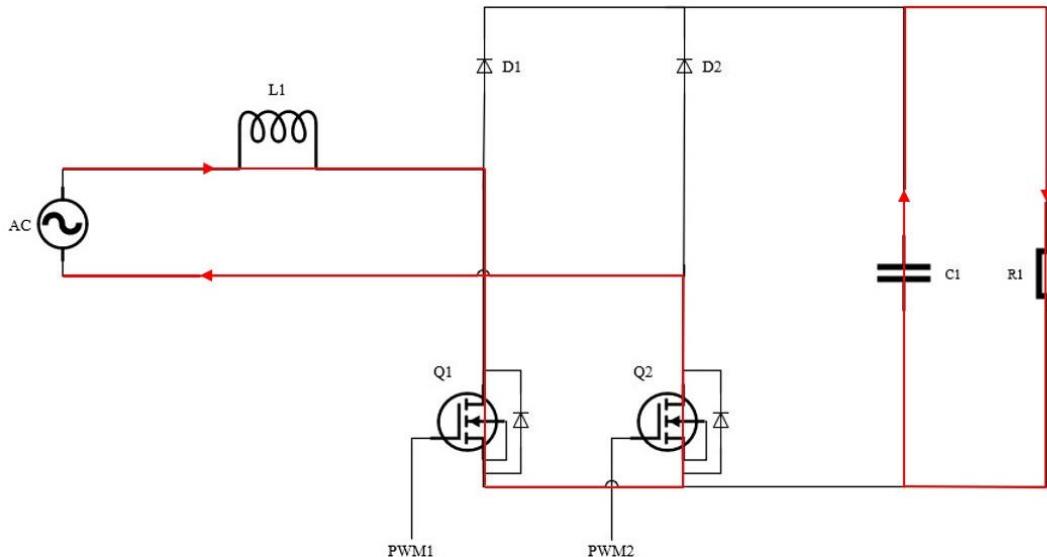
- โครงสร้างวงจรง่ายไม่ซับซ้อน
- มีค่าอุปกรณ์ที่ใกล้เคียงกับ Basic bridgeless PFC แต่มี Common mode noise ที่ต่ำมาก
- ข้อด้อย
- ทำงานได้แค่ Discontinuous Conduction Mode DCM และ Continuous Conduction Mode
- มีกระแส Reverse recovery current ของ IGBT สามารถแก้ปัญหานี้ได้ แต่จะทำให้ L มีขนาดใหญ่และ Power density ต่ำลง

## 3.2 ทฤษฎีการทำงานของวงจร

### 3.2.1 ทฤษฎีการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบูสต์แบบคลาสสิกบริจจ์เลส

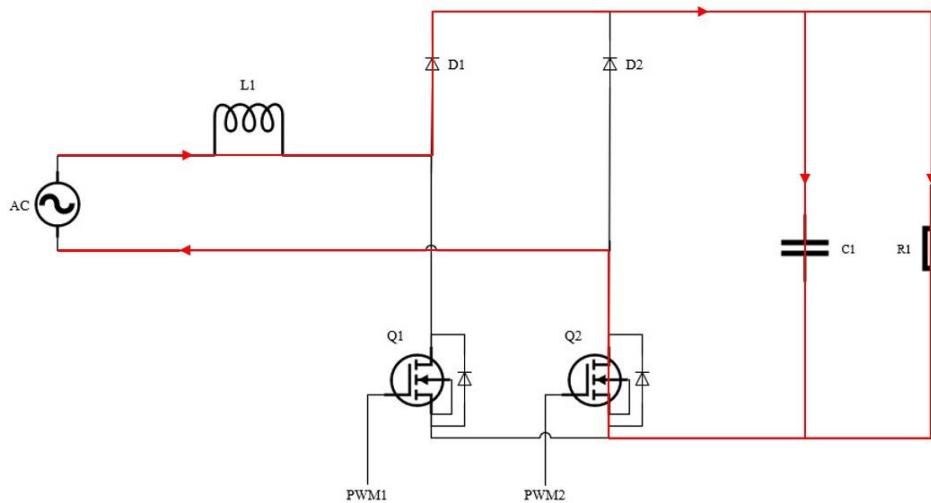
วงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบูสต์แบบคลาสสิกบริจจ์เลส สามารถแบ่งช่วงการทำงานได้ทั้งหมด 4 โหมดการทำงาน

โหมดที่ 1 เมื่อแรงดันอินพุตเป็นรูปคลื่นบางๆ และ  $Q_1$  ทำงาน กระแสแหล่งจ่าย  $I_s$  จะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$  ไปยัง  $Q_1$ , Freewheeling diode ของ  $Q_2$  และครองวงจร พนว่าตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$  จะสะสมพลังงานไว้ ขณะเดียวกันตัวเก็บประจุจะถูกชาร์จด้วยกระแสจากวงจรไปสู่โหลด  $R_L$



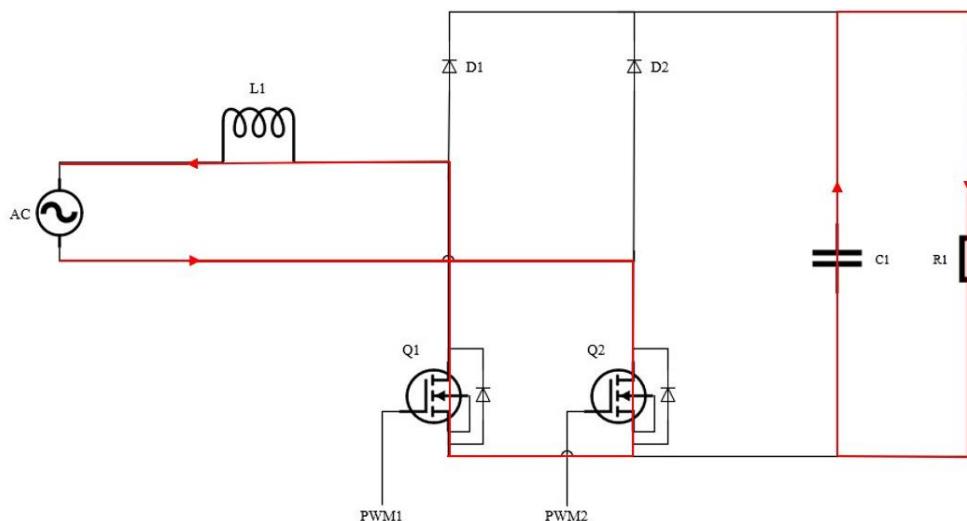
ภาพที่ 3-4 ทิศทางการไหลของกระแสในโหมดที่ 1

โหมดที่ 2 เมื่อแรงดันอินพุตเป็นบวก และ  $Q_1$  กับ  $Q_2$  ไม่ทำงาน กระแสจะไหลไปยัง  $L_1$ ,  $D_1$  โหลด  $R_1$ , ตัวเก็บประจุ  $C$ , Freewheeling diode ของ  $Q_2$  และครบทวงจรขณะเดียวกัน  $L_1$  ถูก พลังงานส่งผลให้แรงดันที่โอลด์มีค่าเพิ่มสูงขึ้น



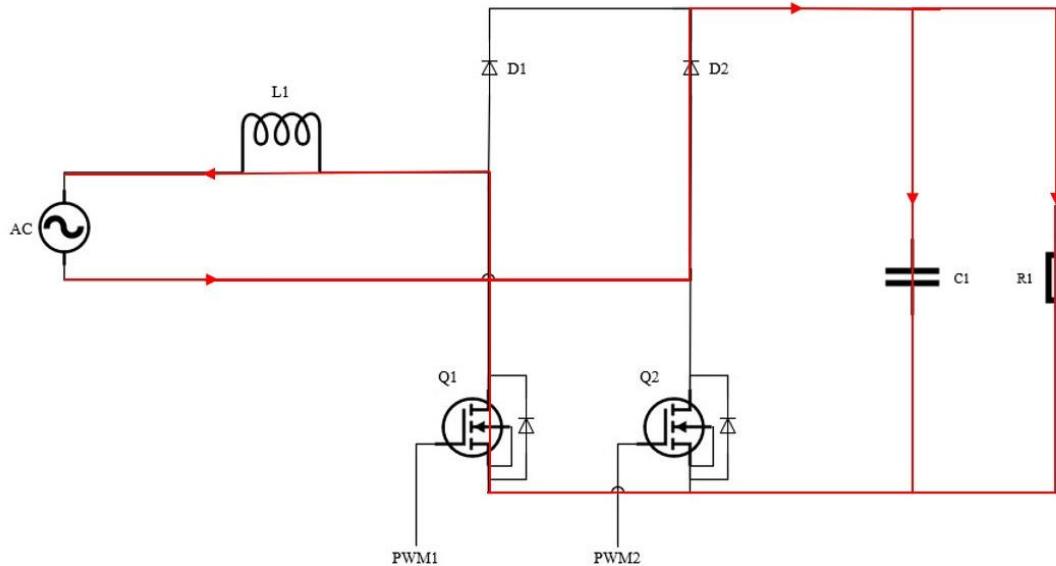
ภาพที่ 3-5 ทิศทางการไหลของกระแสในโหมดที่ 2

โหมดที่ 3 เมื่อแรงดันอินพุตเป็นรูปคลื่นลบและ  $Q_2$  ทำงาน กระแสแหล่งจ่าย  $I_s$  จะไหล ผ่านสวิตซ์  $Q_2$ , Freewheeling diode ของ  $Q_1$ ,  $L_1$  และครบทวงจร พบว่าตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$  จะสะสม พลังงานไว้ ขณะเดียวกันตัวเก็บประจุจะถูกดึงกลับไปสู่โอลด์  $R_1$



ภาพที่ 3-6 ทิศทางการไหลของกระแสในโหมดที่ 3

โหมดที่ 4 เมื่อแรงดันอินพุตเป็นลบและ  $Q_1$  กับ  $Q_2$  ไม่ทำงาน กระแสจะไหลไปยัง  $D_2$ , โหลด  $R_1$ , ตัวเก็บประจุ  $C$ , Freewheeling diode ของ  $Q_1$ ,  $L_1$  และครบทวงจรขณะเดียวกัน  $L_1$  ภายใน พลังงานส่งผลให้แรงดันที่โหลดมีค่าเพิ่มสูงขึ้น



ภาพที่ 3-7 ทิศทางการไหลของกระแสในโหมดที่ 4

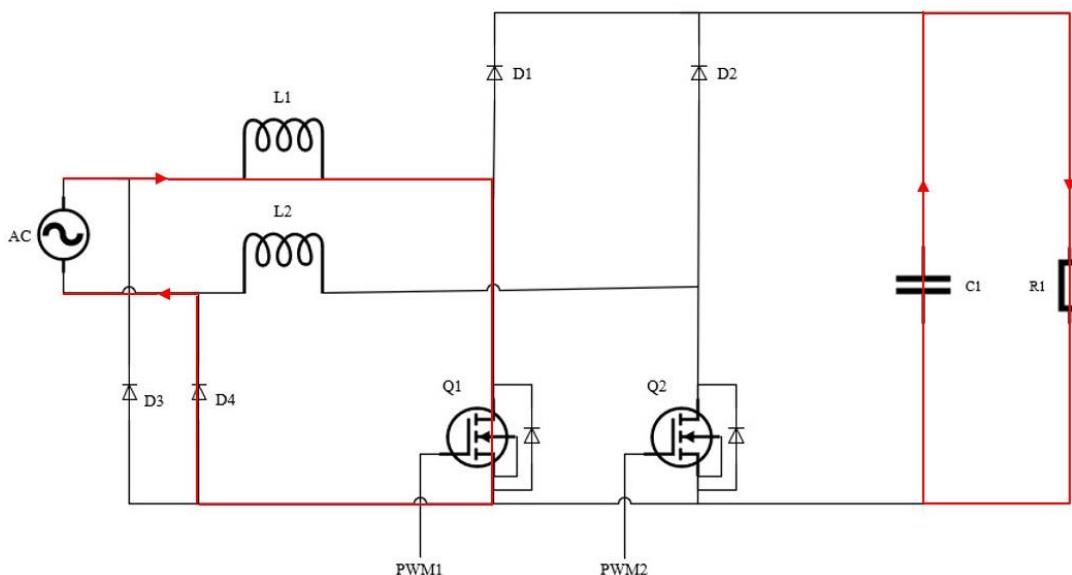
พึงชั้นถ่ายโอนของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์แบบคลาสสิกบริดจ์เลสซึ่งมีที่มาจากการพนวก ก

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{R_L(1-D) - \frac{L}{1-D}s}{R_L Cs + 2} \quad (3-1)$$

$$\frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_s}{R_L(1-D)^3} \cdot \frac{2 + R_L Cs}{\frac{LC}{(1-D)^2}s^2 + \frac{L}{R_L(1-D)^2}s + 1} \quad (3-2)$$

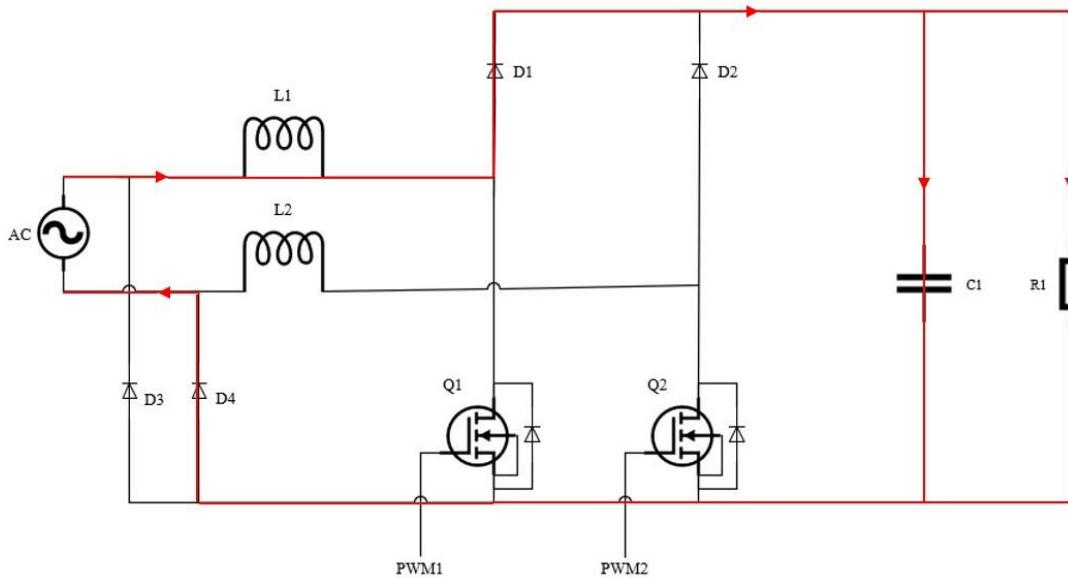
3.2.2 ทฤษฎีการทำงานของจาระเปลี่ยนผันกำลังไฟฟ้า-ไฟตรงบูสต์แบบเซมิบริจจ์เลส  
วงจรเปลี่ยนผันกำลังไฟฟ้า-ไฟตรงบูสต์แบบเซมิบริจจ์เลส สามารถแบ่งช่วงการทำงาน  
ได้ทั้งหมด 4 โหมดการทำงาน

โหมดที่ 1 เมื่อแรงดันอินพุตเป็นรูปคลื่นบวก และ  $Q_1$  ทำงาน กระแสแหล่งจ่าย  $I_s$  จะ<sup>1</sup> ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$  ไปยัง  $Q_1 D_4$  และครรบวงจร พ布ว่า ตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$  จะสะสมพลังงานไว้  
ขณะเดียวกัน ตัวเก็บประจุจะคายพลังงานไปสู่โหลด  $R_1$



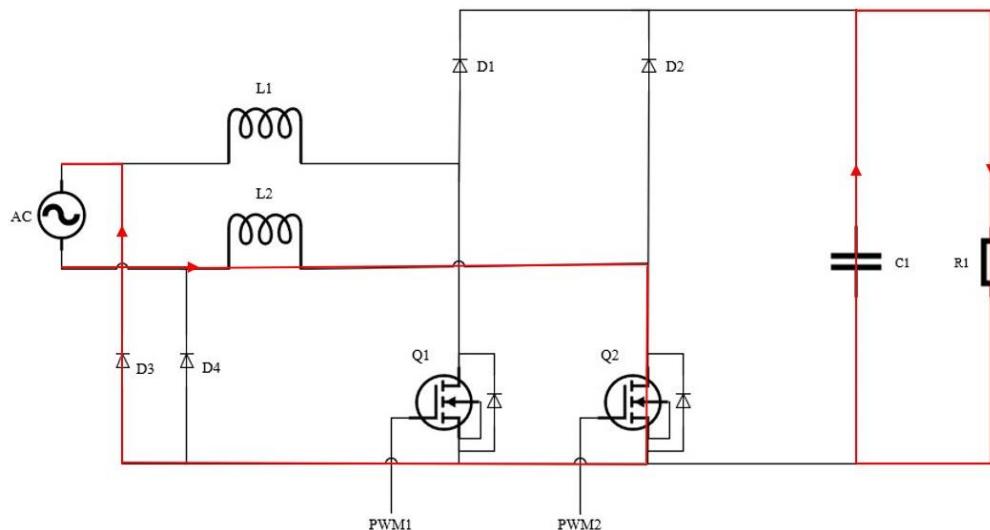
ภาพที่ 3-8 ทิศทางการไหลของกระแสในโหมดที่ 1

โหมดที่ 2 เมื่อแรงดันอินพุตเป็นบวก และ  $Q_1$  กับ  $Q_2$  ไม่ทำงาน กระแสจะวิ่งไปยัง  $L_1$ ,  
 $D_1$  โหลด  $R_1$  และ ตัวเก็บประจุ  $C$ ,  $D_4$  และครรบวงจร  $L_1$  คายพลังงาน ทำให้แรงดันที่โหลดมีค่าเพิ่ม<sup>2</sup>  
สูงขึ้น



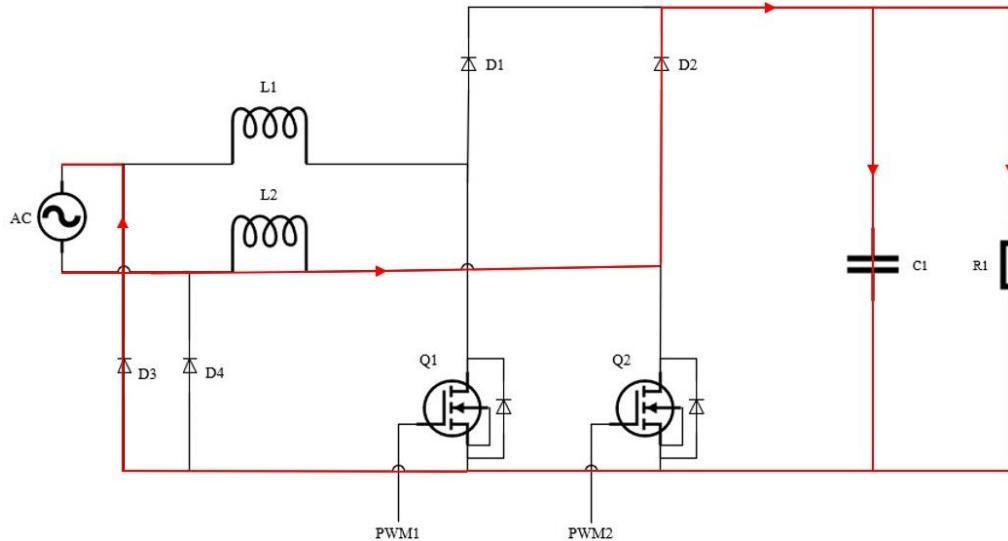
ภาพที่ 3-9 ทิศทางการไหลของกระแสในโหมดที่ 2

โหมดที่ 3 เมื่อแรงดันอินพุตเป็นรูปคลื่นลบ และ Q<sub>2</sub> ทำงาน กระแสอินพุตจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L<sub>2</sub> ไปยัง Q<sub>2</sub>, D<sub>3</sub> และครรภ์วงจร พบว่า ตัวเหนี่ยวนำ L<sub>2</sub> จะสะสมพลังงานไว้ ตัวเหนี่ยวนำ L<sub>1</sub> จะสะสมพลังงานไว้ ขณะเดียวกัน ตัวเก็บประจุจะถูกปลั๊กงานไปสู่โหลด R<sub>1</sub>



ภาพที่ 3-10 ทิศทางการไหลของกระแสในโหมดที่ 3

โหมดที่ 4 แรงดันอินพุตเป็นลบ และ  $Q_1$  กับ  $Q_2$  ไม่ทำงาน กระแสจะวิ่งไปยัง  $L_2$ ,  $D_2$  โหลด  $R_1$  และตัวเก็บประจุ  $C_1$ ,  $D_3$  และครบรอบจร  $L_2$  คายพลังงาน ทำให้แรงดันที่โหลดมีค่าเพิ่มสูงขึ้น



