

การวิเคราะห์และออกแบบแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงแบบเฟสเดียว
ที่มีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง

ANALYSIS AND DESIGN OF SINGLE PHASE AC-DC CONVERTER
WITH NEARLY UNITY POWER FACTOR



ชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข
CHANLIT TARASANTISUK

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

จน.

บัณฑิตวิทยาลัย

๒๕๔๙ ก

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

๒๕๔๗

พ.ศ. ๒๕๔๗

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... 51101

ISBN 974-9680-04-9

วัน,เดือน,ปี- 2 ก.ค. ๒๕๔๗

.b.....
.i.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่ใช้

๒๕๔๙ ก
๒๕๔๗

**ANALYSIS AND DESIGN OF SINGLE PHASE AC-DC CONVERTER
WITH NEARLY UNITY POWER FACTOR**

CHANLIT TARASANTISUK

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2004

ISBN 974-9680-04-9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2004

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เพื่อใช้ในการเรียนการสอน
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์และออกแบบแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรง
นักศึกษา	นายชาญฤทธิ์ ชาราสันติสุข
รหัสประจำตัว	42061165
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2547
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.วิทยา ทิพย์สุวรรณพร

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบการควบคุมสำหรับวงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงแบบเฟสเดียวที่มีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง วงจรสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังคํอในลักษณะบริดจ์ทำงานในแบบบัสโหมดกระแสไหลต่อเนื่อง ส่งผลให้กระแสด้านเข้าใกล้เคียงชายน์เฟสตรงกับแรงดัน ระบบควบคุมที่นำมาใช้กับวงจรแปลงผันคือการควบคุมกระแสไหลในขอบเขตคงที่และการควบคุมแรงดันด้านออกด้วยตัวควบคุมสไลด์คิงโหมด ส่งผลให้มีการตอบสนองทางพลวัตที่ดีและคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ออกแบบจำลองการทำงานของวงจรแปลงผันด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK และสร้างวงจรทดลองเพื่อยืนยันประสิทธิภาพของวงจรควบคุม วงจรทดลองถูกออกแบบและทำงานที่แรงดันด้านออก 400 โวลต์ ที่กำลังไฟฟ้าด้านออก 1 กิโลวัตต์ แรงดันไฟตรงกระแสเพิ่มด้านออก $\pm 2\%$ โดยที่วงจรแปลงผันให้ค่าตัวประกอบกำลังมากกว่า 0.95

Thesis Title	Analysis and Design of Single Phase AC-DC Converter With Nearly Unity Power Factor
Student	Mr. Chanlit Tarasantisuk
Student ID.	42061165
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2004
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Vittaya Tipsuwanporn

ABSTRACT

Single phase AC-DC converter with nearly unity power factor analysis and design is proposed in this thesis. Power electronic switched circuit constructed in typical bridge is designed to operate in boost converter with Continuous Conduction Mode (CCM), thus input current is identical to sinewave and in-phases with input voltage. In addition to system control methodology, hysteresis current control is used to converter circuit and sliding mode control is applied in order to control output dc voltage. From such technique, the dynamic response obtained is robustly to load changes. In this thesis effective from the system design are investigated by simulation using MATLAB/SIMULINK and then, experimental circuit is implemented to guarantee the effectiveness of control circuit. The experimental circuit is designed to operate at output voltage 400 volt, output power 1kW, output ripple voltage $\pm 2\%$ and power factor more than 0.95.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดีจากคำแนะนำและช่วยเหลือจาก รศ.วิทยา ทิพย์สุวรรณพร ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งเป็นอย่างสูงในความอนุเคราะห์ของท่านและขอกราบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณครอบครัวเป็นอย่างสูงที่อดทน เป็นกำลังใจ และช่วยเหลือด้วยดีเสมอมา คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.2 ขอบเขตการวิจัย.....	2
1.3 การทดสอบสมรรถนะของวงจรแปลงผัน.....	3
1.4 ขั้นตอนและวิธีการทำวิจัย.....	3
1.5 เครื่องมือวัดที่ใช้ในการทดสอบ.....	3
1.6 ประโยชน์ของการวิจัย.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง.....	
2.1 กระแสฮาร์มอนิกส์จากวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอด.....	5
2.2 มาตรฐานกระแสฮาร์มอนิกส์และวิธีการปรับปรุงกระแสต้านเข้า.....	6
2.3 ทฤษฎีวงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรงแบบบอส.....	10
2.3.1 หลักการทำงานของวงจรแปลงผันแบบบอส.....	10
2.4 การทำงานของวงจรแปลงผันเฟสเดียวที่มีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง.....	15
2.4.1 การทำงาน โมดที่ 1.....	18
2.4.2 การทำงาน โมดที่ 2.....	19
2.4.3 การทำงาน โมดที่ 3.....	21
2.4.4 การทำงาน โมดที่ 4.....	22
2.4.5 การทำงาน โมดที่ 5.....	24
2.4.6 การทำงาน โมดที่ 6.....	25
2.4.7 การทำงาน โมดที่ 7.....	27
2.4.8 การทำงาน โมดที่ 8.....	28
2.5 การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กของวงจรแปลงผัน.....	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.5.1 การกำจัดการเปลี่ยนแปลงตามเวลา.....	32
2.5.2 การทำเป็นเชิงเส้น.....	34
2.5.3 แบบจำลองสภาวะคงตัว.....	35
2.5.4 การวิเคราะห์เชิงความถี่ด้วยแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก.....	36
2.6 การออกแบบระบบควบคุมวงจรแปลงผันทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง.....	42
2.6.1 ตัวชดเชยมูมนำและตัวชดเชยมุมตาม.....	42
2.6.2 ตัวชดเชยพีไอ.....	44
2.6.3 ตัวชดเชยพีโอบวกโพลความถี่สูง.....	44
2.6.4 ตัวชดเชยแบบพีไอบวกโพลความถี่สูง.....	45
2.7 การควบคุมแบบ โครงสร้างผันแปร.....	47
2.7.1 นิยาม หลักการ.....	47
2.7.2 การสวิตช์ของโครงสร้างในระนาบสไลด์ดิงโมด.....	48
2.7.3 การวิเคราะห์ระบบควบคุมชนิดโครงสร้างผันแปร	52
2.8 สรุปแนวความคิดพื้นฐานของระบบควบคุมแบบโครงสร้างผันแปร.....	55
บทที่ 3 การออกแบบระบบควบคุม	
3.1 การจำลองการทำงานของระบบแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรง.....	58
ที่มีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง	
3.2 การออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง.....	61
3.2.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ.....	62
3.2.2 การออกแบบตัวเก็บประจุ.....	63
3.3 การออกแบบระบบควบคุมแบบพีโอร่วมกับการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส.....	64
3.4 การออกแบบระบบควบคุมแบบสไลด์ดิงโมด.....	65
3.5 การออกแบบวงจรควบคุม.....	68
3.5.1 วงจรกระแสอ้างอิง.....	68
3.5.2 วงจรตรวจจับกระแส.....	68
3.5.3 วงจรคูณสัญญาณและวงจรเปรียบเทียบแบบฮิสเตอร์รีซิส.....	69
3.5.4 วงจรจับเกด.....	70
3.5.5 วงจรหน่วงเวลาและป้องกัน.....	70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสาร

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.5.6 วงจรควบคุมแบบพีไอ.....	71
3.5.7 วงจรควบคุมแบบสไลด์คิง โมด.....	72
บทที่ 4 ผลการทดลอง	
4.1 ผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ MATLAB/SIMULINK.....	73
4.1.1 การจำลองการงานวงเปิดของวงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรง.....	73
4.1.2 การจำลองการงานวงปิดของวงจรแปลงผันด้วยตัวควบคุมพีไอ.....	75
และควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส	
4.1.3 การจำลองการงานวงปิดของวงจรแปลงผันด้วยตัวควบคุมพีไอ.....	80
แบบความถี่ในการสวิตซ์คงที่	
4.1.4 การจำลองการงานวงปิดของวงจรแปลงผันด้วยตัวควบคุมแบบสไลด์คิง โมด.....	85
4.2 ผลการทำงานของวงจรทดลอง	91
4.2.1 วงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงด้วยไดโอดแบบบริดจ์.....	91
4.2.2 วงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงที่มีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง.....	93
4.3 ทดสอบการทำงานวงจรแปลงผันในอินเวอร์ทิง โมดด้วยการจำลองการทำงาน.....	96
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	100
เอกสารอ้างอิง.....	101
ภาคผนวก ก ผลงานวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์	104
ภาคผนวก ข โปรแกรมคอมพิวเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน.....	116
ภาคผนวก ค รูประบบแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงที่มีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง.....	119
ประวัติผู้แต่ง.....	121

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 ข้อกำหนดการออกแบบ.....	2
2.1 ข้อกำหนด IEC61000-3-2 Class A.....	7
2.2 ข้อกำหนด IEEE-519 ทางด้านกระแส.....	8
2.3 ข้อกำหนด IEEE-519 ทางด้านแรงดัน.....	8
3.1 ข้อกำหนดในการออกแบบวงจรกำลัง.....	61



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.27 การทำงานของวงจรแปลงผันใน โมดที่ 5.....	24
2.28 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสใน โมดที่ 5.....	24
2.29 การทำงานของวงจรแปลงผันใน โมดที่ 6.....	25
2.30 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสใน โมดที่ 6.....	25
2.31 การทำงานของวงจรแปลงผันใน โมดที่ 7.....	27
2.32 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสใน โมดที่ 7.....	27
2.33 การทำงานของวงจรแปลงผันใน โมดที่ 8.....	28
2.34 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสใน โมดที่ 8.....	28
2.35 วงจรแปลงผันเฟสเดียวแบบบริดจ์.....	30
2.36 สวิตช์เทียบเคียง (Switch model).....	30
2.37 วงจรสวิตช์เทียบเคียง (Equivalent circuit).....	31
2.38 เฟสเซอร์ไคอะแกรมสถานะคงตัวของวงจร.....	35
2.39 ผลตอบสนองทางความถี่ของแรงดันด้านออกต่อมุมของโหลด.....	39
2.40 ผลตอบสนองทางความถี่ของแรงดันด้านออกต่ออัตราการมอดูเลชัน.....	40
2.41 ความสัมพันธ์ระหว่างด้านเข้าและด้านออกในทรานเฟอร์ฟังก์ชัน.....	40
2.42 แรงดันมอดูเลชันที่ความถี่ 100 Hz ของแรงดันกระแสที่แรงดันไฟตรงด้านออก	41
2.43 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวชดเชยมุมนำ.....	42
2.44 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวชดเชยมุมตาม.....	43
2.45 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวชดเชยมุมนำ-มุมตาม.....	43
2.46 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวชดเชยแบบพีไอ.....	44
2.47 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวชดเชยแบบพีไอดี.....	45
2.48 โครงสร้างการควบคุมแบบ 2 อินทิเกรเตอร์ต่ออนุกรม.....	49
2.49 การแสดงลักษณะการเคลื่อนที่ของระบบตามโครงสร้างตัวอย่าง.....	51
2.50 แนวการเคลื่อนที่ของระบบ.....	54
2.51 ทิศทางเวกเตอร์ความเร็วเฟส	54
3.1 วงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงที่อุปกรณ์สวิตช์เป็นอุดมคติ	58
3.2 แบบจำลองวงจรแปลงผัน.....	60
3.3 แบบจำลองวงจรแปลงผันแบบวงเปิด.....	60

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
3.4 วงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงเฟสเดียวที่มีอุปกรณ์สวิตช์ต่อในลักษณะบริดจ์.....	61
3.5 ระบบแปลงผันที่ใช้ระบบควบคุมแบบพีไอร่วมกับการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส.....	64
3.6 ระบบแปลงผันที่ใช้ระบบควบคุมแบบสไลด์คิง โมด.....	65
3.7 วงจรสร้างกระแสอ้างอิงจากแรงดันต้านเข้า.....	68
3.8 วงจรตรวจวัดกระแสด้วยอุปกรณ์ฮอลล์เอฟเฟกซ์.....	68
3.9 วงจรคูณสัญญาณและวงจรเปรียบเทียบแบบฮิสเตอร์รีซิส.....	69
3.10 วงจรแยกโคดและขั้วเกิดสำหรับไอจีบีที.....	70
3.11 วงจรหน่วงเวลาสัญญาณและวงจรป้องกัน.....	70
3.12 วงจรควบคุมแบบพีไอ.....	71
3.13 วงจรควบคุมแบบสไลด์คิง โมด	72
4.1 แบบจำลองวงเปิดของวงจรแปลงผันที่มีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง.....	73
4.2 ผลจำลองการทำงานแบบวงเปิดกระแสอ้างอิง i_{sref} 4.5 แอมป์แรงดันไฟตรงด้านออก (V_o)	74
400 V	
4.3 ผลจำลองการทำงานแบบวงเปิดแรงดันไฟตรงด้านออก (V_o) และกระแสด้านออก (i_o)	74
4.4 ผลจำลองการทำงานวงปิดของวงจรแปลงผันด้วยตัวควบคุมพีไอและควบคุมกระแส.....	75
แบบฮิสเตอร์รีซิส	
4.5 ผลจำลองการทำงานของสัญญาณสวิตช์ (u) และแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (v_L)	76
ด้วยตัวควบคุมพีไอ	
4.6 ผลจำลองการทำงานผลตอบสนองพลวัตของแรงดันด้านออก (V_o) ด้วยตัวควบคุมพีไอ.....	76
4.7 ผลจำลองการทำงานผลตอบสนองพลวัตของแรงดัน (V_o) และกระแสด้านออก (i_o)	77
ด้วยตัวควบคุมพีไอ	
4.8 ผลจำลองการทำงานของกระแสและแรงดันกระแสเฟิร์ม (v_r) ด้านออกด้วยตัวควบคุมพีไอ.....	77
4.9 ผลจำลองการทำงานผลตอบสนองพลวัตของกระแสด้านเข้า (i_r) ด้วยตัวควบคุมพีไอ.....	78
4.10 ผลจำลองการทำงานของกระแสด้านเข้า (i_r) และวิเคราะห์กระแสด้วย FFT.....	79
4.11 ผลจำลองการทำงานของกระแสด้านเข้า (i_r) และแรงดันด้านออก (V_o)	79
เมื่อแรงดันอ้างอิงต่ำกว่า 311V	
4.12 แบบจำลองการงานวงปิดของวงจรแปลงผันด้วยตัวควบคุมพีไอที่ความถี่ในการสวิตซ์คงที่...80	

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
4.13 ผลจำลองการทำงานของสัญญาณสวิตช์ (u) และแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (v_L) 81 ด้วยตัวควบคุมพีไอ (ความถี่คงที่)	
4.14 ผลจำลองการทำงานของผลตอบสนองพลวัตของแรงดันด้านออก (V_o) 81 ด้วยตัวควบคุมพีไอ(ความถี่คงที่)	
4.15 ผลจำลองการทำงานของผลตอบสนองพลวัตของแรงดัน (V_o) และกระแสด้านออก i_o 82 ด้วยตัวควบคุมพีไอ (ความถี่คงที่)	
4.16 ผลจำลองการทำงานของกระแสและแรงดันกระแสเพิ่ม (v_r) ด้านออก.....82 ด้วยตัวควบคุมพีไอ(ความถี่คงที่)	
4.17 ผลจำลองการทำงานของผลตอบสนองพลวัตของกระแสด้านเข้า (i_r) 83 ด้วยตัวควบคุมพีไอ (ความถี่คงที่)	
4.18 ผลจำลองการทำงานของกระแสด้านเข้า (i_r) และวิเคราะห์กระแสด้วย FFT.....83	
4.19 ผลจำลองการทำงานของกระแสด้านเข้า (i_r) เมื่อความถี่คงที่.....84	
4.20 ผลจำลองการทำงานของกระแสด้านเข้า (i_r) และแรงดันด้านออก (V_o) 84 เมื่อแรงดันอ้างอิงต่ำกว่า $311V$	
4.21 แบบจำลองการงานวงปิดของวงจรแปลงผันด้วยตัวควบคุมแบบสไลด์คิงโมด.....85	
4.22 ผลจำลองการทำงานของสัญญาณสวิตช์ (u) และแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (v_L) 86 ด้วยตัวควบคุมแบบสไลด์คิงโมด	
4.23 ผลจำลองการทำงานของผลตอบสนองพลวัตของแรงดันด้านออก (V_o) 86 ตัวควบคุมสไลด์คิงโมด	
4.24 ผลจำลองการทำงานของผลตอบสนองพลวัตของแรงดัน (V_o) 87 ตัวควบคุมสไลด์คิงโมด ($\alpha = 1$)	
4.25 ผลจำลองการทำงานของผลตอบสนองพลวัตของแรงดัน (V_o) 87 ตัวควบคุมสไลด์คิงโมด ($\alpha = 3.2$)	
4.26 ผลจำลองการทำงานของผลตอบสนองพลวัตของกระแสด้านเข้า (i_r) 88 ด้วยตัวควบคุมสไลด์คิงโมด	
4.27 ผลจำลองการทำงานของกระแสด้านเข้า (i_r) และวิเคราะห์ด้วยกระแสด้วย FFT.....89	
4.28 ผลจำลองการทำงานของกระแสด้านเข้า (i_r) และวิเคราะห์ด้วยกระแสด้วย FFT 89 เมื่อเพิ่มค่า α มากเกินไป	

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
4.29 ผลจำลองการทำงานของกระแสต้านเข้า (i_s) และแรงดันต้านออก (V_o) 90 เมื่อแรงดันอ้างอิงต่ำกว่า 311V	
4.30 กราฟค่าตัวประกอบกำลังและ THD ของวงจรแปลงผันที่กำลังงานค่าต่างๆ.....90	
4.31 กระแสต้านเข้า (i_s) และแรงดันจากวงจรเรียงกระแสด้วยไดโอดแบบบริดจ์.....91	
4.32 กระแสต้านเข้า (i_s) และแรงดันจากวงจรเรียงกระแสด้วยไดโอดแบบบริดจ์.....92 ที่เพิ่มตัวเหนี่ยวนำค่าสูงที่ด้านออกเพื่อปรับปรุงกระแส	
4.33 การวิเคราะห์กระแสต้านเข้า (i_s) และแรงดันต้านเข้า (v_s) ด้วย FFT ของวงจร.....92 ไดโอดบริดจ์ที่เพิ่มตัวเหนี่ยวนำค่าสูง	
4.34 กระแสต้านเข้า (i_s) ของวงจรแปลงผันที่มีตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง.....93 ตัวควบคุมแบบพีไอที่ความถี่ในการสวิตช์คงที่	
4.35 กระแสต้านเข้า (i_s) และแรงดันไฟตรง (V_o) ของวงจรแปลงผัน.....94 ตัวควบคุมแบบสไลด์คิง โมด	
4.36 กระแสต้านเข้า (i_s) และแรงดันต้านเข้า (v_s) ของวงจรแปลงผัน.....94 ตัวควบคุมแบบสไลด์คิง โมด	
4.37 การวิเคราะห์กระแสต้านเข้า (i_s) และแรงดันต้านเข้า (v_s) ด้วย FFT ของวงจรแปลงผัน.....95	
4.38 กราฟสรุปประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันด้วยไดโอดแบบบริดจ์ที่ต่อตัวเหนี่ยวนำ.....95 และวงจรแปลงผันที่นำเสนอควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบสไลด์คิง โมด	
4.39 แบบจำลองการทำงานอินเวอร์ทิง โมดด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ.....96	
4.40 ผลจำลองการทำงานอินเวอร์ทิง โมดด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ.....97	
4.41 แบบจำลองการทำงานอินเวอร์ทิง โมดด้วยตัวควบคุมแบบพีไอที่มีความถี่คงที่.....97	
4.42 ผลจำลองการทำงานอินเวอร์ทิง โมดด้วยตัวควบคุมแบบพีไอที่มีความถี่คงที่.....98	
4.43 แบบจำลองการทำงานอินเวอร์ทิง โมดด้วยตัวควบคุมแบบสไลด์คิง โมด.....98	
4.44 ผลจำลองการทำงานอินเวอร์ทิง โมดด้วยตัวควบคุมแบบสไลด์คิง โมด.....99	

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันคุณภาพของระบบส่งกำลังไฟฟ้าจะต้องพิจารณาในเรื่องของความเชื่อถือ คุณภาพของแรงดันไฟฟ้า คุณภาพกระแสไฟฟ้า ซึ่งอาจกล่าวได้ว่ากระแสฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นในระบบส่งกำลังไฟฟ้านั้นทำให้คุณภาพของการจ่ายกำลังไฟฟ้าลดลง ซึ่งข้อเสียของกระแสฮาร์มอนิกส์โดยสรุป [1-4,7,12] คือประสิทธิภาพของการจ่ายกำลังไฟฟ้าลดลงเนื่องจากค่าตัวประกอบกำลังต่ำ พิกัดของอุปกรณ์ในการส่งสูงขึ้น การเสื่อมสภาพของฉนวนเร็วขึ้น การเสียหายจากสภาวะรีโซแนนซ์ และกระแสฮาร์มอนิกสาม รวมทั้งการรบกวนต่ออุปกรณ์ต่อรวมอื่นๆ ส่วนสาเหตุการเกิดกระแสฮาร์มอนิกส์นั้นเนื่องจากการดึงกระแสพัลส์จากแหล่งจ่ายไฟสลับซึ่งนับวันจะเกิดมากขึ้นเรื่อยๆเนื่องจากในโรงงานอุตสาหกรรม บ้านเรือนโดยทั่วไปมีการแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงด้วยวงจรเรียงกระแสที่ควบคุมไม่ได้ประกอบด้วย ไดโอดและตัวเก็บประจุกรองแรงดันด้านออกให้เรียบซึ่งกระแสด้านเข้านั้นผิดเพี้ยนไปจากกระแสไซน์เป็นอย่างมากเนื่องจากโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นสามารถแก้ไขด้วยการต่อเพิ่มขดลวดเหนี่ยวนำค่าสูงที่ด้านออกแต่ก็มีข้อเสียเป็นอย่างมากทั้งขนาดที่ใหญ่ น้ำหนักที่มาก จึงนำมาสู่การนำอุปกรณ์สวิตช์กำลังเข้ามาปรับปรุงกระแสด้านเข้าของวงจรแปลงผัน

การนำอุปกรณ์สวิตช์เข้ามาใช้นั้นทั้งในระบบเฟสเดียวและสามเฟสนั้นวงจรกำลังหลักที่ใช้มีพื้นฐานวงจรที่นิยมใช้คือวงจรแปลงผันแบบบัสที่มีข้อได้เปรียบคือการควบคุมการทำงานการไหลกระแสต่อเนื่อง แรงดันด้านออกสูงกว่าแรงดันด้านเข้า โดยมีหลักการควบคุมในวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังคือกระแสด้านเข้าใกล้เคียงไซน์และเฟสตรงกับแรงดันด้านเข้า วงจรกำลังหลักที่นำเสนอเป็นวงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงเฟสเดียวที่มีอุปกรณ์สวิตช์ต่อในลักษณะบริดจ์ซึ่งเหมาะสมกับการจ่ายกำลังไฟฟ้าขนาดกลาง สามารถจ่ายกระแสได้สองทิศทางซึ่งเหมาะกับการประหยัคกำลังงาน

ในส่วนของระบบควบคุมนั้นได้วิเคราะห์แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก (Small signal analysis) [3] ที่รวมถึงความไม่เป็นเชิงเส้นของระบบ การทำเป็นเชิงเส้น (Linearization) เพื่อออกแบบตัวควบคุมแบบเชิงเส้น นอกจากนั้นแล้วยังได้นำเสนอการควบคุมแบบไม่เชิงเส้นคือการควบคุมสไลด์ดิ้ง โมด (Sliding Mode Control; SMC) ซึ่งเหมาะสมกับระบบผันแปร (Variable structure) และไม่เป็นเชิงเส้นเพื่อให้ผลตอบสนองทางพลวัตที่ดีขึ้นคงทนต่อการรบกวนของโหลดและง่ายในการออกแบบตัวควบคุม

แนวทางการวิจัยคือศึกษาปัญหาของกระแสฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นจากโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น

มาตรฐาน IEC61000-3-2 [10] ในการกำหนดขอบเขตของกระแสฮาร์มอนิกส์ จำลองการทำงานของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK สร้างวงจรต้นแบบด้วยระบบควบคุมเชิงเส้นและระบบควบคุมไม่เชิงเส้นเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของวงจรและความสามารถในการคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดทดสอบประสิทธิภาพของวงจรด้วยการเปลี่ยนแปลงโหลดและวิเคราะห์คุณภาพของกระแสด้านเข้าในเชิงความถี่ฮาร์มอนิกส์อันดับต่างๆและแรงดันกระแสที่โหลดค่าตั้งแต่ 100-1000 W

1.1 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

- 1. วิเคราะห์และจำลองการทำงานของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กโดยหลักสมมูลกำลังไฟฟ้าเพื่อนำไปใช้ในการออกแบบตัวควบคุมแบบเชิงเส้น
- 2. ศึกษาผลกระทบของความต้านทานแฝงในขดลวดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุบนหลักสมมูลกำลังไฟฟ้า
- 3. จำลองการทำงานและออกแบบสร้างวงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงมีการควบคุมแบบเชิงเส้นและการควบคุมแบบสไลด์ดิงโมด
- 4. ศึกษา วิเคราะห์ และเปรียบเทียบผลจากการทดลองด้วย %THD, PF สมรรถนะและพฤติกรรมทางพลวัตของระบบ

1.2 ขอบเขตการวิจัย

ระบบควบคุมการแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงในระบบไฟฟ้าแบบเฟสเดียวโดยมีขอบเขตดังนี้ ออกแบบวงจรในการแปลงไฟสลับเป็นไฟตรงโดยวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังหลักเป็นไอจีบีทีต่อในลักษณะบริดจ์ ต่อกับระบบไฟฟ้าที่ 220V, 50Hz ระบบควบคุมแบบแอนะล็อกใช้หลักการควบคุมแบบสไลด์ดิงโมดข้อกำหนดตามตารางที่ 1.1

ตารางที่1.1 ข้อกำหนดการออกแบบ

รายการ	ข้อกำหนด
พิกัดแรงดันแหล่งจ่าย	1 เฟส, 220 V, 50Hz
พิกัดกำลังไฟฟ้าด้านออก	1000 W
พิกัดแรงดันไฟตรงด้านออก	400V
ระบบควบคุม	สไลด์ดิงโมด
สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง	ไอจีบีที
ความถี่สวิตซ์	10 kHz
ค่าตัวประกอบกำลัง	> 0.95
%THD	< 5%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้เพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 การทดสอบสมรรถนะการทำงานของชุดแปลงผันรายละเอียดดังนี้

1. กำหนดสภาวะการเปลี่ยนแปลงโหลดในช่วงระหว่าง $100W$, $500W$, $1000W$ เพื่อศึกษาการตอบสนองทางพลวัตของระบบ เสถียรภาพของแรงดันด้านออกกระแสด้านเข้า
2. กำหนดสภาวะการทดสอบสมรรถนะของชุดแปลงผันด้วยการเปลี่ยนระดับโหลด เพื่อหาประสิทธิภาพของแหล่งจ่าย กระแสฮาร์โมนิกอันดับที่ แรงดันด้านออก แรงดันกระแสฟีดแบ็คด้านออก ค่าตัวประกอบกำลัง

1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการวิจัย

1. ศึกษา ค้นคว้าหาข้อมูล การแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรง แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก ระบบการควบคุมสโตน์วอลล์โมด
2. จำลองการทำงานของวงจรกำลังและส่วนควบคุมด้วย MATLAB/SIMULINK Version 5.3
3. สร้างวงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงโดยใช้ตัวควบคุมแบบเชิงเส้นและสโตน์วอลล์โมด
4. ทดสอบ เก็บข้อมูล ประเมินผล และสรุปผลที่ได้จากการทดลอง
5. นำเสนอผลงานทางวิชาการและจัดทำวิทยานิพนธ์

1.5 เครื่องวัดที่ใช้ในการทดสอบ

1. Digital oscilloscope YOKOGAWA รุ่น DL1540C
2. Power analyzer YOKOGAWA รุ่น PZ4000
3. Digital power meter YOKOGAWA รุ่น WT130

1.6 ประโยชน์ของผลการวิจัย

1. สามารถนำไปประยุกต์วงจรกำลังหลักใช้งานจริงใน 3 ระดับด้วยกันคือ
 - 1.1 ระบบจ่ายกำลังไฟตรงขนาดต่ำเช่น ระบบชาร์จประจุแบตเตอรี่ (Battery charger system)
 - 1.2 ระบบจ่ายกำลังไฟตรงขนาดกลางเช่น ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ (Motor drive system)
 - 1.3 ระบบจ่ายกำลังไฟตรงขนาดสูงเช่น ระบบฉุดลาก (Traction system) ในรถไฟฟ้า
2. สามารถประยุกต์ระบบควบคุมแบบไม่เชิงเส้นมาใช้กับวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง
3. สามารถพัฒนาใช้งานในเชิงอุตสาหกรรมต่อไป
4. เสริมสร้างศักยภาพการพัฒนาทางเทคโนโลยีด้วยตัวเอง

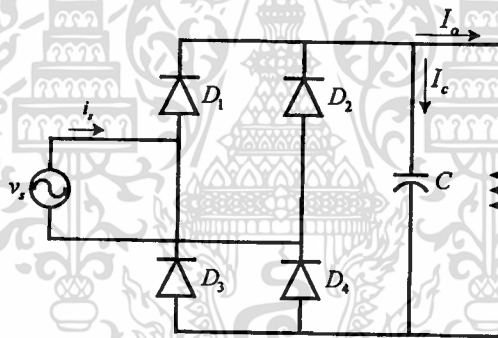
บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

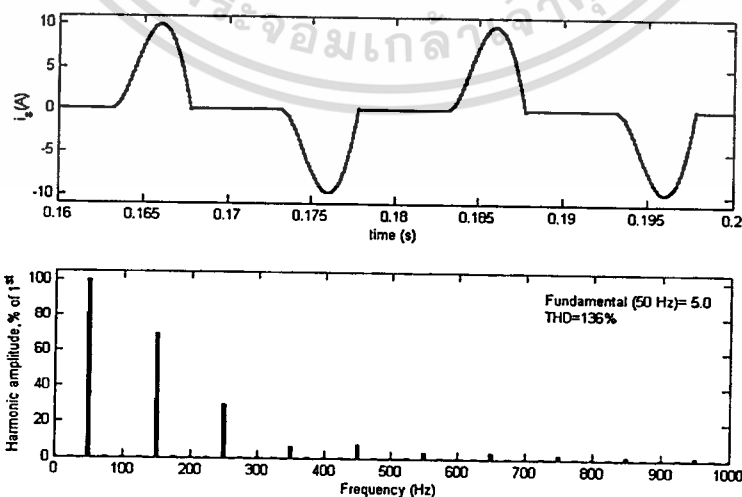
ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการเบื้องต้นของวงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรง ตั้งแต่ปัญหาของกระแสมอนิกซ์ของวงจรเรียงกระแส มาตรฐาน IEC61000-3-2 วงจรแปลงผันแบบบูตเบื้องต้น การวิเคราะห์แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก การควบคุมแบบเชิงเส้น การควบคุมแบบสไลด์ดิ้งโหมด

2.1 กระแสมอนิกซ์จากวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอด

ในกรณีที่ภาระของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับนั้นเป็นแบบไม่เชิงเส้นเช่นวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ดังรูปที่ 2.1 [1,2] ประกอบด้วยไดโอดและตัวเก็บประจุเพื่อกรองแรงดันไฟตรงกระแสต้านเข้าของวงจร (i_r) จะมีลักษณะที่ผิดเพี้ยนไปจากกระแสขาขึ้นซึ่งเกิดจากกระแสต้านเข้าไหลเฉพาะในช่วงเวลาที่มีการเก็บประจุของตัวเก็บประจุ



รูปที่ 2.1 วงจรเรียงกระแสแบบเฟสเดียว



รูปที่ 2.2 (ก) กระแสต้านเข้าของวงจรเรียงกระแสเฟสเดียว

เอกสารนี้(ข) วิเคราะห์กระแสต้านเข้าของวงจรด้วย FFT ษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่2.2นั้นจะเห็นว่ากระแสที่ผิดเพี้ยนไปนั้นประกอบด้วยกระแสมูลฐาน (Fundamental current) และกระแสฮาร์โมนิกส์ซึ่งมีความถี่เป็นพหุคูณของความถี่มูลฐานซึ่งสามารถแสดงได้ตามสมการ (2.1) [1]

$$i_s(t) = \sqrt{2}I_{s1} \sin(\omega t - \phi_1) + \sum_{h \neq 1} \sqrt{2}I_{sh} \sin(\omega_h t - \phi_h) \tag{2.1}$$

โดยที่ I_{s1} คือค่ากระแสยอดที่ความถี่หลัก I_{sh} แทนค่ากระแสยอดที่ความถี่อื่นค้บต่างๆซึ่งกระแส (RMS) ของสมการ (2.1) คือ

$$I_s = \sqrt{I_{s1}^2 + \sum_{h \neq 1} I_{sh}^2} \tag{2.2}$$

เมื่อแยกพิจารณาแล้วค่า RMS ของกระแสอื่น ๆนอกจากกระแสที่ความถี่หลักนั้นเรียกว่ากระแสผิดเพี้ยน (Distortion current) ซึ่งมีค่าเป็น

$$I_{dis} = \sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2} = \sqrt{\sum_{h \neq 1} I_{sh}^2} \tag{2.3}$$

อัตราส่วนระหว่างค่าRMSของกระแสผิดเพี้ยน และกระแสมูลฐานเรียกว่าค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกส์โดยรวม (Total Harmonics Distortion; THD) ดังสมการคือ

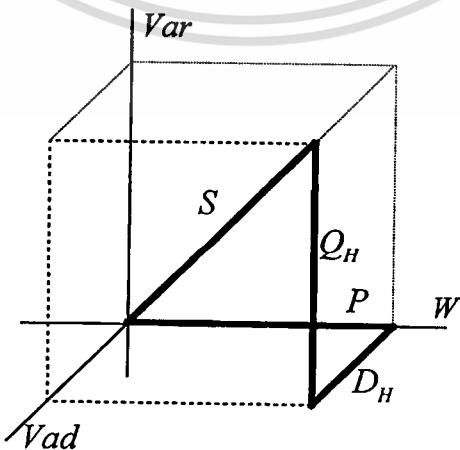
$$\%THD = 100 \times \frac{I_{dis}}{I_{s1}} \tag{2.4}$$

อัตราส่วนระหว่างค่า RMS ของกระแสที่ความถี่มูลฐานและกระแสรวมเรียกว่าค่าตัวประกอบผิดเพี้ยน (Distortion factor; k_d) คือ

$$k_d = \frac{I_{s1}}{I_s} \tag{2.5}$$

เมื่อรวมค่ากำลังไฟฟ้าจริง (P) ค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกติฟ (Q) ค่ากำลังไฟฟ้าผิดเพี้ยน (D) ผลที่ได้คือ กำลังไฟฟ้าปรากฏ (S) มีค่าเท่ากับสมการและความสัมพันธ์ดังรูปที่ 2.3

$$S = \sqrt{P^2 + Q_H^2 + D_H^2} \tag{2.6}$$



รูปที่ 2.3 ลูกบาศก์กำลัง (Power cube)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จึงสามารถสรุปได้ว่าค่าตัวประกอบกำลังของโหลดไม่เชิงเส้นกำหนดได้คือ

$$PF = k_d.DPF = \frac{V_s I_{s1} \cos \phi_1}{V_s I_s} \tag{2.7}$$

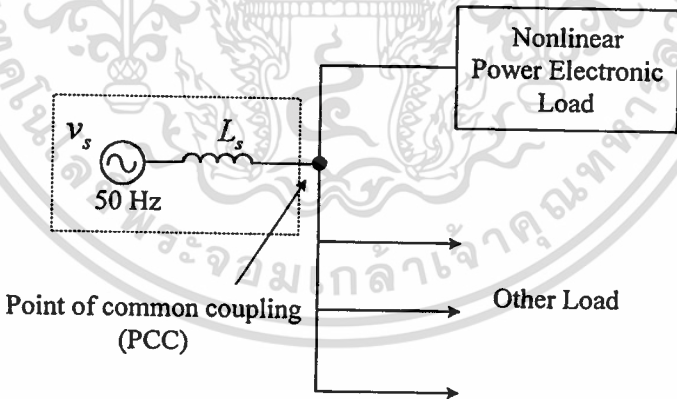
จากสมการ (2.6) จะเห็นได้ว่าค่าตัวประกอบกำลังนั้นไม่ได้ขึ้นอยู่กับมุมเฟสระหว่างกระแสและแรงดันเท่านั้น แต่ยังขึ้นอยู่กับความผิดเพี้ยนของกระแสอีกด้วยกล่าวคือแม้ว่า $\cos \phi_1$ จะมีค่าเท่ากับหนึ่งแต่ถ้ากระแสมีความผิดเพี้ยนมาก ค่าตัวประกอบกำลังก็มีค่าต่ำได้เพราะฉะนั้นแล้วหลักการในการแก้ไขให้ตัวประกอบใกล้เคียงหนึ่ง (Power factor correction) คือการพยายามทำให้รูปคลื่นกระแสด้านเข้ารูปไซน์เฟสตรงกับแรงดัน

2.2 มาตรฐานกระแสฮาร์มอนิกส์และวิธีการปรับปรุงกระแสด้านเข้า

จากปัญหากระแสด้านเข้าที่มีกระแสฮาร์มอนิกส์รวมอยู่กับกระแสมูลฐานไม่ว่าจะเป็นระบบไฟฟ้าเฟสเดียวหรือสามเฟสเมื่อพิจารณาอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟ กระแสด้านเข้าของวงจรจะไหลเฉพาะเมื่อแรงดันด้านเข้าชั่วขณะมีค่าสูงกว่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุ สามารถเขียนวงจรเทียบเคียงเพื่อพิจารณาถึงปัญหาของแรงดันที่จุดร่วมได้ดังรูปที่ 2.4 โดยที่แรงดันที่จ่ายโหลดอื่นๆเท่ากับ

$$v_1 = v_s - L_s \frac{di_s}{dt} \tag{2.8}$$

ซึ่งแรงดันที่ผิดเพี้ยนที่จุดดังกล่าวอาจทำให้การทำงานของอุปกรณ์ที่จุดร่วมผิดพลาดได้



รูปที่ 2.4 ไดอะแกรมของแรงดันที่จุดร่วม

ปัญหาที่เกิดขึ้นมาจากกระแสฮาร์มอนิกส์สามารถสรุปได้ดังนี้คือ [7]