ภาพที่ 3-11 ทิศทางการไหลของกระแสในโหมดที่ 4

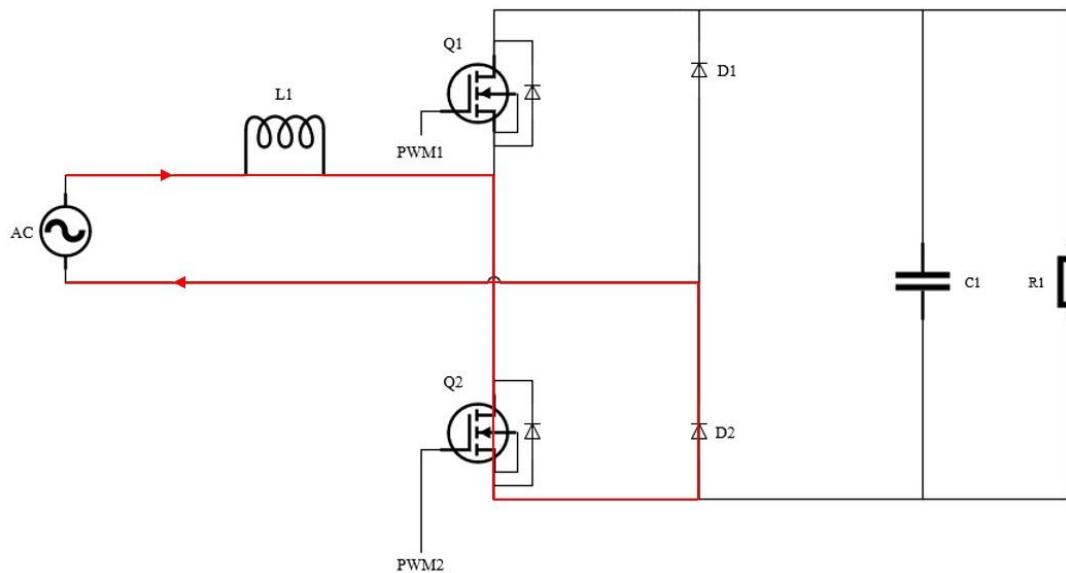
พึงชั้นถ่ายโอนของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์แบบเชมิบริดจ์เลส ซึ่งมีที่มาจากการพนวก ค

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{R_L(1-D) - \frac{L}{1-D}s}{R_L Cs + 2} \quad (3-3)$$

$$\frac{\tilde{i}_L(s)}{d(s)} = \frac{V_s}{R_L(1-D)^3} \cdot \frac{2 + R_L Cs}{\frac{LC}{(1-D)^2}s^2 + \frac{L}{R_L(1-D)^2}s + 1} \quad (3-4)$$

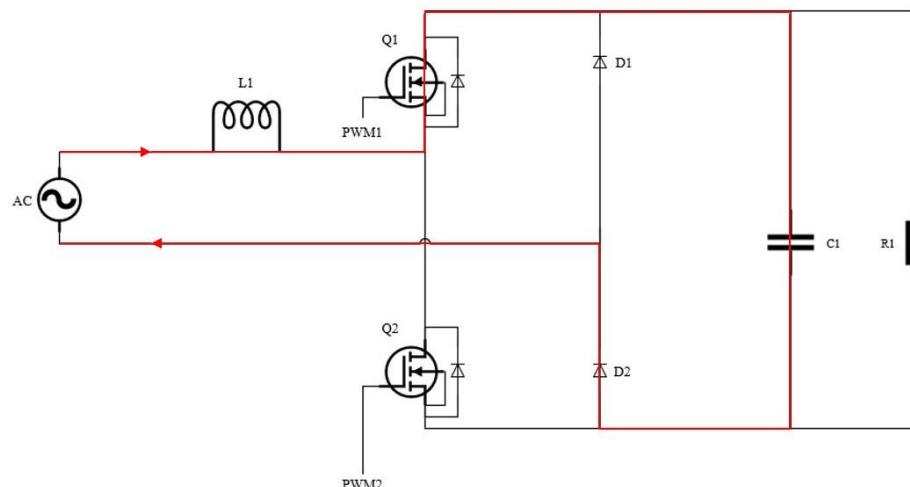
3.2.3 ทฤษฎีการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์แบบโทเทมโพลบริดจ์เลส  
วงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์แบบโทเทมโพลบริดจ์เลส สามารถแบ่งช่วงการทำงานได้ทั้งหมด 4 โหมดการทำงาน

โหมดที่ 1 เมื่อแรงดันอินพุตเป็นรูปคลื่นบวกและ  $Q_2$  ทำงาน กระแสจะ流去  $I_o$  จึงโหลดผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$  ไปยัง  $Q_2$ ,  $D_2$  จะอยู่สถานะ ON โดยที่  $Q_1$  ไม่ทำงาน และ  $D_1$  อยู่ในสถานะ OFF จะพบว่าตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$  จะสะสมพลังงานไว้ ขณะเดียวกันตัวเก็บประจุจะคายพลังงานไปสู่โหลด  $R_1$



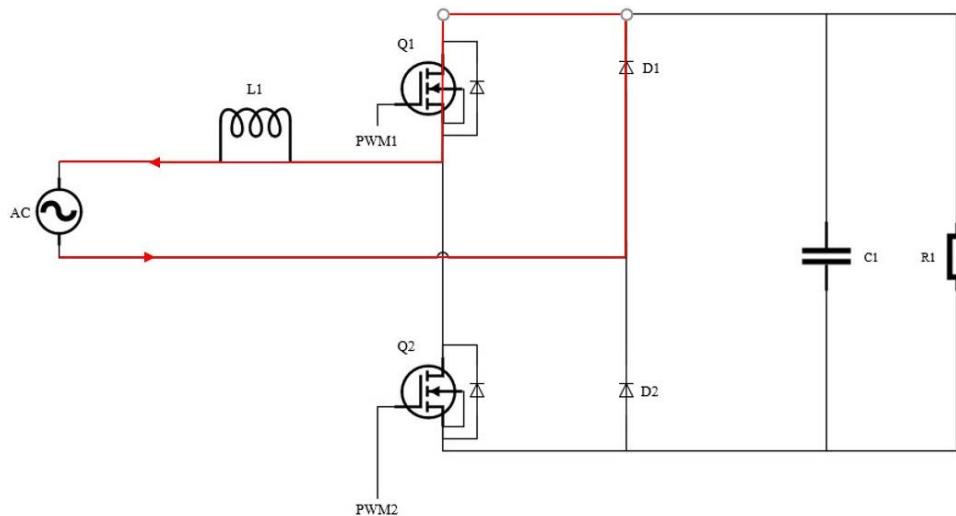
ภาพที่ 3-12 ทิศทางการไหลของกระแสในโหมดที่ 1

โหมดที่ 2 เมื่อแรงดันอินพุตเป็นบวก แล้ว  $Q_1$  ทำงาน  $D_2$  อยู่ในสถานะ ON โดยที่  $Q_2$  ไม่ทำงาน และ  $D_1$  อยู่ในสถานะ OFF ขณะเดียวกัน  $L_1$  จะถูกพลั้งงาน ส่งผลให้แรงดันที่โอลด้มีค่าเพิ่มสูงขึ้น



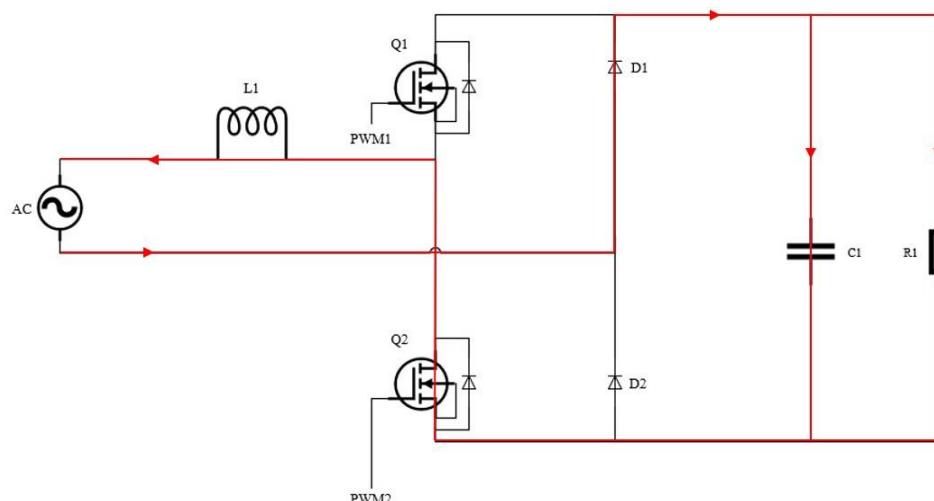
ภาพที่ 3-13 ทิศทางการไหลของกระแสในโหมดที่ 2

โหมดที่ 3 เมื่อแรงดันอินพุตเป็นรูปคลื่นลบ แล้ว  $D_1$  ทำงาน  $D_1$  อยู่ในสถานะ ON โดยที่  $Q_2$  ไม่ทำงาน และ  $D_2$  อยู่ในสถานะ OFF พบว่าตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$  จะสะสมพลังงานไว้ ขณะเดียวกัน ตัวเก็บประจุจะพยายามล้างงานไปสู่โหลด  $R_1$



ภาพที่ 3-14 ทิศทางการไหลของกระแสในโหมดที่ 3

โหมดที่ 4 เมื่อแรงดันอินพุตเป็นลบ แล้ว  $Q_1$  ทำงาน  $D_1$  อยู่ในสถานะ ON โดยที่  $Q_1$  ไม่ทำงาน และ  $D_2$  อยู่ในสถานะ OFF ขณะเดียวกัน  $L_1$  พยายามล้างงานส่งผลให้แรงดันที่โหลดมีค่าเพิ่มสูงขึ้น



ภาพที่ 3-15 ทิศทางการไหลของกระแสในโหมดที่ 4

พึงชั้นถ่ายโอนของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบูสต์แบบโทเทมโพลบридจ์เลสซึ่งมีที่มาจากการพนวก ค

$$\frac{V_o}{i_L} = \frac{(-I_L L_s) + ((1-D) \times V_o)}{(C V_o s) + ((\frac{V_o}{R}) + ((1-D) \times I_L))} \quad (3-5)$$

$$\frac{i_L}{d} = \frac{((1-D) \times I_L) + ((C s + \frac{1}{R}) \times V_o)}{L C s^2 + (\frac{L}{R} s + (1-D)^2)} \quad (3-6)$$

สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะทำการศึกษาและออกแบบวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบูสต์แบบคลาสสิกบридจ์เลส และวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบูสต์แบบเชมิบридจ์เลส เท่านั้น เมื่อจากว่ามีลักษณะที่คล้ายกัน จึงเหมาะสมที่จะศึกษาความแตกต่างของประสิทธิภาพและความคุ้มค่าของวงจร

## บทที่ 4

### การออกแบบและการจำลอง

#### 4.1 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าสลับ-ไฟฟาระบบทแบบคลาสสิกบริคจ์เลส

##### 4.1.1 การออกแบบวงจร

$$\text{กำหนด } V_{\text{in}} = 230 \text{ Vac}/50\text{Hz}$$

$$V_o = 400 \text{ V}$$

$$P_o = 200 \text{ W}$$

$$\text{PF} = 0.99$$

$$\eta = 95\%$$

Switching Frequency 65 kHz

##### 4.1.1.1 การหา $I_{\text{out}}$

$$I_{\text{out,max}} = \frac{P_{o,\text{max}}}{V_o} \quad (4-1)$$

$$I_{\text{out,max}} = \frac{200}{400} = 0.5 \text{ A}$$

##### 4.1.1.2 การหา Duty Cycle

$$\frac{V_o}{V_{\text{in,max}}} = \frac{1}{1-D} \quad (4-2)$$

$$\frac{400}{230 \times \sqrt{2}} = \frac{1}{1-D}$$

$$D = 0.18683$$

##### 4.1.1.3 การหาค่า $i_L$

$$i_L = \frac{P_o}{\eta V_{\text{in,rms}} \text{PF}} \quad (4-3)$$

$$i_L = \frac{200}{0.95 \times 230 \times 0.99} = 0.9245 \text{ A}$$

4.1.1.4 หากตัวเหนี่ยวนำที่เลือกที่สุดที่จะทำให้วงจรทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง

$$L_{\min} = \frac{D(1-D)^2 \frac{V_o}{I_o}}{2f_{sw}} \quad (4-4)$$

$$L_{\min} = \frac{0.18683 \times (1 - 0.18683)^2 \times \left(\frac{400}{0.5}\right)}{2 \times 65 \times 10^3}$$

$$L_{\min} = 0.7602 \text{ mH}$$

4.1.1.5 หากตัวเหนี่ยวนำที่ทำให้กระแสไฟฟ้าผ่านตัวเหนี่ยวนำเปลี่ยนแปลงได้ 7%

$$\Delta i_L = \frac{V_{in,max} DT}{L} \quad (4-5)$$

$$\Delta i_L = 0.07 \times 0.924 = 0.06468$$

$$0.06468 = \frac{230 \times \sqrt{2} \times 0.18683 \times \frac{1}{65 \times 10^3}}{L}$$

$$L = 14.454 \text{ mH}$$

4.1.1.6 หากตัวเก็บประจุของแรงดันไฟฟ้าด้านออก  $C_o$

กำหนดค่า Hold-up time = 20 ms และ  $V_{o,min} = 360 \text{ V}$  อ้างอิงจากการดีไซน์วงจรตามวิทยานิพนธ์ของณัฐวุฒิ บุญฤทธิ์ วัชรพร สุขสมกิจ การควบคุมในโหมดกระแสเฉลี่ยของวงจรแปลงผันไฟฟ้าดับ-ไฟฟาระบบที่สำหรับการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

$$C_o = \frac{2 \times P_o \times T_{hold}}{V_o^2 - V_{o,min}^2} \quad (4-6)$$

$$C_o = \frac{2 \times 200 \times 20 \times 10^{-3}}{400^2 - 360^2}$$

$$C_o = 263.158 \mu\text{F}$$

$$\text{เลือกค่า } C = 330 \mu\text{F}$$

#### 4.1.2 การออกแบบตัวควบคุมการป้อนกลับแรงดัน

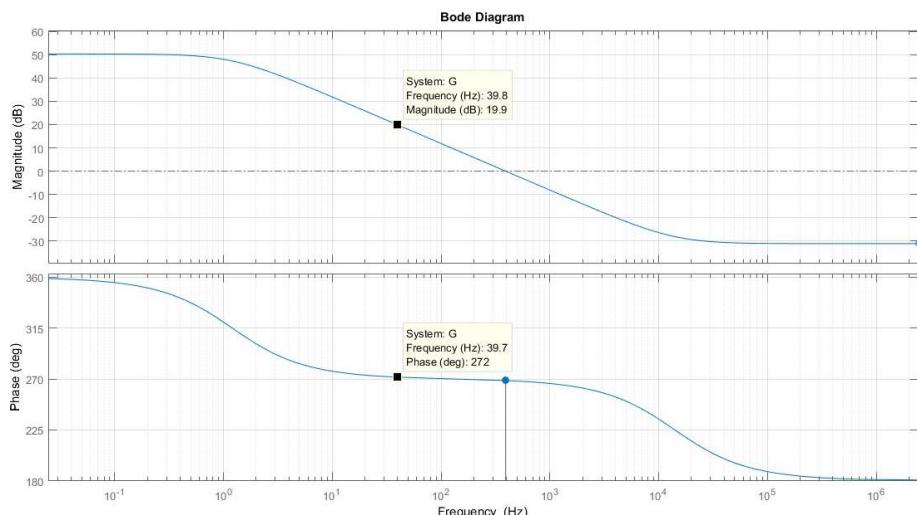
แทนค่า  $D = 0.18683$ ,  $V_o = 400$  V,  $L = 14.454$  mH,  $i_L = 0.9245$  A,  $C_o = 330$   $\mu$ F,  $R_L = 800$   $\Omega$  ในสมการที่ 4-7

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{R_L(1-D) - \frac{L}{1-D}s}{R_L Cs + 2} \quad (4-7)$$

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{800 \times (1 - 0.18683) - \frac{14.454 \times 10^{-3}}{1 - 0.18683}s}{(800 \times 330 \times 10^{-6})s + 2}$$

$$\frac{v_o(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{-(17.77 \times 10^{-3})s + 650.536}{0.264s + 2}$$

พิจารณาผลตอบสนองเชิงความถี่ของสมการที่ 4-7



ภาพที่ 4-1 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบูสต์แบบคลาสสิก บริจจ์เลสท์ความถี่ 39.8 Hz

ภาพที่ 4-1 แสดงให้เห็นถึงกราฟโนเดของสมการที่ 4-7 จากข้อกำหนดในการออกแบบ ตัวควบคุมป้อนกลับแรงดันในภาคผนวก ข เลือกใช้ความถี่ตัดผ่านศูนย์ที่ 39.8 เฮิรตซ์ จะได้ อัตราขยาย  $M_C$  เท่ากับ  $10^{\frac{19.9}{20}} = 0.1012$  และกำหนดมุมเพื่อเฟสที่ 60 จะได้มุม  $\theta_C$  คือ

$$\theta_C = -180 + \theta_M - \theta_P$$

$$\theta_C = -180 + 60 - (-88) = -32^\circ$$

แทนค่า  $M_C$  และ  $\theta_C$  ในสมการที่ ข-14

$$K_I = \frac{0.1012 \times 39.8 \times 2\pi}{\sqrt{1 + (\tan(-32^\circ + 90^\circ))^2}}$$

$$K_I = 13.4107$$

แทนค่า  $K_I$  ในสมการที่ ข-13

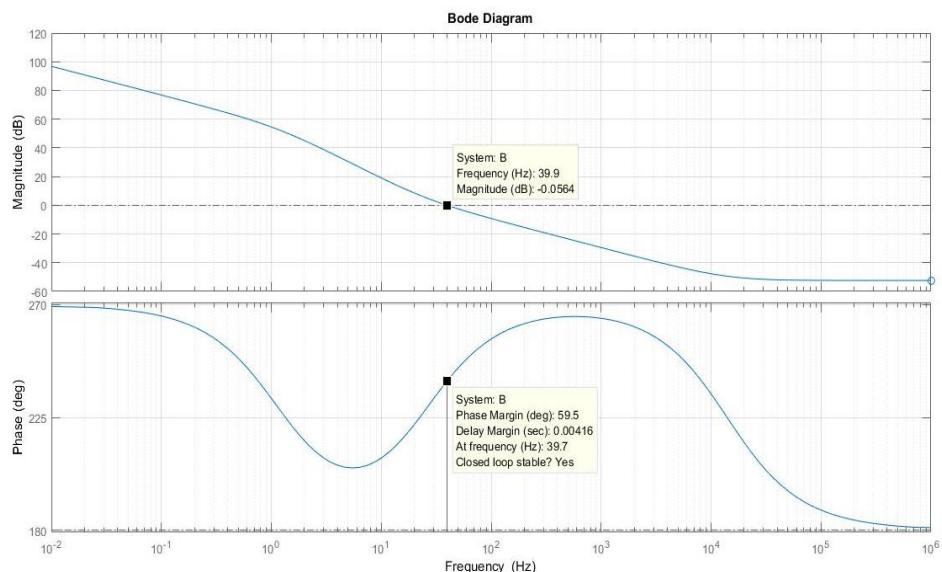
$$K_P = \frac{13.4107 \tan(-32^\circ + 90^\circ)}{39.8 \times 2\pi}$$

$$K_P = 0.08582$$

แทนค่า  $K_P$  และ  $K_I$  ในสมการที่ ข-8

$$G_C(s) = \frac{0.0064s + 1}{13.4107s} \quad (4-8)$$

นำสมการที่ 4-7 คูณกับ 4-8 พิจารณาผลตอบสนองเชิงความถี่



**ภาพที่ 4-2** ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบุสต์แบบคลาสสิก  
บริจเจลสและหัวควบคุมที่ความถี่ 39.9 Hz

ภาพที่ 4-2 แสดงให้เห็นถึงกราฟโนเดของสมการที่ 4-7 ที่ถูกควบคุมด้วยสมการที่ 4-8 จะเห็นได้ว่าที่ความถี่ 39.9 Hz ค่าอัตราขยายได้ตัดผ่านศูนย์ด้วยความชัน -20 dB/decade และมีค่ามุนเพื่อเฟสอยู่ที่ 60 ซึ่งตรงกับค่าที่ออกแบบ

กำหนดค่า  $C_1 = 4.7 \mu F$

แทนค่า  $C_1, K_1$  ลงในสมการที่ 4-5

$$R_1 = \frac{1}{4.7 \times 10^{-6} \times 13.4107}$$

$$R_1 = 15,865 \Omega$$

เลือกใช้  $R_1 = 16 k\Omega$

แทนค่า  $C_1, K_1, K_p$  ลงในสมการที่ 4-7

$$R_2 = \frac{0.08582}{4.7 \times 10^{-6} \times 13.4107}$$

$$R_2 = 1,362 \Omega$$

เลือกใช้  $R_1 = 1.3 k\Omega$

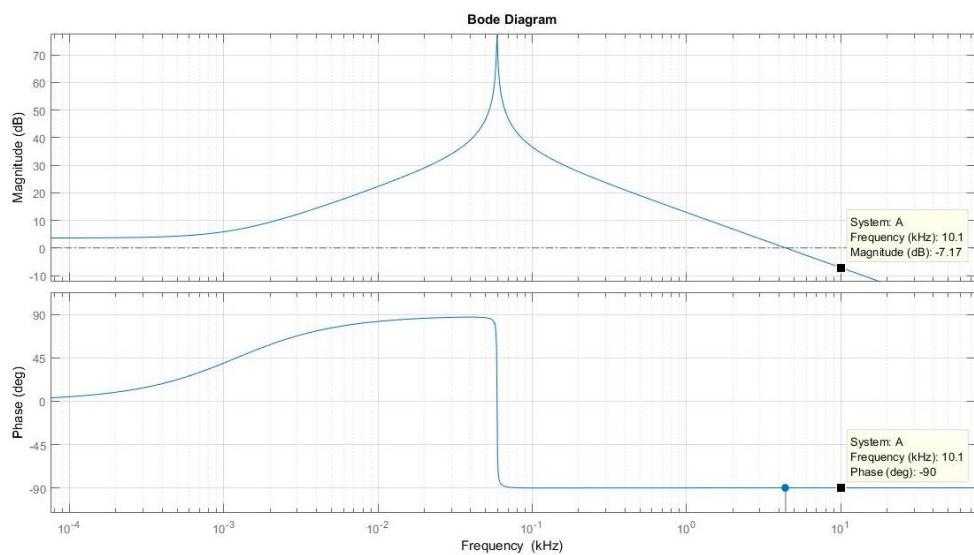
#### 4.1.3 การออกแบบตัวควบคุมการป้อนกลับกระแส