- 1. ประสิทธิภาพของการจ่ายพลังงานต่ำลงเนื่องจากมีค่าตัวประกอบกำลังต่ำลงทำให้ต้องจ่ายกระแสมากกว่าปกติ เมื่อกระแสในสายส่งกำลังมากกำลังไฟฟ้าสูญเสียก็มากขึ้นตามไปด้วย
- 2. พิกัดของอุปกรณ์ที่ใช้ในการจ่ายกำลังไฟฟ้ามากขึ้น เมื่อต้องรับภาระในการจ่ายกระแสมากขึ้น การออกแบบอุปกรณ์ที่ใช้ในการส่งกำลังไฟฟ้า เช่น สายส่งกำลัง หม้อแปลง อุปกรณ์สวิตช์จะมีขนาด

ใหญ่กว่าเดิมไปด้วย ที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 3. เกิดการเสื่อมของฉนวนเร็วเนื่องจากผลของฮาร์โมนิกส์ของแรงดัน จะเป็นตัวเพิ่มความเครียดต่อไดอิเล็กทริก เพราะแรงดันที่มีฮาร์โมนิกส์ปนอยู่จะมีแรงดันยอด (Crest voltage) ที่สูงกว่าเดิมทำให้อายุการใช้งานของฉนวนลดลง และยังทำให้เกิดการผิดพลาด (Fault) ในระบบมากขึ้น
- 4. หม้อแปลงกำลังเสียหายเพราะกระแสไหลวนจากฮาร์โมนิกส์ที่สาม ภายในขดลวดเคลด้าของหม้อแปลงกำลัง ขดลวดต้องรับกระแสเกินพิกัดอาจทำให้เสียหายได้
- 5. ตัวเก็บประจุที่ต่อไว้เพื่อปรับปรุงตัวประกอบกำลังอาจเสียหายเนื่องจากแรงดันเกินพิกัดที่เกิดจากการเรโซแนนซ์ที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์
- 6. ความสูญเสียในสายกำลังมีมากขึ้นเนื่องจากผลของสกินเอฟเฟกต์ทำให้ความต้านทานของสายส่งต่อความถี่สูงมากขึ้นยังผลให้ความสูญเสียในสายกำลังมีมากกว่าปกติ
- 7. ความถี่รบกวนต่ออุปกรณ์ไฟฟ้าชนิดอื่น โดยอาจทำให้การทำงานของอุปกรณ์เหล่านั้นผิดพลาดได้ ปัญหากระแสฮาร์โมนิกส์ซึ่งถือเป็นมลภาวะในระบบไฟฟ้ามีมากขึ้นดังนั้นประเทศในกลุ่มยุโรป อเมริกาเหนือ และเอเชียบางประเทศจึงได้ออกข้อบังคับในการควบคุมระดับของกระแสฮาร์โมนิกส์ที่กำเนิดจากเครื่องใช้ทางไฟฟ้าให้อยู่ในระดับมาตรฐาน IEC61000-3-2 [10] สำหรับอุปกรณ์ที่ใช้กระแส <16A ต่อเฟสโดยสินค้าจะต้องได้รับการทดสอบและมีการออกใบรับรองที่เชื่อถือได้ในรูปของเครื่องหมายกำกับ CE ของยุโรป หรือ UL ของอเมริกาเป็นต้น มาตรฐานที่กล่าวถึงมีรายละเอียดดังนี้คือ

ตารางที่ 2.1 ข้อกำหนด IEC61000-3-2 Class A

Odd harmonics		Even harmonics	
Harmonic number	Maximum current	Harmonic number	Maximum current
3	2.3 A	2	1.08 A
5	1.14 A	4	0.43 A
7	0.77 A	6	0.3 A
9	0.4 A	8 ≤ n ≤ 40	0.23 A
11	0.33 A		
13	0.21 A		
15 < n < 3	0.15 A		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

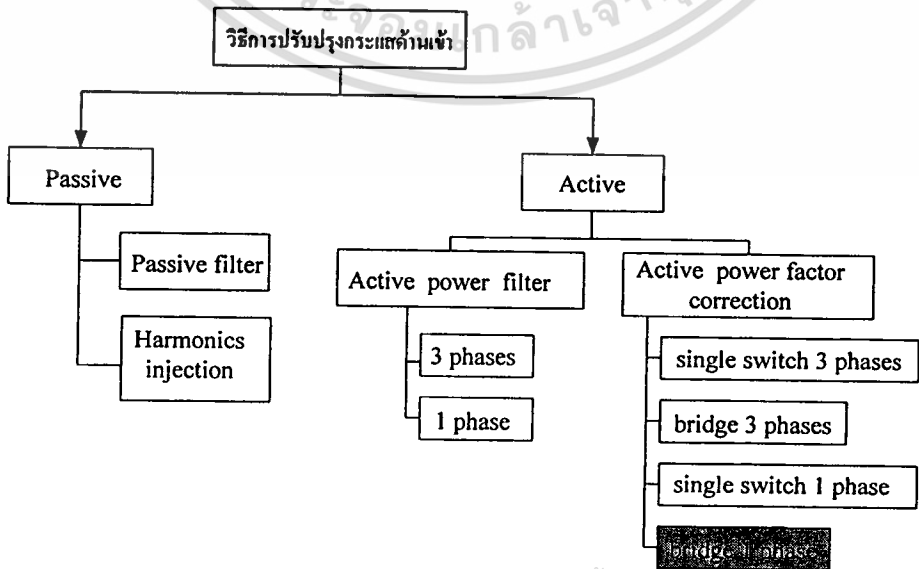
ตารางที่ 2.2 ข้อกำหนด IEEE-519 [11] ทางด้านกระแส

I_{sc} / I_L	$n < 11$	$11 < n < 17$	$17 < n < 23$	$23 < n < 25$	$35 \leq n$	% THD
<20	4.0 %	2 %	1.5 %	0.6 %	0.3 %	5.0 %
20-50	7.0 %	3.5 %	2.5 %	1.0 %	0.5 %	8.0 %
50-100	10.0 %	4.5 %	4.0 %	1.5 %	0.7 %	12.0 %
100-1000	12.0 %	5.5 %	5.0 %	2.0 %	1.0 %	15.0 %
>1000	15.0 %	7.0 %	6.0 %	2.5 %	1.4 %	20.0 %

ตารางที่ 2.3 ข้อกำหนด IEEE-519 [11] ทางด้านแรงดัน

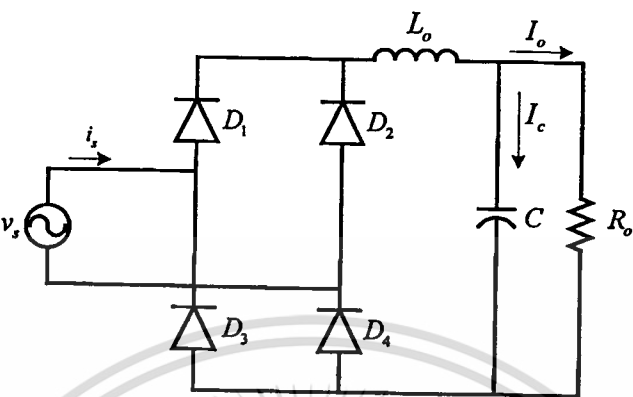
Bus voltage at PCC	Individual harmonics	% THD
69 kV and lower	3.0 %	5.0 %
69.001 kV to 161 kV	1.5 %	2.5 %
Above 161 kV	1.0 %	1.5 %

จึงได้มีจึงได้มีการปรับปรุงกระแสด้านเข้าซึ่งไดอะแกรมตามรูปที่ 2.5 [12] สามารถแบ่งแบบกว้างได้คือการใช้อุปกรณ์พาสซีฟและอุปกรณ์แอคทีฟประเภทสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังยกตัวอย่างง่ายในการปรับปรุงกระแสด้านเข้าในวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์คือการเพิ่มตัวเหนี่ยวนำค่าสูงที่ด้านออกดังรูปที่ 2.6 [13] โดยสามารถปรับปรุงรูปคลื่นกระแสได้ใกล้เคียงรูปสี่เหลี่ยม

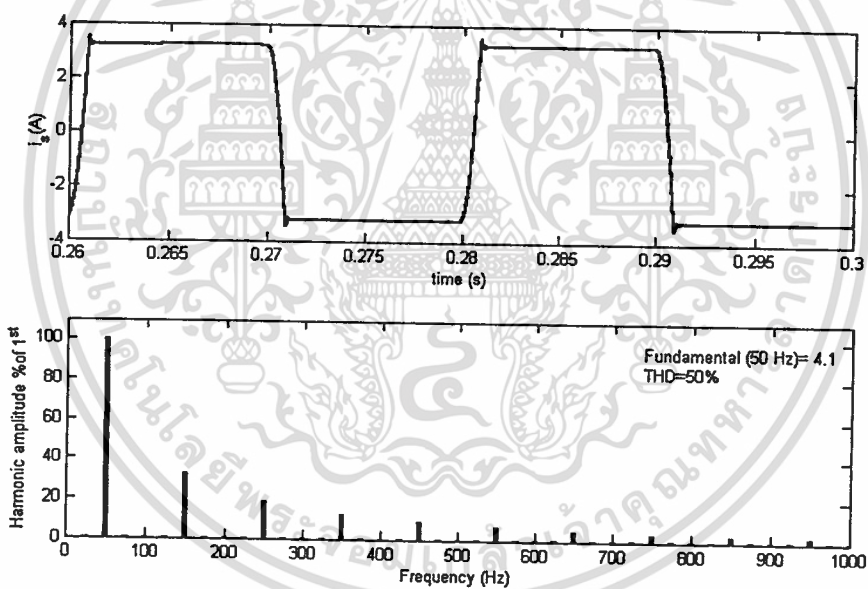


รูปที่ 2.5 ไดอะแกรมหลักการปรับปรุงกระแสด้านเข้า ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการวิเคราะห์กระแสด้วย FFT เปรียบเทียบระหว่างรูปที่ 2.2 และ 2.7 นั้นค่า %THD และ PF นั้นดีขึ้นและแปรผัน โดยตรงกับค่าของขดลวดเหนี่ยวนำตามกราฟแสดงความสัมพันธ์ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.6 วงจรเรียงกระแสแบบเฟสเดียวที่ปรับปรุงด้วยการเพิ่มขดลวดเหนี่ยวนำค่าสูงๆที่ด้านออก

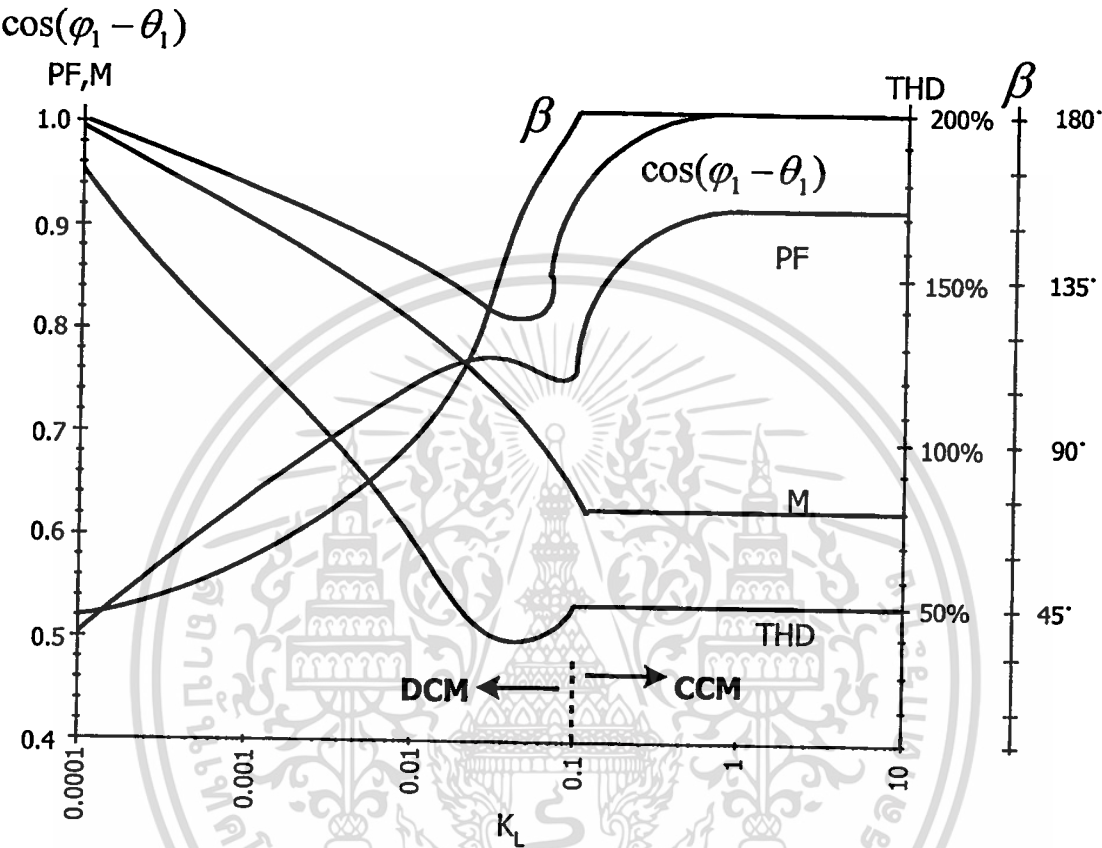


รูปที่ 2.7 (a) กระแสด้านเข้าของวงจรเรียงกระแสหนึ่งเฟสเพิ่มขดลวดเหนี่ยวนำ
(b) วิเคราะห์กระแสด้านเข้าของวงจรด้วย FFT

ซึ่งจากรูปจะสังเกตุว่าค่า %THD,PF ถูกจำกัดอยู่ที่ 50% และ 0.9 ตามลำดับและจากข้อเสียที่ขนาดใหญ่ของขดลวดเหนี่ยวนำ น้ำหนักสูง ราคาแพงและประสิทธิภาพต่ำ นักวิจัยจึงได้นำวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังเข้ามามีส่วนร่วมในการปรับปรุงกระแสทั้งในระบบไฟฟ้าที่เฟสเดียวและสามเฟส [1,12] เพื่อประสิทธิภาพของวงจรที่สูงขึ้น สามารถประยุกต์หลักการควบคุมเข้ากับวงจรกำลัง ขนาดที่เล็กลง แนวโน้มของราคาอุปกรณ์สวิตซ์ที่ลดลง นอกจากนี้วงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงแบบบริดจ์ยังสามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสองทิศทางได้ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการทํางานของวงจรแปลงผันที่นําสื่อนั้นมีพื้นฐานอยู่บนวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังแบบบอสซึ่งแรงดันด้านออกจะสูงกว่าแรงดันชั่วขณะด้านเข้าโดยควบคุมแรงดันด้านออกให้คงที่และกระแสด้านเข้าให้ใกล้เคียงศูนย์



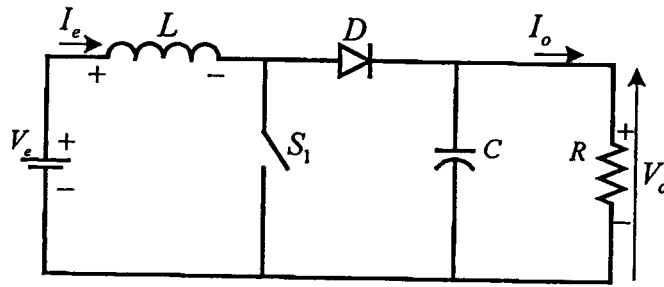
รูปที่ 2.8 กราฟเปรียบเทียบค่าเหนี่ยวกับ %THD, PF, M, β , $\cos(\varphi_1 - \beta_1)$

2.3 ทฤษฎีวงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรงแบบบอส

หัวข้อนี้กล่าวถึงหลักการทํางานพื้นฐานของวงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรงแบบบอส [1,2] การทํางานในโหมดกระแสไหลต่อเนื่อง

2.3.1 หลักการทํางานของวงจรแปลงผันแบบบอส

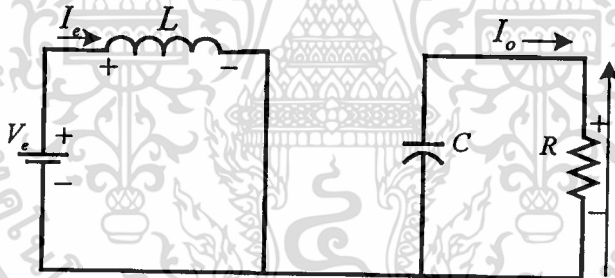
รูปที่ 2.9 แสดงวงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรงแบบบอสที่มีความเหมาะสมในการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสด้านเข้าของวงจรและให้แรงดันด้านออกสูงกว่าแรงดันด้านเข้า พื้นฐานการทํางานทำได้อสองโหมดซึ่งขึ้นอยู่กับการควบคุมกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยว ในวิทยานิพนธ์นี้ควบคุมกระแสในโหมดต่อเนื่องดังนี้



รูปที่ 2.9 วงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรงแบบบัส

2.3.1.1 โมดกระแสต่อเนื่องช่วงที่หนึ่งในช่วงเวลา $0 < t < t_{on}$ เมื่อสวิตช์ S_1 เริ่มนำกระแสที่ $t = 0$ และหยุดนำกระแสที่ $t = t_{on}$ ไดโอด D ถูกไบแอสกลับกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นอย่างสม่ำเสมอจาก I_1 ไป I_2 ในระหว่างเวลา $0 < t < t_{on}$ ดังนั้นวงจรสมมูลช่วงการทำงานที่หนึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.10 สมการความสัมพันธ์ระหว่างเวลานี้หาได้ดังนี้คือ สมการแรงดันขดลวดเหนี่ยวนำและสวิตช์นำกระแส

$$V_e = L \frac{I_1 - I_2}{t_{on}} = L \frac{\Delta I}{t_{on}} \quad 2.9$$



รูปที่ 2.10 วงจรสมมูลการทำงานในช่วง $0 < t < t_{on}$

ที่เวลา t_{on} อธิบายด้วยสมการ

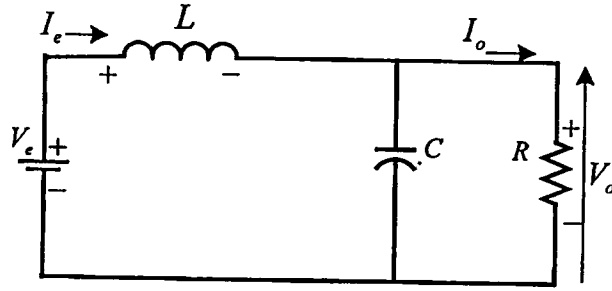
$$t_{on} = L \frac{\Delta I}{V_e} \quad 2.10$$

สมการพลังงานสะสมในขดลวดเหนี่ยวนำ

$$E = \frac{1}{2} L (\Delta I)^2 = \frac{1}{2} (V_e t_{on})^2 \quad 2.11$$

จากรูปที่ 2.10 กระแสด้านออกในช่วงเวลานี้เป็นกระแสที่ได้จากตัวเก็บประจุด้วยข้อจำกัดนี้ตัวเก็บประจุต้องมีขนาดใหญ่พอที่ต้องจ่ายกระแสให้แก่โหลดในช่วงเวลา t_{on} ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลการทำงานในช่วง $t_{on} < t < T$

2.3.1.2 โมดกระแสไหลต่อเนื่องช่วงที่สอง ในระหว่างเวลา $t_{on} < t < T$ เริ่มเมื่อสวิตช์ S_1 หยุคนำกระแสที่เวลา $t = t_{on}$ วงจรสมมูลโมดที่สองแสดงดังรูปที่ 2.11 เพราะกระแสขดลวดเหนี่ยวนำไม่สามารถเปลี่ยนแปลงได้อย่างทันทีทันใด แรงดันขดลวดเหนี่ยวนำกลับชั่วแต่กระแสขดลวดเหนี่ยวนำยังคงไหลทิศทางเดิม ทิศทางกระแสขดลวดเหนี่ยวนำไหลผ่านไดโอด ตัวเก็บประจุและโหลด กระแสขดลวดเหนี่ยวนำไหลลดลงจน S_1 นำกระแสอีกครั้งในคาบเวลาต่อไป ขดลวดเหนี่ยวนำจ่ายพลังงานที่สะสมไปให้แก่ตัวเก็บประจุโดยผ่านไดโอด ผลคือแรงดันด้านออกมีค่าสูงกว่าแรงดันด้านเข้า V_e ดังนั้นพลังงานส่วนนี้ และด้านออกของตัวเก็บประจุทำหน้าที่จ่ายกระแสเมื่อถึงสภาวะที่ตัวเก็บประจุต้องจ่ายกระแสให้โหลด ขณะนี้แรงดันตกคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำเป็น $V_e - V_o$ กระแสไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำลดลงอย่างเชิงเส้นจาก I_2 ลงมาถึง I_1 ที่เวลา t_{off} ดังสมการต่อไปนี้

$$V_e - V_o = L \frac{I_2 - I_1}{t_{off}} \quad 2.12$$

หรือ

$$V_e - V_o = L \frac{\Delta I}{t_{off}} \quad 2.13$$

ที่เวลา t_{off} อธิบายดังสมการ

$$t_{off} = \frac{L \Delta I}{V_e - V_o} \quad 2.14$$

จากการเปลี่ยนแปลงค่ายอดถึงยอดของกระแสขดลวดเหนี่ยวนำหรือ ΔI ที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาสวิตช์นำและไม่นำกระแส พิจารณาค่า ΔI ได้จากการทำงานในสภาวะคงตัวจากสมการ (2.10) และ (2.14) ดังนี้

$$\Delta I = \frac{V_e t_{on}}{L} = \frac{(V_o - V_e) t_{off}}{L} \quad 2.15$$

แทนค่า $t_{on} = DT$ และ $t_{off} = (1-D)T$ ในสมการ (2.15) จะได้

$$V_e DT = (V_o - V_e)(1-D)T = V_o(1-D)T - V_e(1-D)T \quad 2.16$$

จัดสมการ (2.16) ใหม่คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_e DT = V_o(1-D)T - V_e T + V_e DT \quad 2.17$$

หรือ

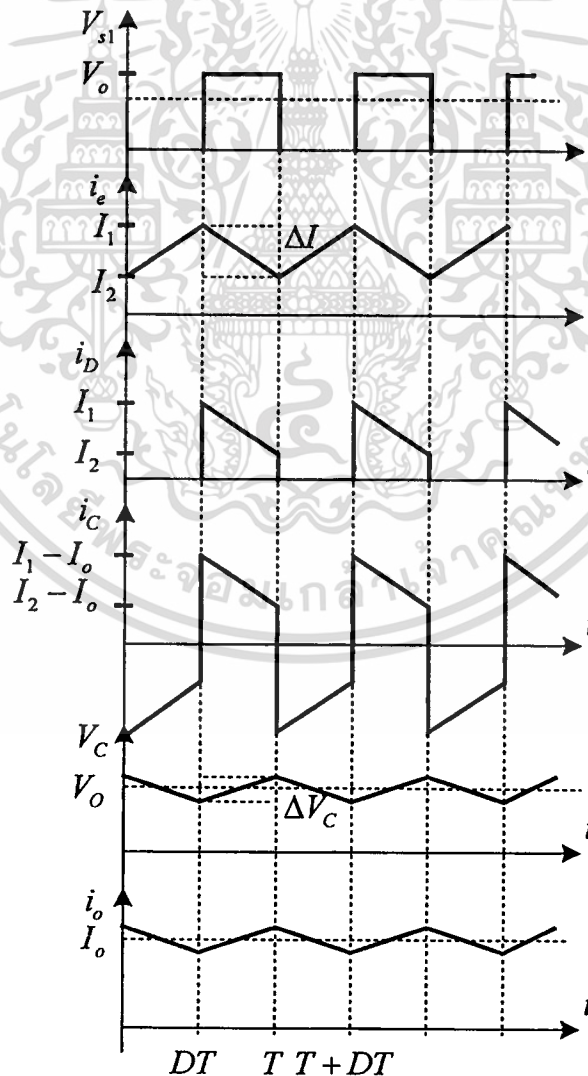
$$V_e = V_o(1-D) \quad 2.18$$

ดังนั้นแรงดันเฉลี่ยด้านออก V_o สำหรับวงจรแปลงผันแบบบัสคือ

$$V_o = \frac{V_e}{1-D} \quad 2.19$$

เมื่อสมการแรงดันเฉลี่ยด้านออกเป็นฟังก์ชันของ $1-D$ แบบแปรผกผันซึ่งสมการ (2.19) บังคับให้ค่าวัฏจักรงาน (Duty cycle) ไม่เท่ากับหนึ่งเมื่อกำหนดให้วงจรแปลงผันแบบบัสไม่มีการสูญเสียพิจารณาสมการกำลังไฟฟ้าได้ดังนี้

$$V_e I_e = V_o I_o = \frac{V_e I_o}{1-D} \quad 2.20$$



รูปที่ 2.12 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของวงจรแปลงผันแบบบัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสเฉลี่ยด้านเข้าในทอมของกระแสที่โหลด I_o อธิบายดังสมการคือ

$$I_e = \frac{I_o}{1-D} \quad 2.21$$

ดังนั้นกระแสเฉลี่ยที่โหลดจะมีขนาดลดลงด้วยอัตราส่วน $1-D$ ของกระแสเฉลี่ยด้านเข้าด้วยเหตุผลที่ว่ากำลังไฟฟ้าทางออกต้องเท่ากับกำลังไฟฟ้าทางเข้าเสมอเวลาการสวิตช์ (Switching time) เป็นผลรวมของ t_{on} และ t_{off} ดังนี้

$$T = t_{on} + t_{off} = \frac{L\Delta I}{V_e} + \frac{L\Delta I}{V_o - V_e} = \frac{L\Delta I}{V_e(V_o - V_e)} \quad 2.22$$

ถ้ากระแสเพิ่มของกระแสในขดลวดเหนี่ยวนำ ΔI เป็น

$$\Delta I = \frac{V_e(V_e - V_o)T}{LV_o} = \frac{V_e \left[\frac{V_e}{1-D} - V_e \right]}{f_s LV_o} \quad 2.23$$

จัดสมการอย่างง่ายจะได้

$$\Delta I = \frac{V_e D}{f_s L} \quad 2.24$$

เมื่อสวิตช์ S_1 นำกระแสตัวเก็บประจุจ่ายกระแสให้กับโหลด ดังนั้นกระแสเฉลี่ยที่ตัวเก็บประจุเท่ากับกระแสเฉลี่ยที่โหลดแต่เมื่อ S_1 หยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุจะเก็บประจุและกระแสที่ไหลในตัวเก็บประจุนั้นมีขนาดลดลงอย่างสม่ำเสมอจาก I_2 ถึง I_o ดังแสดงในรูปที่ 2.12 ดังนั้นเมื่อพิจารณาการทำงานในสภาวะคงตัว กระแสเฉลี่ยที่ตัวเก็บประจุในช่วงที่ S_1 นำกระแสต้องเท่ากับกระแสเฉลี่ยที่โหลด ดังนั้นพิจารณาค่าแรงดันกระแสเพิ่มของวงจรแปลงผันดังนี้

$$\Delta V_c = V_c - V_c(0) = \frac{1}{C} \int_0^{t_{on}} I_o dt = \frac{I_o t_{on}}{C} \quad 2.25$$

โดย t_{on} อธิบายในทอมของแรงดันด้านเข้า ความถี่การสวิตช์และแรงดันเฉลี่ยด้านออกได้จากสมการ

$$\text{เมื่อ } V_o = \frac{V_e}{1-D} = \frac{V_e T}{T-DT} = \frac{V_e T}{T-t_{on}} \text{ ย้ายข้างสมการหา } T-t_{on} = \frac{V_e T}{V_o} \text{ ดังนั้น}$$

$$t_{on} = T - \frac{V_e T}{V_o} = \frac{V_o - V_e}{f_s V_o} \quad 2.26$$

แทนสมการ (2.26) ในสมการ (2.25) จะได้

$$\Delta V_c = \frac{I_o(V_o - V_e)}{V_o f_s C} = \frac{I_o(V_o - V_e)}{\frac{V_e}{1-D} f_s C} \quad 2.27$$

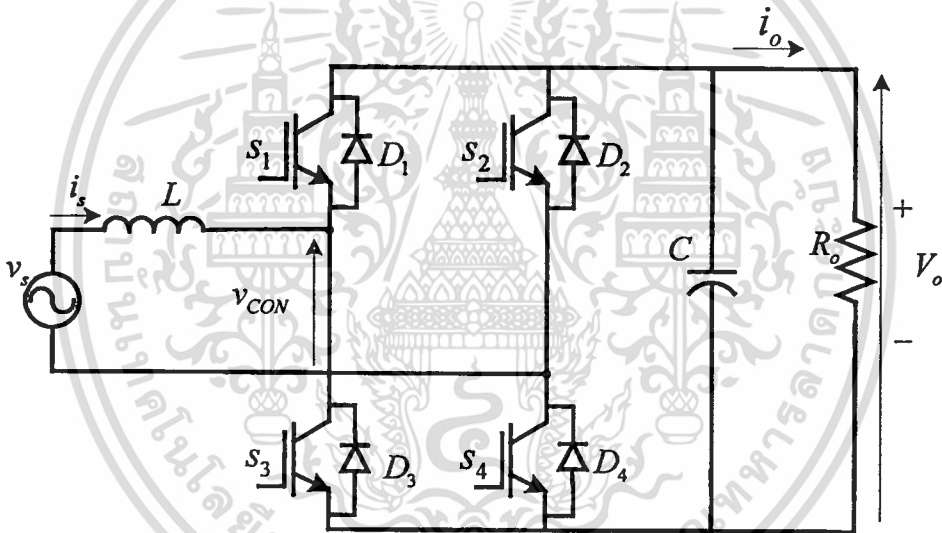
ดังนั้นแรงดันกระแสเพิ่มที่ด้านออกคือ

$$\Delta V_c = \frac{I_o D}{f_s C} \quad 2.28$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 การทำงานของวงจรแปลงผันเฟสเดียวที่มีตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง

วงจรแปลงผันที่นำเสนอตามรูปที่ 2.13 [1,5,9] มีพื้นฐานอยู่บนวงจรแปลงผันแบบบูส (Boost converter) การแปลงผันใช้อุปกรณ์สวิตช์ต่อในลักษณะบริดจ์ มีตัวเหนี่ยวนำด้านเข้า และตัวเก็บประจุสำหรับกรองแรงดันด้านออก การควบคุมให้ตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่งคือควบคุมให้กระแสด้านเข้าที่ขดลวดเหนี่ยวนำมีรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์และเฟสตรงกับแรงดันด้านเข้า นอกจากคุณสมบัติที่สามารถยกระดับแรงดันและแก้ไขตัวประกอบกำลังแล้วยังสามารถส่งถ่ายกำลังงานได้สองทิศทางซึ่งเป็นข้อดีของวงจรเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงที่ใช้สวิตช์เพียงตัวเดียว ซึ่งไม่สามารถส่งถ่ายพลังงานได้สองทิศทางและเกิดจุดบกพร่องในการติดตามกระแสที่ช่วงรอยต่อ (Cross-over distortion) ส่วนใหญ่จะประยุกต์ใช้งานกับภาระในระดับต่ำถึงสูงเช่น งานขับมอเตอร์ประเภทต่างๆ งานฉุดลาก (Traction) เป็นต้น



รูปที่ 2.13 วงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงที่ตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง

จากรูปที่ 2.13 สามารถเขียนวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 2.14 โดยจะวิเคราะห์การไหลของกำลังไฟฟ้าทั้งสองแหล่งโดยที่แหล่งจ่ายที่หนึ่งคือ V_s และแหล่งจ่ายที่สองคือ V_{CON} ตามลำดับ การควบคุมการไหลของกระแส i_s [1] สามารถอธิบายได้จากสมการต่อไปนี้คือ

$$v_s = v_{CON} + v_L \quad (2.29)$$

$$v_L = L \frac{di}{dt} \quad (2.30)$$

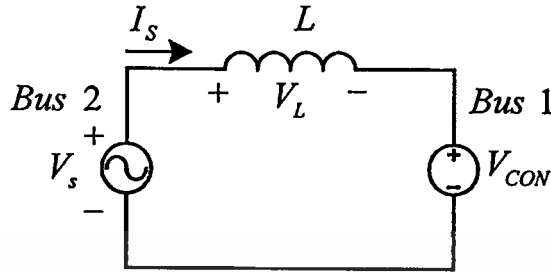
จากสมการ (2.29) เมื่อแหล่งจ่ายไฟสลับ v_s , v_{CON} และ i_s ซึ่งสามารถแสดงในรูปของเฟสเซอร์พื้นฐาน โดยพิจารณาสัญญาณหลักที่ความถี่มูลฐานอันดับหนึ่งจะได้เฟสเซอร์คือ V_{CON1} , I_{s1} และ V_s เป็นเฟสเซอร์อ้างอิง $V_s = V_s e^{j0}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{V}_{CON1} + \mathbf{V}_{L1} \quad (2.31)$$

เมื่อ

$$\mathbf{V}_{L1} = j\omega L$$



รูปที่ 2.14 วงจรสมมูลของวงจรแปลงผันที่มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างสองแหล่งจ่าย

กำลังไฟฟ้าจริง P) ที่ถูกจ่ายจากแหล่งไฟฟ้ากระแสสลับสู่วงจรแปลงผันมีค่าเท่ากับ

$$P = V_s I_{s1} \cos \theta = \frac{V_s^2}{\omega L} \left(\frac{V_{CON1}}{V_s} \sin \delta \right) \quad (2.32)$$

โดยที่จากรูป 2.16 นั้น $V_{L1} \cos \theta = \omega L I_{s1} \cos \theta = V_{CON1} \sin \delta$

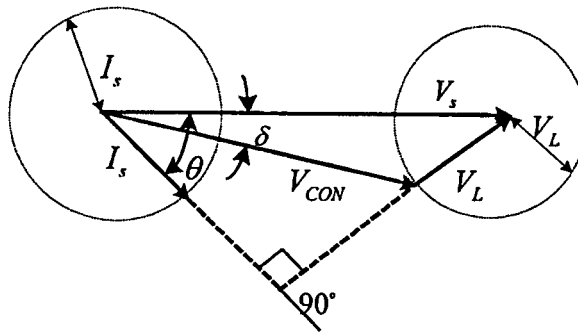
ค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกติฟ Q) เป็นบวกตามรูปที่ 2.16 สามารถอธิบายได้ตามสมการคือ

$$Q = V_s I_s \sin \theta = \frac{V_s}{\omega L} \left(1 - \frac{V_{CON1}}{V_s} \cos \delta \right) \quad (2.33)$$

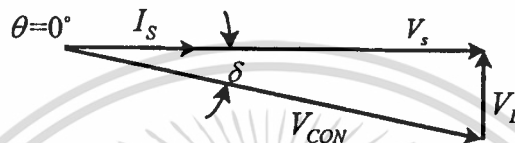
จากรูป 2.16 นั้นค่า $V_s - \omega L I_{s1} \sin \theta = V_{CON1} \cos \delta$ หรืออาจกล่าวโดยสรุปได้ว่าเมื่อตัวเหนี่ยวนำมีค่าน้อยมากๆ กำลังไฟฟ้ารีแอกติฟก็จะเหลือเพียงกำลังไฟฟ้าจริงที่จ่ายให้แก่วงจรแปลงผัน

$$I_{s1} = \frac{V_s - V_{CON1}}{j\omega L} \quad (2.34)$$

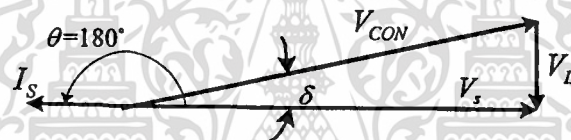
สมการเฟสเซอร์ไดอะแกรมที่ 2.34 เมื่อกำหนดแหล่งจ่ายไฟสลับ v_s , ตัวเหนี่ยวนำ L) แล้วสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้ารีแอกติฟได้จากขนาดและมุมของ v_{CON1} แสดงในรูปของวงกลมทั้งสองที่ปรากฏในรูปที่ 2.15, รูปที่ 2.16 และ 2.17 นั้นเป็นโมดในการควบคุมที่ค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่งทั้งสองโมดคือโมดเรกติฟายและโมดอินเวอร์ตทั้ง



รูปที่ 2.15 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของวงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรง



รูปที่ 2.16 เฟสเซอร์ไดอะแกรมในกรณีทำงานในอินเวอร์ตมอด



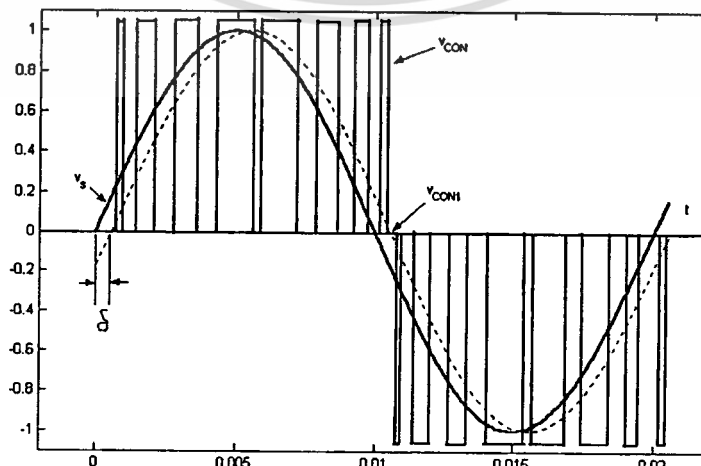
รูปที่ 2.17 เฟสเซอร์ไดอะแกรมในกรณีทำงานในเรกติฟายมอด

ความสัมพันธ์ทางเฟสเซอร์คือ

$$V_{CON1} = [V_s^2 + (\omega L I_{s1})^2]^{1/2} \quad (2.35)$$

เมื่อพิจารณาที่ตัวเหนี่ยวนำค่าน้อยจะสามารถกำหนดให้ค่าประมาณดังนี้คือ

$$V_{CON1} \approx V_s \quad (2.36)$$

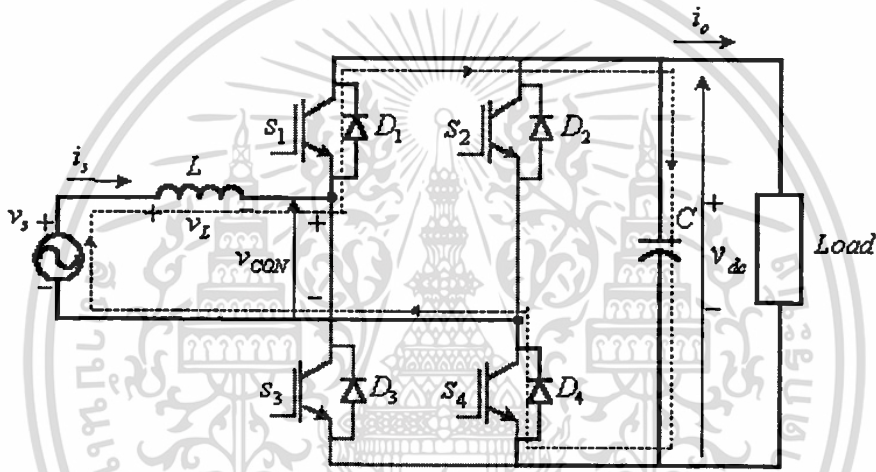


รูปที่ 2.18 การควบคุมมอดต่างเฟสของ \$v_{CON}\$ และ \$v_s\$ ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