แทนค่า  $D = 0.18683, V_o = 400 V, L = 14.454 mH, i_L = 0.9245 A, C_o = 330 \mu F, R_L = 800 \Omega$  ในสมการที่ 4-9

$$\frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_s}{R_L(1-D)^3} \frac{2 + R_L C s}{\frac{LC}{(1-D)^2} s^2 + \frac{L}{R_L(1-D)^2} s + 1} \quad (4-9)$$

$$\frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{230}{800 \times (1 - 0.18683)^3} \frac{2 + (800 \times 330 \times 10^{-6})s}{\frac{14.454 \times 10^{-3} \times 330 \times 10^{-6}}{(1 - 0.18683)^2} s^2 + \frac{14.454 \times 10^{-3}}{800 \times (1 - 0.18683)^2} s + 1}$$

พิจารณาผลตอบสนองเชิงความถี่ของสมการที่ 4-9



ภาพที่ 4-3 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบุสต์แบบคลาสสิก บริดจ์เลสท์ความถี่ 10.1 kHz

ภาพที่ 4-3 แสดงให้เห็นถึงกราฟโนเบของสมการที่ 4-9 จากข้อกำหนดในการออกแบบ ตัวควบคุมป้อนกลับกระแสในภาคผนวก ข เลือกความถี่ตัดผ่านศูนย์ที่ 10.1 กิโลเฮิรตซ์ จะได้

$$\text{อัตราขยาย } M_c \text{ เท่ากับ } 10^{-\left(\frac{-7.17}{20}\right)} = 2.2829 \text{ และกำหนดค่ามุมเพื่อเฟสที่ } 60 \text{ จะได้มุม } \theta_c \text{ คือ}$$

$$\theta_c = -180 + \theta_M - \theta_P$$

$$\theta_c = -180 + 60 - (-90) = -30^\circ$$

แทนค่า  $M_c$  และ  $\theta_c$  ในสมการที่ ข-14

$$K_I = \frac{2.2829 \times 10.1 \times 10^3 \times 2\pi}{\sqrt{1 + (\tan(-30^\circ) + 90^\circ)^2}}$$

$$K_I = 72,436.61$$

แทนค่า  $K_I$  ในสมการที่ ข-13

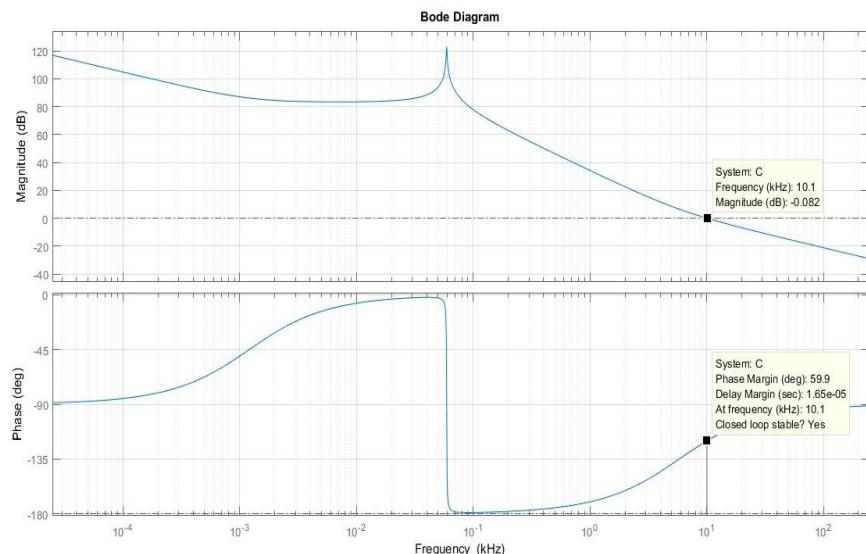
$$K_P = \frac{72,436.61 \tan(-25^\circ + 90^\circ)}{10.1 \times 10^3 \times 2\pi}$$

$$K_P = 1.977$$

แทนค่า  $K_p$  และ  $K_I$  ในสมการที่ ข-8

$$G_C(s) = \frac{36.639.66s + 1}{1.977s} \quad (4-10)$$

นำสมการที่ 4-9 คูณกับ 4-10 พิจารณาผลตอบสนองเชิงความถี่



ภาพที่ 4-4 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าสัมภาระแบบคลาสสิก บริจจ์เลสและตัวควบคุมที่ความถี่ 10.1 kHz

ภาพที่ 4-4 แสดงให้เห็นถึงกราฟโนบเดของสมการที่ 4-9 ที่ถูกควบคุมด้วยสมการที่ 4-10 จะเห็นได้ว่าความถี่ที่ 10.1 กิโลเฮิรตซ์ ค่าอัตราการขยายได้ตัดผ่านศูนย์ด้วยความชัน -20 dB/decade และมีค่ามุ่งเพื่อเฟสอยู่ที่ 60 องศา ซึ่งตรงกับค่าที่ออกแบบ

กำหนด  $C = 0.01 \mu F$

แทนค่า  $C_1, K_1$  ลงในสมการที่ ข-6

$$R_1 = \frac{1}{0.01 \times 10^{-6} \times 72,436.61}$$

$$R_1 = 1,380\Omega$$

เลือกใช้  $R_1 = 1.3 k\Omega$

แทนค่า  $C_1, K_1, K_p$  ลงในสมการที่ ข-7

$$R_2 = \frac{1.977}{0.01 \times 10^{-6} \times 72,436.61}$$

$$R_2 = 2,729\Omega$$

เลือกใช้  $R_i = 2.7 k\Omega$

#### 4.1.4 ออกแบบวงจรขยายผลต่าง

เลือกใช้ค่า  $R_s = 0.1 \Omega$  ควรเลือกค่าต่ำๆ เพื่อไม่ให้เกิดแรงดันตกคร่อมที่ตัวด้านท่านมาก ซึ่มีแรงดันตกคร่อมมากจะทำให้การอ้างอิงแรงดันที่ตัวควบคุมการป้อนกลับกระแสผิดเพี้ยนได้

$$I_L = I_{R_s} = 0.9245A$$

$$V_{in} = I_{R_s} \times R_s = 0.9245 \times 0.1$$

$$V_{in} = 0.09245 V$$

กำหนดค่า  $V_o$  ของวงจรขยายผลต่าง = 4 V

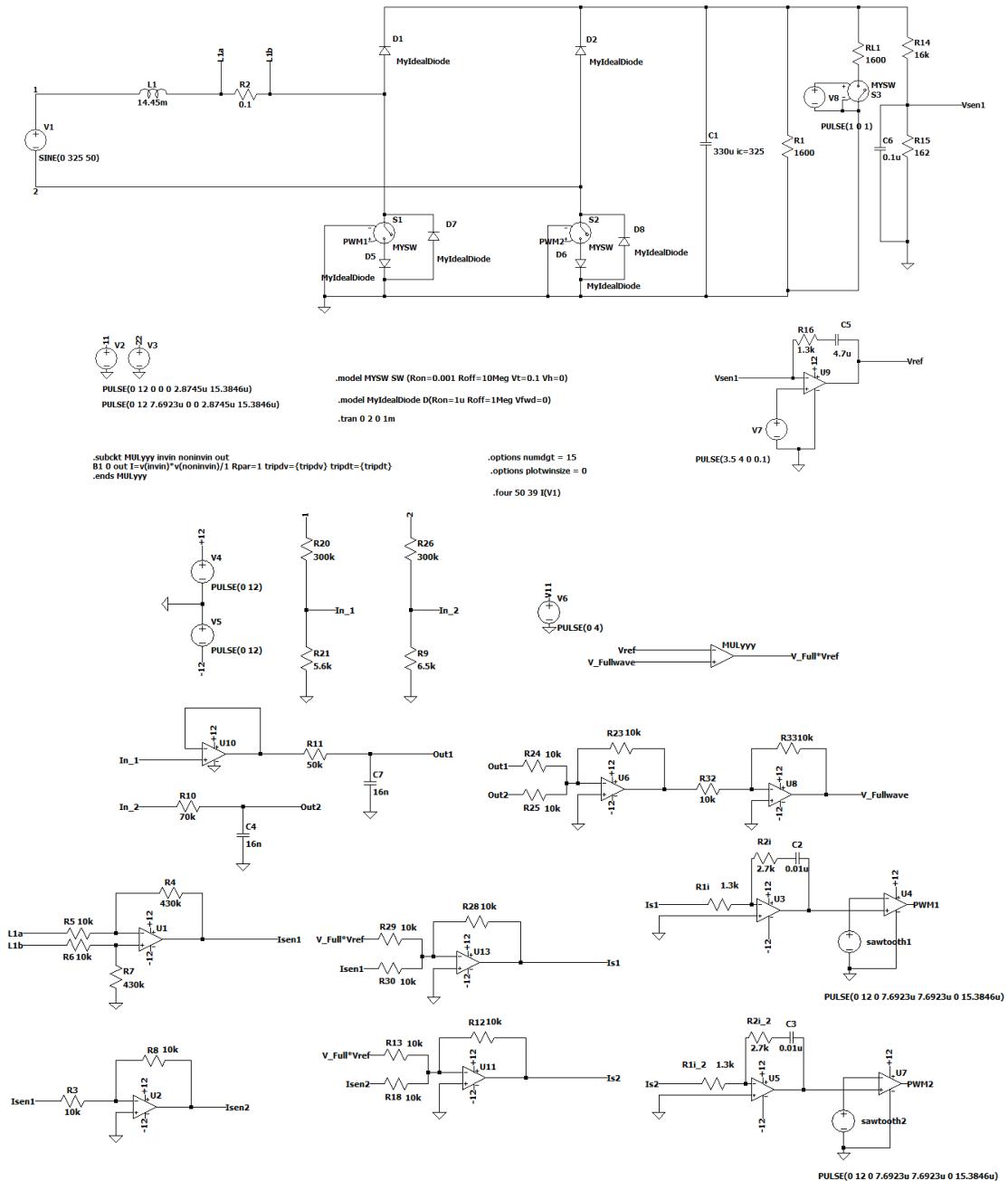
กำหนดค่า  $R_i = 20 k\Omega$

แทนค่า  $V_o, R_i, V_{in}$  ลงในสมการที่ ॥-2

$$4 = \frac{R_f}{20,000} \times 0.09245$$

$$R_f = 865,332 \Omega \text{ เลือกใช้ } R_f = 860 k\Omega$$

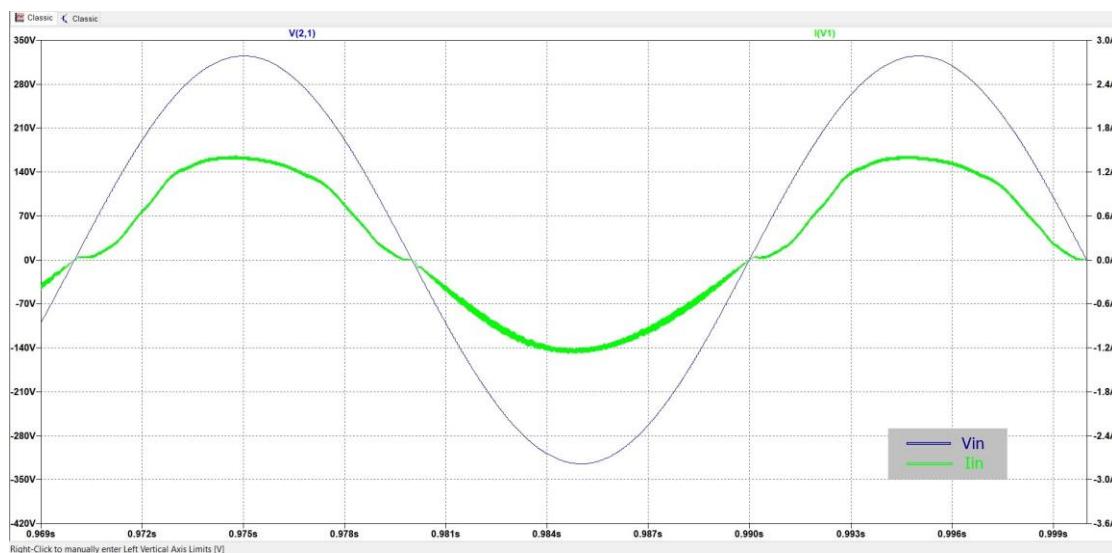
นำค่าที่ได้จากการคำนวณมาใส่ในวงจร



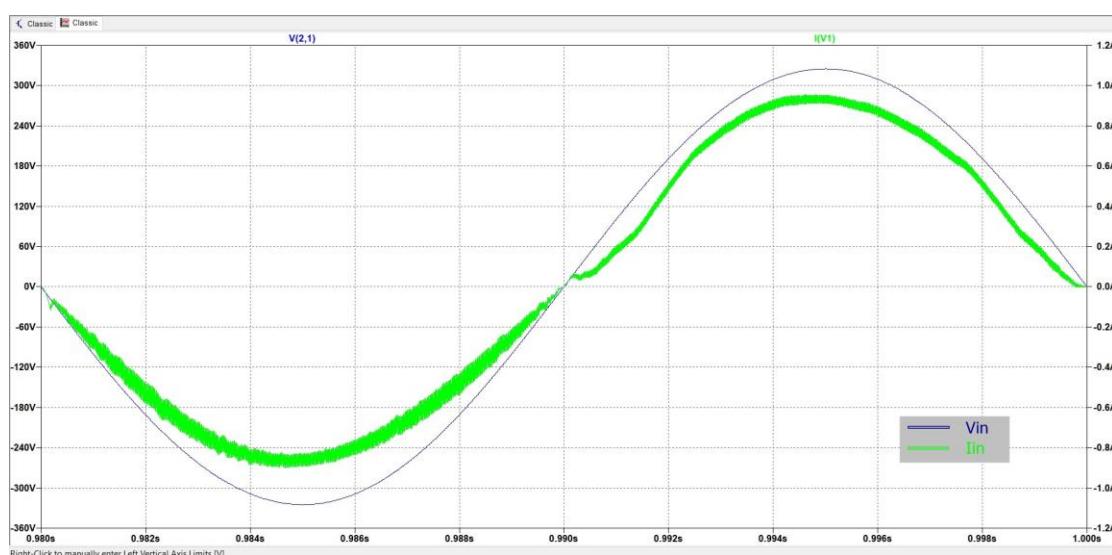
ภาพที่ 4-5 วงจรจำลองการต่อผ่านโปรแกรม LTspice

#### 4.1.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจรคลาสสิกบริจ์เลสเต้วย์โปรแกรม LTspice

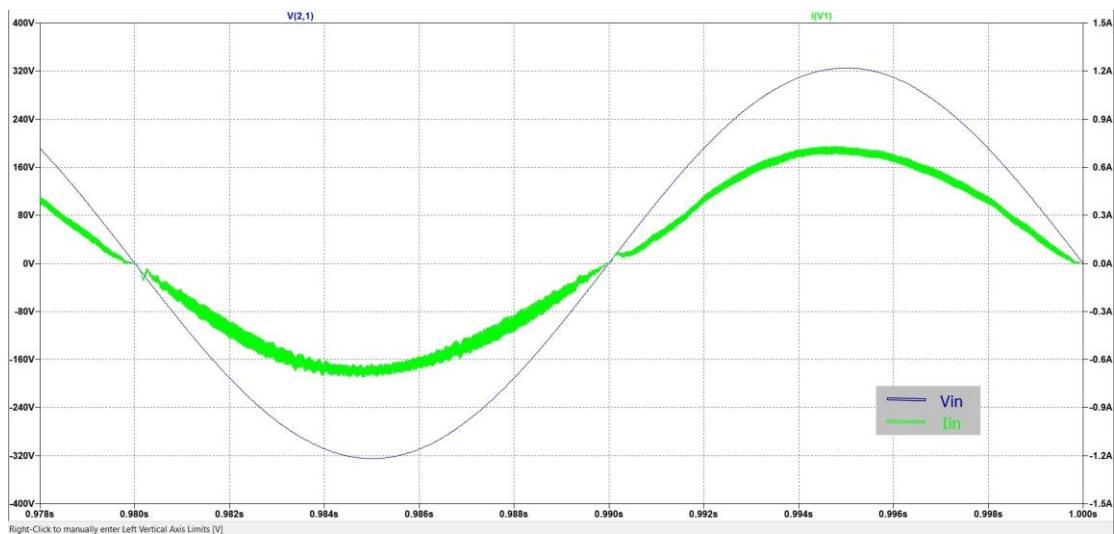
การจำลองการทำงานของวงจรที่มีความสามารถในการแก้ไขตัวประกอบกำลังที่โหลดค่าต่าง ๆ เพื่อตรวจสอบความสามารถในการติดตามสัญญาณอ้างอิงของตัวควบคุมกระแส ตรวจสอบสัญญาณกระแสอินพุตและมุนไฟฟ้าของกระแสอินพุตเทียบกับสัญญาณแรงดันเอาต์พุต



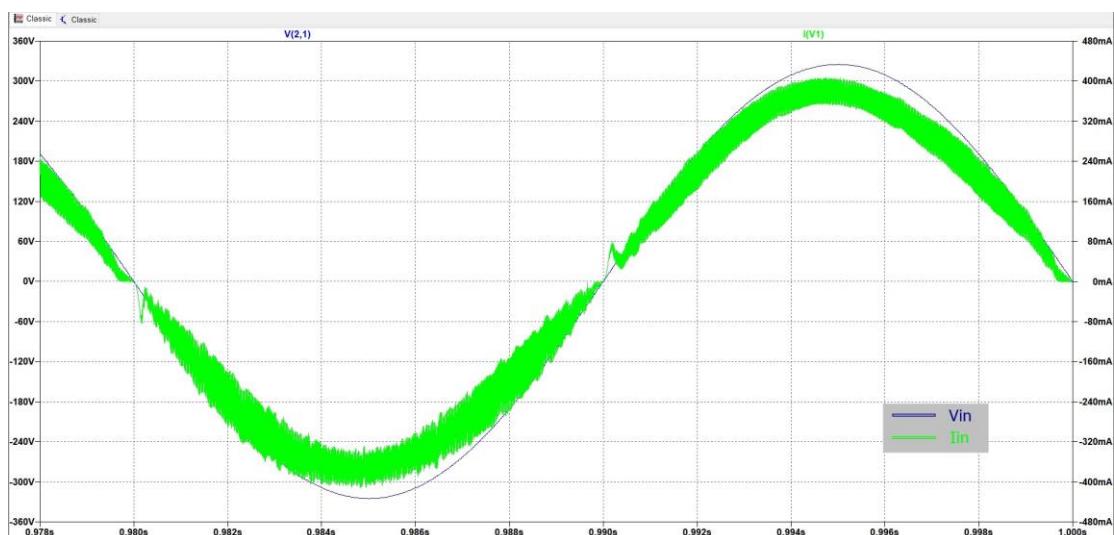
ภาพที่ 4-6 grahp แสดงการจำลองการทำงานของวงจรที่โหลด 100% ( $R_L = 800 \text{ ohm}$ )



ภาพที่ 4-7 grahp แสดงการจำลองการทำงานของวงจรที่โหลด 75% ( $R_L = 1200 \text{ ohm}$ )

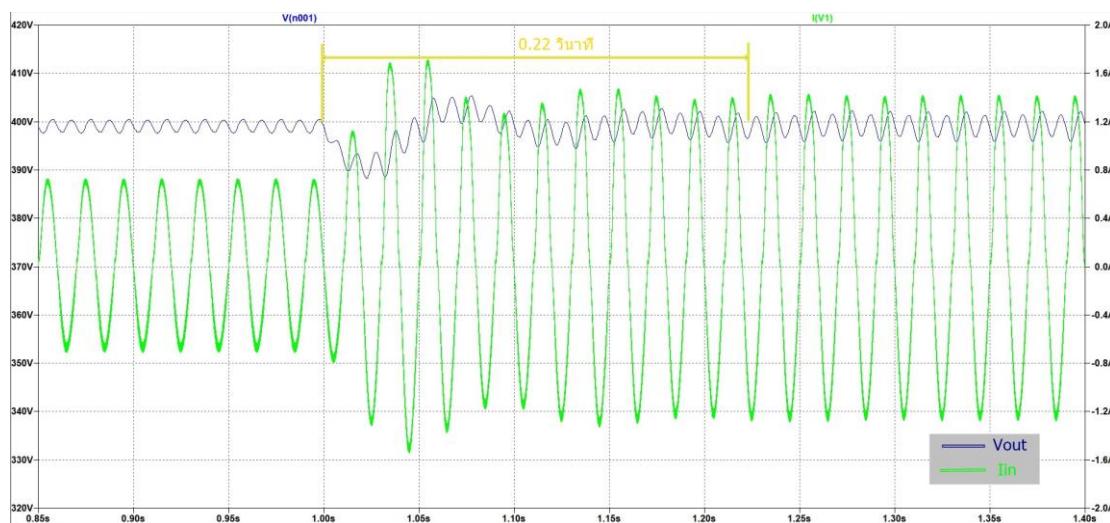


ภาพที่ 4-8 グラฟแสดงการจำลองการทำงานของวงจรที่โหลด 50% ( $R_L = 1600 \text{ ohm}$ )