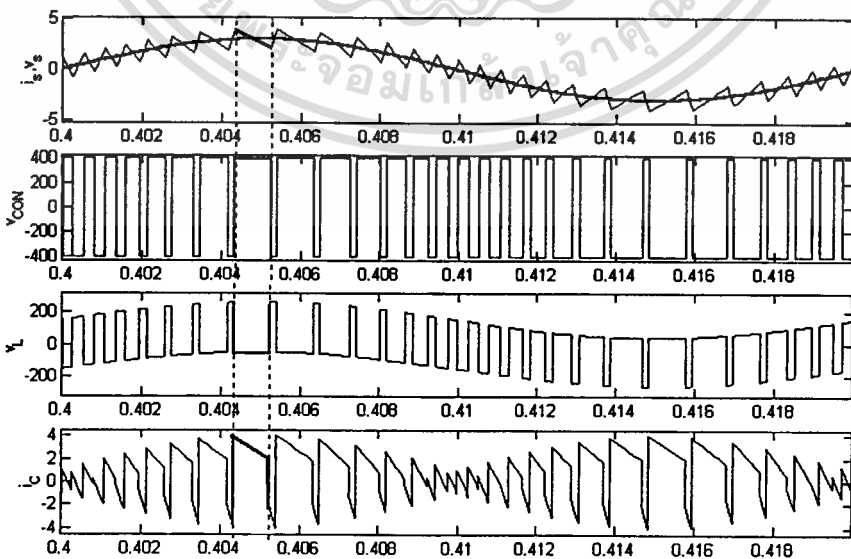
การควบคุมมุมเฟส δ) ระหว่างแหล่งจ่ายไฟสลับและแรงดัน v_{CON} ตามรูปที่ 2.18 จึงสามารถควบคุมการไหลของกระแสทางด้านเข้า i_s) เพื่อให้จ่ายต่อเข้าในการทำงานของวงจรจึงอธิบายการทำงานได้ สองโมดคือ โมดส่งผ่านกำลังงานจากแหล่งจ่ายไฟสลับไปยังแหล่งจ่ายไฟตรงด้านออกเรียกว่า โมดเรกติไฟ (Rectify mode) โดยแรงดันและกระแสจะเฟสตรงกันและในกรณีที่โหลดด้านออกสามารถส่งผ่านกำลังจากด้านออกกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายไฟสลับด้านเข้าเรียกว่า โมดอินเวอร์ตติ้ง (Inverting mode) แรงดันและกระแสจะมีเฟสต่างกัน 180°

ในแต่ละโมดการทำงานก็จะสามารถแบ่งได้สี่ช่วงการทำงานตามจังหวะการสวิตช์ของไอจีบีทีดังนี้

2.4.1 การทำงานในโมดที่ 1



รูปที่ 2.19 การทำงานของวงจรแปลงผันใน โมดที่ 1



รูปที่ 2.20 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสใน โมดที่ 1

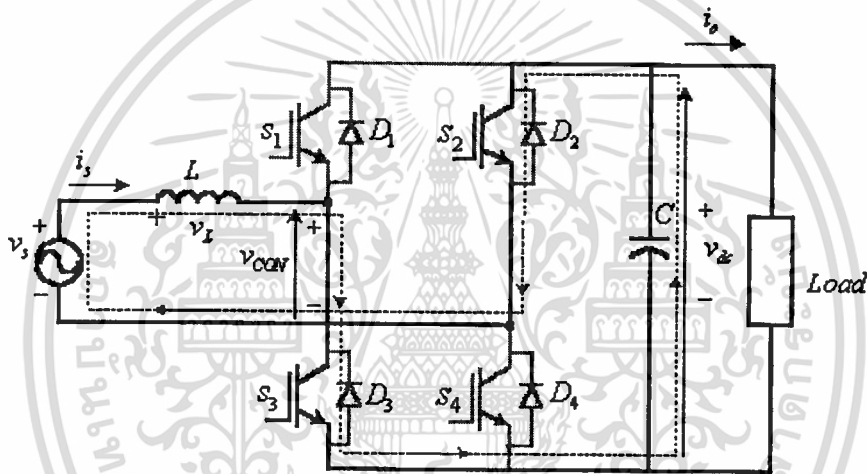
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โมดนี้การทำงานจะอยู่ในช่วง $0^\circ - 180^\circ$ จะทำงานเป็นแบบเร็กติฟายโมดเริ่มต้นจากกระแส i_s จะไหลผ่านไดโอด D_1, D_4 เพื่อที่จะชาร์จประจุให้กับตัวเก็บประจุโดยที่ขณะนี้ v_{CON} เท่ากับ $+v_{dc}$ และแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำที่ลดลงส่งผลให้ความชันของกระแสลดลงตามสมการ

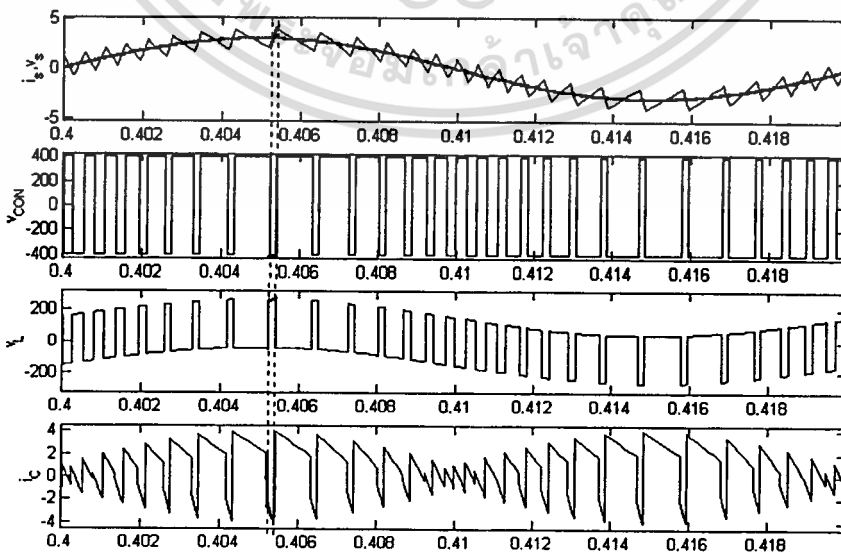
$$\begin{aligned} -v_s + v_L + v_{CON} &= 0 \\ v_L &= v_s - v_{dc} \\ i_s &= \frac{1}{L} \int (v_s - v_{dc}) dt \end{aligned} \quad (2.37)$$

เมื่อแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำลดลงทำให้ความชันกระแส i_s ลดลง

2.4.2 การทำงานในโมดที่ 2



รูปที่ 2.21 การทำงานของวงจรแปลงผันใน โมดที่ 2

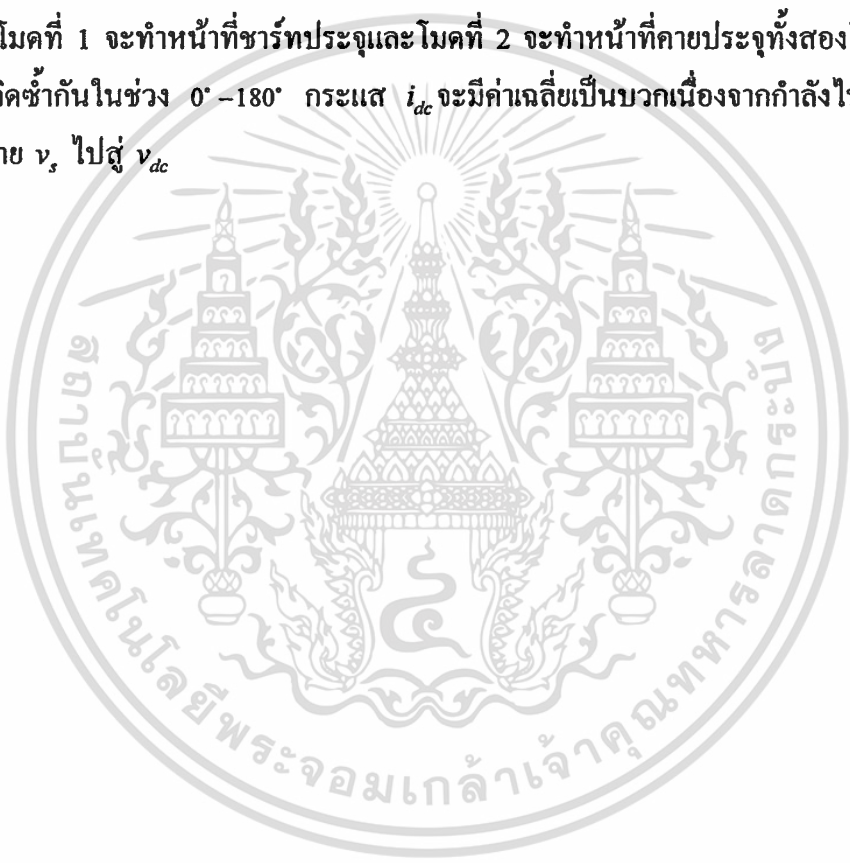


รูปที่ 2.22 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสในโมดที่ 2 ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

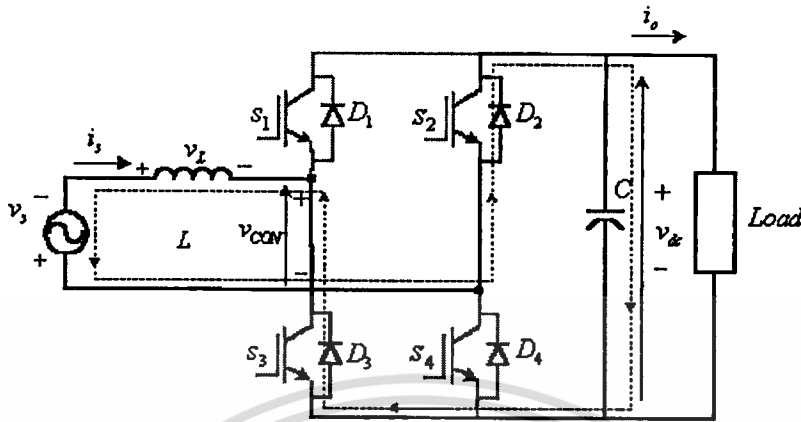
ในโมดที่ 2 นี้ทำงานในช่วง $0^{\circ}-180^{\circ}$ จะทำงานเป็นแบบเร็กติไฟโมด การทำงานนั้นสวิตช์ S_2, S_3 จะนำกระแส (ON) โดยที่แรงดัน v_{CON} มีค่าเท่ากับ $-v_{dc}$ ดังนั้นกระแสจ่ายออกจากแหล่งจ่าย v_s ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุลดลง ดังนั้นแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นทำให้ความชันของกระแสเป็นบวก

$$\begin{aligned} -v_s + v_L + v_{CON} &= 0 \\ v_L &= v_s + v_{dc} \\ i_s &= \frac{1}{L} \int (v_s - v_{dc}) dt \end{aligned} \tag{2.38}$$

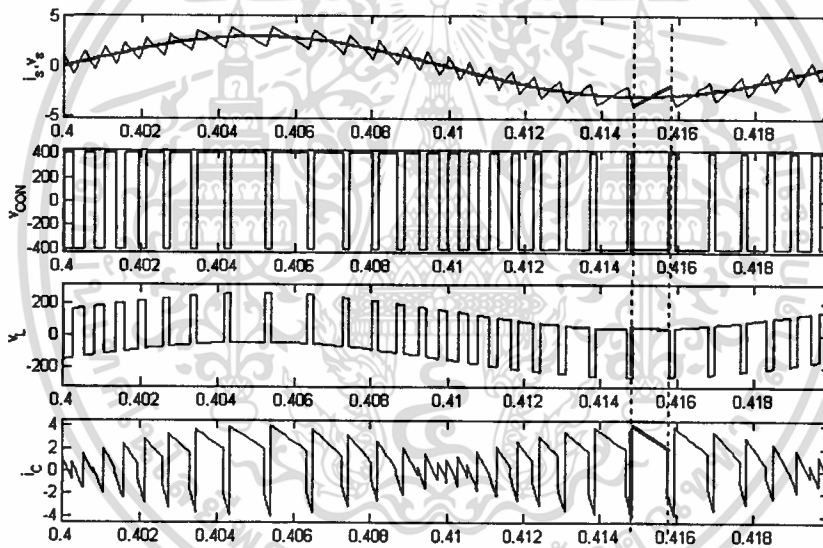
การทำงานในโมดที่ 1 จะทำหน้าที่ชาร์ตประจุและโมดที่ 2 จะทำหน้าที่คายประจุทั้งสองโมดจะทำงานสลับกันและเกิดซ้ำกันในช่วง $0^{\circ}-180^{\circ}$ กระแส i_{dc} จะมีค่าเฉลี่ยเป็นบวกเนื่องจากกำลังไฟฟ้าจะถูกจ่ายมาจากแหล่งจ่าย v_s ไปสู่ v_{dc}



2.4.3 การทำงานในโหมดที่ 3



รูปที่ 2.23 การทำงานของวงจรแปลงผันใน โหมดที่ 3



รูปที่ 2.24 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสใน โหมดที่ 3

โหมดที่ 3 การทำงานจะอยู่ในช่วง $180^\circ - 360^\circ$ จะทำงานเป็นแบบเรกติฟายโหมดเริ่มต้นจากกระแส i_s จะไหลผ่านไดโอด D_2, D_3 เพื่อที่จะชาร์จประจุให้กับตัวเก็บประจุโดยที่ขณะนี้ v_{CON} เท่ากับ $+v_{dc}$ และแหล่งจ่าย v_s เป็นลบ แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำใกล้ศูนย์ ส่งผลให้ความชันของกระแสเพิ่มขึ้นตามสมการ

$$-v_s + v_L + v_{CON} = 0$$

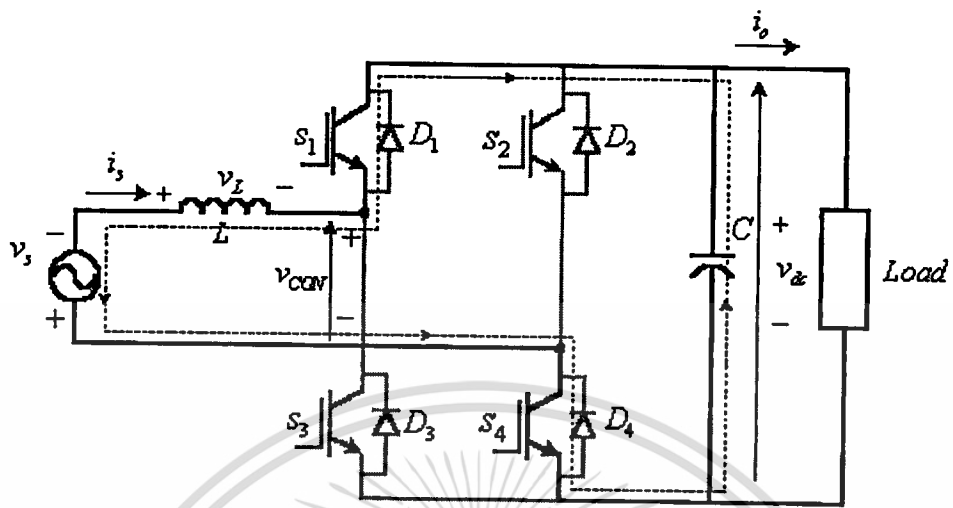
$$v_L = v_s + v_{dc} \quad (2.39)$$

$$i_s = \frac{1}{L} \int (v_s + v_{dc}) dt$$

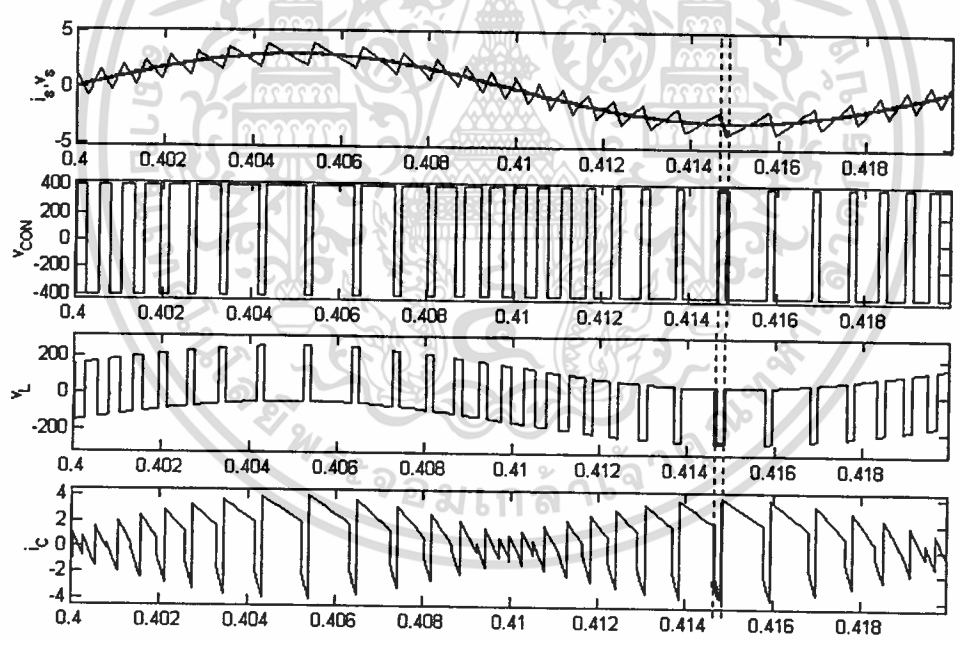
เมื่อแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำลดลงทำให้ความชันกระแส i_s เพิ่มขึ้น

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.4 การทำงานในโหมดที่ 4



รูปที่ 2.25 การทำงานของวงจรแปลงผันใน โหมดที่ 4



รูปที่ 2.26 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสใน โหมดที่ 4

ในโหมดที่ 4 นี้ทำงานในช่วง $180^\circ - 360^\circ$ จะทำงานเป็นแบบเร็กติไฟายโมด การทำงานนั้นสวิตช์ S_1, S_4 จะนำกระแส (ON) โดยที่แรงดัน v_{CON} มีค่าเท่ากับ v_{dc} ดังนั้นกระแสจ่ายออกจากแหล่งจ่าย $-v_s$ ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุลดลง ดังนั้นแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนามีค่าลบทำให้ความชันของกระแสลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$-v_s + v_L + v_{CON} = 0$$

$$v_L = v_s - v_{dc} \quad (2.40)$$

$$i_s = \frac{1}{L} \int (v_s + v_{dc}) dt$$

การทำงานในโหมดที่ 3 จะทำหน้าที่ชาร์ตประจุและโหมดที่ 4 จะทำหน้าที่คายประจุทั้งสองโหมดจะทำงานสลับกันและเกิดซ้ำกันในช่วง $180^\circ - 360^\circ$ กระแส i_{dc} จะมีค่าเฉลี่ยเป็นบวกเนื่องจากกำลังไฟฟ้าจะถูกจ่ายมาจากแหล่งจ่าย v_s ไปสู่ v_{dc}



$$-v_s + v_L + v_{CON} = 0$$

$$v_L = v_s - v_{dc} \quad (2.40)$$

$$i_s = \frac{1}{L} \int (v_s + v_{dc}) dt$$

การทำงานในโหมดที่ 3 จะทำหน้าที่ชาร์จประจุและโหมดที่ 4 จะทำหน้าที่คายประจุทั้งสองโหมดจะทำงานสลับกันและเกิดซ้ำกันในช่วง $180^\circ - 360^\circ$ กระแส i_{dc} จะมีค่าเฉลี่ยเป็นบวกเนื่องจากกำลังไฟฟ้าจะถูกจ่ายมาจากแหล่งจ่าย v_s ไปสู่ v_{dc}

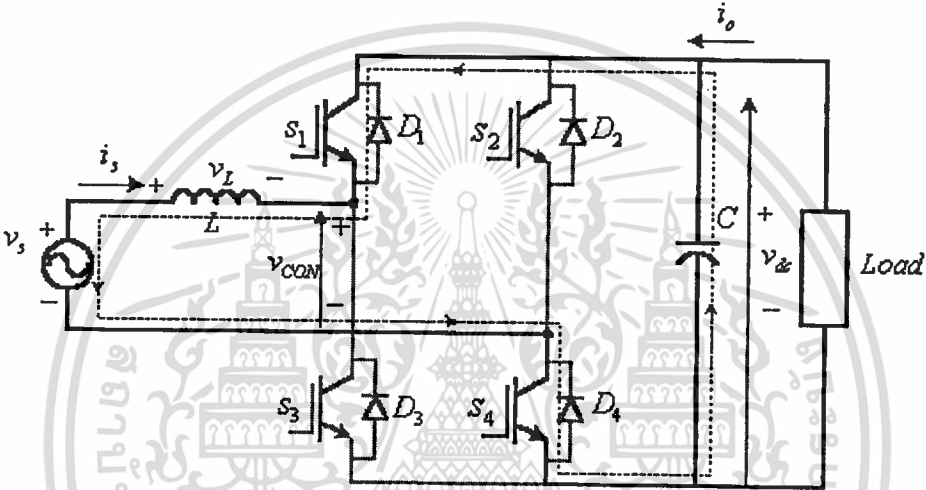


$$-v_s + v_L + v_{CON} = 0$$
$$v_L = v_s + v_{dc}$$
$$i_s = \frac{1}{L} \int (v_s + v_{dc}) dt$$

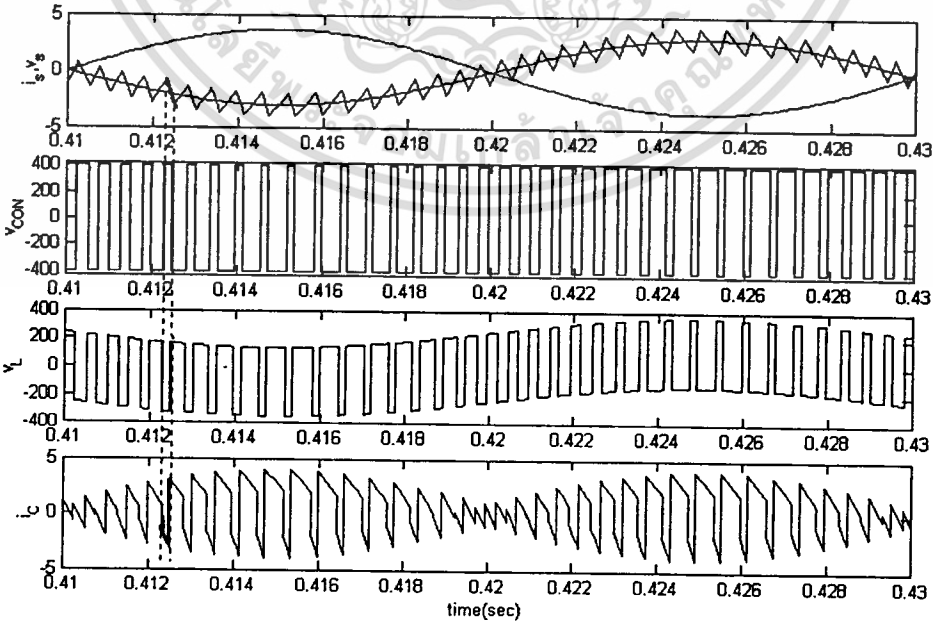
(2.41)

ดังนั้นจากสมการ (2.41)เมื่อแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นบวก ทำให้ความชันกระแส i_s เพิ่มขึ้น

2.4.6 การทำงานในโหมดที่ 6



รูปที่ 2.29 การทำงานของวงจรแปลงผันใน โหมดที่ 6



รูปที่ 2.30 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสใน โหมดที่ 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

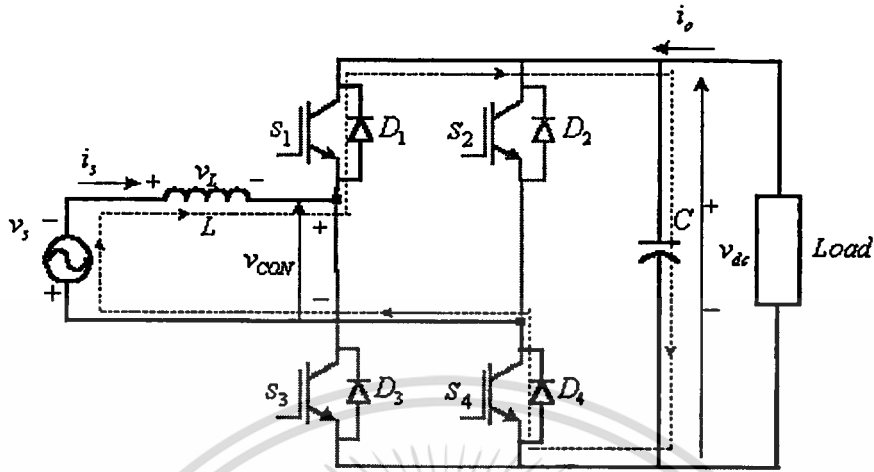
ในโมดที่ 6 นี้ทำงานในช่วง $0^\circ - 180^\circ$ จะทำงานเป็นแบบอินเวอร์ตึงโมด การทำงานนั้นสวิตช์ S_1, S_4 จะนำกระแส (ON) โดยที่แรงดัน v_{CON} มีค่าเท่ากับ v_{dc} ดังนั้นกระแสจ่ายออกจากแหล่งจ่าย v_s ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุลดลง ดังนั้นแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นทำให้ความชันของกระแสเป็นบวกในโมดนี้จะควบคุมกระแส i_s ให้มีมุมต่างเฟสกับแรงดัน v_s เป็นมุม 180°

$$\begin{aligned} -v_s + v_L + v_{CON} &= 0 \\ v_L &= v_s - v_{dc} \\ i_s &= \frac{1}{L} \int (v_s - v_{dc}) dt \end{aligned} \quad (2.42)$$

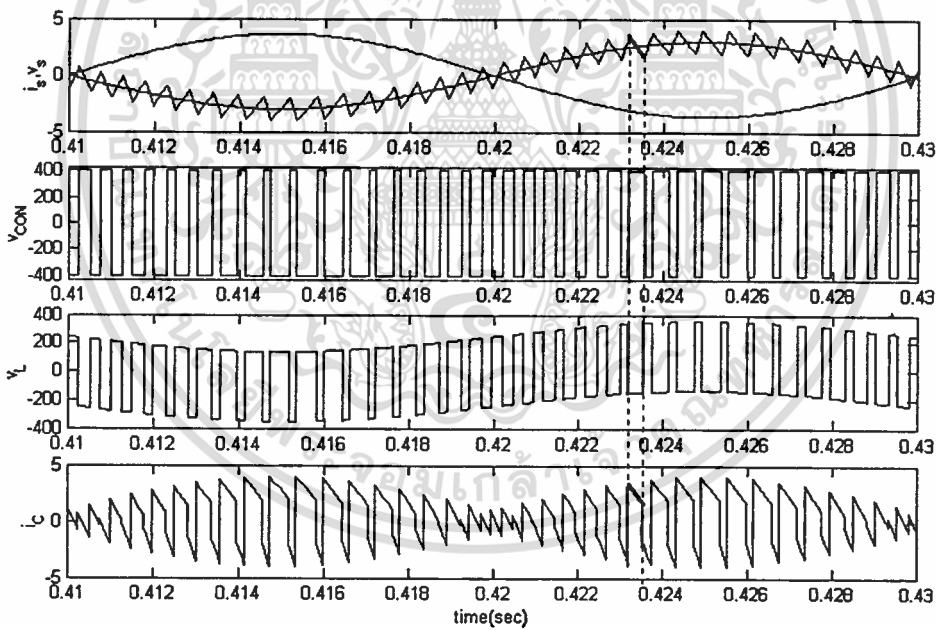
การทำงานในโมดที่ 5 จะทำหน้าที่ชาร์จประจุและโมดที่ 6 จะทำหน้าที่คายประจุทั้งสองโมดจะทำงานสลับกันและเกิดซ้ำกันในช่วง $0^\circ - 180^\circ$ กระแส i_{dc} จะมีค่าเฉลี่ยเป็นลบเนื่องจากกำลังไฟฟ้าจะถูกจ่ายออกมาให้กับ v_s



2.4.7 การทำงานในโหมดที่ 7



รูปที่ 2.31 การทำงานของวงจรแปลงผันใน โหมดที่ 7



รูปที่ 2.32 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสใน โหมดที่ 7

โหมดที่ 7 การทำงานจะอยู่ในช่วง $180^\circ - 360^\circ$ จะทำงานเป็นแบบอินเวอร์ตทั้ง โหมดเริ่มต้นจากกระแส i_s จะไหลผ่านไดโอด D_1, D_4 เพื่อที่จะชาร์จประจุให้กับตัวเก็บประจุโดยที่ขณะนี้ v_{CON} เท่ากับ v_{dc} และแหล่งจ่าย v_s เป็นลบทำให้แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำมีค่าเพิ่มในทางลบ ส่งผลให้ความชันของ กระแสลดลงตามสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

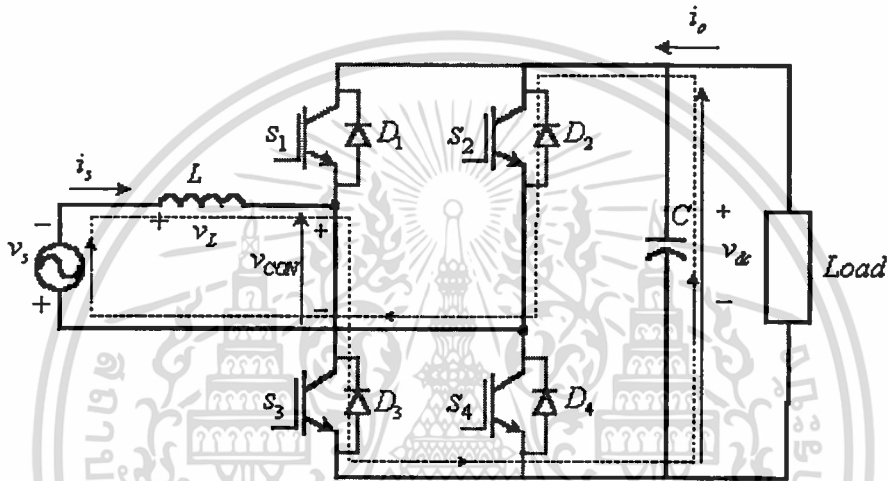
$$v_s + v_L + v_{CON} = 0$$

$$v_L = -(v_s + v_{dc}) \quad (2.43)$$

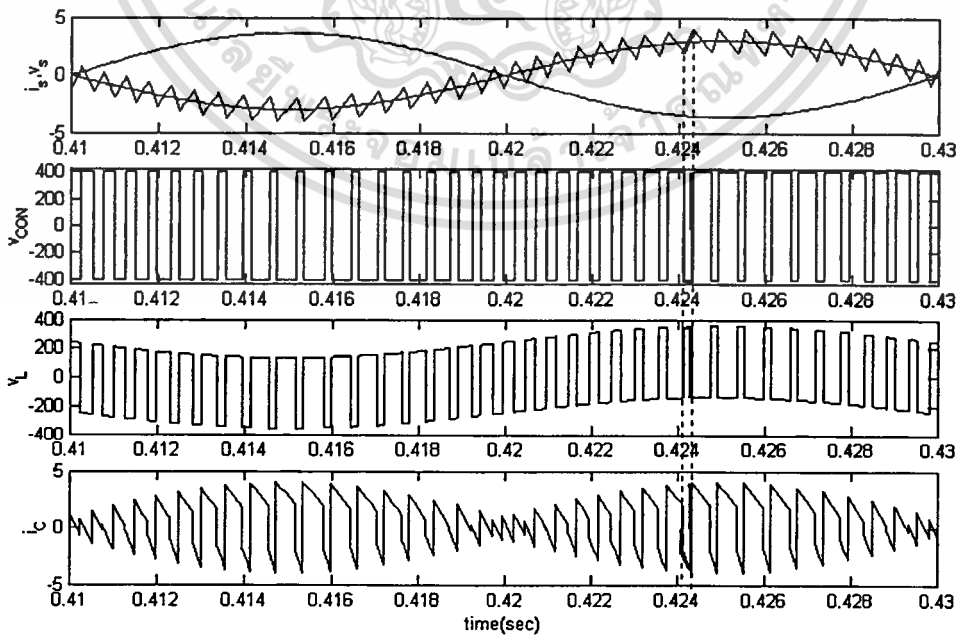
$$i_s = -\frac{1}{L} \int (v_s + v_{dc}) dt$$

ดังนั้นจากสมการ (2.43) เมื่อแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นลบ ทำให้ความชันกระแส i_s ลดลง

2.4.8 การทำงานในโหมดที่ 8



รูปที่ 2.33 การทำงานของวงจรแปลงผันใน โหมดที่ 8



รูปที่ 2.34 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสในโหมดที่ 8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในโมดที่ 8 นี้ทำงานในช่วง $180^\circ - 360^\circ$ จะทำงานเป็นแบบอินเวอร์ตึงโมด การทำงานนั้นสวิตช์ S_2, S_3 จะนำกระแส (ON) โดยที่แรงดัน v_{CON} มีค่าเท่ากับ $-v_{dc}$ ดังนั้นกระแส i_s จะจ่ายออกจากแหล่งจ่าย $-v_s$ ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุลดลง ดังนั้นแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำมีค่าลดลงใกล้เคียงศูนย์ ทำให้ความชันของกระแสมีค่าเป็นบวกในโมดนี้จะควบคุมกระแส i_s ให้มีมุมต่างเฟสกับแรงดัน v_s เป็นมุม 180°

$$\begin{aligned} v_s + v_L + v_{CON} &= 0 \\ v_L &= -v_s + v_{dc} \\ i_s &= \frac{1}{L} \int (-v_s + v_{dc}) dt \end{aligned} \tag{2.44}$$

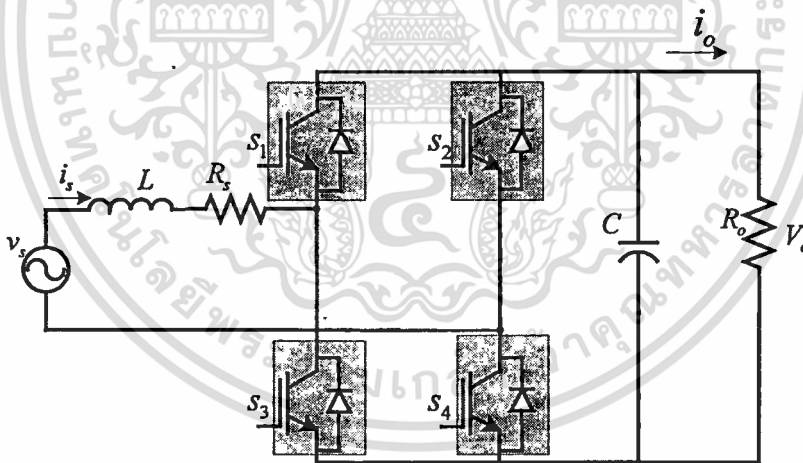
ในการทำงานของโมดที่ 7 จะทำหน้าที่ชาร์ตประจุและโมดที่ 8 จะทำหน้าที่คายประจุโดยทั้งสองโมดนี้จะทำงานสลับกันและเกิดซ้ำๆ กันตั้งแต่ $0^\circ - 180^\circ$ จากรูปที่ 2.34 กระแส i_{dc} จะมีค่าเฉลี่ยเป็นลบเนื่องจากกำลังไฟฟ้าถูกจ่ายออกมาให้กับ v_s



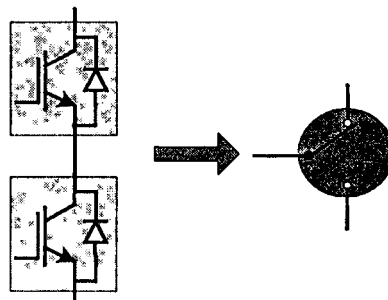
2.5 การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กของวงจรแปลงผัน (Small Signal Analysis of Power Converter)

การออกแบบระบบควบคุมเชิงเส้นไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (Linear and time-invariant system) นั้นจะต้องมีการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบเพื่อให้สามารถหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่เหมาะสม สำหรับการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไม่เชิงเส้นและเปลี่ยนแปลงตามเวลา (Non-linear and time-variant system) ดังเช่นวงจรแปลงผันที่นำเสนอนั้นจะมีคุณลักษณะดังกล่าวจากแรงดันด้านเข้าที่เป็นไฟสลับ ซึ่งทำให้แรงดันไฟตรงทางด้านออกมีแรงดันกระเพื่อมเป็นไฟสลับที่ความถี่เป็นสองเท่าของความถี่ไฟสลับทางด้านเข้ารวมอยู่ด้วย ส่งผลทำให้ผลตอบสนองชั่วและไม่คงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดดังแสดงในหัวข้อที่ผ่านมา

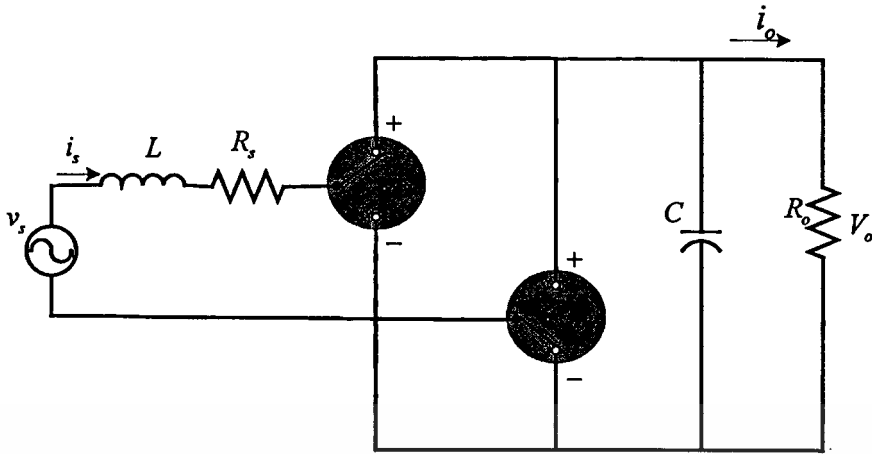
การหาแบบจำลองคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง [19] เพื่อออกแบบตัวควบคุมเชิงความถี่นั้นจะเป็นการพิจารณาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก (Small signal modeling) โดยกำหนดให้สัญญาณต่างๆ มีสัญญาณรบกวนขนาดเล็ก (Small signal perturbation; $\sim$) ในระบบ ซึ่งประกอบด้วยส่วนคงตัวซึ่งจะช่วยในการออกแบบวงจรกำลังหลักของวงจรแปลงผัน และแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กซึ่งถือเป็นทรานเฟอร์ฟังก์ชันที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีเชิงความถี่