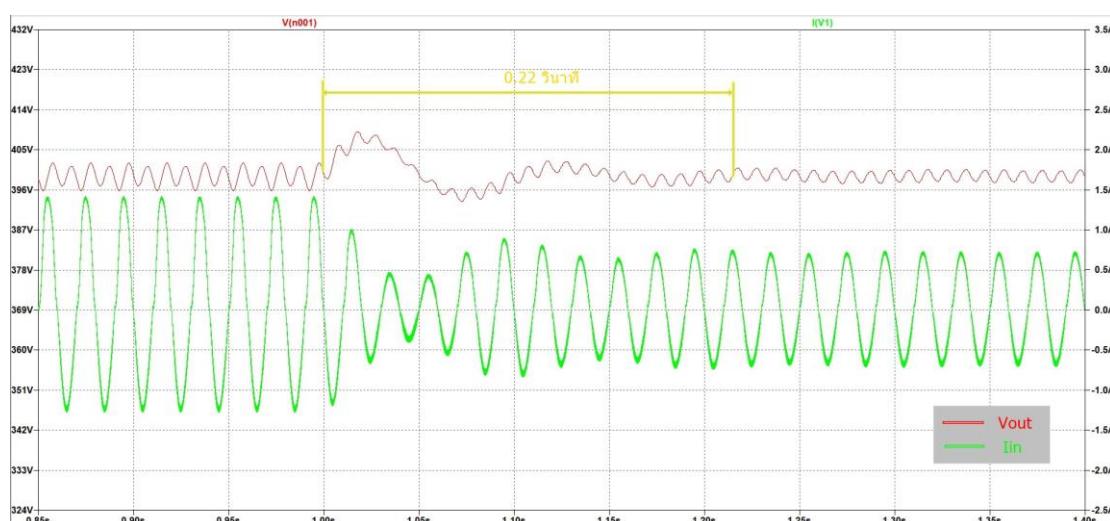


ภาพที่ 4-9 กราฟแสดงการจำลองการทำงานของวงจรที่โหลด 25% ( $R_L = 3200 \text{ ohm}$ )

จากผลการจำลองการทำงานที่ค่า  $R_L$  ค่าต่าง ๆ ภาพที่ 4-6 แสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมกระแสสามารถติดตามสัญญาณอ้างอิงได้ดี ส่งผลให้กระแสอินพุตมีรูปร่างสัญญาณใกล้เคียงกับสัญญาณไซนุซอยด์และมีมุมเฟสตรงกับสัญญาณแรงดันเอาท์พุต และจากการที่ 4-7, 4-8, 4-9 เมื่อเราทำการลดโหลดลงมาจะเห็นว่าตัวควบคุมกระแสยังสามารถทำงานได้ดี ซึ่งทำให้กระแสอินพุตมีรูปร่างใกล้เคียงสัญญาณไซนุซอยด์

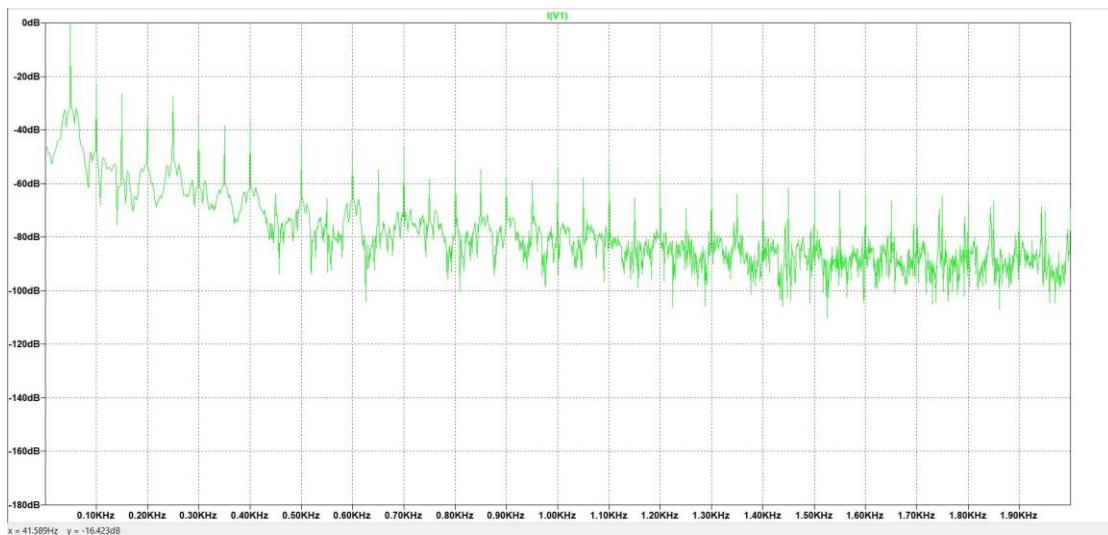


ภาพที่ 4-10 แสดงการเปลี่ยนแปลงโหลดจาก 50% เป็น 100%



ภาพที่ 4-11 แสดงการเปลี่ยนแปลงโหลดจาก 100% เป็น 50%

ผลจำลองการทำงานเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าโหลดเพิ่มขึ้นและลดลงระหว่าง 50% และ 100% แสดงดังภาพที่ 4-10 และภาพที่ 4-11 จะเห็นว่าตัวควบคุมแรงดันสามารถรักษาแรงดันเอาไว้พุตให้คงที่ไว้ที่ประมาณ 400 โวลต์ โดยที่ค่าโหลด 50% และ 100% ผลตอบสนองของแรงดันเอาไว้พุตมีระยะเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวที่เวลาประมาณ 0.22 วินาที เมื่อถูกค่า Fast Fourier Transform : FFT ของกระแสอินพุตที่ค่าโหลด 100% ( $R_L = 800 \text{ ohm}$ )



ภาพที่ 4-12 แสดงการวัดค่า FFT ของกระแสอินพุต

นำค่ากระแสแต่ละอันดับที่ได้จากการทำ FFT ในตารางที่ 4-4 มาคำนวณเพื่อหาค่า

$$\text{THD}_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (i_{n,\text{rms}})^2}}{i_{1,\text{rms}}}$$

$$\text{THD}_i = 6.753 \%$$

ตารางที่ 4-1 ผลการจำลองที่โหลดต่าง ๆ ของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบูสต์แบบคลาสสิกบริจ์เดส

ตารางเทียบการเปลี่ยนโหลด										
Load	Rload	Vin,rms	Iin,rms	Pin	Vout	Iout	Pout	Frequency	Efficiency	P.F.
100%	800 ohm	229.81V	917.99mA	209.79W	399.06V	498.83 mA	199.07W	65.39kHz	94.89%	0.995
75%	1200 ohm	229.81V	630.19mA	143.98W	399.15V	332.62mA	132.77W	64.94kHz	92.21%	0.997
50%	1600 ohm	231.22V	486.31mA	111.75W	399.1V	249.44mA	99.553W	66.14kHz	89.09%	0.997
25%	3200 ohm	227.35V	264.08mA	59.468W	399.11V	124.72mA	49.78W	64.62kHz	83.71%	0.997

## 4.2 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าสัม-ไฟฟาระบบที่แบบเชมิบริดจ์เลส

### 4.2.1 การออกแบบวงจร

$$\text{กำหนด } V_{\text{in}} = 230 \text{ Vac}/50\text{Hz}$$

$$V_o = 400 \text{ V}$$

$$P_o = 200 \text{ W}$$

$$\text{PF} = 0.99$$

$$\eta = 95\%$$

Switching Frequency 65 kHz

#### 4.2.1.1 การหา $I_{\text{out}}$

$$I_{\text{out,max}} = \frac{P_{o,\text{max}}}{V_o} \quad (4-11)$$

$$I_{\text{out,max}} = \frac{200}{400} = 0.5 \text{ A}$$

#### 4.2.1.2 การหา Duty Cycle

$$\frac{V_o}{V_{\text{in,max}}} = \frac{1}{1-D} \quad (4-12)$$

$$\frac{400}{230 \times \sqrt{2}} = \frac{1}{1-D}$$

$$D=0.18683$$

#### 4.2.1.3 การหาค่า $i_L$

$$i_L = \frac{P_o}{\eta V_{\text{in,rms}} \text{PF}} \quad (4-13)$$

$$i_L = \frac{200}{0.95 \times 230 \times 0.99} = 0.9245 \text{ A}$$

#### 4.2.1.4 หาค่าตัวหนี่ยวน้ำที่เล็กที่สุดที่จะทำให้วงจรทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง

$$L_{\text{min}} = \frac{D(1-D)^2 \frac{V_o}{I_o}}{2f_{\text{sw}}} \quad (4-14)$$

$$L_{\text{min}} = \frac{0.18683 \times (1 - 0.18683)^2 \times (\frac{400}{0.5})}{2 \times 65 \times 10^3}$$

$$L_{\text{min}} = 0.7602 \text{ mH}$$

4.2.1.5 หาค่าตัวหนี่ยนนำที่ทำให้กระแสไฟลผ่านตัวหนี่ยนนำเปลี่ยนแปลงได้ 7%

$$\Delta i_L = \frac{V_{in,max} DT}{L} \quad (4-15)$$

$$\Delta i_L = 0.07 \times 0.924 = 0.06468$$

$$0.06468 = \frac{230 \times \sqrt{2} \times 0.18683 \times \frac{1}{65 \times 10^3}}{L}$$

$$L = 14.454 \text{ mH}$$

4.2.1.6 หาค่าตัวเก็บประจุของแรงดันไฟฟ้าด้านออก  $C_o$

กำหนดค่า Hold-up time = 20 ms และ  $V_{o,min} = 360 \text{ V}$  อ้างอิงจากการดีไซน์ของในวิทยานิพนธ์ของ ณัฐวุฒิ บุญตา วัชรพร สุขสมกิจ การควบคุมในโหมดกระแสเฉลี่ยของวงจรแปลงผันไฟฟ้าลับ-ไฟฟาระบบที่สามการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

$$C_o = \frac{2 \times P_o \times T_{hold}}{V_o^2 - V_{o,min}^2} \quad (4-16)$$

$$C_o = \frac{2 \times 200 \times 20 \times 10^{-3}}{400^2 - 360^2}$$

$$C_o = 263.158 \mu\text{F}$$

เลือกค่า  $C = 330 \mu\text{F}$

4.2.2 การออกแบบตัวควบคุมการป้อนกลับแรงดัน

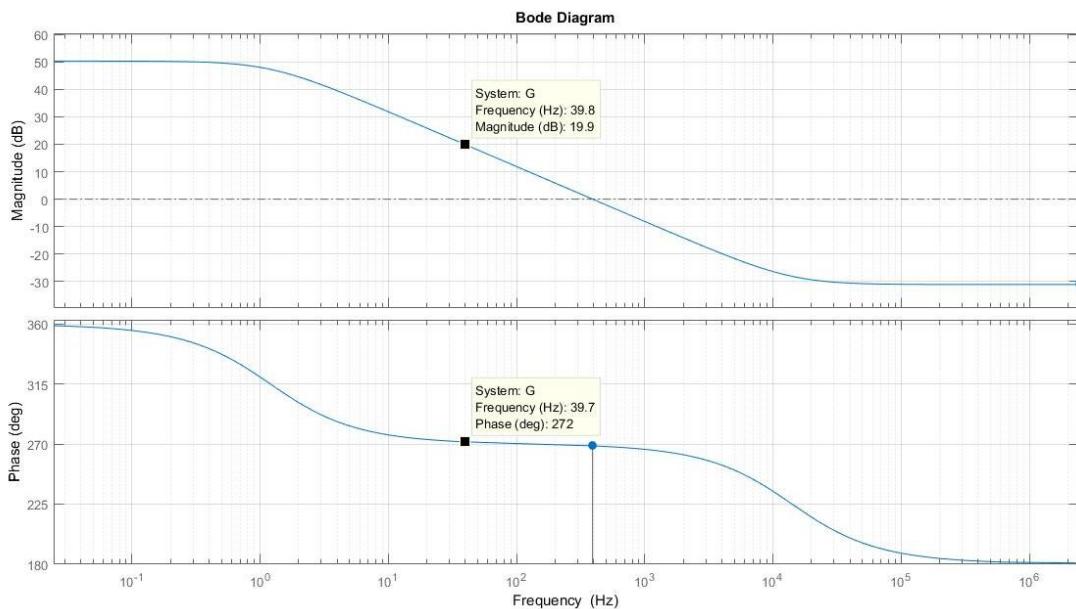
แทนค่า  $D = 0.18683$ ,  $V_o = 400 \text{ V}$ ,  $L = 14.454 \text{ mH}$ ,  $i_L = 0.9245 \text{ A}$ ,  $C_o = 330 \mu\text{F}$ ,  $R_L = 800 \Omega$  ในสมการที่ 3-3

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{R_L(1-D) - \frac{L}{1-D}s}{R_L C s + 2} \quad (4-17)$$

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{800 \times (1 - 0.18683) - \frac{14.454 \times 10^{-3}}{1 - 0.18683}s}{(800 \times 330 \times 10^{-6})s + 2}$$

$$\frac{v_o(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{-(17.77 \times 10^{-3})s + 650.536}{0.264s + 2}$$

พิจารณาผลตอบสนองเชิงความถี่ของสมการที่ 4-17



ภาพที่ 4-13 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบูสต์แบบเชมิบридจ์ เลสท์ความถี่ 39.8 Hz

ภาพที่ 4-13 แสดงให้เห็นถึงกราฟใบเดียวของสมการที่ 4-17 จากข้อกำหนดในการออกแบบด้วยความคุณปัจจัยคลับแรงดันในภาคผนวก ข เลือกใช้ความถี่ตัดผ่านศูนย์ที่ 39.8 เฮิรตซ์ จะได้อัตรายาก  $M_C$  เท่ากับ  $10^{\frac{-19.9}{20}} = 0.1012$  และกำหนดค่ามุมเพื่อเฟสที่ 60 จะได้มุม  $\theta_C$  คือ

$$\theta_C = -180 + \theta_M - \theta_P$$

$$\theta_C = -180 + 60 - (-88) = -32^\circ$$

แทนค่า  $M_C$  และ  $\theta_C$  ในสมการที่ 4-14

$$K_I = \frac{0.1012 \times 39.8 \times 2\pi}{\sqrt{1 + (\tan(-32^\circ + 90^\circ))^2}}$$

$$K_I = 13.4107$$

แทนค่า  $K_p$  ในสมการที่ ข-13

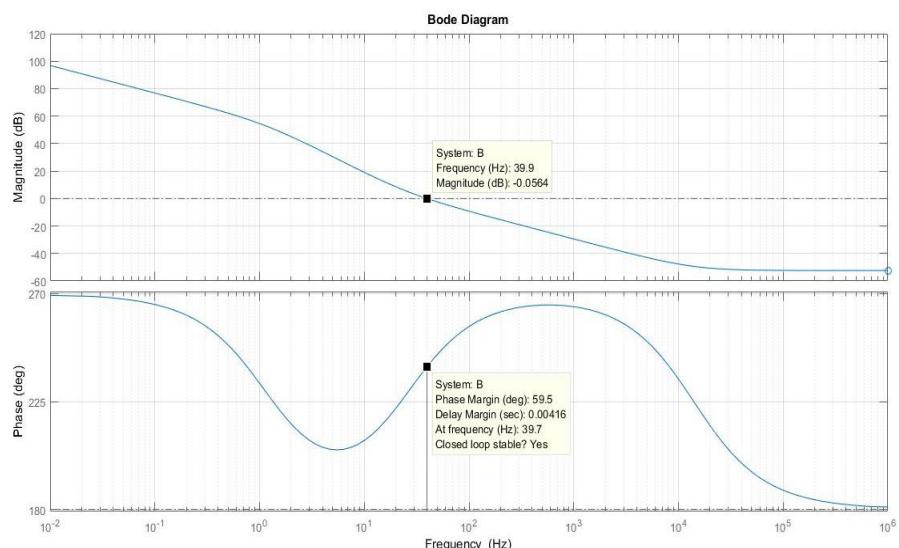
$$K_p = \frac{13.4107 \tan(-32^\circ + 90^\circ)}{39.8 \times 2\pi}$$

$$K_p = 0.08582$$

แทนค่า  $K_p$  และ  $K_i$  ในสมการที่ ข-8

$$G_c(s) = \frac{0.0064s + 1}{13.4107s} \quad (4-18)$$

นำสมการที่ 4-17 คูณกับ 4-18 พิจารณาผลตอบสนองเชิงความถี่



ภาพที่ 4-14 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรแปลงผันกำลังไฟสัมบ-ไฟตรงบุสต์แบบเชมิบริดจ์ เลสและตัวควบคุมที่ความถี่ 39.9 Hz

ภาพที่ 4-14 แสดงให้เห็นถึงกราฟโบนเดของสมการที่ 4-17 ที่ถูกควบคุมด้วยสมการที่ 4-18 จะเห็นได้ว่าที่ความถี่ 39.9 Hz ค่าอัตราขยายได้ตัดผ่านศูนย์ด้วยความชัน -20 dB/decade และมีค่ามุมเพื่อเฟสอยู่ที่ 60 ซึ่งตรงกับค่าที่ออกแบบ

กำหนดค่า  $C_1 = 4.7 \mu F$

แทนค่า  $C_1, K_i$  ลงในสมการที่ ข-5

$$R_1 = \frac{1}{4.7 \times 10^{-6} \times 13.4107}$$

$$R_1 = 15,865\Omega$$

เลือกใช้  $R_1 = 16 \text{ k}\Omega$

แทนค่า  $C_1, K_1, K_p$  ลงในสมการที่ 4-7

$$R_2 = \frac{0.08582}{4.7 \times 10^{-6} \times 13.4107}$$

$$R_2 = 1,362\Omega$$

เลือกใช้  $R_1 = 1.3 \text{ k}\Omega$

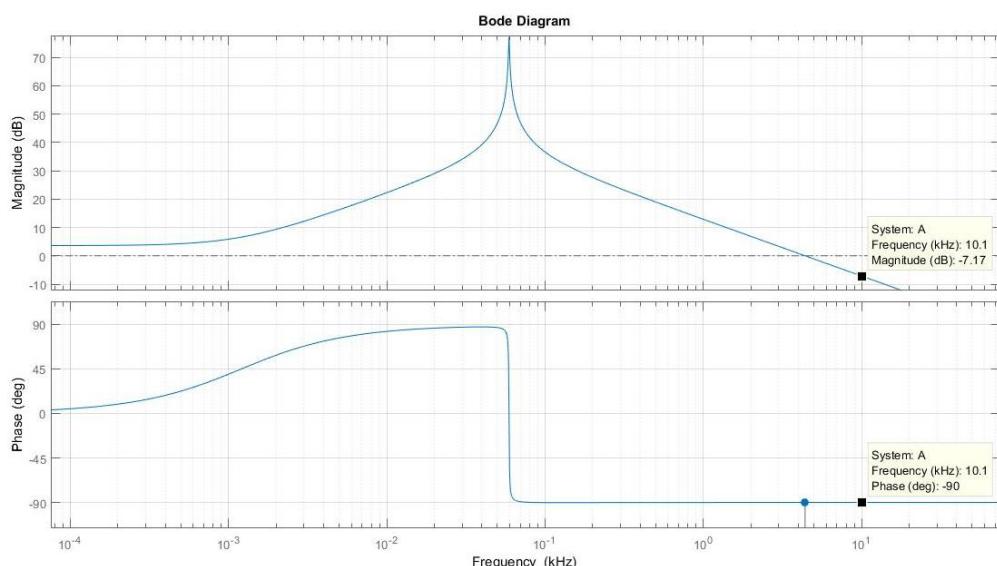
#### 4.2.3 การออกแบบตัวควบคุมการป้อนกลับกระแส

แทนค่า  $D = 0.18683, V_o = 400 \text{ V}, L = 14.454 \text{ mH}, i_L = 0.9245 \text{ A}, C_o = 330 \mu\text{F}, R_L = 800 \Omega$  ในสมการที่ 3-4

$$\frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_s}{R_L(1-D)^3} \frac{2 + R_L C s}{\frac{LC}{(1-D)^2} s^2 + \frac{L}{R_L(1-D)^2} s + 1} \quad (4-19)$$

$$\frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{230}{800 \times (1 - 0.18683)^3} \frac{2 + (800 \times 330 \times 10^{-6})s}{\frac{14.454 \times 10^{-3} \times 330 \times 10^{-6}}{(1 - 0.18683)^2} s^2 + \frac{14.454 \times 10^{-3}}{800 \times (1 - 0.18683)^2} s + 1}$$

พิจารณาผลตอบสนองเชิงความถี่ของสมการที่ 4-19



ภาพที่ 4-15 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบุสต์แบบเชมิบридจ์ เลสที่ความถี่ 10.1 kHz