รูปที่ 2.35 วงจรแปลงผันเฟสเดียวแบบบริดจ์ (Bridge ac-dc converter)



รูปที่ 2.36 สวิตช์เทียบเคียง (Switch model) เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.37 วงจรสวิตช์เทียบเคียง (Equivalent circuit)

วงจรแปลงผันที่นำเสนอสามารถแสดงสมการสเตทโดยที่ตัวแปรสเตทคือ i_s และ V_o ตามสมการ (2.45-2.47)

$$L \frac{di_s}{dt} = -R_s i_s - v_{C1} - v_{C2} + v_s \sin \omega t \quad (2.45)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_s - \frac{v_{C1}}{R_o} - \frac{v_{C2}}{R_o} \quad (2.46)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = i_s - \frac{v_{C1}}{R_o} - \frac{v_{C2}}{R_o} \quad (2.47)$$

เมื่อ ω คือความถี่เชิงมุมของแหล่งจ่ายไฟสลับสามารถเขียนในรูปของสมการสเตทคือ

$$\begin{pmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & C_2 \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_s \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_s & -1 & -1 \\ 1 & -1/R_o & -1/R_o \\ 1 & -1/R_o & -1/R_o \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_s \sin \omega t \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.48)$$

สามารถเทียบเคียงได้คือ

$$\mathbf{Z}\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{V} \text{ เมื่อ } \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \frac{di_s}{dt} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} \\ \frac{dv_{C2}}{dt} \end{bmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} -R_s & -1 & 0 \\ 1 & -1/R_o & -1/R_o \\ 0 & -1/R_o & -1/R_o \end{pmatrix} = \begin{cases} \mathbf{A} & \text{for } v_{in} = v_{C1} \\ \mathbf{A}^T & \text{for } v_{in} = -v_{C1} \end{cases} \quad (2.49)$$

$$\begin{pmatrix} -R_s & -1 & -1 \\ 0 & -1/R_o & -1/R_o \\ 1 & -1/R_o & -1/R_o \end{pmatrix} = \begin{cases} \mathbf{A} & \text{for } v_{in} = v_{C2} \\ \mathbf{A}^T & \text{for } v_{in} = -v_{C2} \end{cases} \quad (2.50)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{pmatrix} -R_s & 0 & 0 \\ 0 & -1/R_o & -1/R_o \\ 0 & -1/R_o & -1/R_o \end{pmatrix} = \mathbf{A} \text{ for } v_{in} = 0 \quad (2.51)$$

$$\begin{pmatrix} -R_s & 1 & 1 \\ 1 & -1/R_o & -1/R_o \\ 1 & -1/R_o & -1/R_o \end{pmatrix} = \mathbf{A} \text{ for } v_{in} = -v_{DC} \quad (2.52)$$

เพื่อความสะดวกในการออกแบบจำลองสัญญาณเล็กนั้นจะกำหนดแรงดันเฉลี่ยที่สองตัวเก็บประจุ (C_1, C_2) ได้คือ

$$\begin{pmatrix} -R_s & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & -1/R_o & -1/R_o \\ -1/2 & -1/R_o & -1/R_o \end{pmatrix} = \begin{cases} \mathbf{A} \text{ for } v_{in} = v_{DC}/2 \\ \mathbf{A}^T \text{ for } v_{in} = -v_{DC}/2 \end{cases} \quad (2.53)$$

ซึ่งสามารถลดรูปสมการสเตทได้ดังสมการ (2.54) คือ

$$\begin{pmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{pmatrix} \dot{\mathbf{x}} = \begin{pmatrix} -R_s & -k \\ k & -1/R_o \end{pmatrix} \mathbf{x} + \begin{pmatrix} V_s \sin(\omega t) \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.54)$$

$$k = m \sin(\omega t - \delta)$$

$$= 1, 0.5, 0, -0.5, -1$$

เมื่อ C คือค่าเฉลี่ยของตัวเก็บประจุ $C = C_1 + C_2$

m คืออัตราการมอดดูเลชั่น

δ คือมุมของโหลด

2.5.1 การกำจัดกาเปลี่ยนแปลงตามเวลา (Eliminate of Time-invariance)

การกำจัดกาเปลี่ยนแปลงตามเวลาของระบบไฟฟ้าสามเฟสจะใช้วิธีการแปลงค่าไปสู่แกนหมุนอ้างอิง (Rotating reference frame) ซึ่งมีการนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ แต่ในระบบไฟฟ้าเฟสเดียวนั้นจะใช้วิธีแทนค่าเพื่อกำจัดกาเปลี่ยนแปลงตามเวลาของระบบดังสมการต่อไปนี้คือ

$$L \frac{di_s}{dt} + R_s i_s = -m \sin(\omega t - \delta) v_{DC} + v_s \sin(\omega t) \quad (2.55)$$

$$C \frac{dv_{DC}}{dt} + \frac{v_{DC}}{R_o} = i_s m \sin(\omega t - \delta) \quad (2.56)$$

กระแสด้านเข้ามีค่า $i_s = i \sin(\omega t - \phi)$

เมื่อ i และ ϕ คือขนาดและเฟสของกระแสด้านเข้าตามลำดับเมื่อแทนค่าในสมการ (2.55-2.56) จะได้

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{di}{dt} \sin(\omega t - \phi) + i(\omega \cos(\omega t - \phi) - \frac{d\phi}{dt} \cos(\omega t - \phi)) \quad (2.57)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L \left(\frac{di}{dt} \sin(\omega t - \phi) + i \left(\omega - \frac{d\phi}{dt} \right) \cos(\omega t - \phi) \right) + R_s i \sin(\omega t - \phi) = -m \sin(\omega t - \delta) \cdot v_{DC} + v_s \sin(\omega t) \quad (2.58)$$

$$C \frac{dv_{DC}}{dt} + \frac{v_{DC}}{R_o} = i \cdot m \sin(\omega t - \phi) \sin(\omega t - \delta) = i \cdot m (\cos(\phi - \delta) - \cos(2\omega t - \delta - \phi)) / 2 \quad (2.59)$$

จากกฎพื้นฐานตรีโกณมิติดังสมการ (2.104- 2.105)

$$\sin(x \pm y) = \sin x \cos y \pm \cos x \sin y \quad (2.60)$$

$$\cos(x \pm y) = \cos x \cos y \mp \sin x \sin y \quad (2.61)$$

สามารถจัดรูปสมการได้ใหม่คือ

$$\left(L \frac{di}{dt} + R_s i \right) \cos \phi + Li \left(\omega - \frac{d\phi}{dt} \right) \sin \phi = V_s - m \cdot v_{DC} \cos \delta \quad (2.62)$$

$$\left(L \frac{di}{dt} + R_s i \right) \sin \phi - Li \left(\omega - \frac{d\phi}{dt} \right) \cos \phi = -m \cdot v_{DC} \sin \delta \quad (2.63)$$

ในวงจรแปลงผันเฟสเดียวแรงดันด้านออกนั้นจะประกอบด้วยแรงดันกระเพื่อมที่มีความถี่เป็นสองเท่า คือ $v_{DC} = V_o + v_r$ ดังนั้นสมการอนุพันธ์แรงดันด้านออกคือ

$$\frac{dv_{DC}}{dt} = \frac{dv_o}{dt} + \frac{dv_r}{dt} \cos(2\omega t - \theta) - v_r \left(2\omega \sin(2\omega t + \theta) - \frac{d\theta}{dt} \sin(2\omega t - \theta) \right) \quad (2.64)$$

แทนสมการอนุพันธ์ในสมการ (2.59) จะได้

$$C \left(\frac{dv_o}{dt} + \frac{dv_r}{dt} \cos(2\omega t - \theta) - v_r \left(2\omega - \frac{d\theta}{dt} \right) \sin(2\omega t - \theta) \right) + (v_o + v_r \cos(2\omega t - \theta)) / R_o = m \cdot i (\cos(\phi - \delta) - \cos(2\omega t - \phi - \delta)) / 2 \quad (2.65)$$

จัดรูปสมการใหม่คือ

$$\begin{aligned} & \cos(2\omega t) \left(C \frac{dv_o}{dt} \cos \theta + \frac{v_r}{R_o} \cos \theta + C v_r \left(2\omega - \frac{d\theta}{dt} \right) \sin \theta \right) \\ & + \sin(2\omega t) \left(C \frac{dv_r}{dt} \sin \theta + \frac{v_r}{R_o} \sin \theta - C v_r \left(2\omega - \frac{d\theta}{dt} \right) \cos \theta \right) + C \frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{R_o} \\ & = \cos(2\omega t) (-(m \cdot i \cos(\phi + \delta)) / 2) - \sin(2\omega t) ((m \cdot i \cos(\phi + \delta)) / 2) + (m \cdot i \cos(\phi - \delta)) / 2 \end{aligned} \quad (2.66)$$

แล้วแยกสมการไซน์และโคไซน์แล้วจะได้สามสมการดังต่อไปนี้คือ

$$C \frac{dv_r}{dt} \cos \theta + v_r \left(\frac{\cos \theta}{R_o} + C \left(2\omega - \frac{d\theta}{dt} \right) \sin \theta \right) = -\frac{m}{2} \cdot i \cos(\phi + \delta) \quad (2.67)$$

$$C \frac{dv_r}{dt} \sin \theta + v_r \left(\frac{\sin \theta}{R_o} + C \left(2\omega - \frac{d\theta}{dt} \right) \cos \theta \right) = -\frac{m}{2} \cdot i \sin(\phi + \delta) \quad (2.68)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับทำรายงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C \frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{R_o} = \frac{m}{2} i \cos(\phi - \delta) \quad (2.69)$$

2.5.2 การทำเป็นเชิงเส้น (Linearization)

จากสมการ (2.62-2.63) และสมการ (2.66-2.67) นั้นเป็นสมการที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาแล้วแต่ยังมีความไม่เป็นเชิงเส้นดังนั้นขั้นตอนต่อไปคือ ให้สมการ (2.70-2.72) เท่านั้นเนื่องจากสมการที่เหลือนั้นเป็นแรงดันกระแสเพื่อมที่มีค่าน้อยอยู่แล้วจึงสามารถละเลยได้

$$\left(L \frac{di}{dt} + R_s i \right) \cos \phi + Li \left(\omega - \frac{d\phi}{dt} \right) \sin \phi = V_s - m \cdot v_o \cos \delta \quad (2.70)$$

$$\left(L \frac{di}{dt} + R_s i \right) \sin \phi + Li \left(\omega - \frac{d\phi}{dt} \right) \cos \phi = -m \cdot v_o \sin \delta \quad (2.71)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{R_o} = \frac{m}{2} i \cos(\phi - \delta) \quad (2.72)$$

สมการ (2.73-2.77) แสดงปริมาณการเปลี่ยนแปลงเล็กๆที่บริเวณรอบๆจุดทำงานหรือค่าในสภาวะคงตัว (Steady state)

$$i = I + \tilde{i} \quad (2.73)$$

$$\phi = \Phi + \tilde{\phi} \quad (2.74)$$

$$v_o = V_o + \tilde{v}_o \quad (2.75)$$

$$m = M + \tilde{m} \quad (2.76)$$

$$\delta = \Delta + \tilde{\delta} \quad (2.77)$$

จากสมการ (2.70-2.72) จะได้

$$\left(L \frac{d\tilde{i}}{dt} + R_s (I + \tilde{i}) \right) \cos(\Phi + \tilde{\phi}) + L(I + \tilde{i}) \left(\omega - \frac{d\tilde{\phi}}{dt} \right) \sin(\Phi + \tilde{\phi}) \quad (2.78)$$

$$= V_s - (M + \tilde{m}) \cdot (V_o + \tilde{v}_o) \cos(\Delta + \tilde{\delta})$$

$$\left(L \frac{d\tilde{i}}{dt} + R_s (I + \tilde{i}) \right) \sin(\Phi + \tilde{\phi}) + L(I + \tilde{i}) \left(\omega - \frac{d\tilde{\phi}}{dt} \right) \cos(\Phi + \tilde{\phi}) \quad (2.79)$$

$$= -(M + \tilde{m}) \cdot (V_o + \tilde{v}_o) \sin(\Delta + \tilde{\delta})$$

$$C \frac{d\tilde{v}_o}{dt} + \frac{(V_o + \tilde{v}_o)}{R_o} = \frac{M + \tilde{m}}{2} \cdot (I + \tilde{i}) \cos(\Phi + \tilde{\phi}) - (\Delta + \tilde{\delta}) \quad (2.80)$$

จากการประมาณอันดับหนึ่งของฟังก์ชันไซน์และโคไซน์ที่มุมค่า x ต่ำๆ จะได้ค่าประมาณดังต่อไปนี้คือ $\sin x \approx x, \cos(x) \approx 1, \sin(X + x) \approx \sin X + x \cos X, \cos(X + x) \approx \cos X - x \sin X$ แล้วแทนในสมการและแยกส่วนส่วนคงตัวของระบบได้ดังต่อไปนี้คือ

$$R_s I \cos \Phi + LI \omega \sin \Phi = V_s - MV_o \cos \Delta \quad (2.81)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_s I \sin \Phi + LI \omega \cos \Phi = -MV_o \sin \Delta \quad (2.82)$$

$$\frac{V_o}{R_o} = MI(\cos \Phi \cos \Delta + \sin \Phi \sin \Delta) / 2 = MI \cos(\Phi - \Delta) / 2 \quad (2.83)$$

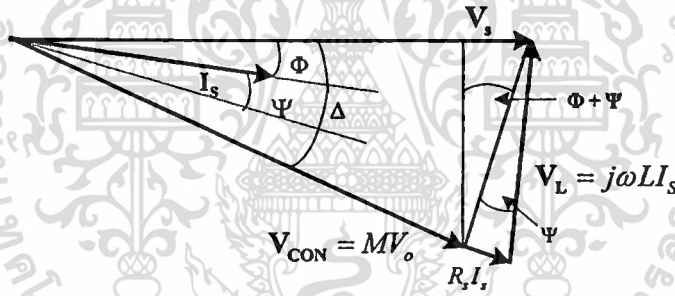
ส่วนสัญญาณขนาดเล็กจะเลยสมการอนุพันธ์อันดับสูง พิจารณาเฉพาะที่สมการอนุพันธ์อันดับหนึ่งเท่านั้นดังสมการต่อไปนี้คือ

$$\begin{aligned} L \frac{d\tilde{i}}{dt} \cos \Phi - R_s I \tilde{\phi} \sin \Phi + R_s \tilde{i} \cos \Phi - LI \frac{d\tilde{\phi}}{dt} \sin \Phi + LI \omega \tilde{\phi} \cos \Phi + L \tilde{i} \omega \sin \Phi \\ = -(\tilde{m}V_o + M\tilde{v}_o) \cos \Delta + MV_o \tilde{\delta} \sin \Delta \end{aligned} \quad (2.84)$$

$$\begin{aligned} L \frac{d\tilde{i}}{dt} \sin \Phi - R_s I \tilde{\phi} \cos \Phi + R_s \tilde{i} \sin \Phi - LI \frac{d\tilde{\phi}}{dt} \cos \Phi + LI \omega \tilde{\phi} \sin \Phi + L \tilde{i} \omega \cos \Phi \\ = -(\tilde{m}V_o + M\tilde{v}_o) \sin \Delta + MV_o \tilde{\delta} \cos \Delta \end{aligned} \quad (2.85)$$

$$C \frac{d\tilde{v}_o}{dt} + \frac{\tilde{v}_o}{R_o} = (MI(\tilde{\delta} - \tilde{\phi}) \sin(\Phi - \Delta) + (\tilde{m}I + M\tilde{i}) \cos(\Phi - \Delta)) / 2 \quad (2.86)$$

2.5.3 แบบจำลองสถานะคงตัว (Steady state model)



รูปที่ 2.38 เฟสเซอร์ไคอะแกรมสถานะคงตัวของวงจร

เฟสเซอร์ไคอะแกรมเพื่ออธิบายการทำงานในสถานะคงตัวของวงจรแปลงผันสามารถแสดงได้ดังรูปที่

2.38

โดยที่สมการ (2.81-2.82) คือ

$$IZ \sin(\Phi + \Psi) = V_s - MV_o \cos \Delta \quad (2.87)$$

$$IZ \cos(\Phi + \Psi) = MV_o \sin \Delta \quad (2.88)$$

เมื่อ

$$Z = \sqrt{(R_s^2 + L^2 \omega^2)} \quad \text{และ} \quad \Psi = \tan^{-1}(R_s / L\omega)$$

อัตราส่วนระหว่างสมการ (2.87) ต่อสมการที่ (2.88) คือ

$$\tan(\Phi + \Psi) = \frac{V_s - MV_o \cos \Delta}{MV \sin \Delta} \quad (2.89)$$

ดังนั้น

$$V_o = \frac{V_s \cos(\Phi + \Psi)}{M \cos(\Delta - \Phi - \Psi)} \quad (2.90)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อให้สะดวกในการเขียนเฟสเซอร์ไดอะแกรมนั้นจัดรูปสมการ (2.87) และ (2.88) ดังนี้

$$IZ \left(\sin(\Phi + \Psi) + \frac{\cos(\Phi + \Psi)}{\tan \Delta} \right) = V_r \quad (2.91)$$

$$IZ(\sin(\Phi + \Psi) \sin \Delta + \cos(\Phi + \Psi) \cos \Delta) = V_r \sin \Delta \quad (2.92)$$

$$I = \frac{V_r \sin \Delta}{Z \cos(\Delta - \Phi + \Psi)} \quad (2.93)$$

โดยที่แรงดันกระเพื่อมที่ตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับสมการ (2.94) คือ

$$V_r = \frac{MI}{2\sqrt{1/R_o^2 + 4C^2\omega^2}} \quad (2.94)$$

2.5.4 การวิเคราะห์เชิงความถี่ด้วยการแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก

การหาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์กำลังนั้นจะใช้สัญญาณขนาดเล็กตามที่กล่าวมาเมื่อกำหนดค่าเริ่มต้นทั้งหมดเป็นศูนย์ ดังนี้ $\tilde{i}(0) = \tilde{\phi}(0) = \tilde{v}_o(0) = 0$ และแทนสมการอนุพันธ์ด้วยสมการลาปลาซด้วยการตัวปฏิบัติการ s ในสมการ (2.84-2.86) ตามลำดับ

$$\begin{aligned} ((sL + R_s) \cos \Phi + L\omega \sin \Phi) \tilde{i} - ((sL + R_s) \sin \Phi - L\omega \cos \Phi) I \tilde{\phi} \\ = (\tilde{m}V_o + M\tilde{v}_o) \cos \Delta + MV_o \tilde{\delta} \sin \Delta \end{aligned} \quad (2.95)$$

$$\begin{aligned} ((sL + R_s) \sin \Phi + L\omega \cos \Phi) \tilde{i} - ((sL + R_s) \cos \Phi - L\omega \sin \Phi) I \tilde{\phi} \\ = (\tilde{m}V_o + M\tilde{v}_o) \sin \Delta + MV_o \tilde{\delta} \cos \Delta \end{aligned} \quad (2.96)$$

$$(sC + 1/R_o) \tilde{v}_o = (MI(\tilde{\delta} - \tilde{\phi}) \sin(\Phi - \Delta) + (\tilde{m}I + M\tilde{i}) \cos(\Phi - \Delta))/2 \quad (2.97)$$

สมการ (2.95-2.97) กำหนดให้ $A = (sL + R_s) \cos \Phi + L\omega \sin \Phi$ และ

$$B = (sL + R_s) \sin \Phi + L\omega \cos \Phi$$

จะได้ $A\tilde{i} - BI\tilde{\phi} = (\tilde{m}V_o + M\tilde{v}_o) \cos \Delta + MV_o \tilde{\delta} \sin \Delta \quad (2.98)$

$$A\tilde{i} + BI\tilde{\phi} = (\tilde{m}V_o + M\tilde{v}_o) \sin \Delta + MV_o \tilde{\delta} \cos \Delta \quad (2.99)$$

และ

$$\frac{A}{B} = \frac{-(\tilde{m}V_o + M\tilde{v}_o) \cos \Delta + MV_o \tilde{\delta} \sin \Delta + BI\tilde{\phi}}{-(\tilde{m}V_o + M\tilde{v}_o) \sin \Delta - MV_o \tilde{\delta} \cos \Delta + AI\tilde{\phi}} \quad (2.100)$$

$$\begin{aligned} A(\tilde{m}V_o + M\tilde{v}_o) \sin \Delta + AMV_o \tilde{\delta} \cos \Delta + A^2 I \tilde{\phi} &= B(\tilde{m}V_o + M\tilde{v}_o) \cos \Delta - MBV_o \tilde{\delta} \sin \Delta \\ &+ B^2 I \tilde{\phi} \end{aligned} \quad (2.101)$$

รวมสมการเข้าด้วยกันจะได้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(A^2 + B^2)I\tilde{\phi} = (\tilde{m}V_o + M\tilde{v}_o)(B\cos\Delta - A\sin\Delta) - MV_o\tilde{\delta}(B\sin\Delta + A\cos\Delta) \quad (2.102)$$

เมื่อกำหนดให้ $A^2 + B^2 = (sL + R_s)^2 + L^2 + L^2\omega^2$ ดังนั้น

$$\tilde{\phi} = \frac{(\tilde{m}V_o + M\tilde{v}_o)(B\cos\Delta - A\sin\Delta)}{I((sL + R_s)^2 + L^2\omega^2)} - \frac{MV_o\tilde{\delta}(B\sin\Delta + A\cos\Delta)}{I((sL + R_s)^2 + L^2\omega^2)} \quad (2.103)$$

และ
$$\tilde{i} = \frac{-(\tilde{m}V_o + M\tilde{v}_o)(B\sin\Delta + A\cos\Delta)}{(sL + R_s)^2 + L^2\omega^2} - \frac{MV_o\tilde{\delta}(B\cos\Delta - A\sin\Delta)}{(sL + R_s)^2 + L^2\omega^2} \quad (2.104)$$

แทนสมการ (2.102-2.104) ลงในสมการ (2.97) จะได้

$$\begin{aligned} 2(sC + 1/R_o)\tilde{v}_o &= MI\tilde{\delta}\sin(\Phi - \Delta) + \tilde{m}I\cos(\Phi - \Delta) \\ &- MI \frac{(\tilde{m}V_o + M\tilde{v}_o)(B\cos\Delta - A\sin\Delta)}{I((sL + R_s)^2 + L^2\omega^2)} \sin(\Phi - \Delta) \\ &- MI \frac{MV_o\tilde{\delta}(B\sin\Delta + A\cos\Delta)}{I((sL + R_s)^2 + L^2\omega^2)} \sin(\Phi - \Delta) \\ &+ M \frac{(\tilde{m}V_o + M\tilde{v}_o)(B\sin\Delta - A\cos\Delta)}{(sL + R_s)^2 + L^2\omega^2} \cos(\Phi - \Delta) \\ &+ M \frac{-MV_o\tilde{\delta}(B\cos\Delta - A\sin\Delta)}{(sL + R_s)^2 + L^2\omega^2} \cos(\Phi - \Delta) \end{aligned} \quad (2.105)$$

แยกเทอมไซน์และโคไซน์ได้ดังนี้คือ

$$\begin{aligned} 2(sC + 1/R_o)\tilde{v}_o &= MI\tilde{\delta}\sin(\Phi - \Delta) + \tilde{m}I\cos(\Phi - \Delta) \\ &+ \frac{-M(\tilde{m}V_o + M\tilde{v}_o)}{(sL + R_s)^2 + L^2\omega^2} \times [B(\cos\Delta\sin(\Phi - \Delta) + \sin\Delta\cos(\Phi - \Delta)) \\ &- A(\sin\Delta\sin(\Phi - \Delta) + \cos\Delta\cos(\Phi - \Delta))] + \frac{-M^2V_o\tilde{\delta}}{(sL + R_s)^2 + L^2\omega^2} \\ &\times [[B(\cos\Delta\cos(\Phi - \Delta) - \sin\Delta\sin(\Phi - \Delta)) - \\ &A(\sin\Delta\cos(\Phi - \Delta) + \cos\Delta\sin(\Phi - \Delta))] \end{aligned} \quad (2.106)$$

จัดรูปได้คือ

$$\begin{aligned} 2(sC + 1/R_o)\tilde{v}_o &= MI\tilde{\delta}\sin(\Phi - \Delta) + \tilde{m}I\cos(\Phi - \Delta) \\ &+ \frac{M^2V_o\tilde{\delta}(A\sin\Phi - B\cos\Phi)}{(sL + R_s)^2 + L^2\omega^2} - \frac{M(\tilde{m}V_o + M\tilde{v}_o)(A\cos\Phi + B\sin\Phi)}{(sL + R_s)^2 + L^2\omega^2} \end{aligned} \quad (2.107)$$

เมื่อ $A\sin\Phi - B\cos\Phi = L\omega$ และ $A\cos\Phi - B\sin\Phi = sL + R_s$ จัดเทอมในรูปของ $\tilde{v}_o$ ได้คือ

$$\left[2(sC + 1/R_o) + \frac{M^2(sL + R_s)}{(sL + R_s)^2 + L^2\omega^2} \right] \tilde{v}_o$$

$$= MI\tilde{\delta} \sin(\Phi - \Delta) + \tilde{m}I \cos(\Phi - \Delta) + \frac{M^2V_o\tilde{\delta}L\omega - M\tilde{m}V_o(sL + R_s)}{(sL + R_s)^2 + L^2\omega^2} \quad (2.108)$$

สมการทรานเฟอร์ฟังก์ชันระหว่างการเปลี่ยนแปลงของแรงดันด้านออกกับมุมของโหลดและอัตราการมอดคูเลชันทั้งสองสมการคือ

$$\frac{\partial \tilde{v}_o}{\partial \tilde{\delta}} = \frac{MI \sin(\Phi - \Delta) \left((sL + R_s)^2 + L^2\omega^2 + M^2V_oL\omega \right)}{2(sC + 1/R_o) \left((sL + R_s)^2 + L^2\omega^2 \right) + M^2(sL + R_s)} \quad (2.109)$$

และ

$$\frac{\partial \tilde{v}_o}{\partial \tilde{m}} = \frac{I \cos(\Phi - \Delta) \left((sL + R_s)^2 + L^2\omega^2 + MV_o(sL + R_s) \right)}{2(sC + 1/R_o) \left((sL + R_s)^2 + L^2\omega^2 \right) + M^2(sL + R_s)} \quad (2.110)$$

ผลตอบสนองต่อเฟสสามารถหาได้โดยแทนสมการ (2.108) ในสมการ (2.103)

$$\tilde{\phi} = \frac{V_o\tilde{m}(B \cos \Delta - A \sin \Delta) - V_o\tilde{\delta}M(B \sin \Delta + A \cos \Delta)}{I \left((sL + R_s)^2 + L^2\omega^2 \right)}$$

$$+ \frac{M(B \cos \Delta - A \sin \Delta)}{I \left((sL + R_s)^2 + L^2\omega^2 \right)} \times \frac{1}{\left[2(sC + 1/R_o) \left((sL + R_s)^2 + L^2\omega^2 \right) + M^2(sL + R_s) \right]} \quad (2.111)$$

$$\times \left\{ \left(MI\tilde{\delta} \sin(\Phi - \Delta) + \tilde{m}I \cos(\Phi - \Delta) \right) \left((sL + R_s)^2 + L^2\omega^2 \right) + M^2V_o\tilde{\delta}L\omega - M\tilde{m}V_o(sL + R_s) \right\}$$

สมการทรานเฟอร์ฟังก์ชันระหว่างการเปลี่ยนแปลงของเฟสของแหล่งจ่ายไฟสลับกับมุมของโหลดและอัตราการมอดคูเลชันทั้งสองสมการคือ

$$\frac{\partial \tilde{\phi}}{\partial \tilde{\delta}} = \frac{V_oM(B \sin \Delta + A \cos \Delta)}{I \left((sL + R_s)^2 + L^2\omega^2 \right)} + \frac{M(B \cos \Delta - A \sin \Delta)}{I \left((sL + R_s)^2 + L^2\omega^2 \right)}$$

$$\times \frac{MI \sin(\Phi - \Delta) \left((sL + R_s)^2 + L^2\omega^2 \right) + M^2V_oL\omega}{2(sC + 1/R_o) \left((sL + R_s)^2 + L^2\omega^2 \right) + M^2(sL + R_s)} \quad (2.112)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \tilde{\phi}}{\partial \tilde{m}} &= \frac{V_o M (B \cos \Delta + A \sin \Delta)}{I \left((sL + R_s)^2 L^2 \omega^2 \right)} + \frac{M (B \cos \Delta - A \sin \Delta)}{I \left((sL + R_s)^2 L^2 \omega^2 \right)} \\ &\times \frac{I \sin(\Phi - \Delta) \left((sL + R_s)^2 + L^2 \omega^2 \right) + M V_o L \omega}{2 \left(sC + 1/R_o \right) \left((sL + R_s)^2 + L^2 \omega^2 \right) + M^2 (sL + R_s)} \end{aligned} \quad (2.113)$$

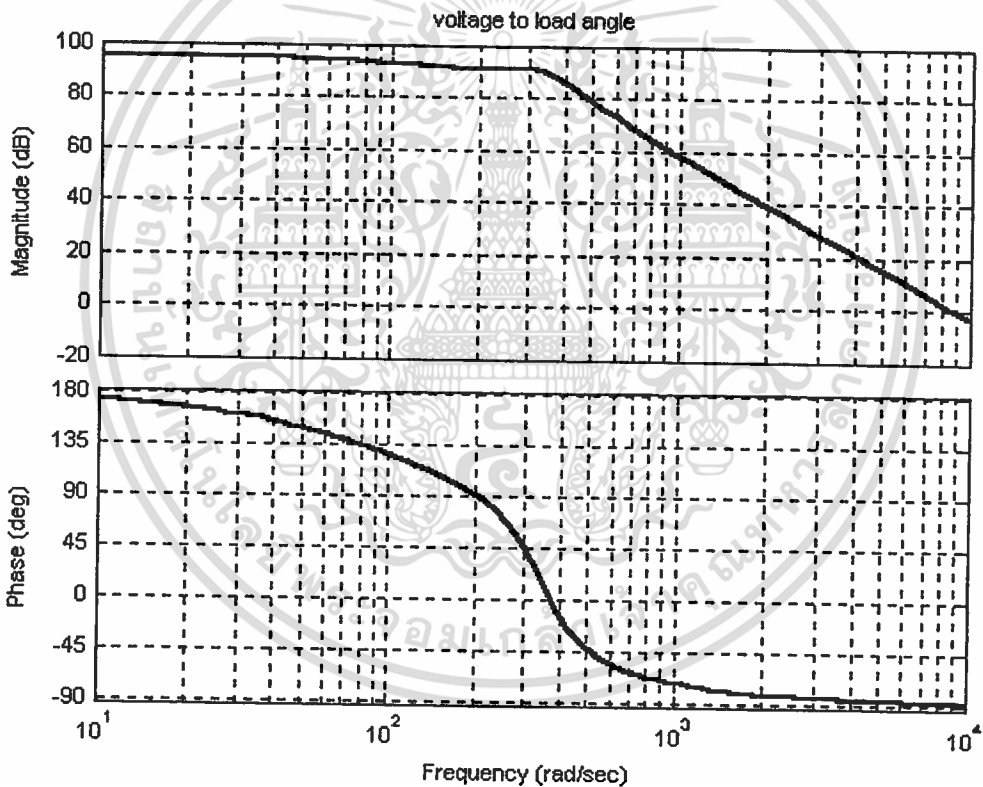
โดยที่

$$B \cos \Delta - A \sin \Delta = (sL + R_s) \sin(\Phi - \Delta) - L \omega \cos(\Phi - \Delta)$$

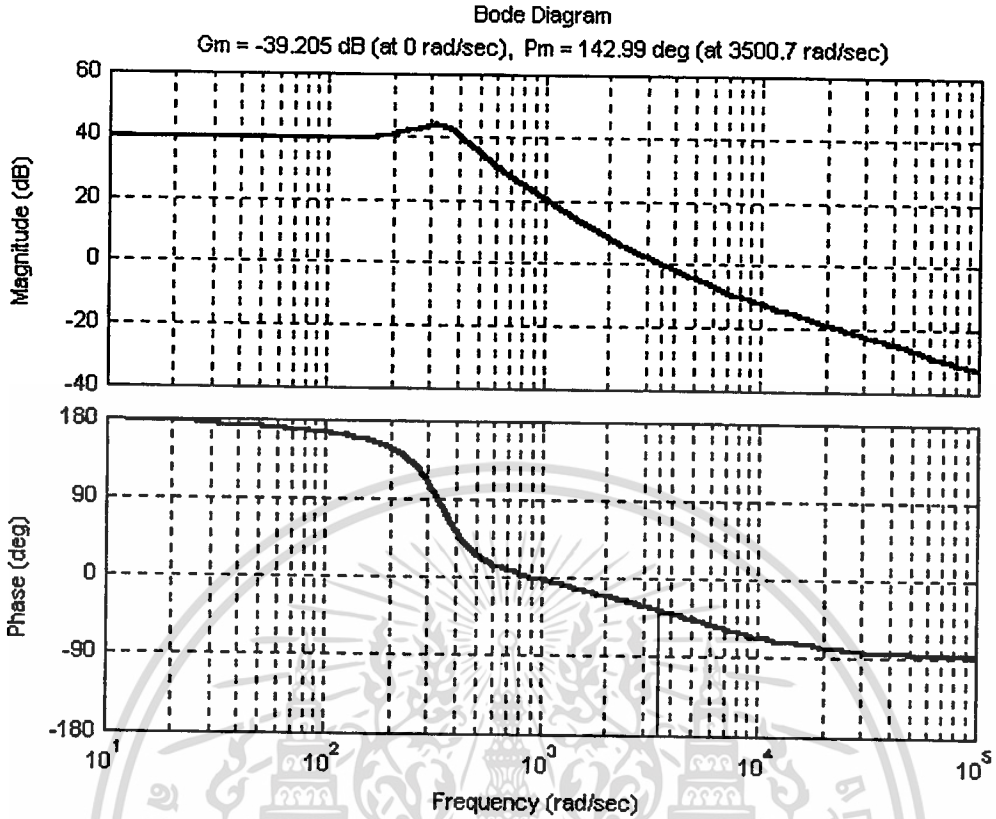
$$B \cos \Delta + A \sin \Delta = (sL + R_s) \cos(\Phi - \Delta) - L \omega \sin(\Phi - \Delta)$$

ก็หาค่าในสมการ (2.112 - 2.113) ตามลำดับ

จากทรานเฟอร์ฟังก์ชันตามสมการ (2.109-2.110) สามารถพล็อตผลตอบสนองทางความถี่ได้ดังรูปที่ 2.39 และ 2.40 ตามลำดับ

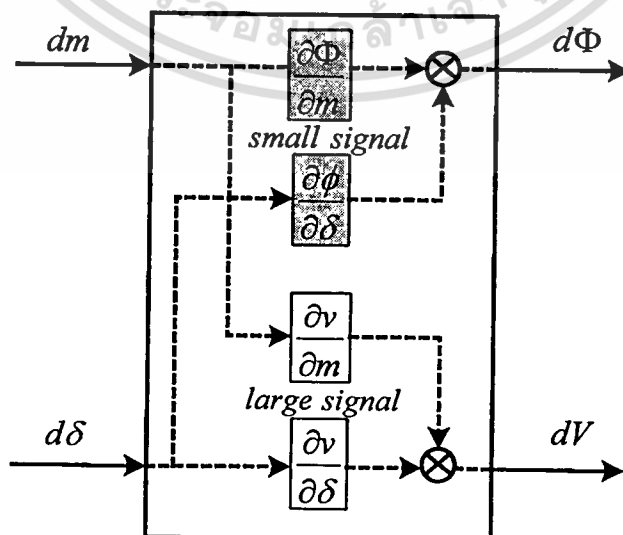


รูปที่ 2.39 ผลตอบสนองทางความถี่ของแรงดันด้านออกต่อมุมของโหลด



รูปที่ 2.40 ผลตอบสนองทางความถี่ของแรงดันด้านออกต่ออัตราการมอดูเลชัน

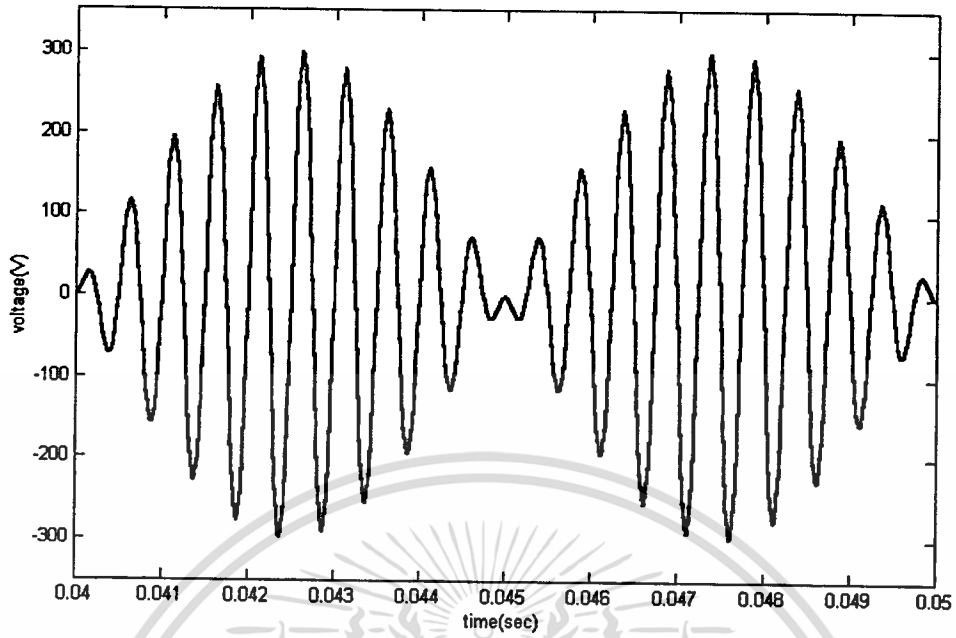
จากรูปที่ 2.39 และ 2.40 ที่แสดงผลตอบสนองทางความถี่นั้นแสดงให้เห็นว่าที่ความถี่ 100 Hz ซึ่งเป็นความถี่สองเท่าของความถี่ไฟสลับด้านเข้านั้นเมื่อทำการวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กนั้นจะมีค่าผิดพลาดอยู่เล็กน้อย [18] โดยแรงดันไฟตรงจะเกิดการมอดูเลชันเนื่องจากแรงดันกระเพื่อมดังรูปที่ 2.42



รูปที่ 2.41 ความสัมพันธ์ระหว่างด้านเข้าและด้านออกในทรานเฟอร์ฟังก์ชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.42 แรงดันมอดดูเลชั่นที่ความถี่ 100 Hz ของแรงดันกระแสเฟืองที่แรงดันไฟตรงด้านออก

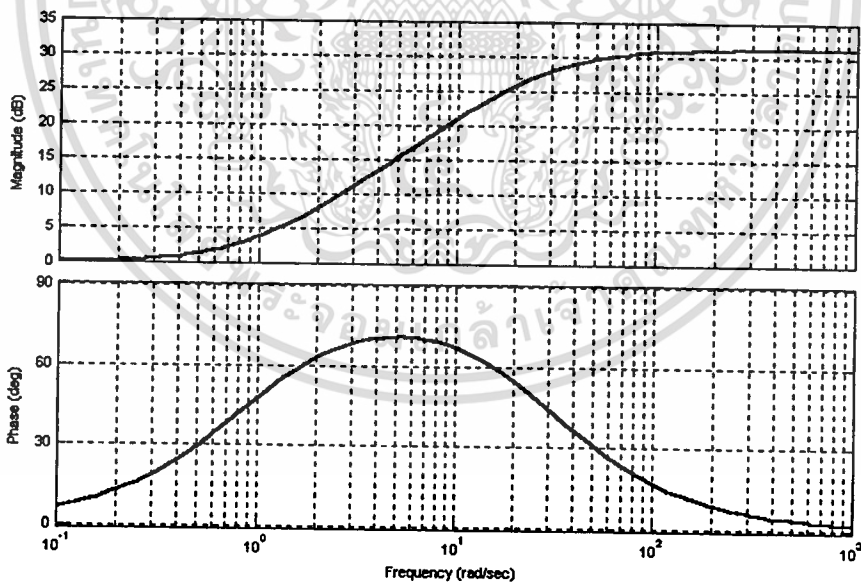
2.6 การออกแบบระบบควบคุมวงจรแปลงผันทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

การออกแบบระบบควบคุมวงจรแปลงผันทางอิเล็กทรอนิกส์กำลังนั้นส่วนใหญ่จะใช้วิธีการชดเชย (Compensate method) ทางความถี่ [3,8] เนื่องจากการออกแบบและตรวจสอบเสถียรภาพของวงจรได้ง่าย ประกอบกับทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังนั้นจะมีอันดับสูง การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีอื่นนั้นจึงค่อนข้างยุ่งยาก แต่ในขณะเดียวกันขั้นตอนการหาทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังนั้นจะใช้วิธีการค่าเฉลี่ยในช่วงเวลาปิดและเปิดวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Averaging technique)

ตัวชดเชยสำหรับการออกแบบด้วยวิธีทางความถี่ในระบบควบคุมทั่วไปที่นิยมและทำให้ด้านออกมีผลตอบสนองได้ดี คงทนต่อสัญญาณรบกวน มีขั้นตอนดังต่อไปนี้

2.6.1 ตัวชดเชยมูมนำ (Phase lead compensation) และ ตัวชดเชยมูมตาม (Phase lag compensation)

ตัวชดเชยมูมตามนั้นมึเสถียรภาพที่ดีแต่มีข้อด้อยที่ความแม่นยำของค่าสุดท้าย ที่ความถี่ $1/T_p$ และ $1/T_z$ เมื่อ $1/T_p < 1/T_z$ ถูกเลือกที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ที่อัตราขยายเท่ากับหนึ่ง (Unity gain) ตัวชดเชยที่ออกแบบนั้นทำให้อัตราขยายที่ความถี่สูง $\omega \gg 1/T_z$ ไม่เปลี่ยนแปลงแต่ที่อัตราขยายคงตัวนั้นเพิ่มขึ้นส่งผลให้ค่าผิดพลาดคงตัวลดลงโดยที่เฟสมาร์จินของระบบไม่เปลี่ยนแปลง

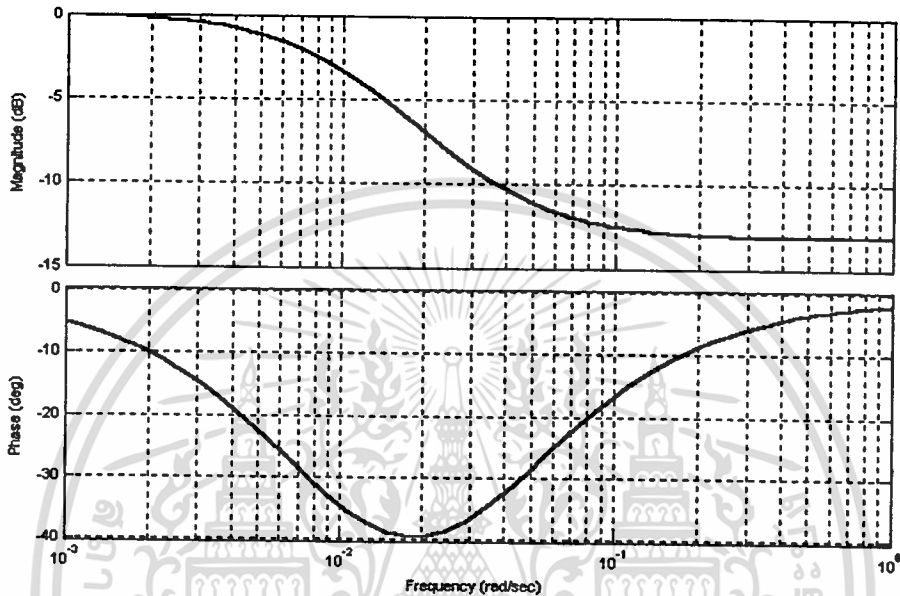


รูปที่ 2.43 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวชดเชยมูมนำ

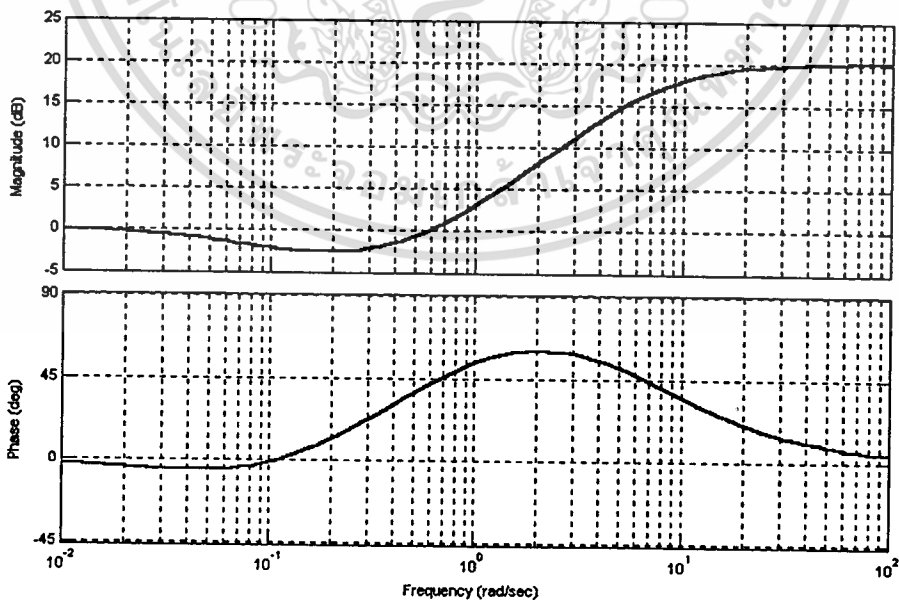
ตัวชดเชยมูมนำนั้นมีความแม่นยำค่าสุดท้ายที่ดีแต่มีข้อด้อยที่เสถียรภาพของวงจรไม่ดี ที่ความถี่ $1/T_p$ และ $1/T_z$ เมื่อ $1/T_z > 1/T_p$ ถูกเลือกที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ที่อัตราขยายเท่ากับหนึ่ง ตัวชดเชยที่

ออกแบบนั้นเพิ่มเฟสมาร์จิน โดยที่ไม่มีผลต่อค่าผิดพลาดสุดท้าย T_p และ T_z นั้นเลือกเพื่อเพิ่มเฟสมาร์จิน
เพิ่มความเร็วของผลตอบสนองและแบนวิทส์ของวงจร

$$C_{LL} = k_{LL} \frac{1+sT_z}{1+sT_p} = k_{LL} \frac{T_z}{T_p} \left(\frac{s+1/T_z}{s+1/T_p} \right) \quad (2.114)$$



รูปที่ 2.44 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวชดเชยมุมตาม



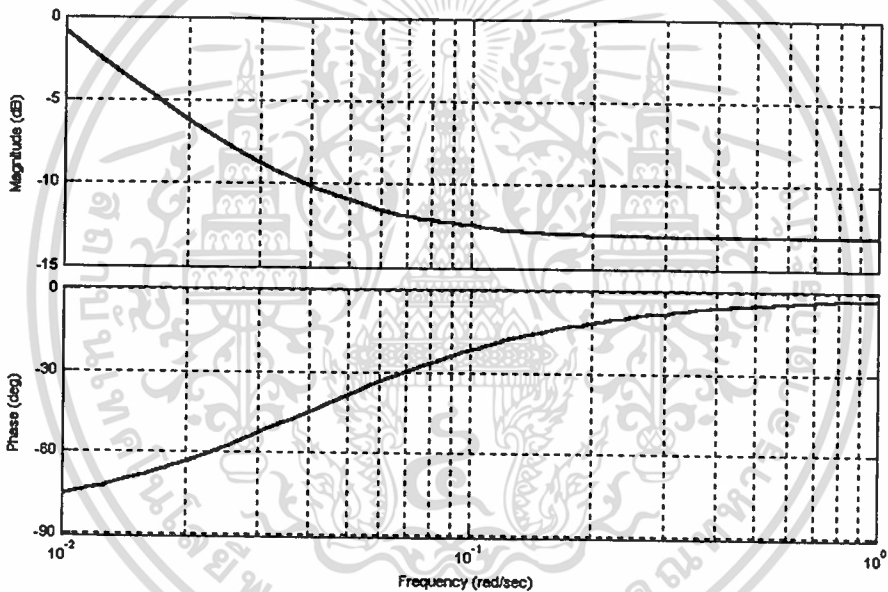
รูปที่ 2.45 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวชดเชยมุมนำ-มุมตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2 ตัวชดเชยพีไอ (Proportional-Integral (PI) compensation)

ตัวชดเชยแบบพีไอนั้นมีผลให้ค่าผิดพลาดสุดท้ายเป็นศูนย์เนื่องจากวางโพลไว้ที่จุดกำเนิดของระนาบตามสมการ (2.115) และเหมาะสมสำหรับวงจรแปลงผันทางอิเล็กทรอนิกส์กำลังเนื่องจากทำให้เสถียรภาพของวงจรดีขึ้น

$$\begin{aligned}
 C_{PI} &= \frac{1+sT_z}{sT_p} = \frac{T_z}{T_p} + \frac{1}{sT_p} \\
 &= K_p + \frac{K_I}{s} = K_p \left(1 + \frac{K_I}{K_p s} \right) \\
 &= k_p \left(1 + \frac{1}{sT_z} \right) = \frac{1+sT_z}{sT_z / K_p}
 \end{aligned} \tag{2.115}$$



รูปที่ 2.46 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวชดเชยแบบพีไอ

2.6.3 ตัวชดเชยแบบพีไอบวกโพลความถี่สูง (Proportional-Integral (PI) plus high-frequency pole compensation)

ตัวชดเชยนี้เป็นการรวมเอาข้อดีของทั้งสองแบบเข้าด้วยกัน เมื่อนำมาใช้กับวงจรแปลงผันทำให้เสถียรภาพดีขึ้นที่ความถี่ $1/T_M$ และ $1/T_z$ นั้นต้องพิจารณาความถี่ $1/T_z < 1/T_M$ เพื่อให้ได้เฟสมาจินตามต้องการ

$$\begin{aligned}
 C_{ILD}(s) &= \frac{1+sT_z}{sT_p(1+sT_M)} = \frac{T_z}{T_p T_M} \frac{s+1/T_z}{s(s+1/T_M)} \\
 &= W_{cp} \frac{s+\omega_z}{s(s+\omega_M)}
 \end{aligned} \tag{2.116}$$

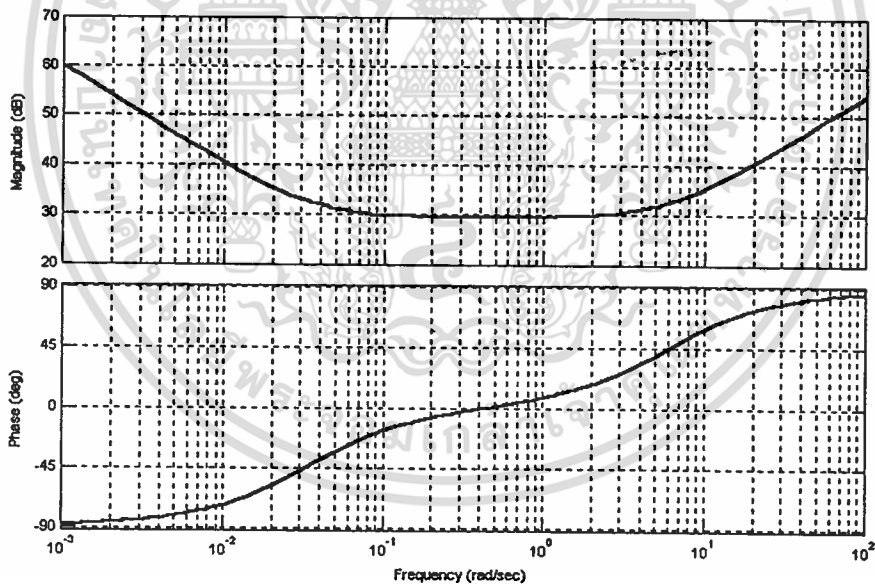
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.4 ตัวชดเชยแบบพีไอดีบวกโพลความถี่สูง (Proportional Integral Derivative (PID) plus compensation)

ตัวชดเชยแบบนี้มีข้อดีที่ผลตอบสนองเร็วขึ้นเนื่องจากสมการอันดับสองที่มีค่าอัตราส่วนน้อย และค่าผิดพลาดคงตัวเป็นศูนย์ โพลความถี่สูงถูกวางไว้ตามเฟสมาร์จินที่ต้องการ

$$\begin{aligned}
 C_{PIDrf} &= T_{cp} \frac{s^2 + 2\xi_{cp}\omega_{0cp}s + \omega_{0cp}^2}{s(1 + s/\omega_{pl})} \\
 &= \frac{T_{cp}s}{1 + s/\omega_{pl}} + \frac{2T_{cp}\xi_{cp}\omega_{0cp}}{1 + s/\omega_{pl}} + \frac{T_{cp}\omega_{0cp}^2}{s(1 + s/\omega_{pl})} \\
 &= \frac{T_{cp}s}{1 + s/\omega_{pl}} + \frac{T_{cp}\omega_{0cp}^2(1 + 2s\xi_{cp}/\omega_{0cp})}{s(1 + s/\omega_{pl})}
 \end{aligned} \tag{2.117}$$

เมื่อ $\omega_{z1} \approx \omega_{z2} < \omega_p$ สมรรถนะของตัวชดเชยสามารถแสดงได้ตามสมการ (2.118) ดังนี้คือ



รูปที่ 2.47 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวชดเชยแบบพีไอดี

$$C_{PID}(s) = W_{cp} \frac{(1 + s/\omega_{z1})(1 + s/\omega_{z2})}{s(s + s/\omega_p)^2} \tag{2.118}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยในการออกแบบตัวชดเชยมีขั้นตอนดังนี้

1. อัตราขยายความถี่ต่ำ (Low frequency gain) ต้องมากพอที่จะทำค่าผิดพลาดสุดท้ายมีค่าน้อยที่สุด
2. ความถี่ที่ $0dB$ หรืออัตราขยายเท่ากับหนึ่ง (ω_{0dB}) จะต้องถูกวางไว้สูงสุดโดยที่ $\lambda_{max} T \ll 1$ แต่ในทางปฏิบัติจริงแล้วจะต้องน้อยกว่าความถี่ในการสวิตช์ $T = 1/f_s$
3. เพื่อเสถียรภาพ (Stability margin) ของวงจรถอิล็กทรอนิกส์กำลัง ค่าเฟสมารจินของระบบที่ ω_{0dB} และ -180° จะต้องมียกและมากกว่า 30° หรืออยู่ในช่วง 45° 70° หรือเมื่อพิจารณาด้วยเสถียรภาพวิธีทางเดินรากก็หมายความว่าต้องไม่มีโพลทางด้านขวาของระนาบ
4. เพิ่มเสถียรภาพของระบบความถี่ที่เฟส -180° ควรจะน้อยกว่า $-30dB$ กล่าวอีกนัยหนึ่งคือ อัตราขยายมารจินต้องมากกว่า $30dB$



2.7 ระบบควบคุมแบบโครงสร้างผันแปร (Variable Structure Control)

หัวข้อนี้กล่าวถึงหลักการและแนวความคิดพื้นฐานของระบบควบคุมชนิดโครงสร้างผันแปร (Variable Structure Control) และการควบคุมแบบสไลด์คิงโมด (Sliding Mode Control) เงื่อนไขของระบบขณะทำงานใน โมดสไลด์คิง ซึ่งเป็นการควบคุมแบบไม่เชิงเส้น

2.7.1 นิยาม หลักการ

แนวความคิดพื้นฐานของระบบควบคุมแบบโครงสร้างผันแปรมีความแตกต่างจากระบบควบคุมอื่นๆคือ โครงสร้างของระบบที่กำลังพิจารณานั้นไม่คงที่ แต่จะมีการผันแปรไปในระหว่างการควบคุม การผันแปรไปของโครงสร้างนี้กระทำเพื่อให้ตัวแปรสเทต (State) ของระบบเคลื่อนที่ไปตามเส้นสวิตช์ชิงฟังก์ชัน (Switching Function) ที่กำหนดบนระนาบเฟส (Phase Plane) ซึ่งเรียกว่า ระนาบสไลด์คิงโมด[9] การกระทำนี้เรียกว่าการกระทำสไลด์คิงโมดการจะกระทำเช่นนี้ได้ ขึ้นอยู่กับขนาดสัญญาณคลาดเคลื่อนและค่าอนุพันธ์สัญญาณคลาดเคลื่อนนั้นๆเมื่อระบบควบคุมเคลื่อนที่ตามระนาบสไลด์คิงโมด ระบบควบคุมมีคุณลักษณะคงทนต่อการเบี่ยงเบนพารามิเตอร์ของกระบวนการ (Parameter Variation) และการรบกวนภายนอก (External Disturbance) ของตัวแปรสเทต โดยพิจารณาจากระบบพลวัตที่เป็นสมการเชิงเส้นอันดับสองมีค่าพารามิเตอร์คงที่ ขณะที่ระบบมีการเคลื่อนที่อย่างอิสระ (Free Motion) แทนด้วยสมการอนุพันธ์อันดับสองดังนี้

$$\ddot{x} + a_2\dot{x} + a_1x = 0 \quad (2.119)$$

รูปแบบการเคลื่อนที่เฟส (Phase Portrait) ของระบบมี 12 รูปแบบ [21] และพฤติกรรมการทำงานสามารถอธิบายได้ด้วยระบบที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง ภายในประกอบด้วยสองอินทิเกรเตอร์ (Integrators) ต่ออนุกรม มีโครงสร้างคงที่ ถ้ากระบวนการมีการป้อนกลับแบบลบ (Negative Feedback Loop) ดังรูปที่ 2.48a เมื่อให้ระบบทำงานอย่างอิสระ (Free Motion) ระบบเป็นสมการอนุพันธ์อันดับสองผลที่ได้จากการควบคุมระบบนี้จะเป็นแบบคอนเซอร์เวทิฟ (Conservative) โดยพิจารณาได้จากสมการต่อไปนี้

$$\frac{dx_1}{dt} = x_2 \quad (2.120)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = -a_1x_1 \quad (2.121)$$

เมื่อให้เกณฑ์ $a_1 > 0$ ซึ่งตามเงื่อนไขของการเคลื่อนที่เมื่อ $a_2 = 0$ และ $x_1 = x$ โครงสร้างของระบบเป็นรูปวงรีที่วางตัวตามแนวตั้ง [21] อย่างไรก็ตามถ้าให้กระบวนการประกอบด้วยการป้อนกลับแบบบวกดังรูปที่ 2.48c ระบบที่ได้ไม่เสถียรแบบ Aperiodicallay Unstable ซึ่งสามารถอธิบายได้ด้วยสมการดังนี้

$$\frac{dx_1}{dt} = x_2 \quad (2.122)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = a_1x_1 \quad (2.123)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการเป็นโครงสร้างแบบไฮเพอร์โบลิก (Hyperbolic) ดังรูปที่ 2.48c ระบบตามสมการ (2.120) ถึง (2.123) โครงสร้างของทั้งสองระบบยังคงมีคุณลักษณะที่ดีและไม่ดีในชั่วขณะ และถ้าแยกพิจารณาตามแนวการเคลื่อนที่ในแต่ละระบบพบว่ามีจุดดีของแต่ละระบบเอง เช่น ระบบตามสมการ (2.120) และ (2.121) ค่าความคลาดเคลื่อนของระบบลดลงอย่างรวดเร็วในจุดภาคแรกในระนาบเฟสแต่ละระบบตามสมการ (2.122) และ (2.123) มีการเคลื่อนที่ของระบบวิ่งไปตามเส้นแอสซิมโทต (Asymptote) ของระบบที่มีโครงสร้างประกอบเป็นไฮเพอร์โบล่า (Hyperbola) การรวมข้อดีของระบบทั้งสองเข้าด้วยกันด้วยการเลือกโครงสร้างที่เหมาะสมสำหรับระนาบเฟสและสามารถแบ่งระนาบเฟสเป็นสี่ย่านดังนี้

$$\text{ย่านที่ 1: } x_1 \geq 0, x_2 + \sqrt{a_1}x_1 > 0$$

$$\text{ย่านที่ 2: } x_1 < 0, x_2 + \sqrt{a_1}x_1 \geq 0$$

$$\text{ย่านที่ 3: } x_1 \leq 0, x_2 + \sqrt{a_1}x_1 < 0$$

$$\text{ย่านที่ 4: } x_1 > 0, x_2 + \sqrt{a_1}x_1 \leq 0$$

ซึ่งย่านทั้งสี่ถูกแบ่งโดยเส้นตรง $x_1 = 0$ และ $x_2 + \sqrt{a_1}x_1 = 0$ ดังรูปที่ 2.48e จากภาพนี้สามารถกำหนดโครงสร้างของระบบให้หนึ่งในสองของโครงสร้างเป็นวงรีหรือไฮเพอร์โบลิก ได้ที่แต่ละจุดในระนาบเฟสของระบบ ด้วยวิธีการดังนี้คือ เมื่อจุดแสดงเริ่มต้นอยู่ในย่านที่ 1 ต้องกำหนดให้ระบบถูกป้อนกลับแบบลบ การเคลื่อนที่ของตัวแปรสเตตวิ่งไปตามวงรี ทิศทางตามเข็มนาฬิกาดังรูปที่ 2.48f และยังไม่เปลี่ยนการป้อนกลับจนกว่าการเคลื่อนที่จะเคลื่อนเข้าไปชนเส้น $x_2 + \sqrt{a_1}x_1 = 0$ ที่เวลานี้การเคลื่อนที่ของจุดแสดงเริ่มเข้าไปในย่านที่สี่ ต้องเปลี่ยนการป้อนกลับให้เป็นบวก และเมื่อโครงสร้างของระบบเริ่มต้นที่ย่านที่สองและสามแล้ว ต้องกำหนดให้โครงสร้างเป็นแบบไฮเพอร์โบลิกในย่านที่สอง และเป็นรูปวงรีในย่านที่สาม ในขณะที่การเคลื่อนที่ของตัวแปรสเตตอยู่บนเส้นแอสซิมโทตของไฮเพอร์โบล่าหรือเส้น $x_2 + \sqrt{a_1}x_1 = 0$ ต้องควบคุมให้มีการเปลี่ยนโครงสร้างของระบบเพื่อกำหนดให้การเคลื่อนที่สเตตของระบบวิ่งไปตามเส้นแอสซิมโทต จนกระทั่งเข้าสู่จุดกำเนิดในกรณีนี้จะมีความสัมพันธ์การเคลื่อนที่ของตัวแปรสเตตดังสมการต่อไปนี้

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x_1(t) = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} x_2(t) = 0 \quad (2.124)$$

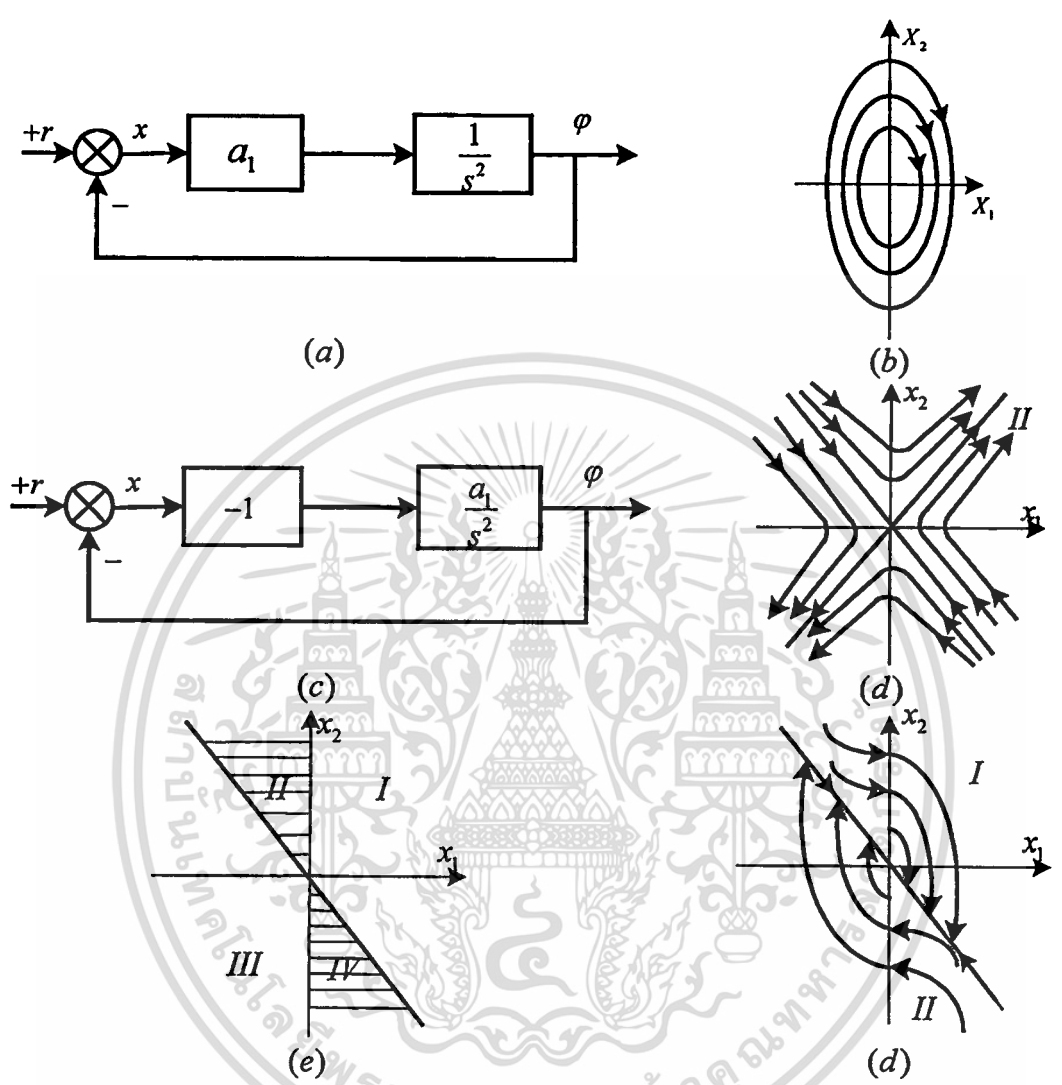
2.7.2 การสวิตช์ของโครงสร้างในระนาบของสไลด์คิงโมด

สำหรับระบบที่อยู่ภายใต้การพิจารณาประกอบด้วยเส้นแอสซิมโทตเป็น $\sigma = x_2 + \sqrt{a_1}x_1 = 0$ และเป็นระนาบสไลด์คิงโมดหรือเส้นสวิตช์ซิ่ง (Switching Line) ของโครงสร้างนี้ เมื่อพิจารณาระบบที่ชั่วขณะของเวลาการเคลื่อนที่ของสเตตวิ่งถึงเส้นแอสซิมโทต และยังคงสวิตช์เปลี่ยนโครงสร้างไปมาเพื่อรักษาการเคลื่อนที่ของตัวแปรสเตตให้อยู่บนเส้นแอสซิมโทต โดยทั่วไประนาบสไลด์คิงโมด ไม่จำเป็นต้องเป็นเส้นแอสซิมโทตเสมอไป อาจเป็นเส้นตรงที่สามารถกำหนดสมการได้ดังนี้

$$\sigma = cx_2 + x_1 \quad (c > 0, c = \text{constant}) \quad (2.125)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ใดๆ ไม่สามารถนำออกจากรายการนี้ได้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัมประสิทธิ์ c ถูกเลือกขึ้นมาเพื่อให้เส้นตรง $\sigma = 0$ อยู่ระหว่างแกน x_1 และเส้นแอสซิมโทตของแนวการเคลื่อนที่ตามไฮเปอร์โบลิก



รูปที่ 2.48 โครงสร้างการควบคุมแบบ 2 อินทิเกรเตอร์ (Integrator) ต่ออนุกรม

การออกแบบตัวควบคุมที่สามารถเลือกค่าพารามิเตอร์สำหรับเปลี่ยนโครงสร้างตามที่ต้องการ โดยใช้วิธีการสวิตช์เชิงลอจิก ให้สมการทางด้านขวามือของสมการอนุพันธ์ ทำให้ระบบเคลื่อนที่ไปตามพื้นผิวที่ไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous Surface) ในสเปซสเตต (State space) ของระบบ ซึ่งกล่าวได้ว่าระบบอยู่ในสไลด์ดิ้งโหมด สามารถอธิบายได้ดังตัวอย่างการควบคุมโดยใช้ระบบสมการอนุพันธ์อันดับสอง [3] ดังนี้

$$\dot{x} = y \tag{2.126}$$

$$\dot{y} = 2y - x + u \tag{2.127}$$

$$u = -\Psi x \tag{2.128}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กฎการควบคุม

$$\Psi = \begin{cases} 4 & ; s(x, y) > 0 \\ -4 & ; s(x, y) < 0 \end{cases} \quad (2.129)$$

และ $s(x, y) = x\sigma, \sigma = 0.5x + y$ (2.130)

บล็อกไดอะแกรมของระบบแสดงดังรูปที่ 2.49 โดยตัวแปรสถานะ $s(x, y)$ ในสมการ (2.130) มาจากผลคูณของสองฟังก์ชันดังนี้

$$\begin{cases} x = 0 \\ \sigma = 0.5x + y = 0 \end{cases} \quad (2.131)$$

ฟังก์ชันในสมการ (2.130) เป็นเส้นการแบ่งบริเวณสถานะเฟสไปสู่บริเวณที่ให้สถานะ $s(x, y)$ มีความแตกต่างของเครื่องหมายดังแสดงในรูปที่ 2.49b เส้นนี้เรียกว่าเส้นการสวิตช์ (Switching Lines) และฟังก์ชัน $s(x, y)$ เรียกว่าฟังก์ชันการสวิตช์ (Switching Function) โดยในกรณีที่อันดับของระบบมากกว่าสองเรียกฟังก์ชัน $s(x, y) = 0$ ว่า พื้นผิวการสวิตช์ (Switching Surface) ระบุว่านำมาพิจารณานี้เป็นการสวิตช์ด้วยอัตราขยายป้อนกลับ Ψ ให้สอดคล้องกับเครื่องหมายของฟังก์ชันการสวิตช์ $s(x, y)$ ตามสมการ (2.129) เป็นการสวิตช์ไปมาระหว่างสองโครงสร้างที่แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่แตกต่างกันดังนี้

โครงสร้างในบริเวณย่านที่ 1 ที่ $s(x, y) = x\sigma > 0$ มีรูปแบบทางคณิตศาสตร์คือ

$$\dot{x} = y \quad (2.132)$$

$$\dot{y} = 2y - x - 4x = 2y - 5x \quad (2.133)$$

โครงสร้างในบริเวณย่านที่ 2 ที่ $s(x, y) = x\sigma < 0$ มีรูปแบบทางคณิตศาสตร์คือ

$$\dot{x} = y \quad (2.134)$$

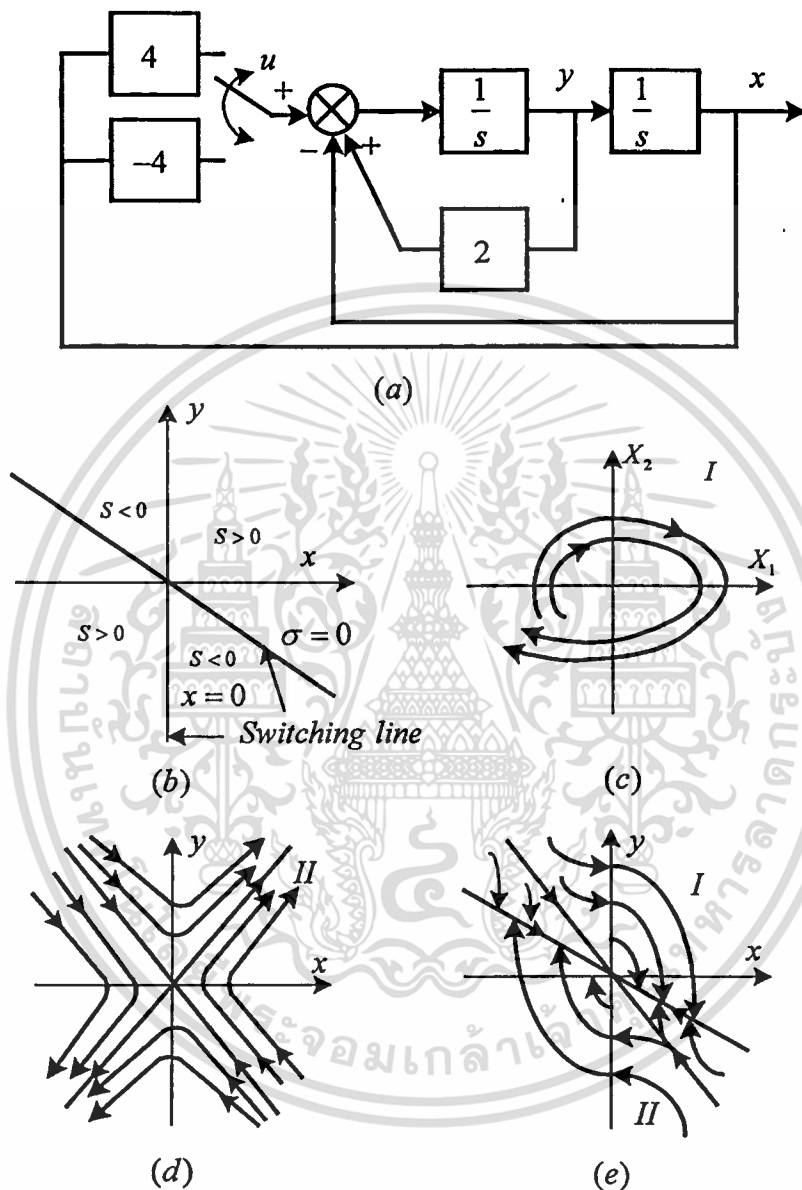
$$\dot{y} = 2y - x + 4x = 2y + 3x \quad (2.135)$$

โดยโครงสร้างที่ 1 จากสมการ (2.133) มีวิถีการเคลื่อนที่ของระนาบเฟส (Phase plane trajectory) ของระบบเป็นแบบก้นหอยที่ไม่เสถียร มีการเคลื่อนที่ออกจากจุดกำเนิดแสดงดังรูปที่ 2.49c และโครงสร้างที่สองจากสมการ (2.135) มีการเคลื่อนที่ที่ระนาบเฟสเป็นแบบอานม้า (Saddle) ที่จุดกำเนิด โดยที่การเคลื่อนที่ที่ระนาบเฟสเป็นแบบอานม้านี้ไม่เสถียรเหมือนกรณีแรกแต่มีจุดเสถียรเพียงหนึ่งจุดคือจุดที่เคลื่อนที่ไปบนเส้นแอสซิมโทตเข้าสู่จุดกำเนิดดังรูปที่ 2.49d โดยมีการเคลื่อนที่ของระบบที่ได้จากผลของการสวิตช์ไปมาระหว่างสองโครงสร้างตามเงื่อนไขของสมการ (2.127) แสดงดังรูปที่ 2.49e รูปเฟสสมบูรณ์ที่ได้รับจากเงื่อนไขของการสวิตช์เป็นการอธิบายถึงการเคลื่อนที่ของระบบที่ได้รับบนระนาบ $s(x, y) = 0$ โดยการเคลื่อนที่เฟสจากโครงสร้างบริเวณย่านที่หนึ่งกับโครงสร้างบริเวณที่สองเชื่อมต่อกันบนเส้น $x = 0$ และเชื่อมต่อกันบนเส้นการสวิตช์

$$\sigma = 0.5x + y = 0.5x + \dot{x} = 0 \quad (2.136)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เส้นสมการสวิตช์นี้เป็นสมการแบบพลวัตของระบบที่มีไว้สำหรับการเคลื่อนที่ไปตามเส้น $\sigma = 0$ เข้าสู่จุดกำเนิด ข้อสังเกตสำหรับการเคลื่อนที่บนเส้นนี้ก็คือลักษณะการสวิตช์ไปมาระหว่างสองโครงสร้างตามเงื่อนไขการสวิตช์ที่กำหนดไว้