ภาพที่ 4-15 แสดงให้เห็นถึงกราฟโนบเดของสมการที่ 4-19 จากข้อกำหนดในการออกแบบตัวควบคุมป้อนกลับกระแสในภาคผนวก ฯ เลือกความถี่ตัดผ่านศูนย์ที่ 10.1 กิโลเฮิรตซ์ จะได้อัตราขยาย  $M_C$  เท่ากับ  $10^{-\left(\frac{-7.17}{20}\right)} = 2.2829$  และกำหนดค่ามุมเพื่อเฟสที่ 60 จะได้มุม  $\theta_C$  คือ

$$\theta_C = -180 + \theta_M - \theta_P$$

$$\theta_C = -180 + 60 - (-90) = -30^\circ$$

แทนค่า  $M_C$  และ  $\theta_C$  ในสมการที่ ช-14

$$K_I = \frac{2.2829 \times 10.1 \times 10^3 \times 2\pi}{\sqrt{1 + (\tan(-30^\circ + 90^\circ))^2}}$$

$$K_I = 72,436.61$$

แทนค่า  $K_I$  ในสมการที่ ช-13

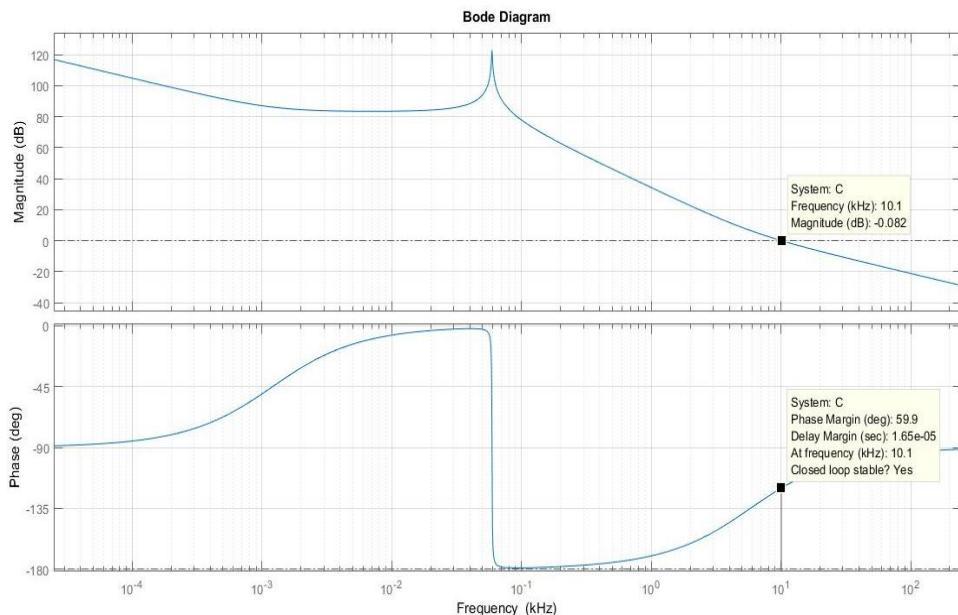
$$K_P = \frac{72,436.61 \tan(-25^\circ + 90^\circ)}{10.1 \times 10^3 \times 2\pi}$$

$$K_P = 1.977$$

แทนค่า  $K_P$  และ  $K_I$  ในสมการที่ ช-8

$$G_C(s) = \frac{36.639.66s + 1}{1.977s} \quad (4-20)$$

นำสมการที่ 4-19 คูณกับ 4-20 พิจารณาผลตอบสนองเชิงความถี่



ภาพที่ 4-16 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าสัม-ไฟฟาระบบทแบบเชมิบридจ์ เลสและตัวควบคุมที่ความถี่ 10.1 kHz

ภาพที่ 4-16 แสดงให้เห็นถึงกราฟโดยเดบองสมการที่ 4-19 ที่ถูกควบคุมด้วยสมการที่ 4-20 จะเห็นได้ว่าความถี่ที่ 10.1 กิโลเฮิรตซ์ ค่าอัตราการขยายได้ตัดผ่านศูนย์ด้วยความชัน -20 dB/decade และมีค่ามุมเพื่อเฟสอยู่ที่ 60 องศา ซึ่งตรงกับค่าที่ออกแบบ

กำหนด  $C = 0.01 \mu\text{F}$

แทนค่า  $C_1, K_1$  ลงในสมการที่ ข-6

$$R_1 = \frac{1}{0.01 \times 10^{-6} \times 72,436.61}$$

$$R_1 = 1,380\Omega$$

เลือกใช้  $R_1 = 1.3 \text{ k}\Omega$

แทนค่า  $C_1, K_1, K_p$  ลงในสมการที่ ข-7

$$R_2 = \frac{1.977}{0.01 \times 10^{-6} \times 72,436.61}$$

$$R_2 = 2,729 \Omega$$

เลือกใช้  $R_L = 2.7 \text{ k}\Omega$

#### 4.2.4 ออกแบบวงจรขยายผลต่าง

เลือกใช้ค่า  $R_s = 0.1 \Omega$  ควรเลือกค่าต่ำ ๆ เพื่อไม่ให้เกิดแรงดันตกคร่อมที่ตัวด้านท่านมาก ถ้ามีแรงดันตกคร่อมมากจะทำให้การอ้างอิงแรงดันที่ตัวควบคุมการป้อนกลับกระแสเพิ่มได้

$$I_L = I_{R_s} = 0.9245 \text{ A}$$

$$V_{in} = I_{R_s} \times R_s = 0.9245 \times 0.1$$

$$V_{in} = 0.09245 \text{ V}$$

กำหนดค่า  $V_o$  ของวงจรขยายผลต่าง = 4 V.

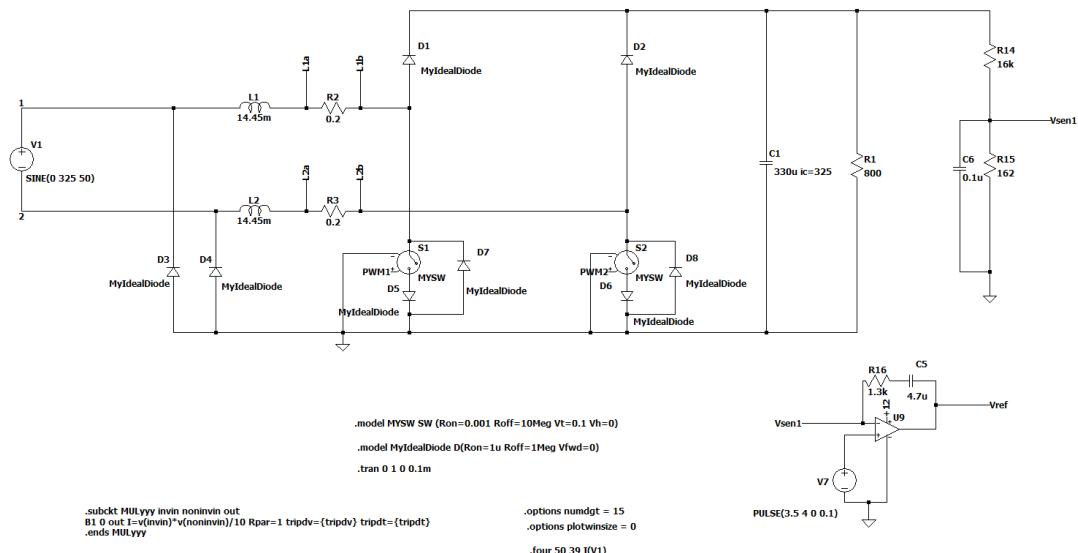
กำหนดค่า  $R_i = 20 \text{ k}\Omega$

แทนค่า  $V_o, R_i, V_{in}$  ลงในสมการที่ ॥-1

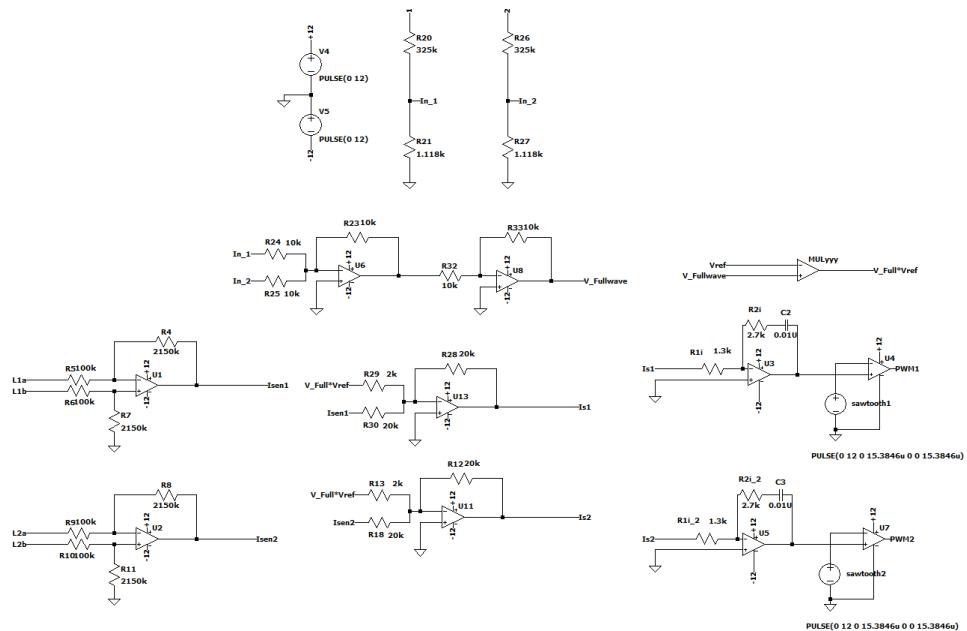
$$4 = \frac{R_f}{20,000} \times 0.09245$$

$$R_f = 865,332 \Omega \text{ เลือกใช้ } R_f = 860 \text{ k}\Omega$$

นำค่าที่ได้จากการคำนวณมาใส่ในวงจร



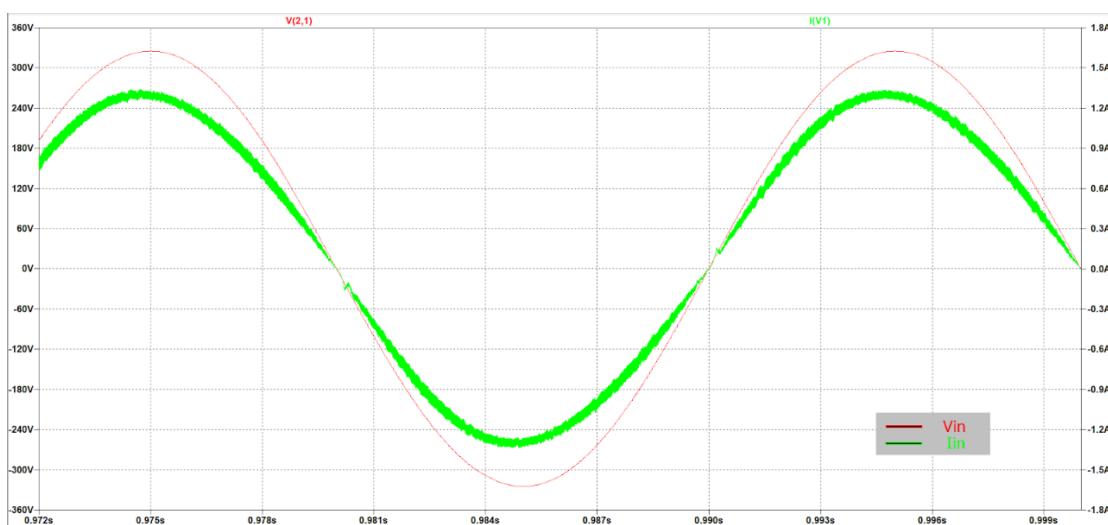
ภาพที่ 4-17 วงจรจำลองการต่อผ่านโปรแกรม LTspice



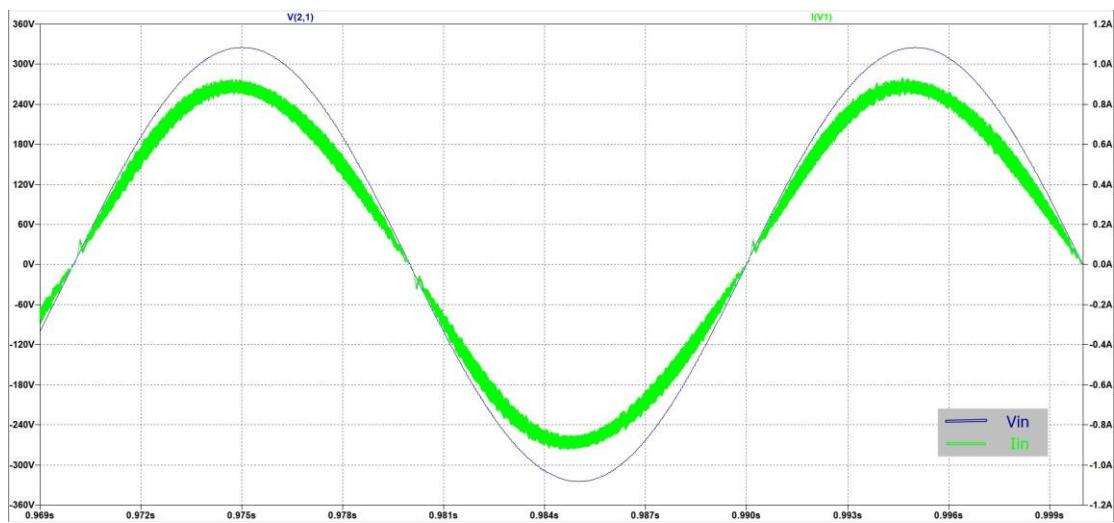
ภาพที่ 4-17 (ต่อ) วงจรจำลองการทำงานต่อผ่านโปรแกรม LTspice

#### 4.2.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจรเชมิบริดจ์เลสด้วยโปรแกรม LTspice

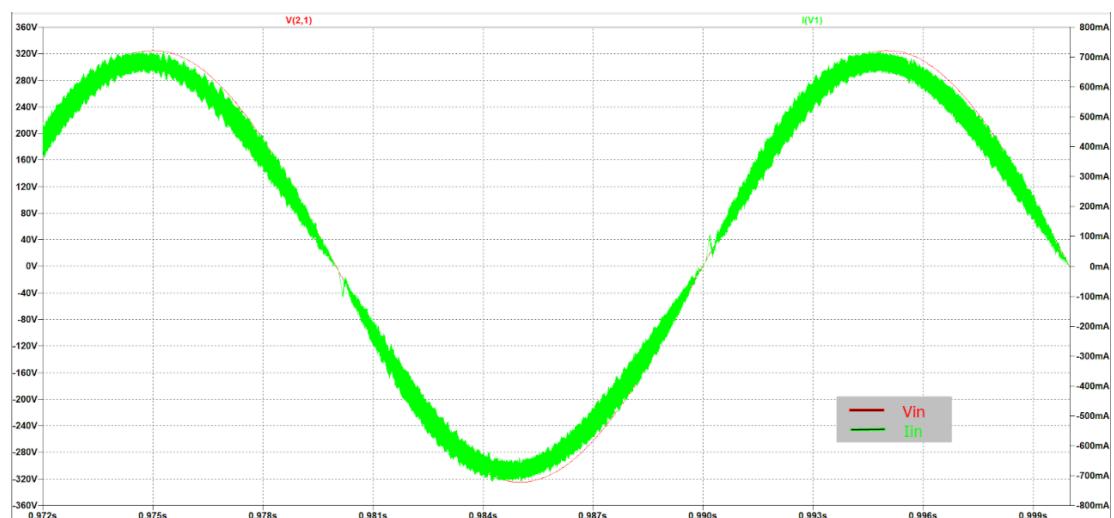
การจำลองการทำงานของวงจรที่มีความสามารถในการแก้ไขตัวประกอบกำลังที่โหลดค่าต่าง ๆ เพื่อตรวจสอบความสามารถในการติดตามสัญญาณอ้างอิงของตัวควบคุมกระแส ตรวจสอบสัญญาณกระแสอินพุตและมุมไฟฟ้าของกระแสอินพุตเทียบกับสัญญาณแรงดันเอาท์พุต



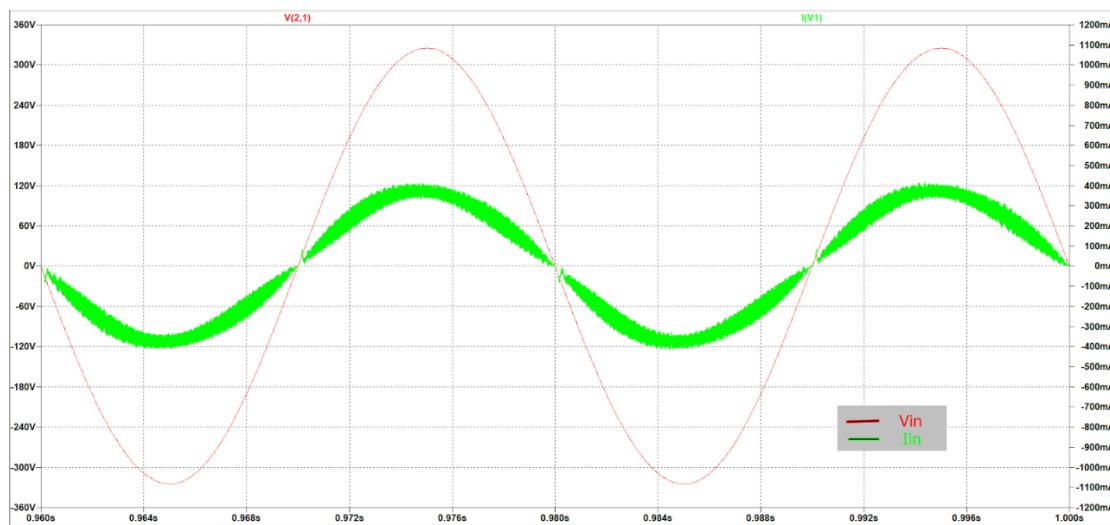
ภาพที่ 4-18 กราฟแสดงการจำลองการทำงานของวงจรที่โหลด 100% ( $R_L = 800 \text{ ohm}$ )



ภาพที่ 4-19 กราฟแสดงการจำลองการทำงานของวงจรที่โหลด 75% ( $R_L = 1200 \text{ ohm}$ )

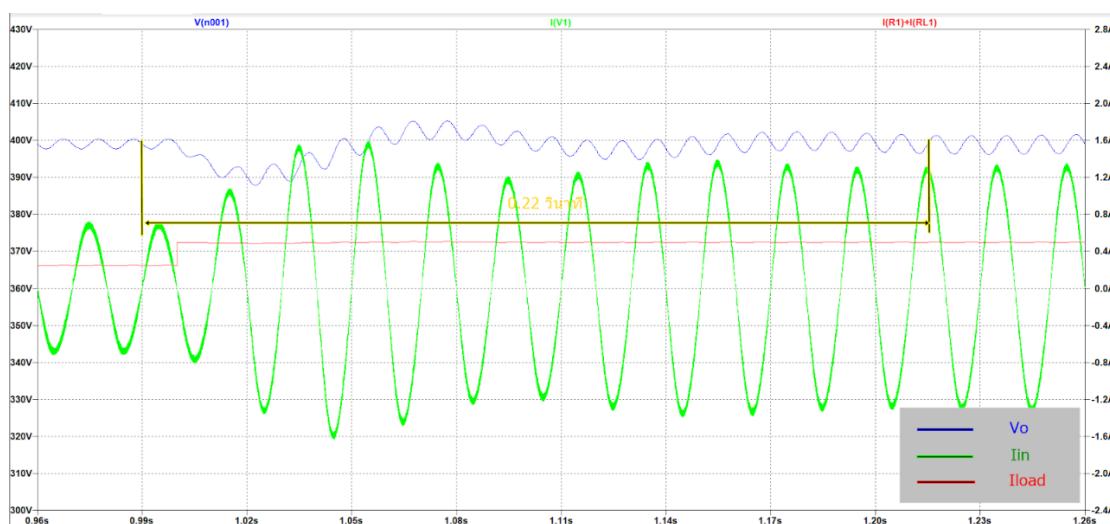


ภาพที่ 4-20 กราฟแสดงการจำลองการทำงานของวงจรที่โหลด 50% ( $R_L = 1600 \text{ ohm}$ )

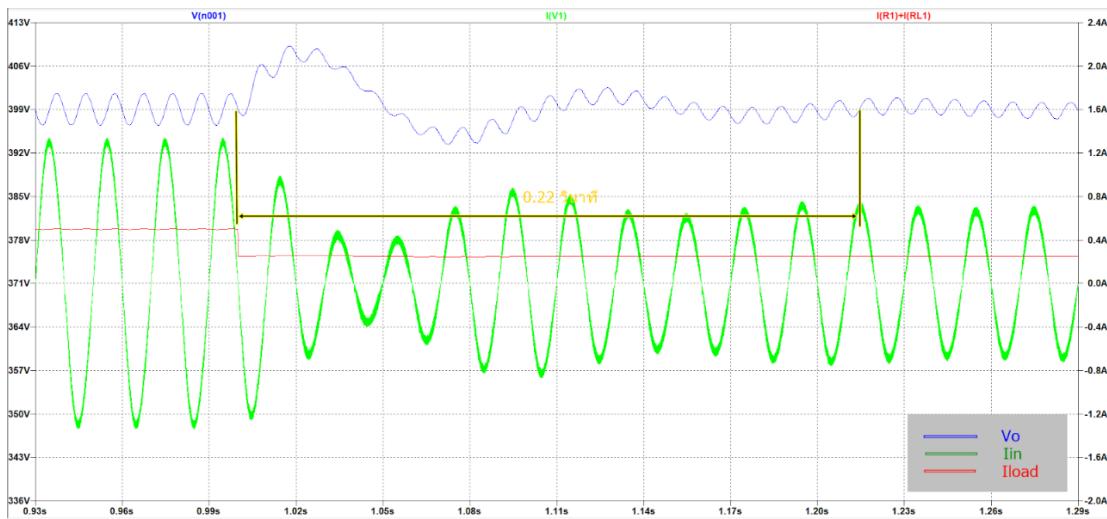


ภาพที่ 4-21 กราฟแสดงการจำลองการทำงานของวงจรที่โหลด 25% ( $R_L = 3200 \text{ ohm}$ )

จากผลการจำลองการทำงานที่ค่า  $R_L$  ค่าต่าง ๆ ภาพที่ 4-18 แสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมกระแสสามารถติดตามสัญญาณอ้างอิงได้ดี ส่งผลให้กระแสอินพุตมีรูปร่างสัญญาณใกล้เคียงกับสัญญาณไซนัสอยู่ดีและมีมุมเฟสตรงกับสัญญาณแรงดันเอาต์พุต และจากภาพที่ 4-19, 4-20, 4-21 เมื่อเราทำการลดโหลดลงมาจะเห็นว่าตัวควบคุมกระแสยังสามารถทำงานได้ดี ซึ่งทำให้กระแสอินพุตมีรูปร่างใกล้เคียงสัญญาณไซนัสอยู่ดี

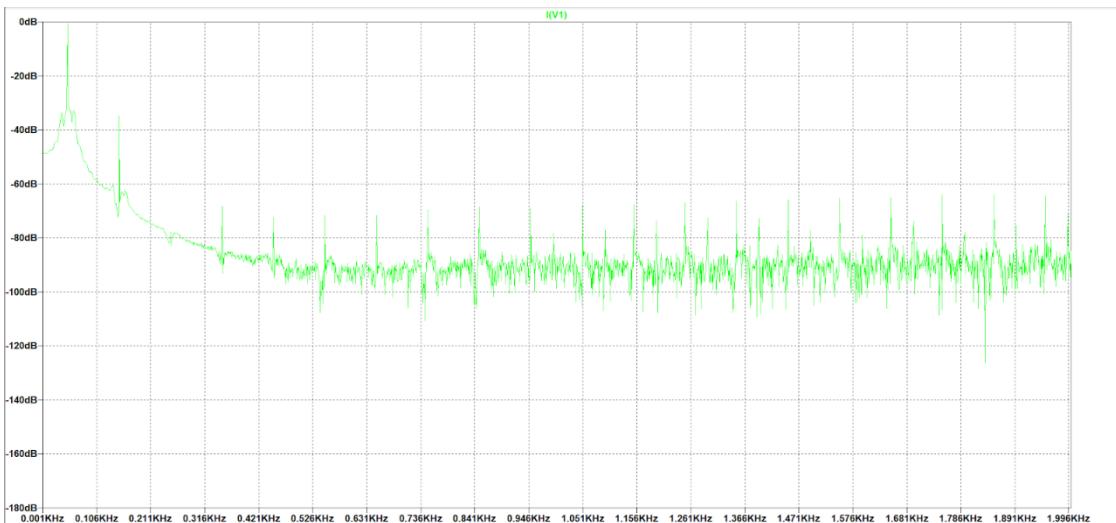


ภาพที่ 4-22 แสดงการเปลี่ยนแปลงโหลดจาก 50% เป็น 100%



ภาพที่ 4-23 แสดงการเปลี่ยนแปลงโหลดจาก 100% เป็น 50%

ผลจำลองการทำงานเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าโหลดเพิ่มขึ้นและลดลงระหว่าง 50% และ 100% แสดงดังภาพที่ 4-22 และภาพที่ 4-23 จะเห็นว่าตัวควบคุมแรงดันสามารถรักษาระดับแรงดัน เอ้าต์พุตให้คงที่ไว้ที่ประมาณ 400 โวลต์ โดยที่ค่าโหลด 50% และ 100% ผลตอบสนองของแรงดัน เอ้าต์พุตมีระยะเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวที่เวลาประมาณ 0.22 วินาที เมื่อดูค่า Fast Fourier Transform : FFT ของกระแสอินพุตที่ค่าโหลด 100% ( $R_L = 800 \text{ ohm}$ )



ภาพที่ 4-24 แสดงการวัดค่า FFT ของกระแสอินพุต

นำค่ากระแสแต่ละอันดับที่ได้จากการทำ FFT ในตารางที่ 4-4 มาคำนวณเพื่อหาค่า

$$\text{THD}_i = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (i_{n,\text{rms}})^2} / i_{1,\text{rms}}$$

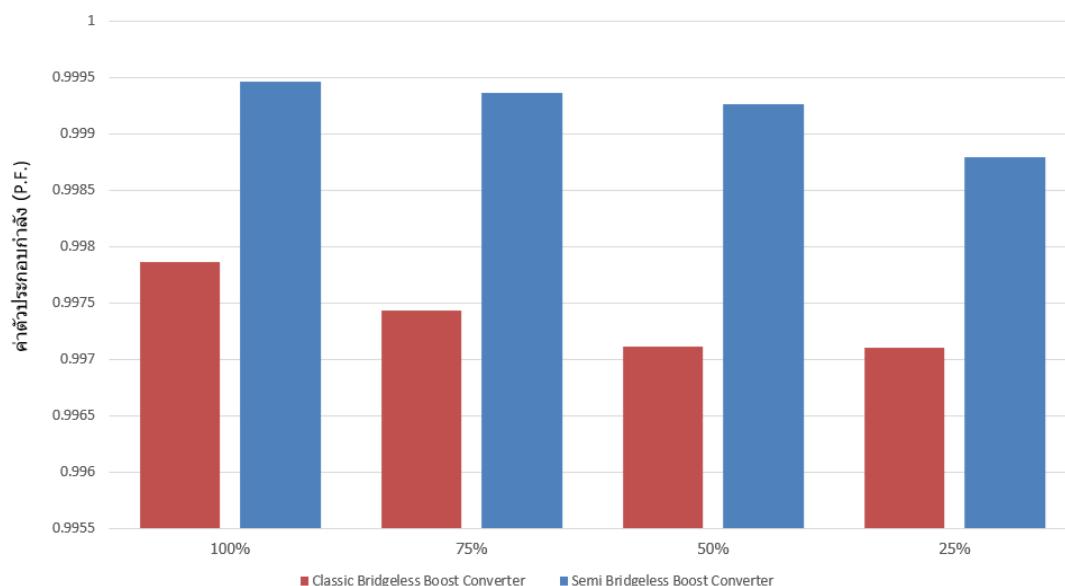
$$\text{THD}_i = 2.09\%$$

ตารางที่ 4-2 ผลการจำลองที่โหลดต่าง ๆ ของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบุสต์แบบ เช่นนิบริดจ์เลส

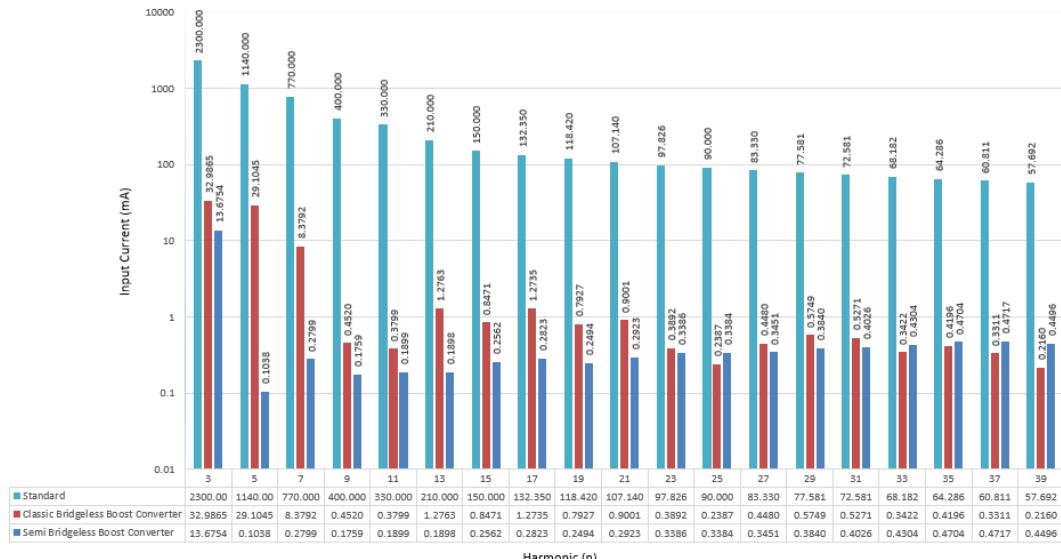
ตารางเทียบ การเปลี่ยนโหลด										
Load	Rload	Vin,rms	Iin,rms	Pin	Vout	Iout	Pout	Frequency	Efficiency	P.F.
100%	800 ohm	229.81V	917.58 mA	211.97W	399.16V	498.95mA	199.16W	65.59kHz	93.96%	0.999
75%	1200 ohm	229.81V	624.27mA	143.26W	399.06V	332.55mA	132.71W	65.87kHz	92.64%	0.999
50%	1600 ohm	229.81V	479.86mA	110.05W	399.06V	249.41mA	99.53W	64.13kHz	90.44%	0.999
25%	3200 ohm	229.81V	328.98mA	60.25W	396.65V	124.71mA	49.77W	65.38kHz	82.59%	0.998

### 4.3 ผลการเปรียบเทียบ

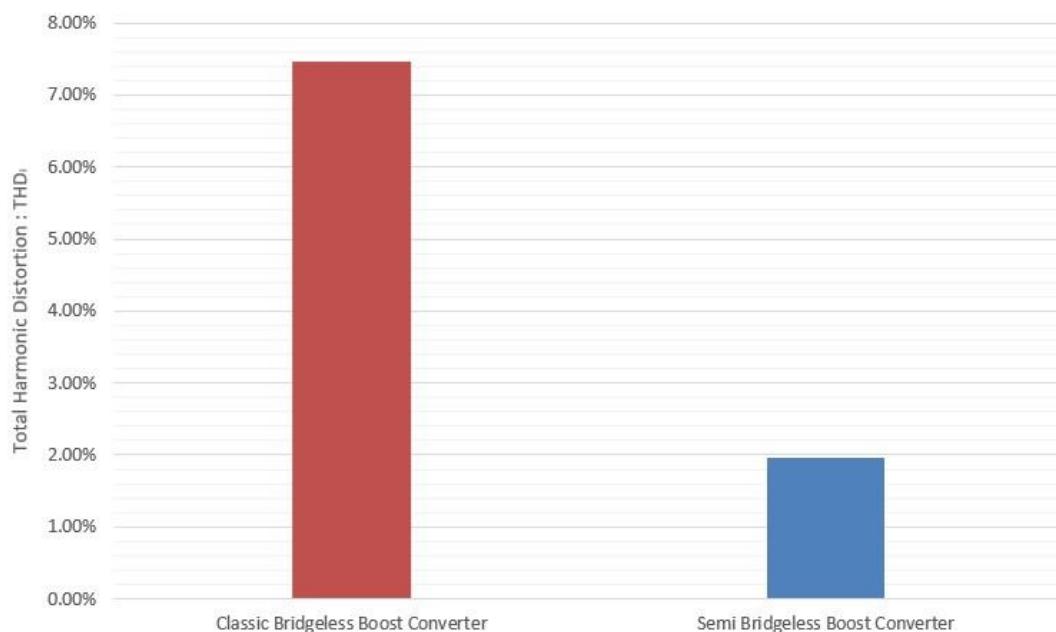
ตารางที่ 4-3 ผลการเปรียบเทียบค่าตัวประกอบกำลัง



ตารางที่ 4-4 ตารางเปรียบเทียบมาตรฐานกระแสสารมอนิก



ตารางที่ 4-5 ตารางเปรียบเทียบผลกราฟทบ โดยรวมของกระแสสารมอนิกที่โหลด 100%



#### 4.4 สรุปผลจากการเปรียบเทียบ

จากการจำลองวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบูสต์แบบบริดจ์เลสทั้ง 2 รูปแบบด้วยโปรแกรม LTspice จะเห็นได้ว่าตัวควบคุมกระแสมีความสามารถในการติดตามสัญญาณอ้างอิงได้ดี อีกทั้งยังทำให้กระแสอินพุตมีรูปร่างสัญญาณใกล้เคียงกับสัญญาณใช้นูชอยด์

จากตารางที่ 4-1, 4-2 สังเกตได้ว่าเมื่อทำการเปลี่ยนโหลดให้น้อยลง ความต้านทานอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้น จะทำให้ประสิทธิภาพลดลงเนื่องจากกระแสมีค่าลดลง ในขณะที่แรงดันโหลดคงที่ด้วยผลจากตัวควบคุมแรงดันส่งผลให้ค่ากำลังไฟฟ้าลดลง อย่างไรก็ตามผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมนี้เป็นไปตามขอบเขตงานที่ได้กำหนด และเมื่อเทียบค่ากระแสของาร์มอนิกอันดับที่ 3 ถึง 39 นั้นจะเห็นได้ว่ามีค่าไม่เกินค่าที่มาตรฐาน IEC-61000-3-2 Class D กำหนดไว้

## บทที่ 5

### สรุปผล ปัญหาและข้อเสนอแนะ

#### 5.1 สรุปผล

การจำลองวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์แบบคลาสสิกบริดจ์เลสโดยใช้โปรแกรม LTspice ในการจำลอง ตัวควบคุมแรงดันสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าใกล้เคียง 400 โวลต์ กระแสอินพุตมีรูปร่างไกล์เคียงสัญญาณไซนุชอยด์ ตามการออกแบบวงจรควบคุมกระแส เพื่อลดาร์มอนิกที่เกิดขึ้นกับกระแสอินพุต โดยที่โหลด 100% ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่ 0.995 ค่าความผิดเพี้ยนาร์มอนิกของกระแส (THDi) = 6.753 % มีประสิทธิภาพของวงจร = 94.89% เมื่อ กำลังไฟฟ้า = 200W และกระแสอาร์มอนิกในแต่ละอันดับมีค่าไม่เกินค่ามาตรฐาน เป็นไปตาม มาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class D ส่วนการจำลองวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์แบบเช มิบริดจ์เลส โดยใช้โปรแกรม LTspice ในการจำลอง ตัวควบคุมแรงดันและตัวควบคุมกระแส สามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าใกล้เคียง 400 โวลต์ และกระแสอินพุตมีรูปร่างไกล์เคียงสัญญาณไซนุชอยด์ เช่นกัน แต่ที่โหลด 100% วงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์แบบเชมิ บริดจ์เลสมีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามากกว่าอยู่ที่ 0.999 ค่าความผิดเพี้ยนาร์มอนิกของกระแส (THDi) = 2.09 % แต่ประสิทธิภาพของวงจรลดลงอยู่ที่ 93.96% เมื่อ กำลังไฟฟ้า = 200 W และกระแสอาร์มอนิกในแต่ละอันดับมีค่าไม่เกินค่ามาตรฐาน เป็นไปตามมาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class D เช่นเดียวกัน เพราะฉะนั้นวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์แบบเชมิบริดจ์เลส มี ความสามารถในการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าได้ดีกว่าวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟ ตรงนูสต์แบบคลาสสิกบริดจ์เลส

#### 5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

5.2.1 ใน การศึกษาและออกแบบวงจร โดยใช้โปรแกรม LTspice ควรมีลำดับในการจำลองการทำงาน โดยการจำลองการทำงานลูปของกระแสก่อน (ลูปใน) เพราะเป็นลูปที่สำคัญและมีผลต่อรูปสัญญาณกระแสอินพุตมากที่สุด จากนั้นจึงค่อยจำลองการทำงานลูปของแรงดัน (ลูปนอก) เพราะเป็นลูปที่ใช้ในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตและมีผลต่อรูปสัญญาณของกระแสอินพุตน้อยที่สุด

5.2.2 ใน การออกแบบที่ได้นำเสนอในปริญานินพนธ์นี้ ผู้ออกแบบได้เลือกใช้การออกแบบที่ จุดทำงานของวงจรเดียวกัน ซึ่งในทางปฏิบัติแล้วสามารถใช้อุปกรณ์ที่มีค่าที่ใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการ

ออกแบบและมีกำหนดที่ต้องติดตาม เฟรารองจะระบุ Range อยู่ช่วง ๆ หนึ่งที่ยังคงสามารถทำงานได้ถึงแม่ค่าของอุปกรณ์จะมีความคลาดเคลื่อนไปบ้าง

5.2.3 ในการออกแบบ ผู้ออกแบบได้เลือกใช้ตัวด้านท่านในการ Sensing กระแสด้านอินพุต โดยทำการต่อตัวด้านท่านที่มีค่าน้อย ๆ อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ สาเหตุที่ใช้ค่าความด้านท่านที่น้อย ๆ เพราะป้องกันไม่ให้เกิดแรงดันตกคร่อมที่ตัวด้านทามากเกิน ไปจนมีผลกระทบต่อการทำงานของวงจร แต่ในทางปฏิบัติแล้วสามารถใช้อุปกรณ์อื่น ๆ ใน การ Sensing กระแสได้ ยกตัวอย่างเช่น Current Transducer หรือ Current Transformer เป็นต้น

5.2.4 สำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูสต์แบบเชมิบริดจ์เลสจะมีความง่ายในการสร้างสัญญาณแรงดันอ้างอิงด้านอินพุตมากกว่างานคลาสสิกบริดจ์เลส เนื่องมาจากการเชมิบริดจ์เลสมีอุปกรณ์ที่ต่อเชื่อมระหว่างกราวน์กับแหล่งจ่ายไฟ AC ทำให้สามารถนำสัญญาณแรงดันอ้างอิงมาใช้ได้และลดปริมาณวงจรในการสร้างสัญญาณอ้างอิงให้น้อยลง

5.2.5 ในการศึกษาและออกแบบวงจร ผู้ออกแบบได้กำหนดอัตราการลดทอนของ Multiplier เป็น 0 เท่า เพื่อจ่ายค่าอัตราการทำงานของวงจร ในทางปฏิบัติแล้วตัว Multiplier จะมีอัตราการลดทอนอยู่ค่า ๆ หนึ่งขึ้นอยู่กับรุ่นของตัว Multiplier ดังนั้นหากนำไปต่อวงจรจริงต้องมีการปรับลดอัตราขยายของวงจร Summing Amplifier ด้านอินพุตของสัญญาณที่ออกมาจากตัว Multiplier เพื่อให้อัตราขยายรวมของวงจรคงที่และจะได้ไม่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจร

## เอกสารอ้างอิง

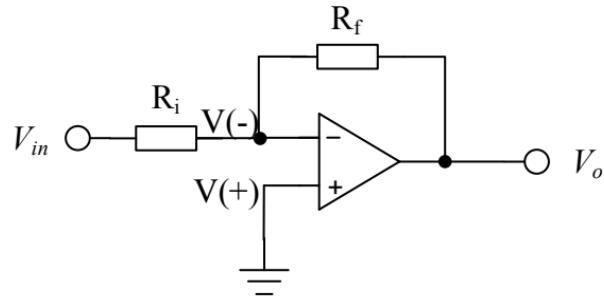
1. ไชยันต์ สุวรรณชีวะศิริ. วิศวกรรมควบคุม 1 (Control Engineering 1). พิมพ์ครั้งที่ 3. Vol. 2554. 500 vols. งานเอกสารและการพิมพ์ กองบริการการศึกษา มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าฯ พระนครเหนือ: ศูนย์ผลิตตำราเรียน มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าฯ พระนครเหนือ.
2. Gabriel Eduardo Mejía-Ruiz, Nicolás Muñoz-Galeano, Jesús María López-Lezama. “Modeling and development of a bridgeless PFC Boost rectifier.” Accessed January 26, 2017.
3. ณัฐวุฒิ บุญตา, วัชรพร สุขสมกิจ. การควบคุมในโหมดกระแสเดี่ยวของวงจรแปลงผันไฟสลับ-ไฟตรงบุสต์สำหรับการปรับปรุงค่าด้วยประกอบกำลังไฟฟ้า. พิมพ์ครั้งที่ 1: 2559 สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า และคอมพิวเตอร์ : บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าฯ พระนครเหนือ
4. Digambar Sutar. “Implementation of Phase Shifted Semi-Bridgeless PFC Converter.” Vol. 6, Issue 5, May 2018.
5. L. Rossetto, G. Spiazzi, P. Tenti. “Control Techniques for Power Factor Correction | Amplifier | Rectifier.” Scribd. Accessed June 7, 2017.
6. Liu XueChao, Wang ZhiHao. “UCC28070 Implement Bridgeless Power Factor Correction (PFC) Pre-Regulator Design.” Texas instruments, SLUA517–JULY 2009.
7. Dr.R.Seyezhai, Abhinaya Venkatesan, M.Aishwarya, K.Gayathri. “A Comparative Study of the Conventional and Bridgeless AC-DC Power Converter for Active Power Factor Correction for Hybrid Electric Vehicles.” Volume 2, Issue 10, October 2014.
8. รองศาสตราจารย์ ดร. วิญญาณ์ ชื่นแยก. สาร์มอนิกในระบบไฟฟ้ากำลังไฟฟ้า(Power System Harmonics). พิมพ์ครั้งที่ 2: มิถุนายน 2549
9. IEC 61000-3-2 : 2014. Electromagnetic compatibility (EMC) Part3-2, Limits for harmonic current emission (equipment input current  $\leq 16A$  per per phase).