รูปที่ 2.49 การแสดงลักษณะการเคลื่อนที่ของระบบตามโครงสร้างตัวอย่าง

โดยรูปวาดเฟสสมบูรณของระบบที่แสดงนั้นไม่ใช่คุณลักษณะของการเคลื่อนที่แบบธรรมดาบนเส้น $x = 0$ แต่เป็นความไม่ต่อเนื่องที่ประกอบด้วยสองโครงสร้างบนทิศทางเคลื่อนที่และเส้นการสวิตช์ $\sigma = 0$ เป็นจุดบรรจบของวิธีการเคลื่อนที่ ที่มาจากทุกด้านของเส้นนี้เส้นการสวิตช์นี้ตั้งขึ้นเพื่อให้วิธีการเคลื่อนที่แบบพิเศษนี้เคลื่อนที่ไปตามเส้นการสวิตช์ $\sigma = 0$ โดยเรียกการเคลื่อนที่บนเส้นนี้ว่าการเคลื่อนที่แบบสไลด์จึงไม่ผิด แต่วิธีการเคลื่อนที่ของระบบและการควบคุมแบบโครงสร้างผันแปรนี้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยรวมประกอบด้วยสองส่วนหลักคือส่วนแรกเป็นการเคลื่อนที่เพื่อเข้าไปให้ถึงเส้นการสวิตช์ (Reaching mode) เรียกว่าการเคลื่อนที่ที่ไม่ไชลด์คิงโมด (Nonsliding mode) ซึ่งเป็นการเคลื่อนที่ที่ เริ่มต้นจากจุดใดบนระนาบเฟสเข้าไปหาเส้นการสวิตช์และสามารถไปได้ถึงเส้นการสวิตช์ได้ในเวลาที่ จำกัด ส่วนที่สองคือการเคลื่อนที่ตามเส้นสวิตช์เรียกว่าการเคลื่อนที่แบบสไลด์คิงโมด ซึ่งเป็นการเคลื่อน ที่ไปตามเส้นการสวิตช์เข้าสู่จุดกำเนิดระนาบเฟสดังที่นิยามไว้โดยสมการอนุพันธ์ในสมการ (2.127) อย่างไรก็ตามการเคลื่อนที่ตามเส้นการสวิตช์นี้เป็นฟังก์ชันของความไม่ต่อเนื่องที่รวมเอาฟังก์ชันของ ความต่อเนื่องมาประกอบเข้าด้วยกัน

ในระหว่างการควบคุมกระบวนการ โครงสร้างของระบบควบคุมตามรูปที่ 2.49 เปลี่ยนจากโครง สร้างหนึ่ง (สมการ 2.133) ไปยังโครงสร้างอื่น (สมการ 2.135) ซึ่งเป็นที่มาของชื่อระบบการควบคุมแบบ โครงสร้างผันแปร แต่เพื่อเป็นการเน้นถึงความสำคัญในบทบาทของการเคลื่อนที่แบบสไลด์คิงโมด บ่อยครั้งที่เรียกการควบคุมแบบนี้ว่า การควบคุมสไลด์คิงโมด

2.7.3 เงื่อนไขทางคณิตศาสตร์สำหรับการรับประกันสถานะการเกิดสไลด์คิงโมด

บนหลักการของฟิลิปอฟ (Filippov (1960)) พิจารณาระบบทั่วๆ ไปของสมการอนุพันธ์ดังต่อไปนี้

$$\frac{dx_i}{dt} = f_i(x_1, \dots, x_n, t), (i = 1, \dots, n) \quad (2.137)$$

สมมติให้สมาชิกด้านขวาของสมการ (2.137) เป็นแบบไม่ต่อเนื่องบนไฮเปอร์เซอร์เฟซ (Hypersurface) $\sigma(x_1, \dots, x_n) = 0$ ในเฟสสเปซ (Phase Space) $\mathcal{X}(x_1, \dots, x_n)$ ดังนั้นลิมิตทางซ้ายและทางขวาของ ฟังก์ชัน $f_i(x_1, \dots, x_n, t), (i = 1, \dots, n)$ เปรียบเสมือนจุดใดๆบนระนาบเฟสที่เคลื่อนเข้าสู่เส้น $\sigma = 0$ จาก จุดเริ่มต้นด้านใดด้านหนึ่งของเส้นสวิตช์ซึ่งดังนี้

$$\lim_{\sigma \rightarrow -0} f_i(x_1, \dots, x_n, t) = f_i^-(x_1, \dots, x_n, t) \quad (2.138)$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow +0} f_i(x_1, \dots, x_n, t) = f_i^+(x_1, \dots, x_n, t) \quad (2.139)$$

อนุพันธ์ของฟังก์ชัน σ ตามแนวการเคลื่อนที่ของระบบสมการ (2.137) คือ

$$\frac{d\sigma}{dt} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial \sigma}{\partial x_i} \cdot \frac{dx_i}{dt} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial \sigma}{\partial x_i} \cdot f_i = (f \cdot \text{grad} \sigma) = \left[\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial \sigma}{\partial x_i} \right)^2 \right]^{1/2} (N \cdot f) \quad (2.140)$$

เมื่อ f เมื่อคือเวกเตอร์ความเร็วเฟส (Phase Velocity Vector) เป็นเวกเตอร์ขนาด n ที่ประกอบไปด้วย $f_1, \dots, f_n$ และ $\text{grad} \sigma$ คือ แกรเดียนท์ของไฮเปอร์เซอร์เฟซ (Gradient of the Hypersurface) $\sigma = 0$ และ N คือ ไฮเปอร์นอร์มอล (Hypernormal) ที่ตั้งฉากกับไฮเปอร์เซอร์เฟซ และ $N \cdot f$ เป็นผลคูณสเกลาร์ (Scalar) จากสมการ (2.137), (2.138), (2.139) ลิมิตหาค่าได้ดังนี้

$$\lim_{\sigma \rightarrow -0} \frac{d\sigma}{dt} = (f^- \cdot \text{grad} \sigma) \quad (2.141)$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow +0} \frac{d\sigma}{dt} = (f^+ \cdot \text{grad} \sigma) \quad (2.142)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการวิจัย เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ f^-, f^+ เป็นเวกเตอร์ขนาด n ที่มีส่วนประกอบ $f_i^-(x_1, \dots, x_n, t)$ และ $f_i^+(x_1, \dots, x_n, t)$ โดยที่มี $(i = 1, \dots, n)$ ตามลำดับ

ที่แต่ละจุดของ $\sigma = 0$ เครื่องหมายของลิมิตจากสมการ (2.141) และ (2.142) อาจเป็นแบบใดแบบหนึ่งจาก 7 แบบดังนี้

$$\lim_{\sigma \rightarrow +0} \frac{d\sigma}{dt} > 0 < \lim_{\sigma \rightarrow -0} \frac{d\sigma}{dt} \quad (2.143)$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow +0} \frac{d\sigma}{dt} < 0 > \lim_{\sigma \rightarrow -0} \frac{d\sigma}{dt} \quad (2.144)$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow +0} \frac{d\sigma}{dt} > 0 > \lim_{\sigma \rightarrow -0} \frac{d\sigma}{dt} \quad (2.145)$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow +0} \frac{d\sigma}{dt} < 0 < \lim_{\sigma \rightarrow -0} \frac{d\sigma}{dt} \quad (2.146)$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow +0} \frac{d\sigma}{dt} = 0 < \lim_{\sigma \rightarrow -0} \frac{d\sigma}{dt} \quad (2.147)$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow +0} \frac{d\sigma}{dt} > 0 = \lim_{\sigma \rightarrow -0} \frac{d\sigma}{dt} \quad (2.148)$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow +0} \frac{d\sigma}{dt} = 0 = \lim_{\sigma \rightarrow -0} \frac{d\sigma}{dt} \quad (2.149)$$

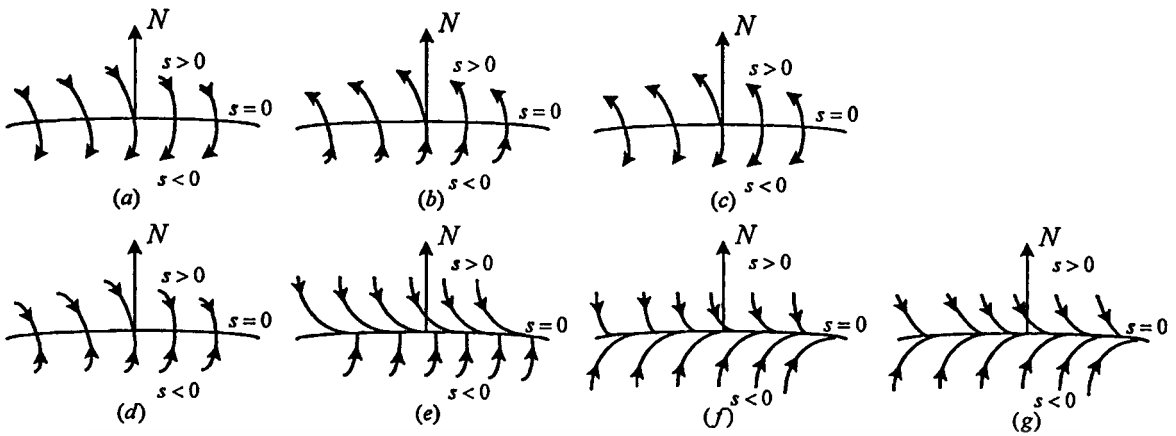
จากความสัมพันธ์ตามสมการ (2.143) ถึง (2.144) แสดงด้วยแนวการเคลื่อนที่เฟส (Phase Trajectory) ในรูปที่ 2.50a ถึง 2.50g ตามลำดับกรณีที่ 1. ตามสมการ (2.143) และ (2.144) แสดงถึงระบบที่ได้เคลื่อนที่ทะลุผ่านสวิตช์ไฮเปอร์เซอเฟส (Switching Hypersurface) ทางด้านใดด้านหนึ่งของไฮเปอร์เซอเฟส (Hypersurface) การฉายของเวกเตอร์ความเร็วเฟสบนไฮเปอร์นอร์มอล N มีเครื่องหมายตรงกันเป็นบวกตามสมการ (2.143) เป็นลบตามสมการ (2.144) และดูรูปที่ 2.50a และ 2.50b กรณีที่ 2 จากสมการ (2.145) เป็นกรณีที่เลวร้ายที่สุดของระบบเพราะในแต่ละด้านของไฮเปอร์เซอเฟสทิศทางของเวกเตอร์ความเร็วเฟสได้เคลื่อนที่ออกไปจากไฮเปอร์เซอเฟส ดังนั้นทำให้เกิดการแกว่งทันทีและแสดงการเคลื่อนที่ดังรูปที่ 2.50c กรณีที่ 3 จากสมการ (2.146) เป็นกรณีที่เราสงสัยมากที่สุดเพราะเป็นลักษณะเช่นเดียวกับสไลด์คิงโมดในอุดมคติ (Ideal Sliding Mode) บนไฮเปอร์เซอเฟส $\sigma = 0$ ดังรูปที่ 2.50d กรณีที่ 4 จากสมการ (2.147) ถึง (2.149) มีหลักการพื้นฐานคล้ายกับสมการ (2.146) นั่นคือเมื่อระบบเข้าถึงสวิตช์ซึ่งเพนและยังคงอยู่บนสวิตช์ซึ่งเพน ซึ่งสามารถรวมสมการ (2.147), (2.148) ถึง (2.149) เข้าด้วยกันเป็นเงื่อนไขเดียวกันดังนี้

$$\lim_{\sigma \rightarrow +0} \frac{d\sigma}{dt} \leq 0 \leq \lim_{\sigma \rightarrow -0} \frac{d\sigma}{dt} \quad (2.150)$$

หรืออสมการอ้างอิง

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} \sigma \frac{d\sigma}{dt} \leq 0 \quad (2.151)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



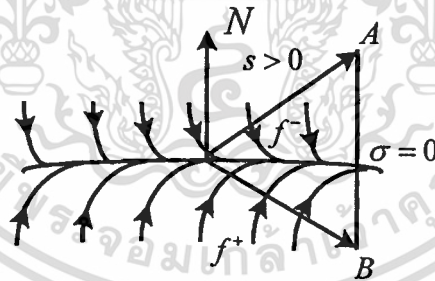
รูปที่ 2.50 แนวการเคลื่อนที่ของระบบ

เพื่อที่จะแสดงถึงการเคลื่อนที่ของระบบในสไลด์คิงโมด สมมุติสมการ (2.151) เป็นจริง การนิยามทางคณิตศาสตร์ของการเคลื่อนที่ในสไลด์คิง ซึ่งสอดคล้องกับการทดลองหาเวกเตอร์ความเร็วของฟิลิปอฟ (Fillipov)

เริ่มต้นจากการสมมุติว่าต้องการหาเวกเตอร์ความเร็วเฟส ณ. จุด O บนไฮเปอร์เซอเฟส $\sigma = 0$ สร้างเวกเตอร์ความเร็วเฟส f^- และ f^+

$$f^0 = \mu f^- + (1 - \mu) f^+ \quad (2.152)$$

เมื่อ $0 \leq \mu \leq 1$



รูปที่ 2.51 ทิศทางเวกเตอร์ความเร็วเฟส

โดยที่ μ คือ Weight factor ที่ได้จากด้านล่างสวิตช์ซึ่งเพลน ขณะที่ $(1 - \mu)$ คือส่วนที่มาจากด้านบนของสวิตช์ซึ่งเพลน (Switching Plane) เมื่อพิจารณาในช่วงเวลาสั้นๆ $\Delta\tau$ เวกเตอร์เฟส (Vector phase) วิ่งด้วยความเร็ว f^- ในช่วงเวลา $\mu\Delta\tau$ ได้ระยะทาง $|f^-|\mu\Delta\tau$ และเวกเตอร์เปลี่ยนด้วยทิศทางวิ่งด้วยความเร็ว f^+ ได้ระยะ $(1 - \mu)|f^-|\Delta\tau$ เมื่อรวมระยะทางเฉลี่ยที่เคลื่อนที่ในช่วง $\Delta\tau$ คือ $[\mu f^- + (1 - \mu) f^+] \Delta\tau$ และได้ความเร็วเฉลี่ยคือ f^0

2.7.4 การวิเคราะห์ระบบควบคุมชนิดโครงสร้างผันแปร

2.7.4.1 การวิเคราะห์ Existence of a sliding regime กรณีที่หนึ่งเมื่อระบบอันดับสองและพารามิเตอร์ไม่เปลี่ยนแปลง ความเป็นไปได้สำหรับเส้นสวิตช์ซึ่งทำให้ระบบทำงานในย่านของสไลด์ิงโมด นั้นเป็นเป้าหมายประการแรกต้องวิเคราะห์ Existence of a sliding regime ดังนี้

จากระบบ $\frac{dx_1}{dt} = x_2$ และ $\frac{dx_2}{dt} = -a_2x_2 - a_1x_1 - b_1u$ และดังนั้น

$$\lim_{x_1 \rightarrow +0} \frac{dx_1}{dt} > 0 < \lim_{x_1 \rightarrow -0} \frac{dx_1}{dt} ; x_2 > 0 \quad (2.153)$$

$$\lim_{x_1 \rightarrow +0} \frac{dx_1}{dt} < 0 > \lim_{x_1 \rightarrow -0} \frac{dx_1}{dt} ; x_2 < 0 \quad (2.154)$$

ด้วยเหตุนี้ที่ทุกๆจุดของเส้นสวิตช์ $x_1 = 0$ เราได้สถานะเดียวกันกับกรณีสมการ (2.143) หรือ (2.144) และเส้น x_1 ถูกเจาะทะลุผ่านจากซ้ายไปขวาในครึ่งด้านบนของเฟสเพลน (Phase plane) และทิศทางการเคลื่อนที่ในครึ่งด้านล่าง เมื่อกระบวนการที่ควบคุมเป็นกระบวนการที่ไม่เสถียรและขึ้นอยู่กับเวลา (Time invariant control system) คือ $\frac{dx_2}{dt} = -a_2x_2 - a_1x_1 - b_1u$ และ $\frac{dx_1}{dt} = x_2$ โดยมี x_1, x_2 เป็นตัวแปรสเกลของกระบวนการ a_1, a_2, b ของกระบวนการ u คือสัญญาณควบคุม

โดยที่ทฤษฎีควบคุม $u = -\Psi_1 x_1$ และ $\Psi_1 = \begin{cases} \alpha_1 ; \sigma x_1 > 0 \\ \beta_1 ; \sigma x_2 < 0 \end{cases}$ และกำหนด $\sigma = c_1 x_1 + x_2$

ดังนั้นอนุพันธ์ของ σ ไปตามแนวการเคลื่อนที่ของระบบได้

$$\begin{aligned} \frac{d\sigma}{dt} &= \frac{d}{dt}(x_2 + c_1 x_1) = -a_2 x_2 - a_1 x_1 - b \Psi_1 + c_1 x_2 \\ &= -(a_2 - c_1) x_2 - (a_1 + b \Psi_1) x_1 \end{aligned} \quad (2.155)$$

ขณะที่จุดบนสวิตช์ซึ่ง $\sigma = 0$ ดังนั้นจาก $\sigma = c_1 x_1 + x_2$ จะได้

$$x_2 = -c_1 x_1 \quad (2.156)$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} \frac{d\sigma}{dt} = (a_2 c_1 - a_1 - b \Psi_1 - c_1^2) x_1 \quad (2.157)$$

ดังนั้น

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} \frac{d\sigma}{dt} = \begin{cases} (a_2 c_1 - a_1 - b \alpha_1 - c_1^2) x_1 & \text{ถ้า } x_1 > 0 \\ (a_2 c_1 - a_1 - b \beta_1 - c_1^2) x_1 & \text{ถ้า } x_1 < 0 \end{cases} \quad (2.158)$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} \frac{d\sigma}{dt} = \begin{cases} (a_2 c_1 - a_1 - b \beta_1 - c_1^2) x_1 & \text{ถ้า } x_1 > 0 \\ (a_2 c_1 - a_1 - b \alpha_1 - c_1^2) x_1 & \text{ถ้า } x_1 < 0 \end{cases} \quad (2.159)$$

ถ้า

$$\alpha_1 \geq \frac{1}{b}(a_2 c_1 - c_1^2 - a_1) \quad (2.160)$$

$$\beta_1 \geq \frac{1}{b}(a_2 c_1 - c_1^2 - a_1) \quad (2.161)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกระทำตามสมการ (2.158) และ (2.159) สามารถทำให้ระบบบรรลุถึงเงื่อนไขของการสไลด์คิงโมค (ตามเงื่อนไขสมการ (2.151) บนเส้นสวิตช์ $\sigma = 0$ ได้เมื่อกำหนดค่าของ β_1, α_1 ตามสมการ (2.160) และ (2.161) ซึ่งจำเป็นและเพียงพอที่ทำให้ระบบเข้าสู่ย่านแห่งการสไลด์คิงโมคบนเส้น $\sigma = 0$ ได้

2.7.4.2 การวิเคราะห์ Existence of a sliding regime กรณีที่สองคือการควบคุมกระบวนการที่มีอันดับสองมีพารามิเตอร์เปลี่ยนแปลง กรณีนี้ที่กระบวนการมีการเปลี่ยนแปลงในย่านที่กว้าง ระบบที่ทำงานอย่างอิสระสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\frac{dx_1}{dt} = x_2 \quad (2.162)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = -a_1(t)x_1 - a_2(t)x_2 \quad (2.163)$$

ขณะที่

$$a_{2\min} \leq a_2(t) \leq a_{2\max} \quad (2.164)$$

$$a_{1\min} \leq a_1(t) \leq a_{1\max} \quad (2.165)$$

ฟังก์ชัน $a_1(t), a_2(t)$ เป็นความต่อเนื่องเป็นส่วนๆ (Piecewise-Continuous) และกระบวนการสามารถควบคุมได้ด้วยทฤษฎีการควบคุมตามสมการ $u = -\Psi_1 x_1$ และ $\Psi_1 = \begin{cases} \alpha_1; \sigma x_1 > 0 \\ \beta_1; \sigma x_1 < 0 \end{cases}$ และอัตราขยายระบบควบคุมมีการเปลี่ยนแปลง $0 < b_{\min} < b(t) < b_{\max}$ เมื่อ $b(t)$ เป็นความต่อเนื่องเป็นส่วนๆ (Piecewise-Continuous) เมื่อการเคลื่อนที่ของระบบนี้สามารถอธิบายได้ดังสมการข้างล่างดังนี้

$$\frac{dx_1}{dt} = x_2 \quad (2.166)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = -a_2(t) - a_1(t)x_1 - b(t)\Psi_1 x_1 \quad (2.167)$$

ถ้าให้

$$\Psi_1 = \begin{cases} \alpha_1 & \text{เมื่อ } \sigma x_1 > 0 \\ \beta_1 & \text{เมื่อ } \sigma x_1 < 0 \end{cases} \quad (2.168)$$

และ

$$\sigma = x_2 + cx_1 \quad (2.169)$$

ที่ $c_1 > 0$ ในการพิจารณาทำได้เช่นเดียวกันกับพารามิเตอร์คงที่ดังนี้

สมการอนุพันธ์ของเส้นสมการสไลด์คิงคือ

$$\left. \frac{d\sigma}{dt} \right|_{\sigma=0} = [c_1 a_2(t) - c_1^2 - a_1(t) - b(t)\Psi_1]x_1 \quad (2.170)$$

ระบบแบบนี้จึงจำเป็นและสามารถใช้สถานะตามสมการ (2.160) และ (2.161) สำหรับการควบคุมให้การสไลด์คิงโมคยังคงอยู่บนระนาบสไลด์คิงโมค $\sigma = 0$ ได้สมการ

$$\alpha_1 \geq \max_{a_1, a_2, b} \frac{1}{b(t)} (a_2(t)c_1 - c_1^2 - a_1(t)) \quad (2.171)$$

$$\beta_1 \geq \min_{a_1, a_2, b} \frac{1}{b(t)} (a_2(t)c_1 - c_1^2 - a_1(t)) \quad (2.172)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 สรุปแนวความคิดพื้นฐานของระบบควบคุมแบบโครงสร้างผันแปร

1. จุดกำเนิดของระบบเฟสเป็นจุดสมดุลของระบบ โดยการเคลื่อนที่แบบสไลด์ดิงโมด เป็นการแสดงถึงพฤติกรรมของระบบระหว่างคาบเวลาชั่วครู่หรือกล่าวในอีกความหมายหนึ่งว่าเส้นการสวิตช์ $\sigma = 0$ เป็นเส้นที่ใช้อธิบายในการนิยามผลตอบสนองชั่วครู่ของระบบระหว่างการเคลื่อนที่ในแบบสไลด์ดิงโมด
2. ในระหว่างการเคลื่อนที่แบบสไลด์ดิงโมดพลวัตของระบบเป็นการเคลื่อนที่บนเส้นการสวิตช์ $\sigma = 0$ ตามสมการจะมีอันดับลดลงต่ำกว่าอันดับของกระบวนการอยู่หนึ่งอันดับ
3. ในระหว่างการเคลื่อนที่ในแบบสไลด์ดิงโมด พลวัตของระบบหาได้โดยใช้พารามิเตอร์ของเส้นสมการสวิตช์ $\sigma = 0$
4. ในการเคลื่อนที่แบบสไลด์ดิงโมด วิธีการเคลื่อนที่บนเส้นสวิตช์ $\sigma = 0$ ไม่เป็นการสืบทอดลักษณะอย่างใดอย่างหนึ่งระหว่างสองโครงสร้างแต่เป็นความไม่ต่อเนื่องบนเส้นการสวิตช์
ลักษณะเด่นของตัวควบคุมชนิดโครงสร้างผันแปรคือ การทำงานในโมดสไลด์ดิงซึ่งเกิดบนระบบสวิตช์ที่กำหนดไว้ เป็นโมดการควบคุมที่ทำให้ระบบมีความทนต่อสภาวะต่างๆของกระบวนการได้ดีเมื่อระบบทำงานอยู่ในโมดนี้ เงื่อนไขการรับประกันการเกิดสไลด์ดิงโมดพิจารณาดังนี้คือ

$$\dot{\sigma}_i > 0 \text{ เมื่อ } \sigma_i < 0 \text{ และ } \dot{\sigma}_i < 0 \text{ เมื่อ } \sigma_i > 0, i = 1, \dots, m$$

หรือเทียบเท่า

$$\sigma_i \dot{\sigma}_i < 0, i = 1, \dots, m \quad (2.173)$$

โดยที่ σ_i คือฟังก์ชันการสวิตช์

เงื่อนไขของการเกิดสไลด์ดิงโมดเกิดขึ้นได้ดังนี้

$$\lim_{\sigma \rightarrow -0} \dot{\sigma} > 0 \text{ และ } \lim_{\sigma \rightarrow +0} \dot{\sigma} < 0 \quad (2.174)$$

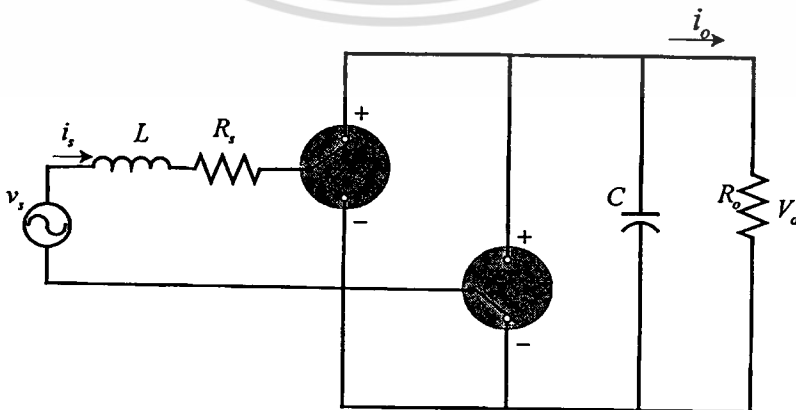
บทที่ 3

การออกแบบระบบควบคุม

3.1 การจำลองการทำงานของระบบแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงที่มีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง

การจำลองการทำงานของวงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงแบบเฟสเดียวด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์นั้นเป็นการศึกษาความเป็นไปได้ของการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง การออกแบบระบบควบคุม ซึ่งการจำลองการทำงานนั้นอาศัยสมการทางคณิตศาสตร์อธิบายพฤติกรรมทางพลวัตของระบบ ในการจำลองการทำงานของระบบทางอิเล็กทรอนิกส์กำลังนั้นมีโปรแกรมที่ใช้งานกันอยู่ในปัจจุบันเช่น ORCAD/PSPICE ซึ่งเป็นโปรแกรมคอมพิวเตอร์ที่จำลองการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ง่ายต่อการใช้งาน แต่ผู้ใช้งานต้องมีความรู้เกี่ยวกับคุณสมบัติทางด้านสารกึ่งตัวนำของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แต่ละชนิดซึ่งมีความยุ่งยากและซับซ้อน ในขณะที่การจำลองการทำงานทางอิเล็กทรอนิกส์กำลังนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำเช่น มอสเฟต ไอจีบีที จะมีสถานะการทำงานเหมือนกับสวิตช์ในอุดมคติกล่าวคือทำงานในย่านสวิตช์ ดังนั้น แรงดันตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์เมื่อสวิตช์ปิดวงจร กระแสไหลผ่านสวิตช์เป็นศูนย์เมื่อสวิตช์เปิดวงจร

โปรแกรมจำลองการทำงานระบบ MATLAB จึงเข้ามามีบทบาทมากขึ้นในการจำลองระบบทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง โดยมีข้อได้เปรียบคือจำลองการทำงานของวงจรจากสมการทางคณิตศาสตร์ฟังก์ชันสนับสนุนในการออกแบบระบบควบคุมได้ง่ายขึ้นและการแสดงผลทางกราฟฟิกที่สะดวก [20] ขั้นตอนการจำลองการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังซึ่งถือว่าเป็นแบบจำลองไม่เชิงเส้น (Nonlinear model) ด้วยการวิเคราะห์วงจรด้วยกฎพื้นฐานเคอร์ชอฟ (Kirchhoff's Law) จากวงจรแปลงผันที่นำเสนอ นั้นสามารถสรุปเป็นขั้นตอนดังนี้คือ



รูปที่ 3.1 วงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงที่อุปกรณ์สวิตช์เป็นอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. กำหนดตัวแปรสแตทเพื่อเขียนแบบจำลองสวิตช์ของวงจร จากวงจรตามรูปที่ 3.1 คือ i_s, V_o
2. กำหนดค่าคงที่สำหรับสภาวะปิด (ON) และเปิดวงจร (OFF) ของกลุ่มอุปกรณ์สวิตช์แต่ละตัวเพื่อพิจารณาการทำงานของวงจรจะเห็นว่าสวิตช์บนและล่างในสาขาเดียวกันจะสลับกันทำงาน ดังนั้นสภาวะการทำงานของอุปกรณ์สวิตช์จึงแบ่งกลุ่มได้สองกลุ่ม $K \in \{1, 2\}$ สำหรับตัวแปรสวิตช์ Γ_K โดยที่

$$\Gamma_K = \begin{cases} 1 & \text{if } S_{ak} \text{ OR } D_{ak} \text{ is ON AND } S_{bk} \text{ AND } D_{bk} \text{ are OFF} \\ 0 & \text{if } S_{ak} \text{ AND } D_{ak} \text{ are ON AND } S_{bk} \text{ OR } D_{bk} \text{ are ON} \end{cases} \quad (3.1)$$

3. กำหนดเงื่อนไขในแต่ละสภาวะของอุปกรณ์สวิตช์ ซึ่งการทำงานของไดโอดในวงจรนั้นจะนำกระแสเมื่อ $V_o > 0$ ดังนั้นเงื่อนไขทำงานของกลุ่มสวิตช์ตามสมการ (3.1) ทั้งสัญญาณขับสวิตช์และแรงดันที่ไดโอดคือ

$$\text{if } (S_{ak} \text{ is driven ON AND } S_{bk} \text{ is driven OFF}) \text{ OR if } (i_K > 0 \text{ OR } (3-2K)V_s > V_o) \\ \text{then } \Gamma_K = 1 \quad (3.2)$$

และ

$$\text{if } (S_{ak} \text{ is driven OFF AND } S_{bk} \text{ is driven ON}) \text{ OR if } (i_K \leq 0 \text{ then } \Gamma_K = 0) \quad (3.3)$$

4. จากรูปสามารถใช้กฎของเคอร์ชอฟได้คือ

$$u_k = \Gamma_K V_o \quad (3.4)$$

$$u_{12} = u_1 - u_2 = (\Gamma_1 - \Gamma_2)V_o = u V_o \quad (3.5)$$

$$\text{และ } i_o = \Gamma_1 i_1 + \Gamma_2 i_2 = (\Gamma_1 - \Gamma_2)i_s = \gamma i_s \quad (3.6)$$

เมื่อสัญญาณสวิตช์ (u) ตามสมการ (3.5) และสมการ (3.6) นิยามให้ทำงานในโมดกระแสต่อเนื่องและสัญญาณความกว้างพัลส์เป็นแบบสองระดับ

$$\gamma = \begin{cases} 1 & \text{if } \Gamma_1 = 1 \text{ AND } \Gamma_2 = 0 \\ -1 & \text{if } \Gamma_1 = 0 \text{ AND } \Gamma_2 = 1 \end{cases} \quad (3.7)$$

เมื่อพิจารณาแรงดัน (u_{12}) สมการ (3.5) และกระแส (i_o) สมการ (3.6) สามารถเขียนสมการสแตทเมื่อพิจารณาสัญญาณสวิตช์ด้วยคือ

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{R_s}{L} i_s + \frac{1}{L} (v_s - u V_o) \quad (3.8)$$

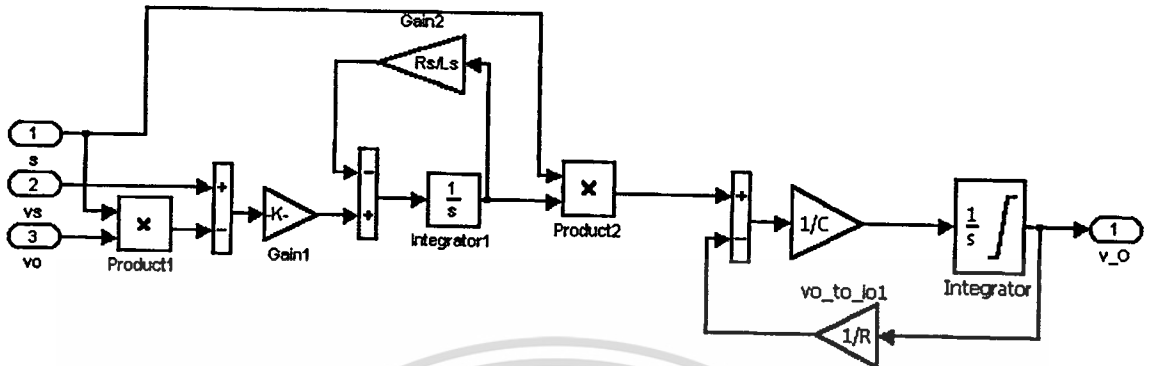
$$\frac{dV_o}{dt} = -\frac{1}{R_o C} i_o + \frac{1}{C} u i_s \quad (3.9)$$

5. แสดงสมการแบบจำลองในรูปของอินทิกรัลสมการ (3.10- 3.11) ตามลำดับคือ

$$i_s = \frac{1}{L} \int_0^t (-R_s i_s + (v_s - u V_o)) dt + i_s(0) \quad (3.10)$$

$$V_o = \frac{1}{C} \int_0^t \left(\frac{V_o}{R_o} + u i_s \right) dt + V_o(0) \quad (3.11)$$

6. จากสมการ (16) และสมการ (17) นำไปสร้างแบบจำลองวงเปิดด้วยโปรแกรม SIMULINK ดังรูปที่ 3.2 โดยที่ตัวแปรสเตตคือ i_s, V_o โดยสัญญาณสวิตช์จะได้จากส่วนควบคุมกระแส (current control)

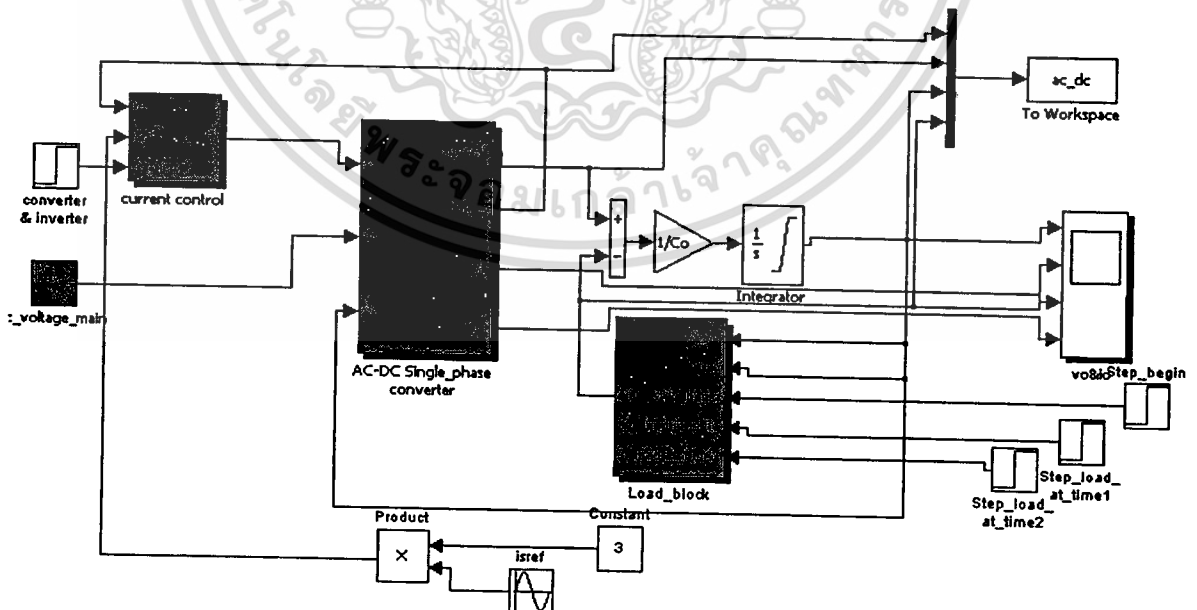


รูปที่ 3.2 แบบจำลองวงจรแปลงผัน

7. ออกแบบส่วนควบคุมของระบบทั้งวงกระแส (Current loop) และวงแรงดัน (Voltage loop) ในวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง (Power factor correction) นั้นนิยมใช้การควบคุมกระแสแบบฮิสเทอรีซิส (Hysteresis current control) บังคับให้กระแสให้ไหลในขอบเขตที่กำหนด Δi โดยจะต้องมีการเปรียบเทียบกระแสอ้างอิงกับกระแสที่ขดลวดตามสมการคือ

$$(i_{ref} - i_s) < -\Delta i \Rightarrow S_1, S_4 \text{ are driven ON and } S_2, S_3 \text{ are driven OFF} \quad (3.12)$$

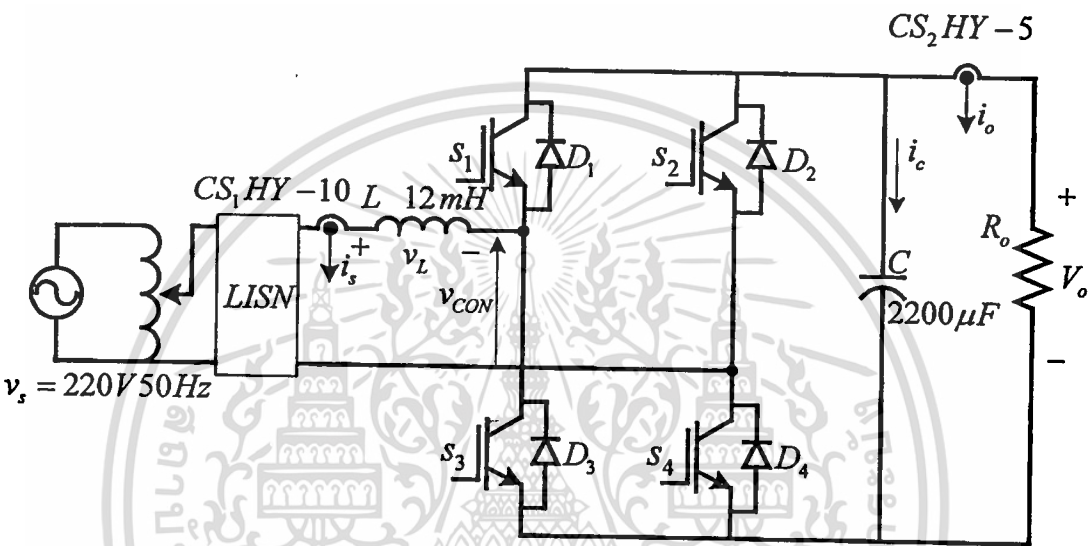
$$(i_{ref} - i_s) > \Delta i \Rightarrow S_2, S_3 \text{ are driven ON and } S_1, S_4 \text{ are driven OFF} \quad (3.13)$$



รูปที่ 3.3 แบบจำลองวงจรแปลงผันแบบวงเปิด

3.2 การออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรกำลัง ประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟสลับที่จ่ายกระแสผ่านหม้อแปลงปรับค่าเพื่อความสะดวกในการทดลองต่ออนุกรมกับอุปกรณ์กรองกระแสความถี่สูงเพื่อลดการรบกวนของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าและขดลวดเหนี่ยวนำที่ออกแบบให้ทำงานในโหมดกระแสไหลต่อเนื่อง ส่วนอุปกรณ์สวิตช์ต่อในลักษณะบริดจ์ขนานกับตัวเก็บประจุเพื่อกรองแรงดันไฟตรงด้านออกให้มีแรงดันกระเพื่อมน้อยที่สุด รายละเอียดของอุปกรณ์แต่ละตัวจะกล่าวถึงต่อไป



รูปที่ 3.4 วงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงเฟสเดียวที่มีอุปกรณ์สวิตช์ต่อในลักษณะบริดจ์

ตารางที่ 3.1 ข้อกำหนดในการออกแบบวงจรกำลัง

รายการ	ข้อกำหนด
พิกัดแรงดันและความถี่แหล่งจ่าย	1 เฟส 220 V 50 Hz
พิกัดแรงดันและกำลังไฟฟ้าด้านออก	400 V _{DC} ±2%, 1kW
ขดลวดเหนี่ยวนำ	12 mH
ตัวเก็บประจุกรองแรงดัน	2200 µF
สวิตช์กำลังความถี่สูง	IGBT- MG75Q2YS50
อุปกรณ์กรองความถี่สูง	LISN
อุปกรณ์ตรวจจับกระแส	HY-10, HY-5
อุปกรณ์ตรวจจับแรงดัน	ISO102

การออกแบบวงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงเฟสเดียวที่มีอุปกรณ์สวิตช์ต่อในลักษณะบริดจ์ นั้นแรงดันไฟสลับด้านเข้ามีค่าเป็น $V_m \sin \omega t$ เมื่อวงจรแปลงผันเป็นแบบบัสที่มีกระแสไหลต่อเนื่อง ดังนั้นการควบคุมแรงดันไฟตรงด้านออกต้องมีย่านค่ามากกว่า V_m

$$V_m = 220 * \sqrt{2} = 311.127 V \quad (3.14)$$

ดังนั้น
$$V_o = V_{ref} \geq 311.127 V \quad (3.15)$$

แรงดันไฟตรงด้านออก $400V \pm 2\% = 400V \pm 8V$

กำลังไฟฟ้าด้านออกเท่ากับ $1 kW$ กระแสด้านออกมีค่า $i_o = 1000/400 = 2.5 A$ (3.16)

จากการจำลองการทำงานและพิกัดกระแสที่โหลดเลือกใช้อุปกรณ์ตรวจสอบกระแสที่ด้านเข้าและออก ขนาด 10 และ 5 แอมป์ตามลำดับ

3.2.1 การออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำในวงจรกำลัง

จากค่าที่กำหนดในตารางที่ 3.1 สามารถทำให้เป็นค่าฐาน (Base value; B) [15] สำหรับออกแบบค่าของ ขดลวดเหนี่ยวนำได้คือ

$$P_B = P_o = 1000 W \quad (3.17)$$

$$V_B = v_s = 220 V (RMS) \quad (3.18)$$

$$I_B = P_B / V_B = 1000 / 220 = 4.545 A \quad (3.19)$$

$$Z_B = V_B / I_B = 220 / 4.545 = 48.4 \Omega \quad (3.20)$$

$$f_B = f_{line} = 50 Hz \quad (3.21)$$

$$L_B = \frac{48.2}{2 * \pi * 50} = 0.1534 H = 153425 \mu H \quad (3.22)$$

$$C_B = \frac{1}{48.2 * 2 * \pi * 50} = 6.6 \mu F \quad (3.23)$$

สมการหาค่าของขดลวดเหนี่ยวนำนั้นได้จากหลักสมมูลพลังงานของด้านเข้าและออกโดยพิจารณาที่ค่า ประสิทธิภาพ (RMS)

ตามหลักสมมูลสมการจะได้
$$\frac{4V_o}{2\sqrt{2}\pi} = 2\pi f_{sw} L \Delta i \quad (3.24)$$

ย้ายข้างจะได้ค่าเหนี่ยวนำคือ
$$L = \frac{V_o}{\sqrt{2}\pi^2 f_{sw} \Delta i} \quad (3.25)$$

กำหนดให้กระแสกระเพื่อมที่ขดลวดเหนี่ยวนำเล็กน้อยโดยกระแสกระเพื่อมจะแปรผกผันกับค่าเหนี่ยวนำ เมื่อ $\Delta i = 0.05 I$ จะได้

$$L = \frac{1.433 * V_o}{f_{sw} * I} \quad (3.26)$$

แทนค่าในสมการ
$$L = \frac{1.433 * 400}{10 * 10^3 * 4.545} = 12.611 mH \quad (3.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลือกแกนเฟอร์ไรท์แบบแกนเทอร์ลอสพันขดลวดจำนวน 10 รอบเพื่อทดสอบหาค่า A_L ของแกนเฟอร์ไรท์ จากนั้นแทนในสมการ (3.28) เพื่อหาจำนวนรอบที่ต้องพันบนแกนเทอร์ลอส สมการจำนวนรอบของขดลวดที่พันบนแกนเฟอร์ไรท์หาได้จาก [6]

$$n = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (3.28)$$

เมื่อค่า A_L ที่ 10 รอบมีค่าเท่ากับ $1.5 \mu H$

$$n = \sqrt{\frac{12 \cdot 10^{-3}}{1.5 \cdot 10^{-6}}} = 89 \text{ รอบ} \quad (3.29)$$

3.2.2 ออกแบบตัวเก็บประจุ

การออกแบบตัวเก็บประจุนั้นบนหลักการสมดุลกำลังไฟฟ้า เมื่อพิจารณาที่ค่าประสิทธิผลของแรงดันที่ตัวเก็บประจุ แรงดันกระแสเฟืองจึงมีส่วนสำคัญในการออกแบบตัวเก็บประจุ ความสัมพันธ์ของกระแสด้านเข้าและแรงดันด้านออกนั้นสามารถแสดงได้คือ

$$I_s = k(1 - \cos 2\omega t) \quad (3.30)$$

เมื่ออัตราขยายระหว่างกระแสด้านเข้าและแรงดันกระแสเฟืองที่มีความถี่เป็นสองเท่า นั่นคือ

$$|G_{AC}| = \frac{R_o}{\sqrt{((2RC\omega)^2 + 1)}} \quad (3.31)$$

ดังนั้น

$$r = 2 \frac{|G_{AC}|}{G_{DC}} = \frac{2}{\sqrt{((2RC\omega)^2 + 1)}} \quad (3.32)$$

เมื่อ V_r คือแรงดันกระแสเฟืองสามารถหาได้จากอัตราส่วนระหว่างแรงดันขดถึงขดของแรงดันกระแสเฟืองกับแรงดันไฟตรง

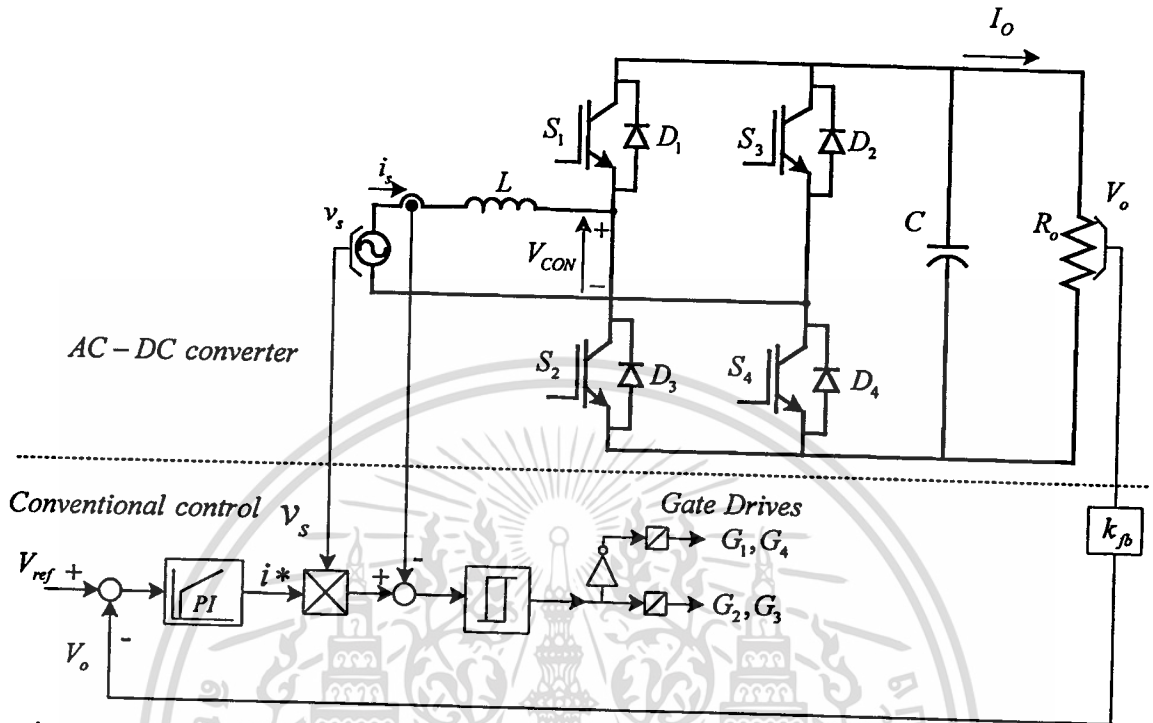
$$C = \frac{\sqrt{(4 - r^2)}}{2rR\omega} \quad (3.33)$$

เมื่อต้องแรงดันกระแสเฟือง (V_r) ไม่เกิน 2% ความต้านทานที่โหลด 106 Ω

$$C = \frac{\sqrt{(4 - 0.02^2)}}{4 \cdot 0.02 \cdot 106 \cdot \pi \cdot 50} = 1501.3 \mu F \quad (3.34)$$

เลือกค่าตัวเก็บประจุที่หาได้ง่าย $2200 \mu F, 450V$

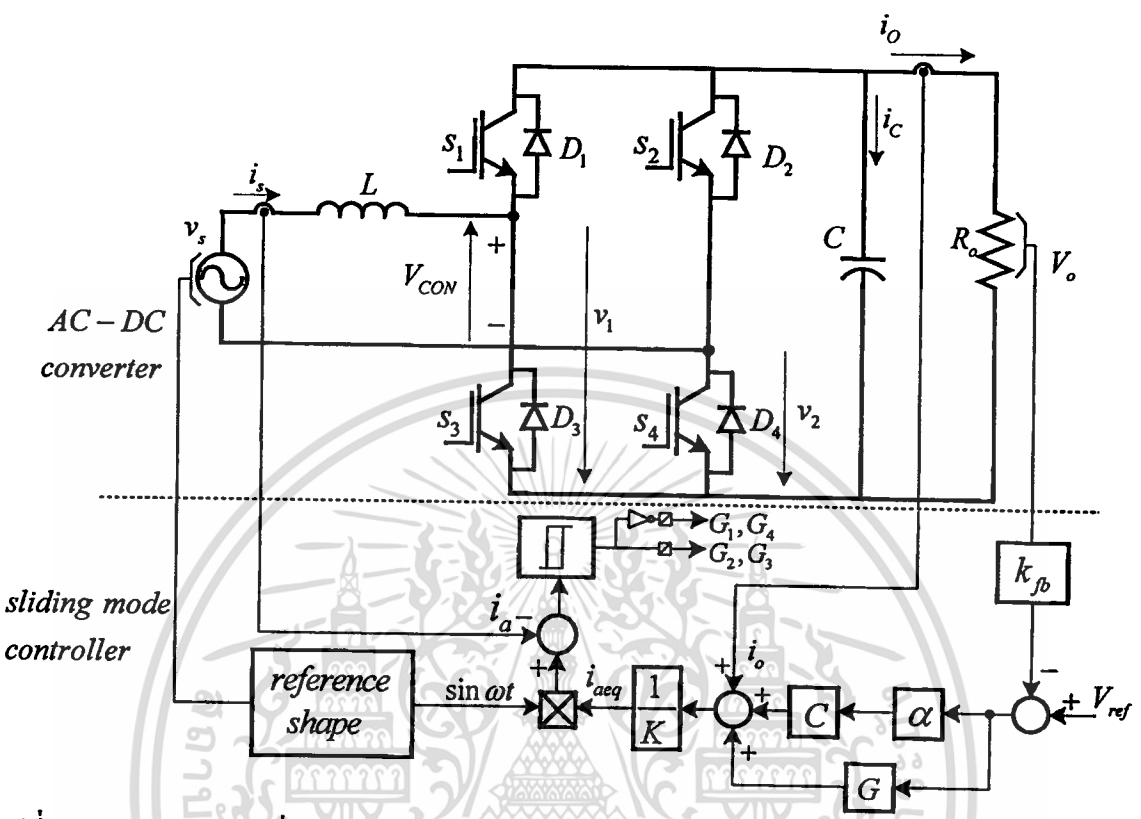
3.3 การออกแบบระบบควบคุมพีไอร่วมกับการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส



รูปที่ 3.5 ระบบแปลงผันที่ใช้ระบบควบคุมแบบพีไอร่วมกับการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส

การควบคุมระบบแปลงผันเพื่อให้แรงดันไฟตรงด้านออกคงที่นั้นจะอาศัยการป้อนกลับผ่านตัวควบคุมแบบพีไอ [14-17] เพื่อลดค่าผิดพลาดสถานะคงตัวเป็นศูนย์ โดยจะตรวจจับแรงดันไฟตรงด้านออก (V_o) มาลบกับแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) เป็นสัญญาณผิดพลาด ($V_{ref} - V_o$) หลักการคือเมื่อสัญญาณผิดพลาดเป็นบวกหมายความว่าแรงดันด้านออกนั้นต่ำกว่าแรงดันอ้างอิงดังนั้นสัญญาณจากตัวควบคุมพีไอจะส่งสัญญาณให้เพิ่มระดับแรงดันไฟตรงเพื่อให้ค่าผิดพลาดเหลือน้อยที่สุด ในทางกลับกันเมื่อสัญญาณผิดพลาดเป็นลบหมายความว่าแรงดันไฟตรงด้านออกนั้นสูงเกินไปดังนั้น ตัวควบคุมต้องส่งสัญญาณให้วงจรแปลงผันลดระดับแรงดันด้านออกลงเพื่อให้เท่ากับแรงดันอ้างอิง โดยวงปิดควบคุมกระแสจะสร้างสัญญาณลอจิกเพื่อขับเคลื่อนของวงจรกำลัง โดยที่อัตราการมอดูเลชั่นจะแปรผันกับระดับแรงดันไฟตรงที่ด้านออก และการตรวจจับแรงดันนั้นเพื่อป้อนกลับจะต้องมีการแยกโคดจากวงจรกำลังเพื่อป้องกันการรบกวนและอันตรายที่เกิดจากแรงดันสูง

3.4 การออกแบบระบบควบคุมสไลด์ดิ้งโมด



รูปที่ 3.6 ระบบแปลงผันที่ใช้ระบบควบคุมแบบสไลด์ดิ้งโมด

สมการพลวัต (3.8) และ (3.9) ของวงจรแปลงผันเมื่อละเลยค่าความต้านทานที่ขดลวดเหนี่ยวนำแล้วจะ
ได้สมการกระแสและแรงดันตามสมการ (3.35) และ (3.36) คือ

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{v_s}{L} - \frac{uV_o}{L} \tag{3.35}$$

$$\frac{dV_o}{dt} = -\frac{i_o}{R_o C} + \frac{ui_s}{C} \tag{3.36}$$

โดยที่ u คือสัญญาณสวิตช์ $\{1, -1\}$
การวิเคราะห์และออกแบบด้วยตัวควบคุมแบบสไลด์ดิ้งโมด เริ่มต้นด้วยการกำหนดสมการค่าผิดพลาดที่
แรงดันตัวเก็บประจุ

$$e = V_o - V_{ref} \tag{3.37}$$

$$\frac{de}{dt} = \frac{dV_o}{dt} \tag{3.38}$$

เนื่องจากแรงดันอ้างอิง V_{ref} ถือว่าไม่เปลี่ยนแปลงดังนั้นอัตราการเปลี่ยนแปลงจึงเป็นศูนย์
กำหนดสมการสไลด์ดิ้งโมด [22-31]
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\sigma = \frac{de}{dt} + \alpha e \quad (3.39)$$

แทนสมการ (3.38) ในสมการ (3.39) ได้

$$\sigma = \frac{de}{dt} + \alpha e = \left(\frac{dV_o}{dt} - \frac{dV_{ref}}{dt} \right) + \alpha (V_o - V_{ref}) \quad (3.40)$$

โดยเงื่อนไขสถานะคงอยู่ (Existence) ของสไลด์คิงโมคเกิดขึ้นได้ด้วยกฎของฟิลิปอฟ (Filippov's Law) ดังนี้

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \dot{\sigma} > 0 \text{ และ } \lim_{\sigma \rightarrow 0^-} \dot{\sigma} < 0 \quad (3.41)$$

ดังนั้นจึงต้องหาสมการอนุพันธ์ของสมการสไลด์คิง ($\dot{\sigma}$) เมื่อ

$$\sigma = - \left(\frac{V_o}{R_o C} - \frac{i_s}{C} u \right) - \alpha (V_{ref} - V_o) \quad (3.42)$$

$$\frac{d\sigma}{dt} = \left(\frac{u}{C} \frac{di_s}{dt} - \frac{1}{R_o C} \frac{dV_o}{dt} \right) + \alpha \left(\frac{dV_o}{dt} \right) \quad (3.43)$$

$$\dot{\sigma} = \left(\frac{u}{C} \frac{di_s}{dt} \right) + \frac{dV_o}{dt} \left(\alpha - \frac{1}{R_o C} \right) \quad (3.44)$$

แทนความสัมพันธ์ $\frac{dV_o}{dt}$ ในสมการจะได้

$$\dot{\sigma} = \left(\frac{u}{LC} [v_s - V_o u] \right) + \left(\alpha - \frac{1}{RC} \right) \left(-\frac{V_o}{RC} + \frac{i_s u}{C} \right) \quad (3.45)$$

ปัญหาของการสังเคราะห์การควบคุมแบบโครงสร้างผันแปรคือการพิจารณาสัญญาณควบคุม u^+ และ u^- ดังนั้นระบบจะเข้าสู่สภาวะสไลด์คิงได้จะต้องพิจารณาด้วยกฎการสวิตช์

$$u = \begin{cases} u^+(x, t); \sigma > 0 \\ u^-(x, t); \sigma < 0 \end{cases} \quad (3.46)$$

จากกฎการสวิตช์กำหนด $u^+(x, t) \neq u^-(x, t)$ เมื่อ $u^+(x, t) = 1, u^-(x, t) = -1$ เพื่อให้ข้อสมการเป็นจริงและพอใจกับเงื่อนไข ในกรณีของวงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงแบบบัสนั้นจะทำให้ $V_o > v_s$ เสมอ ดังนั้นเมื่อพิจารณาตามกฎฟิลิปอฟ (Filippov's law)

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0^-} \dot{\sigma} > 0, u^- = -1, = -\frac{1}{LC} (v_s + V_o) - \frac{1}{C} (i_s + \frac{V_o}{R_o}) (\alpha - \frac{1}{R_o C}) > 0 \quad (3.47)$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \dot{\sigma} < 0, u^+ = 1, = \frac{1}{LC} (v_s - V_o) - \frac{1}{C} (i_s - \frac{V_o}{R_o}) (\alpha - \frac{1}{R_o C}) < 0 \quad (3.48)$$

จากสมการ (3.47) และสมการ (3.48) สถานะคงอยู่ของสไลด์คิงโมคเกิดขึ้นเมื่อกำหนดค่าของสัญญาณควบคุม $u^+ = 1$ และ $u^- = -1$ และค่าต่ำสุดที่ทำให้ข้อสมการทั้งสองเป็นจริง

การหาแบบแผนการควบคุมใช้ความสัมพันธ์ด้านไฟตรงของวงจรเพื่อหาแบบแผนการควบคุม กระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำให้ไปเป็นกระแสอ้างอิงที่กำหนด และควบคุมแรงดันด้านออกคงที่ เมื่อระบบทำงานอยู่ในสไลด์คิงโมค $\sigma = 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_o = Ki_a = i_c + i_{load} \quad (3.49)$$

$$i_a = \frac{1}{K}(i_c + i_{load}) \quad (3.50)$$

$$i_a = \frac{1}{K} \left(C \frac{dV_c}{dt} + \frac{V_o}{dt} \right) \quad (3.51)$$

สมการ (3.51) คือกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำอ้างอิง i_{aeq} เมื่อระบบอยู่ในสโลว์ดีคิงโมด หรือ $\sigma = 0$

$$\sigma = \frac{de}{dt} + \alpha e = \left(\frac{dV_o}{dt} \right) + \alpha(V_o - V_{ref}) = 0 \quad (3.52)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = -\alpha(V_o - V_{ref}) \quad (3.53)$$

แทนในสมการ (3.51) จะได้สมการกระแสอ้างอิงตามสมการดังนี้คือ

$$i_{aeq} = \frac{1}{K} [i_o + C * (\alpha * (V_{ref} - V_o))] \quad (3.54)$$

จากนั้นจึงเขียนไดอะแกรมตามรูปที่ 3.6 ในส่วนของวงจรควบคุม

การออกแบบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันตามข้อกำหนดในตารางที่ 3.1

เมื่อ $V_o = \beta v_s$, $V_o = 400$, $v_s = 220V$ จะได้ $\beta = \frac{400}{220} = 1.818$

จากสมการกระแสขดลวดอ้างอิง $i_{Leq} = i_{aeq} \sin \omega t$ นำมาหาความสัมพันธ์ของกระแสประสิทธิผลขด

ลวดเหนี่ยวนำจะได้ $i_{Leq} = \frac{i_{aeq}}{\sqrt{2}} = i_{Lrms}$ จากความสัมพันธ์นี้จะได้อ่า $k_{rms} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ แทนในสมการจะได้

$$Ki_a V_o = v_s i_s \quad (3.55)$$

และหาค่า K จะได้

$$(Ki_{aeq}) \left(\frac{400}{220} v_s \right) = i_s v_s \quad (3.56)$$

$$K = \frac{400}{220\sqrt{2}} = 0.3889 \quad (3.57)$$

ข้อกำหนดและเงื่อนไขของการทำงานนั้นกำหนดให้วงจรแปลงผันสามารถทำงานในช่วงการเปลี่ยนแปลงของโหลดระหว่าง $100 W$ ถึง $1 kW$ โดยใช้ความต้านทานเป็นโหลด ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์จะถูกเลือกโดยสมการ (3.47-3.48)

$$\left(-\frac{V_o}{R_o C} \right) \left(\alpha - \frac{1}{R_o C} \right) \quad (3.58)$$

ดังนั้นสมการจะเป็นจริงเมื่อ $\alpha > \frac{1}{R_o C}$ (3.59)

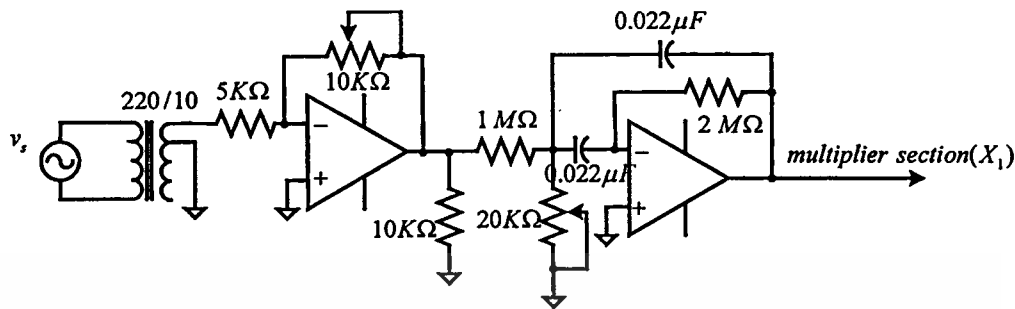
$$R_{min} = 160\Omega; 1kW \quad \text{และ} \quad \alpha = \begin{cases} R_{min} C = 0.352 \\ R_{max} C = 3.52 \end{cases}$$

เลือกค่า $\alpha = 2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 การออกแบบวงจรควบคุม

3.5.1 วงจรกระแสอ้างอิง



รูปที่ 3.7 วงจรสร้างกระแสอ้างอิงจากแรงดันด้านเข้า

วงจรสร้างกระแสอ้างอิงด้วยการใช้หม้อแปลงลดระดับแรงดันให้อยู่ในระดับ 10 V ซึ่งสามารถปรับขนาดแรงดันด้วยออปแอมป์จากนั้นเข้าวงจรกรองสัญญาณย่านความถี่ (Band pass filter) เพื่อป้องกันสัญญาณความถี่สูงเข้ามาจนในวงจรโดยให้ความถี่ 50 Hz ผ่านกำหนดค่า $C_1, C_2 = 0.022\mu F$, $R_1 = 1M\Omega$, $R_2 = 2M\Omega$ ดังนั้น

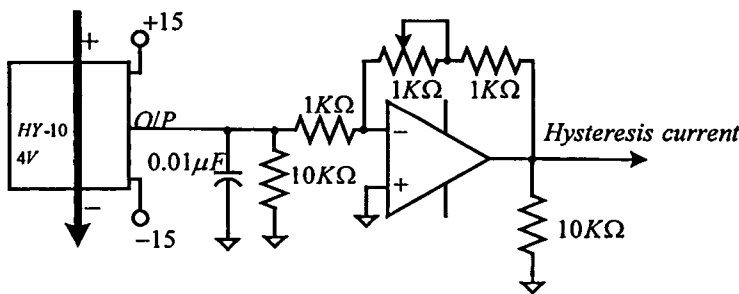
$$B = \frac{2}{CR_2} = \frac{2}{0.022 \times 10^{-6} \times 2 \times 10^6} = 45 \text{ rad/s} = 7 \text{ Hz} \tag{3.60}$$

$$Q = \frac{\omega_r}{B} = \frac{2 \times \pi \times 50}{45} = 6.98 \tag{3.61}$$

$$R_3 = \frac{R_2}{4 \times Q^2} = \frac{2 \times 10^6}{4 \times (6.98)^2} = 10.262 \text{ k}\Omega \tag{3.62}$$

จากนั้นนำสัญญาณที่ได้สร้างสัญญาณกระแสอ้างอิงที่มีขนาดแรงดันขดคลื่นเป็นหนึ่งเพื่อส่งต่อไปยังวงจรคูณที่มีเกณฑ์การคูณเท่ากับ 0.1 เท่า

3.5.2 วงจรตรวจจับกระแส

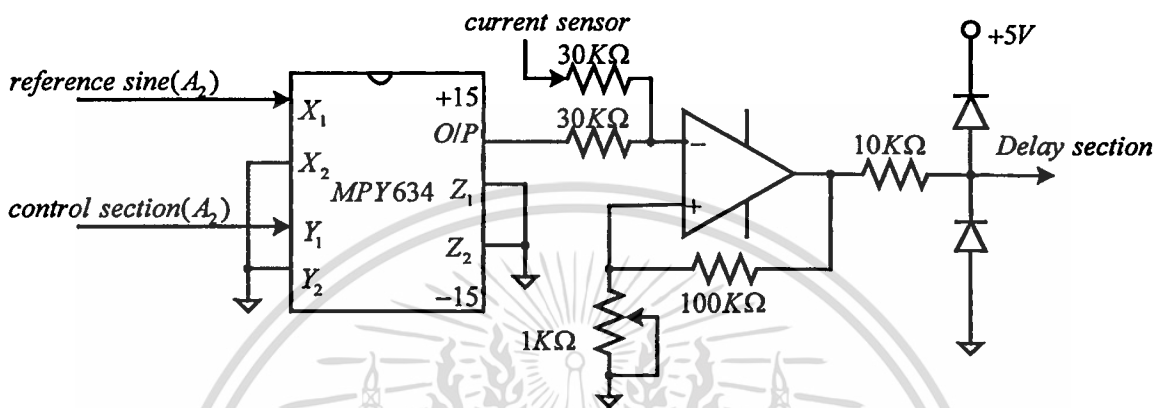


รูปที่ 3.8 วงจรตรวจวัดกระแสด้วยอุปกรณ์ฮอเลฟเฟกซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรตรวจจับกระแสใช้ HY-10 ซึ่งเป็นอุปกรณ์ประเภทฮอตเอฟเฟกซ์ที่มีแรงดันด้านออก 0-4 V และปรับอัตราส่วนกระแสต่อแรงดันให้เป็น 1:1 โดยใช้โอปแอมป์ขยายสัญญาณเพื่อเข้าส่วน วงจรควบคุมกระแสต่อไป

3.5.3 วงจรคูณสัญญาณและวงจรเปรียบเทียบแบบฮิสเตอร์รีซิส



รูปที่ 3.9 วงจรคูณสัญญาณและวงจรเปรียบเทียบแบบฮิสเตอร์รีซิส

วงจรคูณสัญญาณระหว่างกระแสอ้างอิงกับสัญญาณควบคุมโดยใช้ไอซี MPY-634 เป็นวงจรคูณสัญญาณแบบสี่ตุลาคที่มี 2 อินพุตและ 1 เอาพุต ให้ลักษณะการคูณที่เป็นเชิงเส้นเมื่อแรงดันอยู่ในช่วง $\pm 10\text{ V}$ และเกณฑ์การคูณเป็น 0.1 เท่าเมื่อให้กระแสอ้างอิงมีขนาด 10 V ดังนั้นเมื่อคูณกับแรงดันควบคุมจะได้เป็นสัญญาณกระแสอินพุตอ้างอิง จากนั้นนำไปหาผลต่างกับกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำจริงที่ได้จากอุปกรณ์ตรวจจับกระแส HY-10 ผลต่างที่ได้เป็นสัญญาณอินพุตของวงจรเปรียบเทียบแบบฮิสเตอร์รีซิสจากรูปใช้ไอซี LM311 สำหรับสร้างวงจร [5] ผลต่างของแรงดันขาเข้าทั้งสองของโอปแอมป์เป็นตัวกำหนดแรงดันด้านออกดังนี้

$$\pm \Delta E = \pm \beta V_{sat} \tag{3.63}$$

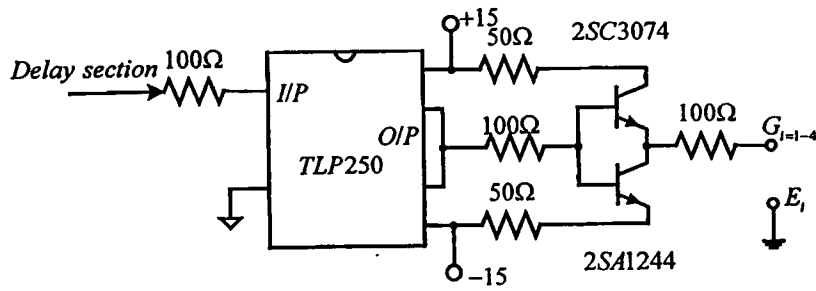
$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{3.64}$$

เมื่อ $V_{error} > \beta V_{sat} \rightarrow V_{sat}$ (3.65)

$$V_{error} < \beta V_{sat} \rightarrow -V_{sat} \tag{3.66}$$

จากนั้นขาบวกเป็น $-\beta V_{sat}$ และ $-V_{error} > -\beta V_{sat} \rightarrow +V_{sat}$ (3.67)

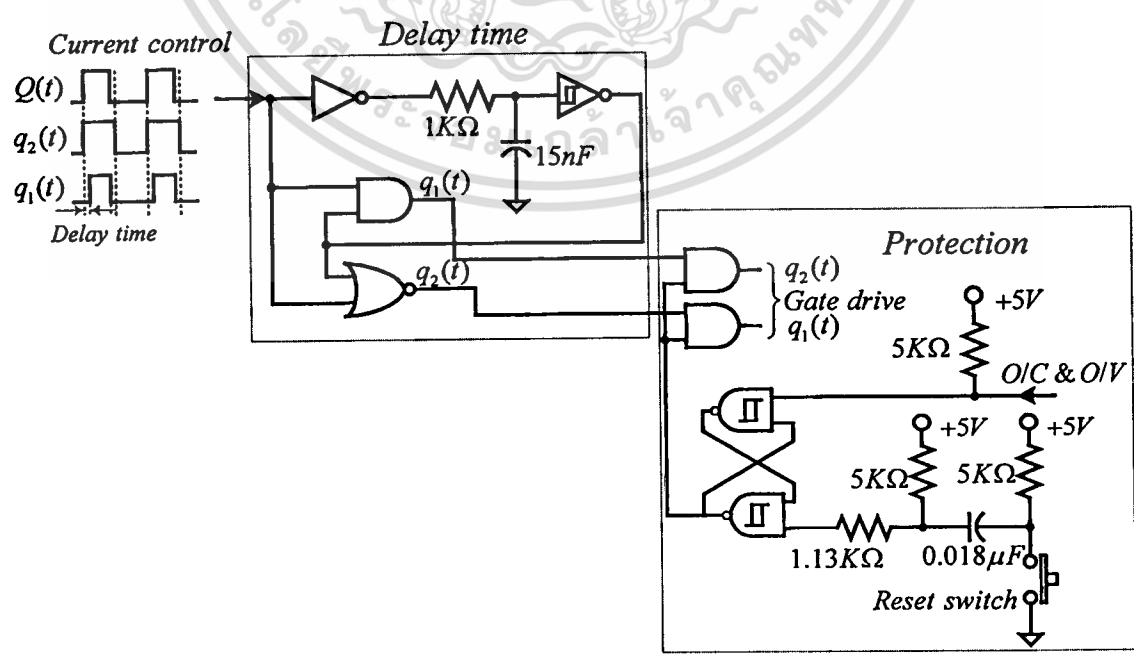
3.5.4 วงจรขับเคลื่อนและขับเคลื่อนสำหรับไอจีบีที



รูปที่ 3.10 วงจรขับเคลื่อนและขับเคลื่อนสำหรับไอจีบีที

การเชื่อมต่อระหว่างภาคควบคุมกับภาคกำลังจำเป็นต้องมีวงจรขับนำเกิดเป็นอุปกรณ์เชื่อมโยงสัญญาณ ในการขับสวิตช์ใช้ไอซีเบอร์ TLP250 สำหรับใช้งานเป็นตัวขับนำ โดยไอซีเบอร์นี้จะมีไดโอดเปล่งแสง (Light emitting diode) เป็นอุปกรณ์ภายในตัวไอซีสำหรับแยกสัญญาณควบคุมออกจากวงจรขับนำ โดยภาคเอาพุทของ TLP250 ต้องวงจรพุชพูล (Push-pull) ใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC3074 และ 2SA1244 โดยต่อไฟบวกเข้ากับ +15 V ไฟลบต่อเข้ากับ -15 V ที่ต้องออกแบบสัญญาณเป็นลบเพื่อให้การคายประจุของไอจีบีทีทำได้เร็วขึ้นและนำสัญญาณที่ได้จากวงจรพุชพูลไปขับนำไอจีบีทีได้ตามต้องการ ส่วนชุดไฟเลี้ยงวงจรขับนำของไอจีบีทีชุดบนจะต้องแยกกันเนื่องจากขามิตเตอร์ของทั้งสองตัวแยกกัน ดังนั้นจะต้องใช้ไฟเลี้ยงวงจร 3 ชุดสำหรับไอจีบีที

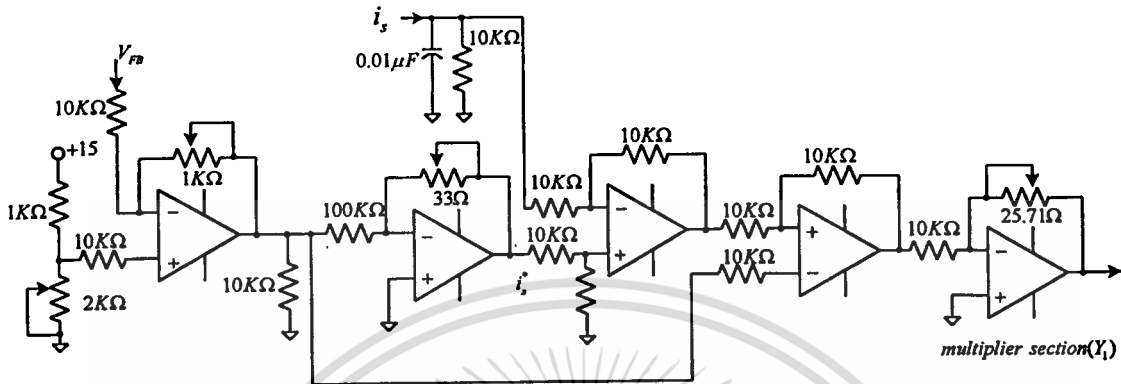
3.5.5 วงจรหน่วงเวลาและป้องกัน



รูปที่ 3.11 วงจรหน่วงเวลาสัญญาณและวงจรป้องกัน

เดิมส่วนสัญญาณสามเหลี่ยมความถี่ 10 kHz สำหรับเปรียบเทียบกับสัญญาณควบคุมเพื่อให้ความถี่ในการสวิทช์ของไอจีบีคงที่

3.5.7 วงจรควบคุมสไลด์ดิงโมด



รูปที่3.13 วงจรควบคุมแบบสไลด์ดิง โมด

วงจรในส่วนนี้ทำหน้าที่สร้างสัญญาณควบคุมค่าป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าทางด้านออก เพื่อควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันที่ค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง การวัดขนาดแรงดันไฟตรงด้านออกด้วยวงจรแยกโคตเพื่อป้องกันแรงดันไฟฟ้าแรงสูง และอัตราส่วนลดทอนแรงดัน 0.025 เท่า

$$V_{FB} = 0.025 * 400 = 10V \quad (3.69)$$

จากนั้นปรับขนาดแรงดันด้านออกด้วยออปแอมป์ให้แรงดันด้านออกเท่ากับแรงดันอ้างอิงที่ 10 V สัญญาณที่ได้ผ่านเกนซ์และบวกกับกระแสที่โหลด จากนั้นคูณด้วยเกนซ์ 1/K ซึ่งสามารถคำนวณได้ดังนี้คือ

$$\text{จากสมการ } V_o = \beta v_s \text{ เมื่อ } V_o = 400V, v_s = 220V$$

จะได้ค่าคงที่ $\beta = 1.818$ จากสมการกระแสอ้างอิง $i_{sref} = I_m \sin \omega t$ หาความสัมพันธ์ของเกนซ์และกระแสประสิทธิผลของกระแสด้านเข้าได้ $i_s = \frac{i_{sref}}{\sqrt{2}}$ จากความสัมพันธ์จะได้