## ភាគីណែនាំ ៦

អង្គភាព Operational amplifier (Op-amp)

### วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier)

วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส คือ วงจรอปเปอเรนซ์ที่กลับสัญญาณอินพุตให้มีเครื่องหมายตรงกันข้ามกับของเดิม



ภาพที่ ก-1 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส

พิจารณาจากรูปด้านบน จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันอินพุต คือ

$$V_{(-)} = 0 = V_{(+)}$$

เมื่อข้างในวงจร อปเปอเรนซ์ที่ต้องการจะมีค่าเท่ากับศูนย์  
พิจารณาที่โคนค  $V_{(-)} = 0$  จาก KCL;

$$\frac{V_{(-)} - V_{in}}{R_i} + \frac{V_{(-)} - V_o}{R_f} = 0$$

เมื่อแทนค่า  $V_{(-)} = 0$  ในสมการข้างต้น จะได้สมการความสัมพันธ์ คือ

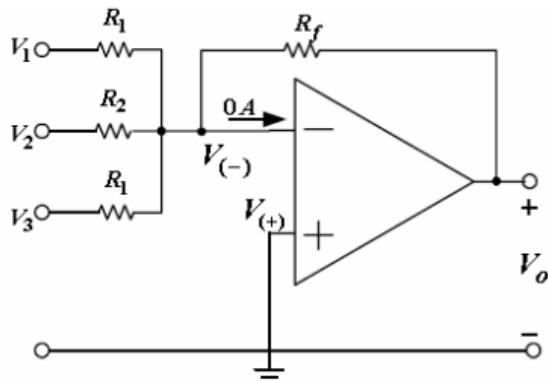
$$\frac{-V_{in}}{R_i} + \frac{-V_o}{R_f} = 0$$

$$V_o = \frac{-R_f}{R_i} V_{in}$$

ซึ่ง คือ อัตราขยายแรงดัน จะเห็นว่าอัตราขยายแรงดันมีค่าติดลบซึ่งเป็นการบ่งบอกว่า วงจร  
ดังกล่าว  $\frac{-R_f}{R_i}$  ทำหน้าที่ในการกลับเฟสของสัญญาณนั้นเอง

### วงจรขยายกระแสแบบรวมสัญญาณ (Summing Amplifier)

วงจรขยายกระแสแบบรวมสัญญาณ คือ วงจรอปเปอเรอนปีที่รวมอินพุตตั้งแต่ 2 อินพุตขึ้นไป มากว่ากัน



ภาพที่ ก-2 วงจรขยายกระแสแบบรวมสัญญาณ

พิจารณาจากปัจจัยนี้ จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสอินพุต คือ

$$I_f = I_1 + I_2 + I_3 = -\left(\frac{V_1}{R_{in}} + \frac{V_2}{R_{in}} + \frac{V_3}{R_{in}}\right)$$

สมการวงจรอปเปอเรอนปีแบบกลับเฟส

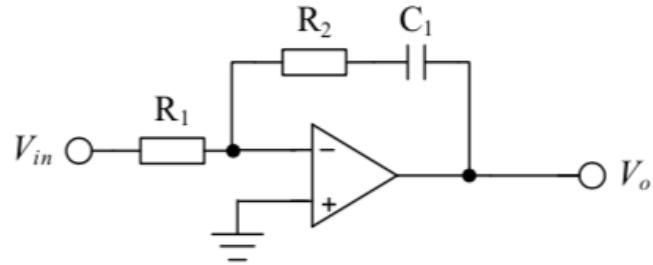
$$V_{out} = -\frac{R_f}{R_{in}} \times V_{in}$$

ข้อข้างต้นจะได้สมการดังนี้

$$-V_{out} = \left( \frac{R_f}{R_{in}} V_1 + \frac{R_f}{R_{in}} V_2 + \frac{R_f}{R_{in}} V_3 \right)$$

$$-V_{out} = \frac{R_f}{R_{in}} (V_1 + V_2 + V_3 + \dots + V_N)$$

### วงจรควบคุมแบบ PI



ภาพที่ ก-3 วงจรควบคุมแบบ PI

พิจารณาจากภาคด้านบนจะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันอินพุต คือ

$$V_{(-)} = 0 = V_{(+)}$$

เมื่อขาบวกของอปแอมป์ต่อลงกราวด์ แรงดันที่ขาจะมีค่าเท่ากับศูนย์  $V_{(-)}$   
พิจารณาที่โคนค จำก KCL ;

$$\frac{V_{(-)} - V_{in}}{R_1} + \frac{V_{(-)} - V_o}{R_2 + \frac{1}{sC_1}} = 0$$

เมื่อแทนค่า  $V_{(-)} = 0$  ในสมการข้างต้น จะได้สมการความสัมพันธ์ คือ

$$\frac{-V_{in}}{R_1} + \frac{-V_o}{R_2 + \frac{1}{sC_1}} = 0$$

นำ  $\frac{1}{sC_1}$  คูณทั้งสมการ

$$\frac{-V_{in}}{sC_1 R_1} + \frac{-V_o}{sC_1 R_2 + 1} = 0$$

$$G(s) = \frac{-V_o}{V_{in}} = \frac{1 + sR_2 C_1}{sR_1 C_1}$$

ภาคผนวก ๖

ทฤษฎีการควบคุม

## ทฤษฎีการควบคุม

### ผลตอบสนองทางความถี่

ผลตอบสนองทางความถี่ คือ ผลตอบสนองของที่อยู่ในสถานะอยู่ตัวของระบบ เทียบกับสัญญาณอินพุตที่เป็นฟังก์ชันไซนุซoidal (sinusoidal function) ที่ความถี่ต่างๆ ซึ่งระบบเชิงเส้นที่ไม่แปรเปลี่ยนตามเวลา ผลตอบสนองทางเวลาของระบบในสถานะอยู่ตัวนี้จะเป็นฟังก์ชันไซนุซoidal ด้วย แต่จะมีแอมเพลจูด (amplitude) และมุมเฟส (phase angle) แตกต่างจากอินพุต ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ กล่าวคือ ถ้าอินพุตของระบบ  $c(t) = A |G(j\omega_1)| \sin(\omega_1 t + \arg(G(j\omega_1)))$  และระบบมีฟังก์ชันถ่ายโอน  $G(s)$  ดังนั้น เอาต์พุตของระบบในสถานะอยู่ตัวที่ความถี่ คือ

$$c(t) = A |G(j\omega_1)| \sin(\omega_1 t + \arg(G(j\omega_1))) \quad (\text{ข-1})$$

จะเห็นว่าแอมเพลจูดของเอาต์พุตจะเท่ากับแอมเพลจูดของอินพุตคูณด้วยขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอน  $|G(j\omega_1)|$  และมุมเฟสของเอาต์พุตจะเท่ากับมุมเฟสของอินพุตบวกกับเฟสของฟังก์ชันถ่ายโอน  $\arg(G(j\omega_1))$  ดังนั้น กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของระบบที่มีฟังก์ชันถ่ายโอน  $G(s)$  ก็คือ กราฟของขนาด  $|G(j\omega_1)|$  ของเฟส  $\arg(G(j\omega_1))$  ที่ความถี่ต่าง ๆ

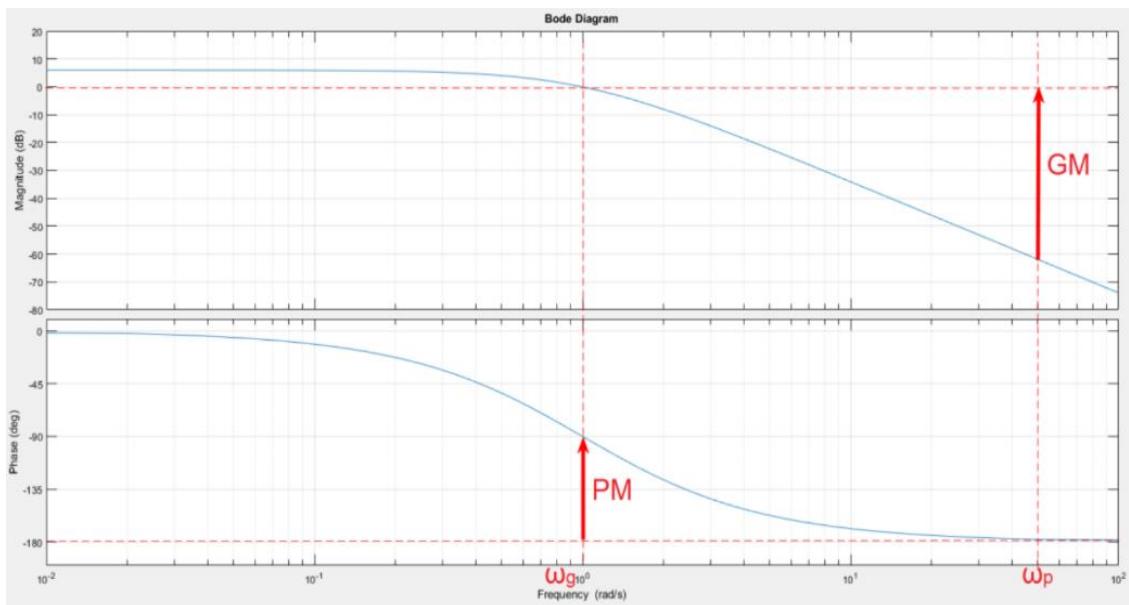
### แผนภาพโนเบค

ในการพล็อตกราฟผลตอบสนองทางความถี่ของระบบทำได้หลายวิธี วิธีหนึ่งคือการใช้แผนภาพโนเบค โดยจะให้แกนความถี่เป็นมาตราส่วนเชิงลอการิทึม (logarithmic scale) ส่วนในแกนขนาดและเฟสเป็นมาตราส่วนเชิงเส้น แต่ในแกนขนาดจะอยู่ในหน่วยของเดซิเบล (decibel) dB ซึ่งจะทำให้ง่ายต่อการพล็อตแผนภาพโนเบคในกรณีที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนต่อค่าสเกลเพิ่มเข้ามา เพราะสามารถนำแผนภาพรวมกันได้โดย ในการพล็อตแผนภาพโนเบคจะพล็อตจากฟังก์ชันวงรอบเปิดโดยจะนำฟังก์ชันมาแยกตัวประกอบทั้งเศษและส่วนให้อยู่ในเทอมมาตรฐานต่าง ๆ ก่อน จากนั้นจึงนำเอาแผนภาพโนเบคของเทอมต่าง ๆ มารวมกัน

### ส่วนเพื่อเสถียรภาพ

เสถียรภาพในระบบควบคุมหมายถึงระบบใดเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของอินพุต ณ เวลาใดๆ เพียงเล็กน้อยระบบนั้นจะต้องไม่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของผลตอบสนองที่มากเกินไป ซึ่งในการพิจารณาเสถียรภาพของระบบก็จะพิจารณาที่ส่วนเพื่อเสถียรภาพ โดยมีพารามิเตอร์ที่ร่วมพิจารณาอยู่ 2 พารามิเตอร์ คือ ส่วนเพื่ออัตราขยาย (gain margin) : GM ซึ่งหมายถึงอัตราขยายของฟังก์ชันวงรอบเปิด ณ ตำแหน่งความถี่ตัดขั้มเฟส (phase crossover frequency) :  $\omega_c$  หรืออัตราขยายในช่วงความถี่ที่ทำให้มุมเฟสเท่ากับ  $180^\circ$  และอิกหนึ่งพารามิเตอร์ก็คือ ส่วนเพื่อเฟส (phase margin)

: PM หมายถึงมุมเฟส ณ ตำแหน่งความถี่ตัดขั้มอัตราขยาย(gain crossover frequency) :  $\omega$  หรือมุมเฟสในช่วงความถี่ที่ทำให้อัตราขยายเท่ากับ 0dB ซึ่งตำแหน่งของพารามิเตอร์ที่ได้กล่าวมานี้จะอยู่บนแผนภาพโนบเด



ภาพที่ ๑-๑ แผนภาพโนบเดแสดงส่วนเพื่ออัตราขยาย และส่วนเพื่อเฟส

### ตัวควบคุมแบบ PI

ตัวควบคุมแบบ PI จัดเป็นตัวควบคุมเฟสล้าหลัง ดังนั้นการออกแบบจึงทำเหมือนกับการออกแบบตัวควบคุมเฟสล้าหลัง เพียงแต่จะให้อัตราขยายในช่วงความถี่ต่ำสูงมาก เนื่องจากมีตัวควบคุมแบบอินทิกรัล (integral controller) หรือก็คือลดความชันของกราฟขนาดในช่วงความถี่ต่ำลงอีก 20 dB/decade จึงทำให้ชนิดของระบบเพิ่มขึ้นหนึ่งແຕ່ผลตอบสนองสภาวะชั่วครู่ (transient response) จะแบ่งหัวและหางของระบบเป็นสองส่วน แต่ถ้าในส่วนของค่าคงที่ (proportional term) ถูกเพิ่มเข้าไปในตัวควบคุมแบบอินทิกรัลจะส่งผลให้ระบบควบคุมมีทั้งโผลและซีโร่จะทำให้ผลตอบสนองที่สภาวะชั่วครู่ดีขึ้น ซึ่งมีสมการฟังก์ชันค่ายโอนดังนี้

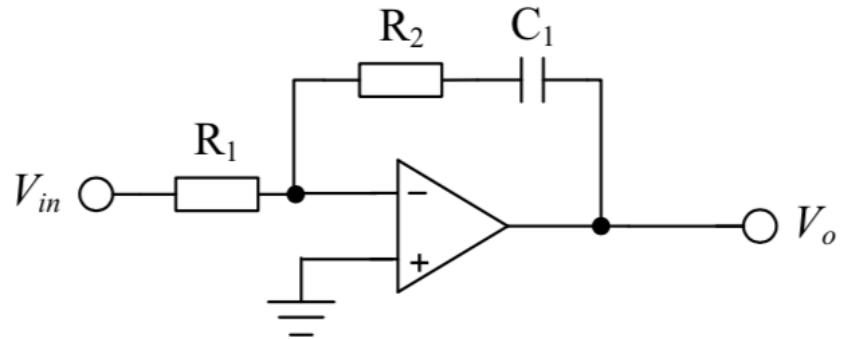
$$G_C(s) = K_p \frac{K_i}{s} = K_p s + K_i = K_i \frac{1 + \frac{s}{\omega_o}}{s} \quad (๑-2)$$

เมื่อ

$$\omega_o = \frac{K_i}{K_p} \quad (๑-3)$$

แทนสมการที่ ข-3 ในสมการที่ ข-2 จะได้

$$G_C(s) = \frac{1 + s \frac{K_p}{K_i}}{s \times \frac{1}{K_i}} \quad (\text{ข-4})$$



ภาพที่ ข-2 วงจรควบคุมแบบ PI

$$G(s) = \frac{-V_o}{V_{in}} = \frac{1 + sR_2C_1}{sR_1C_1} \quad (\text{ข-5})$$

เทียบสัมประสิทธิ์สมการที่ ข-6 และ สมการที่ ข-7 จะได้

$$R_1 = \frac{1}{C_1 \times K_i} \quad (\text{ข-6})$$

$$R_2 = \frac{K_p}{C_1 \times K_i} \quad (\text{ข-7})$$

### ตัวควบคุมการป้อนกลับแรงดัน

การควบคุมการทำงานลูปแรงดันของวงจรแปลงผันมีวัตถุประสงค์เพื่อควบคุมแรงดัน เอ้าต์พุตให้คงที่ โดยใช้วิธีการป้อนกลับแรงดันโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ(PI-Controller) ทำหน้าที่ควบคุมระดับแรงดันเอ้าต์พุตในการวิเคราะห์และออกแบบตัวควบคุมวงจรแปลงผันจะต้องอยู่บนพื้นฐานของการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบซึ่งสอดคล้องกับข้อกำหนดดังต่อไปนี้

1. ความถี่ตัดผ่านสูนย์ไม่มากกว่า 100 Hz เพื่อหลีกเลี่ยงความถี่ของแรงดันกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุต
2. ที่ความถี่ตัดผ่านสูนย์ความชันของอัตราขยายมีค่าเท่ากับ -20dB/decade
3. ที่ความถี่ตัดผ่านสูนย์ phase margin มีค่ามากกว่า 45°

พังค์ชันถ่ายโอนของคูปควบคุมแรงดัน

$$G_c(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (\Psi-8)$$

แทน  $s$  ด้วย  $j\omega_c$  คือความถี่ที่ผ่านสูนย์จะได้

$$G_c(s) = \frac{K_p j\omega_c + K_i}{j\omega_c} = M_c < \theta_c \quad (\Psi-9)$$

พิจารณาขนาด

$$\frac{\sqrt{(K_p \omega_c)^2 + K_i^2}}{\omega_c} = M_c \quad (\Psi-10)$$

$$(K_p \omega_c)^2 + K_i^2 = (M_c \omega_c)^2 \quad (\Psi-11)$$

พิจารณาอีก

$$-90^\circ + \tan^{-1}\left(\frac{K_p \omega_c}{K_i}\right) = \theta_c \quad (\Psi-12)$$

$$K_p = \frac{K_i \tan(\theta_c + 90^\circ)}{\omega_c} \quad (\Psi-13)$$

แทนสมการที่  $\Psi-13$  ในสมการที่  $\Psi-11$

$$(K_i \tan(\theta_c + 90^\circ))^2 + K_i^2 = (M_c \omega_c)^2$$

$$K_i = \frac{M_c \omega_c}{\sqrt{1 + (\tan(\theta_c + 90^\circ))^2}} \quad (\text{ก}-14)$$

พังก์ชันถ่ายโอนของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบูสต์แบบบริดจ์เลส  
วงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบูสต์แบบคลาสสิกบริดจ์เลส

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{R_L(1-D) - \frac{L}{1-D}s}{R_L Cs + 2} \quad (\text{ก}-15)$$

วงจร Semi-Phase Bridgeless Boost Converter

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{R_L(1-D) - \frac{L}{1-D}s}{R_L Cs + 2}$$

วงจร Totem Pole Bridgeless Boost Converter

$$\frac{\tilde{v}_s(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{(-I_L L s) + ((1-D) \times V_o)}{(C V_o s) + ((\frac{V_o}{R}) + ((1-D) \times I_L))} \quad (\text{ก}-16)$$

### ตัวควบคุมการป้อนกลับกระแส

การควบคุมการทำงานลูปกระแสของวงจรแปลงผันมีวัตถุประสงค์เพื่อควบคุมกระแสอินพุตให้ใกล้เคียงไฟนูซอยด์โดยใช้วิธีการป้อนกลับกระแสโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ (PI-Controller) ทำหน้าที่ควบคุมกระแสอินพุตในการวิเคราะห์และออกแบบตัวควบคุมวงจรจะต้องอยู่บนพื้นฐานของการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ ซึ่งสอดคล้องกับข้อกำหนดต่อไปนี้

1. ความถี่ตัดผ่านศูนย์ประมาณ 1/5 ถึง 1/10 ของความถี่สวิตช์
2. ที่ความถี่ตัดผ่านศูนย์ความชันของอัตราขยายมีค่าเท่ากับ -20dB/decade
3. ที่ความถี่ตัดผ่านศูนย์ phase margin มีค่ามากกว่า 60°

พังก์ชันถ่ายโอนของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบูสต์แบบบริดจ์เลส

วงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบูสต์แบบคลาสสิกบริดจ์เลส

$$\frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_s}{R_L(1-D)^3} \frac{2 + R_L Cs}{\frac{LC}{(1-D)^2} s^2 + \frac{L}{R_L(1-D)^2} s + 1} \quad (\text{ก}-17)$$

۲۴۷۵ Semi-Phase Bridgeless Boost Converter

$$\frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_s}{R_L(1-D)^3} \frac{2 + R_L C s}{\frac{LC}{(1-D)^2} s^2 + \frac{L}{R_L(1-D)^2} s + 1}$$

۲۴۷۶ Totem Pole Bridgeless Boost Converter

$$\frac{\tilde{I}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{CRV_o s + ((1-D) \times RI_L) + V_o}{LRCs^2 + Ls + R(1-D)^2} \quad (\text{q-18})$$

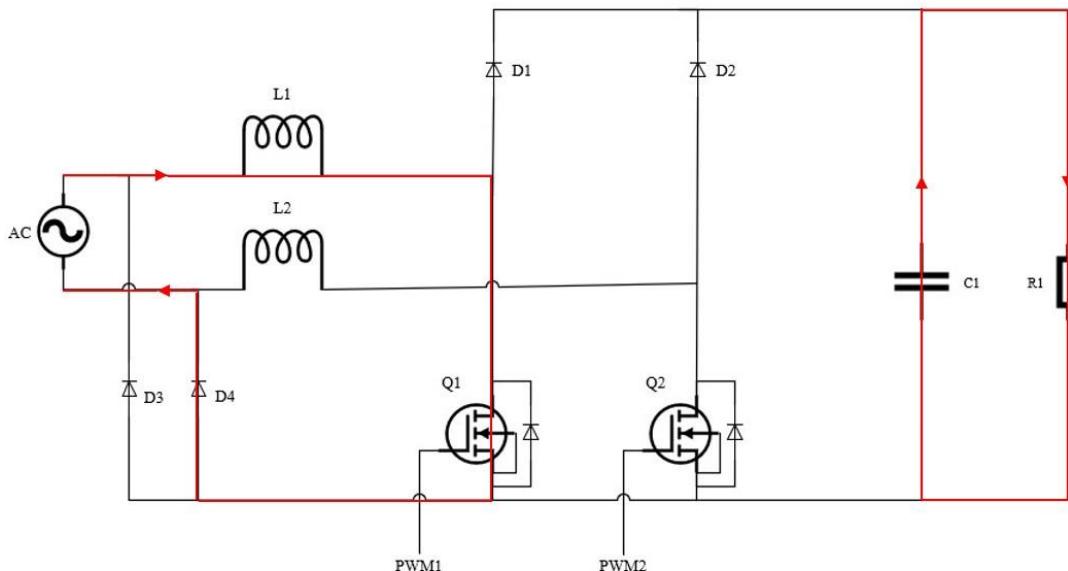
## ภาคผนวก ค

การหาฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจร

## การหาฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบุสต์แบบคลาสสิกบริจจ์เลสและเชมิบริจจ์เลส

หากพิจารณาถึงโหมดการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบุสต์แบบคลาสสิกบริจจ์เลสและวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบุสต์แบบเชมิบริจจ์เลส พบว่า วงจร มีลักษณะการดำเนินการคล้ายกัน ลักษณะของวงจรคล้ายกัน และเส้นทางการเดินทางของกระแสสัมภาระคล้ายกัน ทำให้ทราบเพอร์ฟังก์ชันของทั้งสองวงจร มีลักษณะเหมือนกัน จึงขอยกตัวอย่างการหาทุนการเพอร์ฟังก์ชันของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงบุสต์แบบเชมิบริจจ์เลสมาเพียงวงจรเดียว

โหมดที่ 1 เมื่อแรงดันอินพุตเป็นรูปคลื่นบวก และ Q1 ทำงาน กระแสแหล่งจ่าย  $I_s$  จะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L1 ไปยัง Q1 D4 และครบทุกวงจร พบว่า ตัวเหนี่ยวนำ L1 จะสะสัมภัลงงานไว้ขณะเดียวกัน ตัวเก็บประจุจะหายพลังงานไปสู่โหลด R1



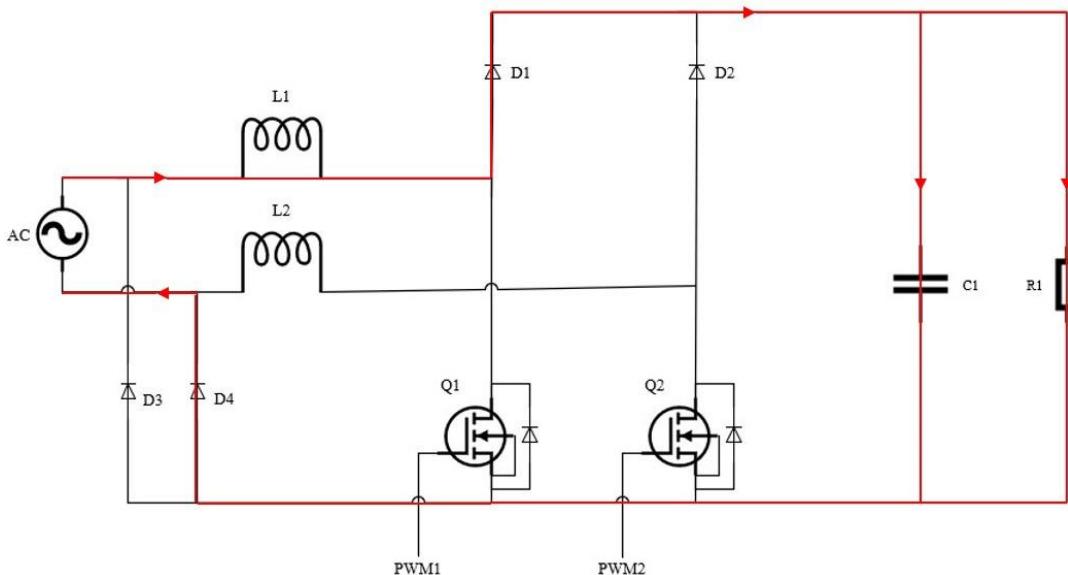
ภาพที่ ค-1 โหมดการทำงานที่ 1

สมการของกระแส และแรงดันในโหมดที่ 1 คือ

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{v_s}{L_1} \quad (\text{ค-1})$$

$$\frac{dv_c}{dt} = -\frac{v_c}{R_L C} \quad (\text{ค-2})$$

โหมดที่ 2 เมื่อ แรงดันอินพุตเป็นบวก และ  $Q_1$  กับ  $Q_2$  ไม่ทำงาน กระแสจะวิ่งไปยัง  $L_1$ ,  $D_1$  โหลด  $R_1$  และ ตัวเก็บประจุ  $C$ ,  $D_4$  และครบทวงจร  $L_1$  คายพลังงาน ทำให้แรงดันที่โหลดมีค่าเพิ่มสูงขึ้น



ภาพที่ ค-2 โหมดการทำงานที่ 2

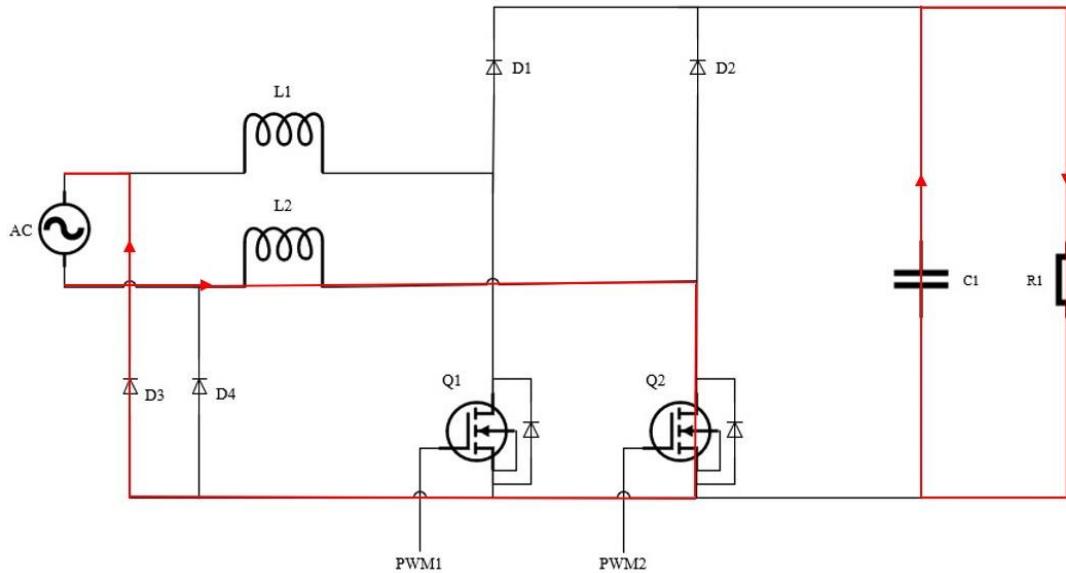
สมการของกระแส และแรงดันในโหมดที่ 2 คือ

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{1}{L_1} (v_s - v_c) \quad (\text{ค-3})$$

$$i_s = i_c + i_L \quad (\text{ค-4})$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_s}{C} - \frac{v_c}{R_L C} \quad (\text{ค-5})$$

โหมดที่ 3 เมื่อแรงดันอินพุตเป็นรูปคลื่นลบ และ  $Q_2$  ทำงาน กระแสอินพุตจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L_2$  ไปยัง  $Q_2$ ,  $D_3$  และครบทวงจร พ布ว่า ตัวเหนี่ยวนำ  $L_2$  จะสะสมพลังงานไว้ ตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$  จะสะสมพลังงานไว้ ขณะเดียวกัน ตัวเก็บประจุจะหายพลังงานไปสู่โหลด  $R_1$



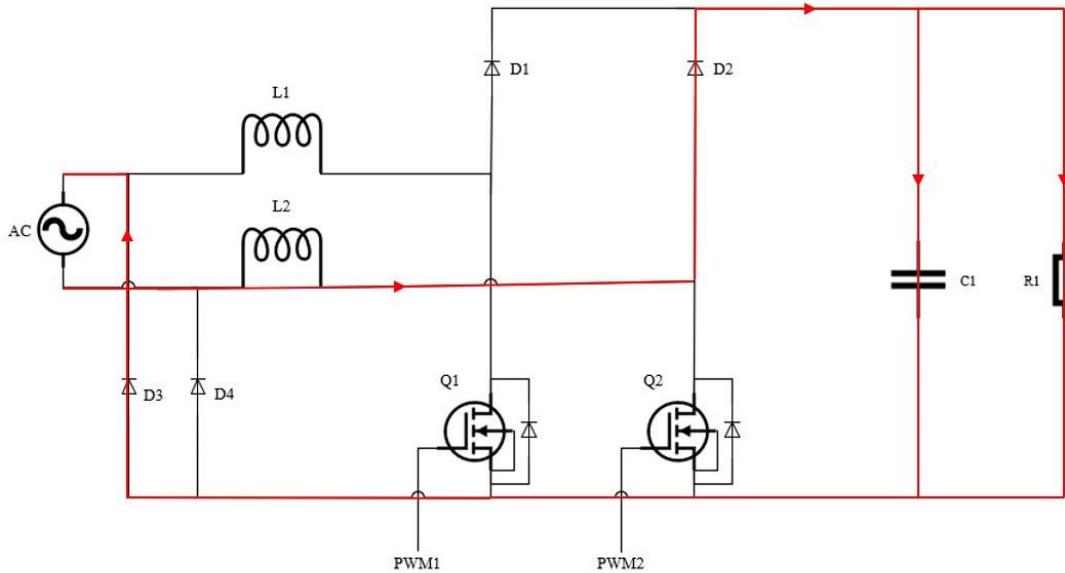
ภาพที่ ค-3 โหมดการทำงานที่ 3

สมการของกระแส และแรงดันในโหมดที่ 3 คือ

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{v_s}{L_2} \quad (\text{ค-6})$$

$$\frac{dv_c}{dt} = -\frac{v_c}{R_L C} \quad (\text{ค-7})$$

โหมดที่ 4 แรงดันอินพุตเป็นลบ และ  $Q_1$  กับ  $Q_2$  ไม่ทำงาน กระแสจะวิ่งไปยัง  $L_2$ ,  $D_2$ , โหลด  $R_1$  และ ตัวเก็บประจุ  $C$ ,  $D_3$  และครบทวงจร  $L_2$  หายพลังงาน ทำให้แรงดันที่โหลดมีค่าเพิ่มสูงขึ้น



ภาพที่ ค-4 โหมดการทำงานที่ 4

สมการของกระแสและแรงดันในโหมดที่ 4 คือ

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{1}{L_2} (v_s - v_c) \quad (\text{ค-8})$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_s}{C} - \frac{v_c}{R_L C} \quad (\text{ค-9})$$

พิจารณา  $L_1$  และ  $L_2$  มีค่าเท่ากัน จะได้  $L_1 = L_2 = L$

เมื่อพิจารณาโหมดการทำงานที่ 1 กับ โหมดการทำงานที่ 3 ซึ่งเป็นช่วงที่ Q1 และ Q2 ทำงานสามารถเขียนสมการปริภูมิสเตจในรูปแบบแคนอนิกอลดังนี้

$$\begin{bmatrix} \frac{di_s}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix}_{\dot{x}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix}}_{A_1} \begin{bmatrix} i_s \\ v_c \end{bmatrix}_x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}_{B_1} v_s \quad (\text{ค-10})$$

เมื่อพิจารณาโหมดการทำงานที่ 2 กับโหมดการทำงานที่ 4 ซึ่งเป็นช่วงที่ Q1 และ Q2 ไม่ทำงาน สามารถเขียนสมการปริภูมิสเตจในรูปแบบแคนอนิกอลดังนี้

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \frac{di_s}{dt} \\ \frac{dv_L}{dt} \end{bmatrix}}_{\dot{x}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix}}_{A_1} \begin{bmatrix} i_s \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_s \quad (\text{ค-11})$$

ซึ่ง  $i_s$  และ  $v_c$  เป็นตัวแปรต่อเนื่องตามเวลา โดยที่  $i_s$  และ  $v_c$  ไม่สามารถเปลี่ยนแปลงได้อย่างฉับพลัน ในระหว่างช่วง  $t_{on}$  และช่วง  $t_{off}$  ทำให้ได้สมการ

$$\dot{x} = (A_1 x + B_1 v_s) D + (A_2 x + B_2 v_s) D' \quad (\text{ค-12})$$

$$\dot{x} = \underbrace{(A_1 D + A_2 D')}_A x + \underbrace{(B_1 D + B_2 D')}_B v_s \quad (\text{ค-13})$$

โดย A และ B คือ เมทริกซ์สัมประสิทธิ์ D คือ Duty Cycle และ  $D' = 1-D$   
สามารถจัดรูปสมการได้ดังนี้

$$\dot{x} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-D}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix}}_A x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_s \quad (\text{ค-14})$$

เมื่อพิจารณา Average small-signal model ของวงจร  $v_a$  จะมีผลกระทบต่อการเปลี่ยนแปลงของ  $i_s$  และ  $v_c$  ซึ่งระบบควบคุม จะทำการดัดแปลงแก้ไข D เพื่อควบคุม  $i_s$  และ  $v_c$  ซึ่งสามารถพิจารณาตัวแปรต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องได้ดังนี้

$$D = \bar{D} + \hat{d}; v_s = \bar{V}_s + \hat{v}_s; x = \bar{X} + \hat{x} \quad (\text{ค-15})$$

จัดรูปสมการใหม่ โดยนำ D,  $v_s$  และ x จากสมการที่ ค-15 แทนลงในสมการที่ ค-14 จะได้

$$\frac{d}{dt}(\bar{X} + \hat{x}) = [A_1(\bar{D} + \hat{d}) + A_2(1 - \bar{D} - \hat{d})](\bar{X} + \hat{x}) + [B_1(\bar{D} + \hat{d}) + B_2(1 - \bar{D} - \hat{d})](\bar{V}_s + \hat{v}_s) \quad (\text{ค-16})$$

$$\text{โดย } \frac{d}{dt}(\bar{X}) = 0$$

จากสมการที่ ค-16 ซึ่งเป็นสมการที่แสดงให้เห็นถึงความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจร เนื่องจากมีตัวแปรที่ขึ้นอยู่กับเวลา ซึ่งรูปแบบของความไม่เป็นเชิงเส้นนี้ สามารถพิจารณาให้  $\bar{D} \gg \hat{d}, \bar{V}_s \gg \hat{v}_s, \bar{X} \gg \hat{x}, \hat{d}\hat{v}_s \approx 0, \hat{d}\hat{x} \approx 0$  จะจัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$\hat{x} = A\bar{X} + B\bar{V}_s + A\hat{x} + B\hat{v}_s + [(A_1 - A_2)\bar{X} + (B_1 - B_2)\bar{V}_s]\hat{d} \quad (\text{ค-17})$$

จุดการทำงาน และโโนเดลช่วงเวลาคงที่ หาได้จาก  $\frac{d}{dt}(\bar{X}) = 0$

$$\frac{d}{dt}(\bar{X}) = A\bar{X} + B\bar{V}_s = 0 \quad (\text{ค-18})$$

$$\bar{X} = -A^{-1}B\bar{V}_s \quad (\text{ค-19})$$

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{v}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\bar{V}_s}{R_L(1-D)^2} \\ \frac{\bar{V}_s}{(1-D)} \end{bmatrix} \quad (\text{ค-20})$$

การทำให้สมการปริภูมิสเตจให้มีลักษณะสมการที่เป็นเชิงเส้น สามารถทำได้โดยนำสมการที่ ค-13 และสมการที่ ค-16 มาแทนลงในสมการที่ ค-15 จะได้

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A\hat{x} + B\hat{v}_s + [(A_1 - A_2)\bar{X} + (B_1 - B_2)\bar{V}_s]\hat{d} \quad (\text{ค-21})$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{v}_c \end{bmatrix} \triangleq \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-D}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{v}_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}}_B \hat{v}_s + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{\bar{V}_s}{R_L(1-D)^2} \\ \frac{\bar{V}_s}{(1-D)} \end{bmatrix}}_K \hat{d} \quad (\text{ค-22})$$

เราสามารถหาทราบเฟอร์ฟังก์ชัน ได้จากสมการปริภูมิสเตจที่มีลักษณะสมการเป็นเชิงเส้น สมการต้องใช้ S-domain เข้ามาเป็นส่วนช่วย โดยสมมุติให้

$$\frac{\hat{X}(s)}{\hat{V}_s(s)} = (sI - A)^{-1}B \quad (\text{ค-23})$$

$$\frac{\hat{X}(s)}{\hat{d}(s)} = (sI - A)^{-1} K \quad (\text{ณ}-24)$$

สมการที่ ค-25 ถึงสมการที่ ค-29 คือ ทราบเพอร์ฟังก์ชันของวงจร

$$\frac{\hat{X}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\begin{bmatrix} \hat{I}_s(s) \\ \hat{V}_L(s) \end{bmatrix}}{\hat{d}(s)} \triangleq \frac{1}{s^2 + \frac{s}{R_L C} + \frac{D'^2}{LC}} \left[ \begin{array}{c} \left( s + \frac{1}{R_L C} \right) \left( \frac{\bar{V}_s}{LD'} \right) + \frac{\bar{V}_s D'}{R_L LCD'^2} \\ \frac{\bar{V}_s}{LC} - \frac{\bar{V}_s s}{R_L CD'^2} \end{array} \right] \quad \text{ณ}-25$$

$$\left. \frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_s(s)=0} \triangleq \frac{\bar{V}_s}{(1-D)^2} \frac{\left( 1 - \frac{L}{R_L (1-D)^2} s \right)}{\frac{LC}{(1-D)^2} s^2 + \frac{L}{R_L (1-D)^2} s + 1} \quad \text{ณ}-26$$

$$\left. \frac{\hat{i}_s(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_s(s)=0} \triangleq \frac{\bar{V}_s}{(1-D)^3} \frac{(2 + R_L C s)}{\frac{LC}{(1-D)^2} s^2 + \frac{L}{R_L (1-D)^2} s + 1} \quad \text{ณ}-27$$

$$\left. \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{v}_s(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} \triangleq \frac{1}{(1-D)^2} \frac{1}{\frac{LC}{(1-D)^2} s^2 + \frac{L}{R_L (1-D)^2} s + 1} \quad \text{ณ}-28$$

$$\left. \frac{\hat{i}_s(s)}{\hat{v}_s(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} \triangleq \frac{1}{(1-D)^2} \frac{1 + R_L C s}{\frac{LC}{(1-D)^2} s^2 + \frac{L}{R_L (1-D)^2} s + 1} \quad \text{ณ}-29$$

## ประวัติผู้แต่ง

**ปริญญาบัตรเรื่อง :** การศึกษาและออกแบบวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงนูส์แบบบริคจ์  
เลสสำหรับการแก้ค่าด้วยโปรแกรม LTspice

**สาขาวิชา :** วิศวกรรมไฟฟ้า  
**ภาควิชา :** วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์  
**คณะ :** วิศวกรรมศาสตร์  
**ชื่อ :** นายวิจักขณ์ พริยะชาติ

### ประวัติ

เกิดวันที่ 29 มกราคม พ.ศ. 2540 ภูมิลำเนา บ้านเลขที่ 435/2 หมู่ 1 ตำบลลงครักษ์ อำเภอ  
องครักษ์ จังหวัดนราธิวาส ไปรษณีย์ 26120 สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.)  
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ จากโรงเรียนเตรียมวิศวกรรมศาสตร์ ไทย-เยอรมัน วิทยาลัย  
เทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ปีการศึกษา 2557 และ  
สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี แขนงวิชาชีวกรรมควบคุมอัตโนมัติ สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า  
ภาควิชาชีวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอม  
เกล้าพระนครเหนือ ปีการศึกษา 2561

**ชื่อ :** นายกษิด์เดช พึ่งมา

### ประวัติ

เกิดวันที่ 18 กรกฎาคม พ.ศ. 2540 ภูมิลำเนา บ้านเลขที่ 43/179 หมู่ 3 ตำบลบางพุด อำเภอ  
ปากเกร็ด จังหวัดนนทบุรี รหัสไปรษณีย์ 11120 สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ  
(ปวช.) สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ จากโรงเรียนเตรียมวิศวกรรมศาสตร์ ไทย-เยอรมัน  
วิทยาลัยเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ปีการศึกษา  
2557 และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี แขนงวิชาชีวกรรมควบคุมอัตโนมัติ สาขาวิชา  
ชีวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาชีวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัย  
เทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ปีการศึกษา 2561

## ประวัติผู้แต่ง(ต่อ)

ชื่อ : นายอินทรัตน์ มหารัตน์

### ประวัติ

เกิดวันที่ 3 สิงหาคม พ.ศ. 2539 ภูมิลำเนา บ้านเลขที่ 32/2 หมู่ 1 ตำบลไทรเขิง อำเภอพระแสง จังหวัดสุราษฎร์ธานี รหัสไปรษณีย์ 84210 สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.) สาขาวิชาช่างอิเล็กทรอนิกส์ จากวิทยาลัยเทคนิคสุราษฎร์ธานี ปีการศึกษา 2557 และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี แขนงวิชาวิศวกรรมควบคุมอัตโนมัติ สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ ปีการศึกษา 2561