ค่า $k_{rms} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ เมื่อกำหนดให้ $Ki_{aeq} = v_s i_s$ เพื่อหาค่า K จะได้

$$(Ki_{aeq})\left(\frac{400}{220}\right) = i_s v_s \quad (3.70)$$

$$K = \frac{220}{400\sqrt{2}} = 0.3889 \quad (3.71)$$

$$\frac{1}{K} = \frac{1}{0.3889} = 2.5713 \quad (3.72)$$

สัญญาณที่ได้จากชุดควบคุมนี้เป็นสัญญาณกระแสสูงสุดด้านเข้าจากนั้นนำไปคูณกับสัญญาณกระแส

อ้างอิงต่อไป สารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

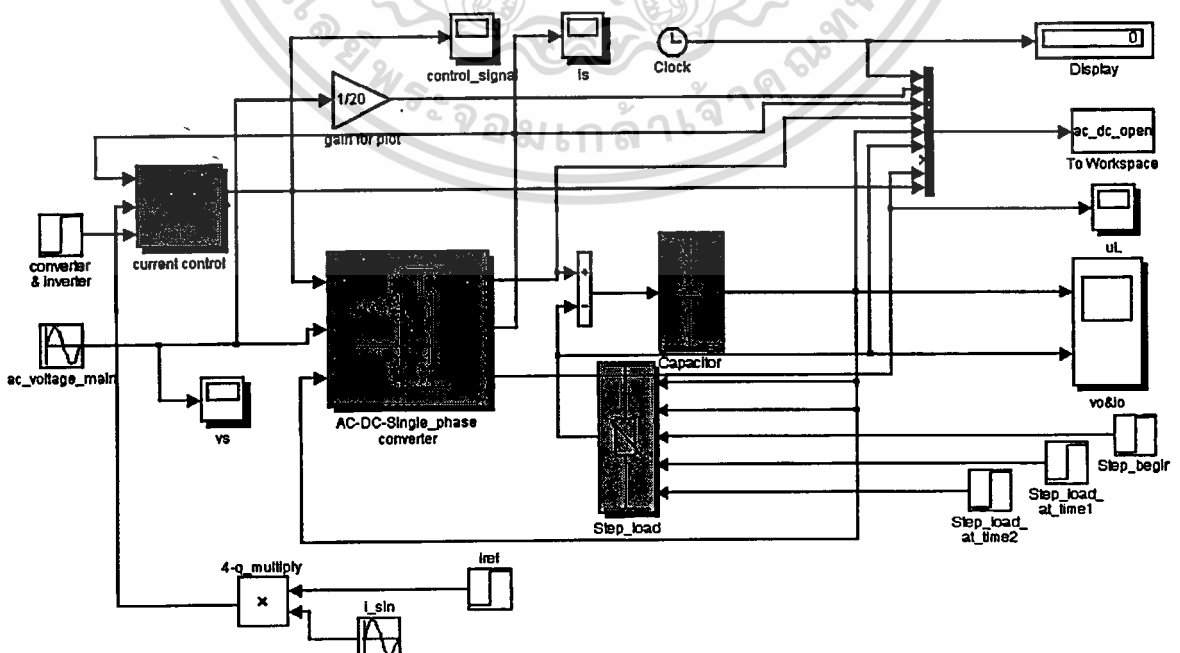
บทที่ 4

ผลการทำงานของระบบแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงที่มีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง

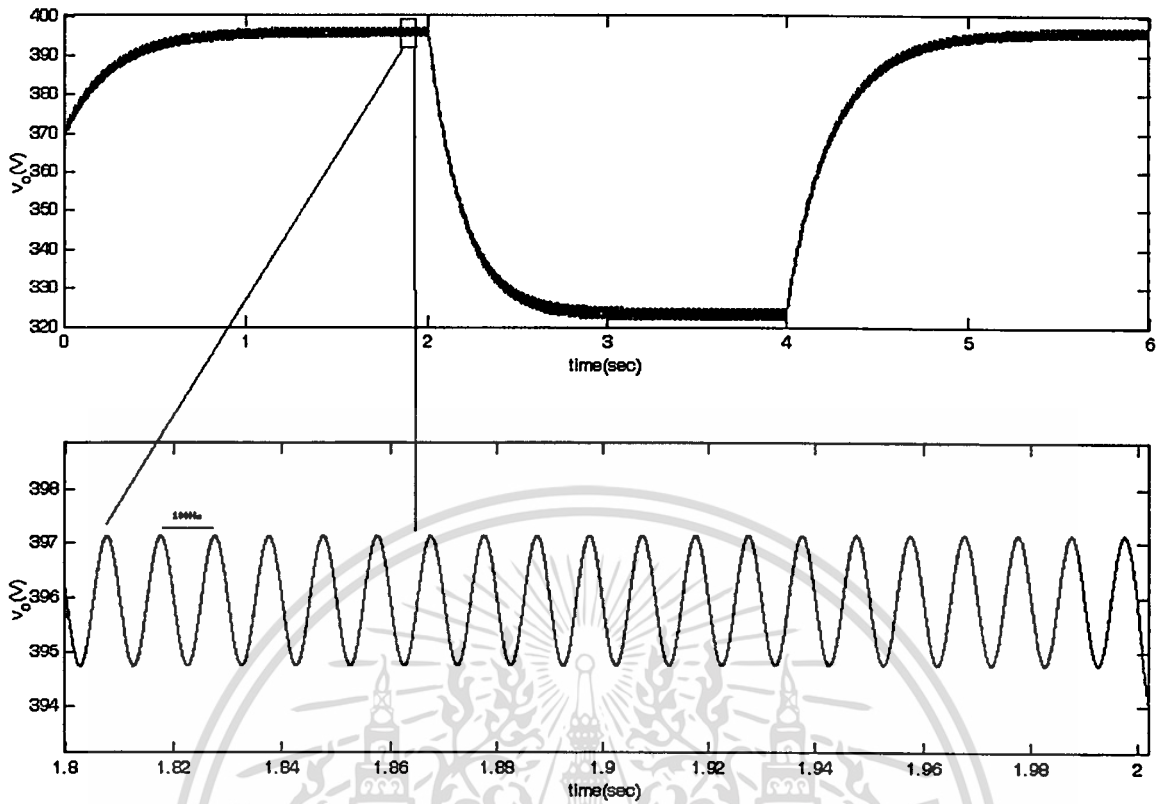
4.1 ผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ MATLAB/SIMULINK

4.1.1 การจำลองการงานวงเปิดของวงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรง

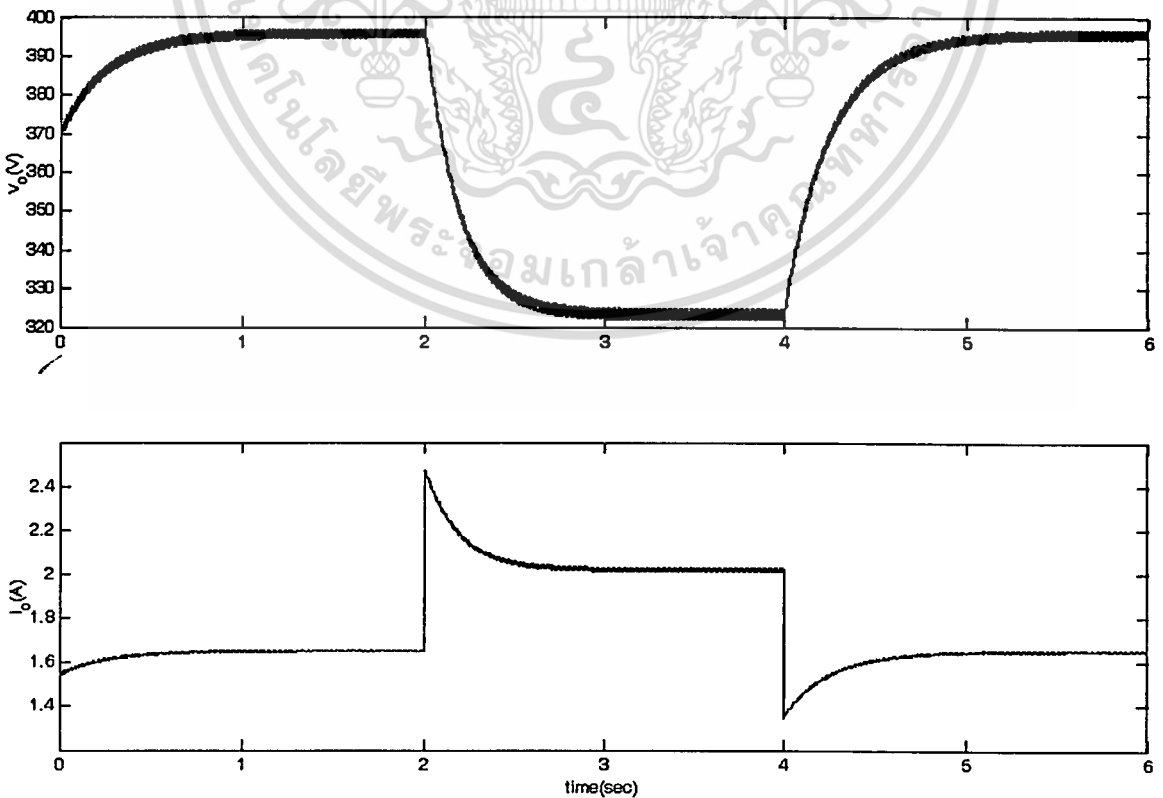
วงจรแปลงผันแบบบูสตันจะให้แรงดันด้านออกที่สูงกว่าแรงดันด้านเข้า ในกรณีที่แรงดันด้านเข้าเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ นั้นแรงดันอ้างอิงต้องสูงกว่าแรงดันสูงสุด $V_{ref} > V_m > 311.13 \text{ V}$ โดยจากผลจำลองการทำงานวงเปิดนั้นแสดงให้เห็นตามคุณลักษณะดังกล่าว จากแบบจำลองในรูปที่ 4.1 เมื่อตั้งกระแสอ้างอิงไว้ที่ 4.5 A จะได้แรงดันไฟตรงด้านออกที่ใกล้เคียง 400 V แรงดันไฟตรงที่ได้นั้นจะประกอบด้วยแรงดันกระเพื่อมความถี่ 100 Hz ซึ่งสามารถอธิบายได้จากสมการ (2.94) ในการออกแบบระบบควบคุมนั้นมีเป้าหมายเพื่อค่าผิดพลาดในสภาวะคงตัว ผลตอบสนองที่เร็วขึ้นและคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด ซึ่งจากรูปที่ 4.2 และ 4.3 นั้นแสดงให้เห็นชัดเจนว่าเมื่อเกิดสัญญาณรบกวนในรูปของการเพิ่มกำลังงานที่โหลดในช่วงเวลา 2 และ 4 วินาที แรงดันไฟตรงที่ด้านออกนั้นตกลงจากแรงดันอ้างอิง รวมทั้งค่าผิดพลาดในสภาวะคงตัว และผลตอบสนองที่ช้า ดังนั้นในวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังที่กระแสและแรงดันด้านเข้าต้องเฟสตรงกันแล้ว ผลตอบสนองทางพลวัตของแรงดันไฟตรงจึงเป็นส่วนสำคัญที่ต้องมีการพิจารณาด้วย



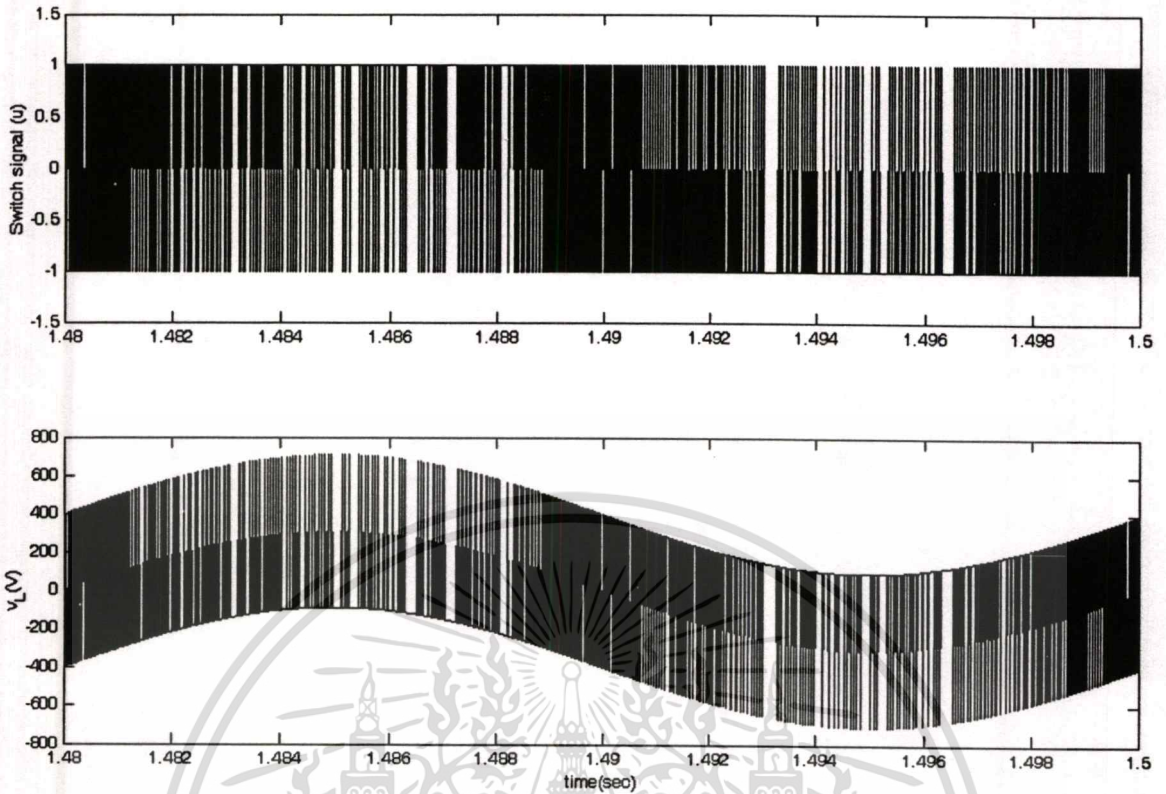
รูปที่ 4.1 แบบจำลองวงเปิดของวงจรแปลงผันไฟที่มีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง ใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



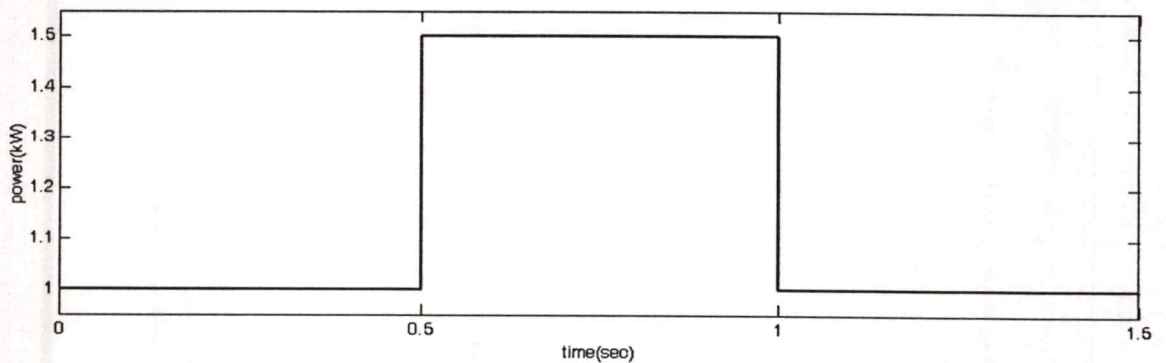
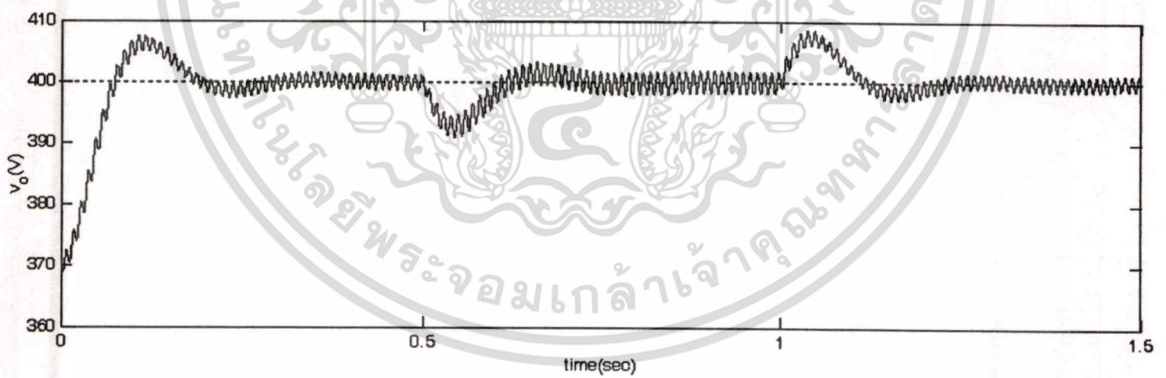
รูปที่ 4.2 ผลจำลองการทำงานแบบวงเปิดกระแสอ้างอิง i_{sref} 4.5 แอมป์ แรงดันไฟตรงด้านออก (V_o) 400 V



รูปที่ 4.3 ผลจำลองการทำงานแบบวงเปิดแรงดันไฟตรงด้านออก (V_o) และกระแสด้านออก (i_o)
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



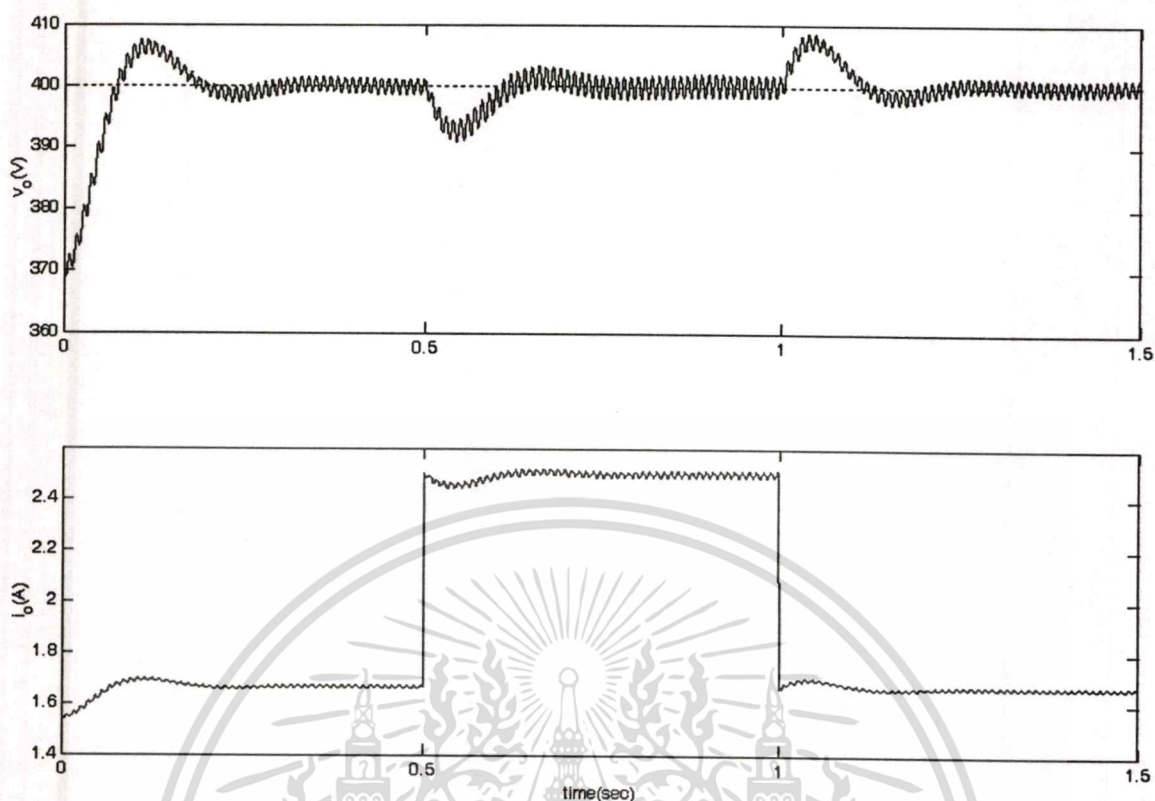
รูปที่ 4.5 ผลจำลองการทำงานของสัญญาณสวิทช์ (u) และแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (v_L) ด้วยตัวควบคุมพีไอ



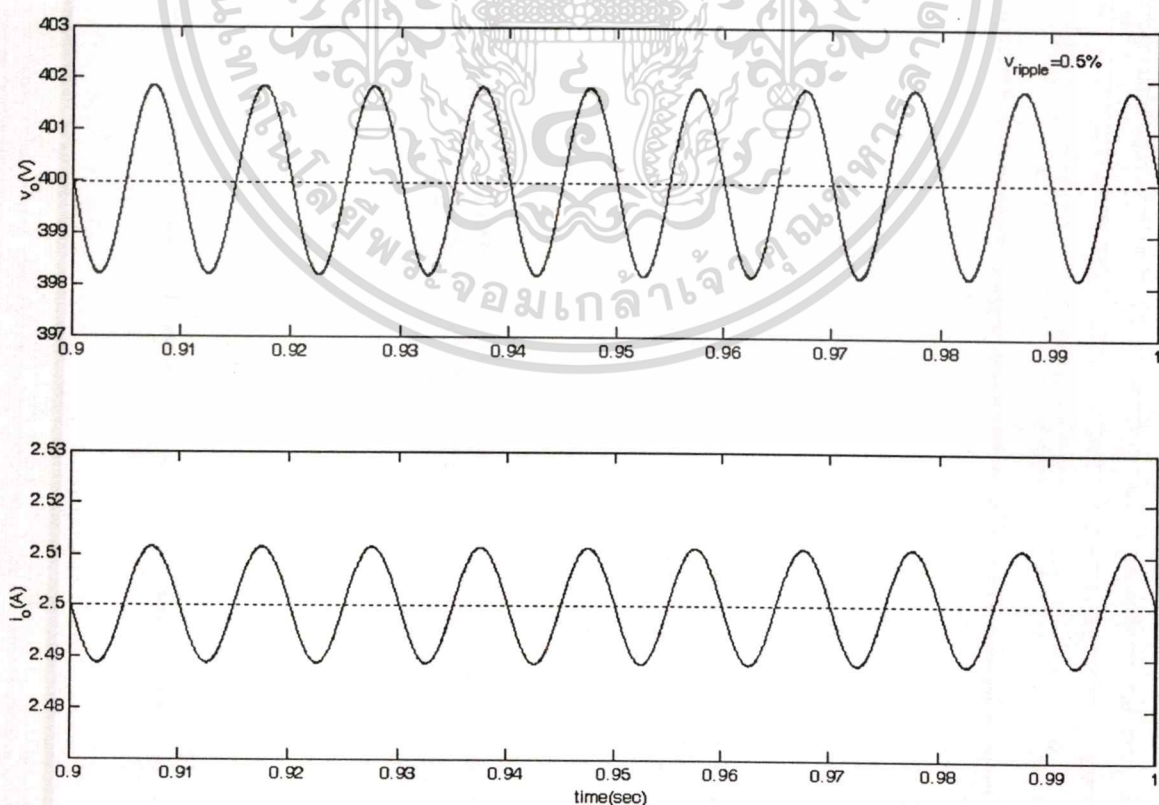
รูปที่ 4.6 ผลจำลองการทำงานของผลตอบสนองของพลวัตของแรงดันด้านออก (V_o) ด้วยตัวควบคุมพีไอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 ผลจำลองการทำงานผลตอบสนองพลวัตของแรงดัน (V_o) และกระแสด้านออก (i_o) ด้วยตัวควบคุมพีไอ

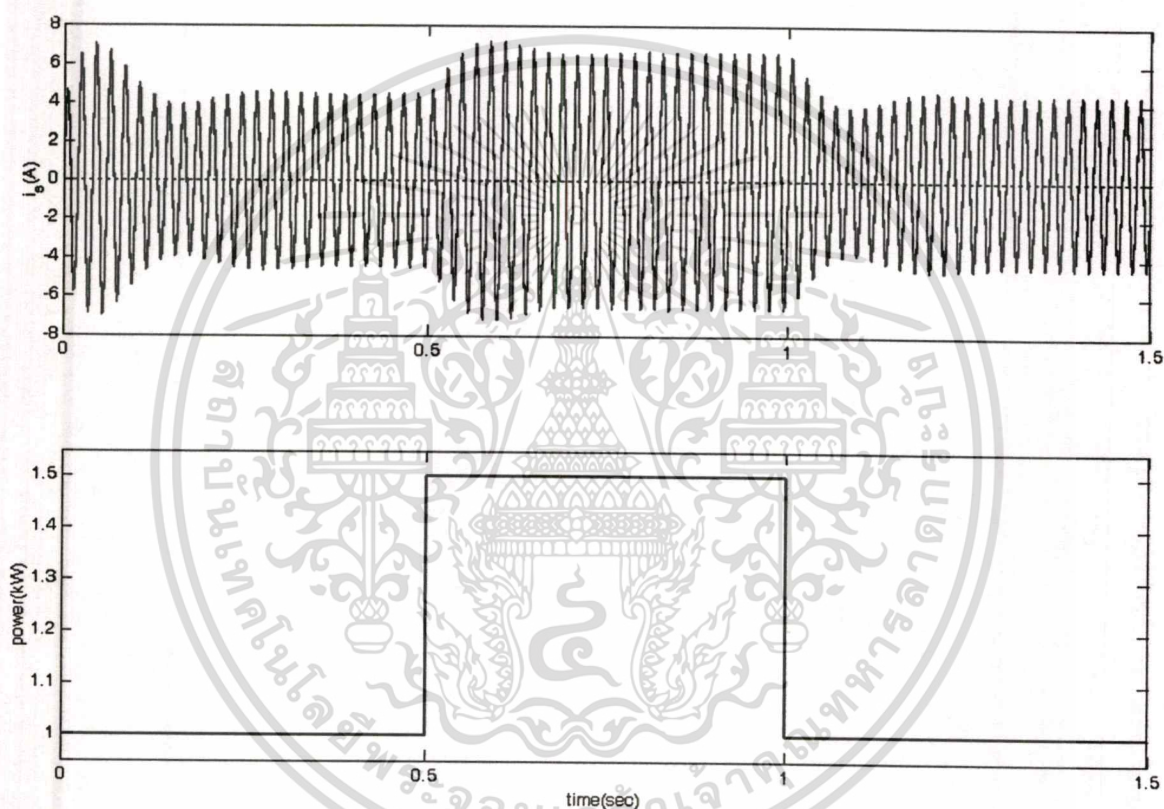


รูปที่ 4.8 ผลจำลองการทำงานของกระแสและแรงดันกระพือม (v_r) ด้านออกด้วยตัวควบคุมพีไอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลตอบสนองในรูปที่ 4.5-4.7 ตามลำดับนั้นแสดงให้เห็นว่าสัญญาณสวิตช์นั้นมีความถี่ไม่คงที่ ซึ่งเป็นข้อด้อยในการควบคุมกระแสสวิตเตอร์รีซิสแบบแบนด์คงที่ ซึ่งในช่วงที่ความถี่สวิตช์สูงนั้นสามารถทำให้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเสียหายได้ และการออกแบบวงจรกรอง EMI ทางด้านไฟสลับนั้นทำได้ยาก ผลตอบสนองทางพลวัตของการควบคุมแบบพีไอที่ออกแบบให้มีอัตราหน่วง (5) เท่ากับ 0.7 นั้นให้ผลตอบสนองที่เร็วขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 4.2 และค่าผิดพลาดในสภาวะคงตัวเป็นศูนย์ แต่ในสภาวะชั่วขณะที่เปลี่ยนแปลงโหลดนั้นจะมีค่าผิดพลาดอยู่บ้างซึ่งถือว่าไม่กระทบต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด

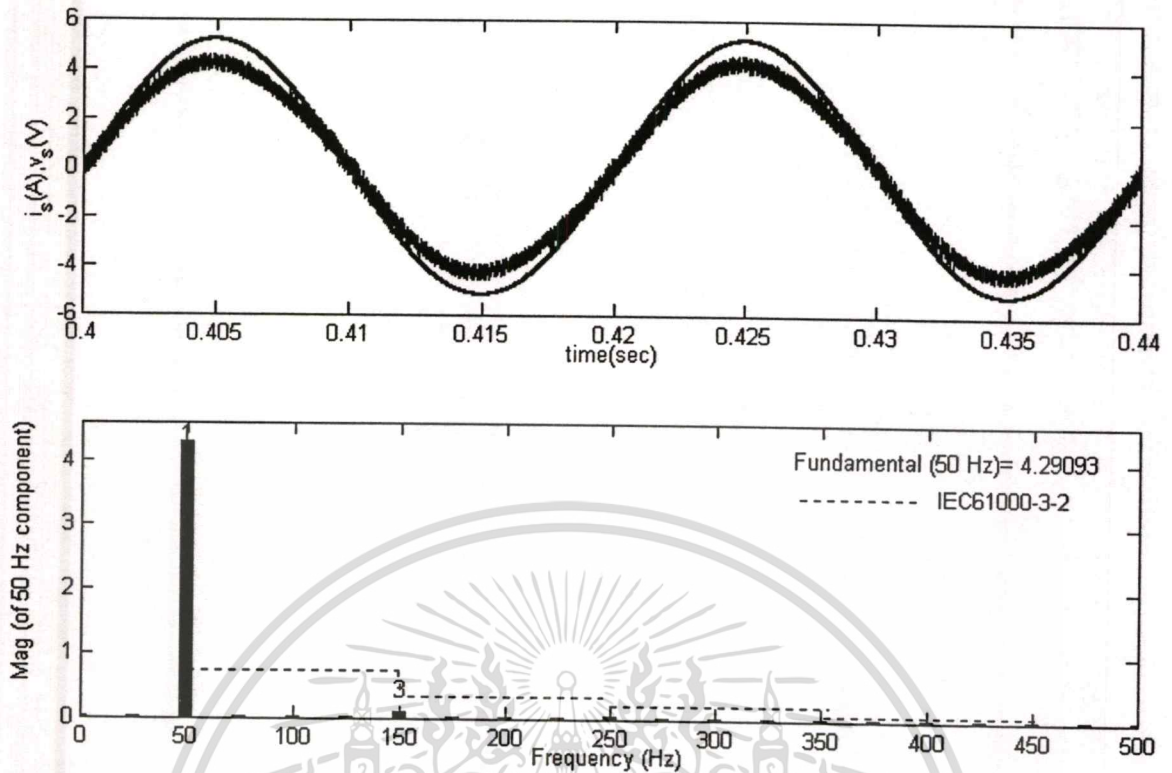


รูปที่ 4.9 ผลจำลองการทำงานผลตอบสนองพลวัตของกระแสด้านเข้า (i_s) ด้วยตัวควบคุมพีไอ

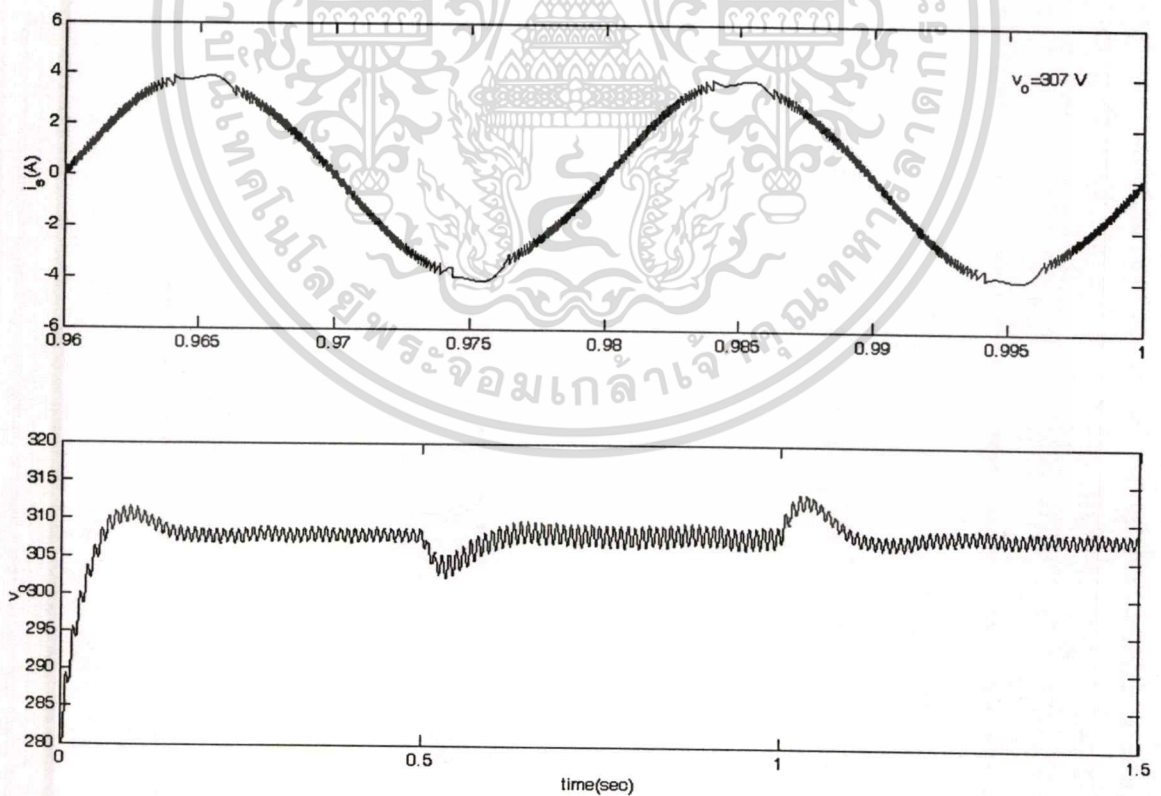
กระแสด้านเข้าของวงจรแปลงผันนั้นเฟสตรงกับแรงดันด้านเข้าตามรูปที่ 4.10 ดังนั้นค่าตัวประกอบกำลังจึงพิจารณาเฉพาะที่ค่า $\%THD$ และด้วยการวิเคราะห์กระแสตามรูปที่ 4.11 นั้นประกอบด้วยกระแสหลักอันดับหนึ่งที่ความถี่ 50 Hz และกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ต่างๆ ซึ่งน้อยกว่าข้อกำหนดตามมาตรฐาน IEC1000-3-2 ตามตารางที่ 2.1 จึงสามารถสรุปได้ว่าค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง

เมื่อแรงดันอ้างอิงต่ำกว่า 311V ตามรูปที่ 4.11 แม้ว่าจะสามารถรักษาระดับแรงดันได้แต่กระแสด้านเข้าผิดเพี้ยนไปจากไซน์หรือกล่าวได้ว่าวงจรแปลงผันขาดเสถียรภาพ ในกรณีที่ต้องการแรงดันไฟตรงที่ค่าต่ำนั้นวงจรแปลงผันอาจดัดแปลงเป็นวงจรแปลงผันแบบบัค-บูสต์ ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อประโยชน์ในการศึกษาและเผยแพร่ความรู้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 ผลจำลองการทำงานของกระแสด้านเข้า (i_s) และวิเคราะห์กระแสด้วย FFT

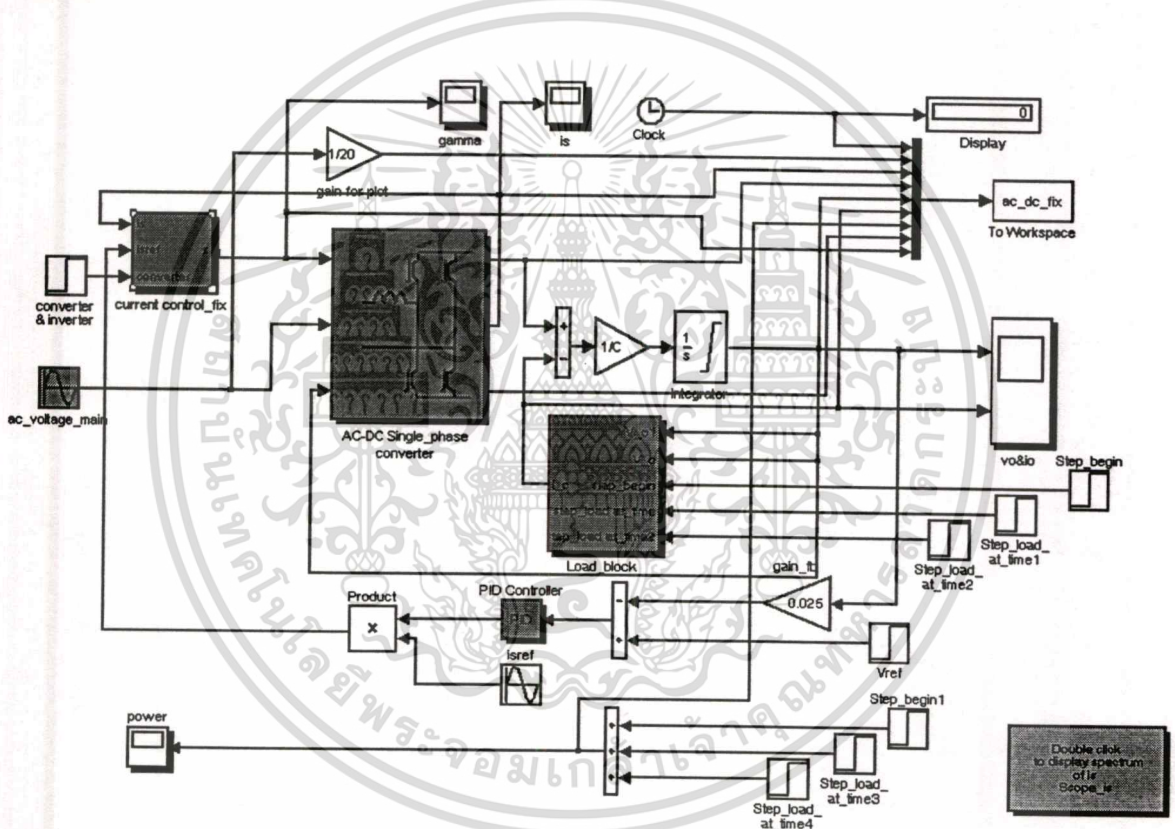


รูปที่ 4.11 ผลจำลองการทำงานของกระแสด้านเข้า (i_s) และแรงดันด้านออก (V_o) เมื่อแรงดันอ้างอิงต่ำกว่า 311V

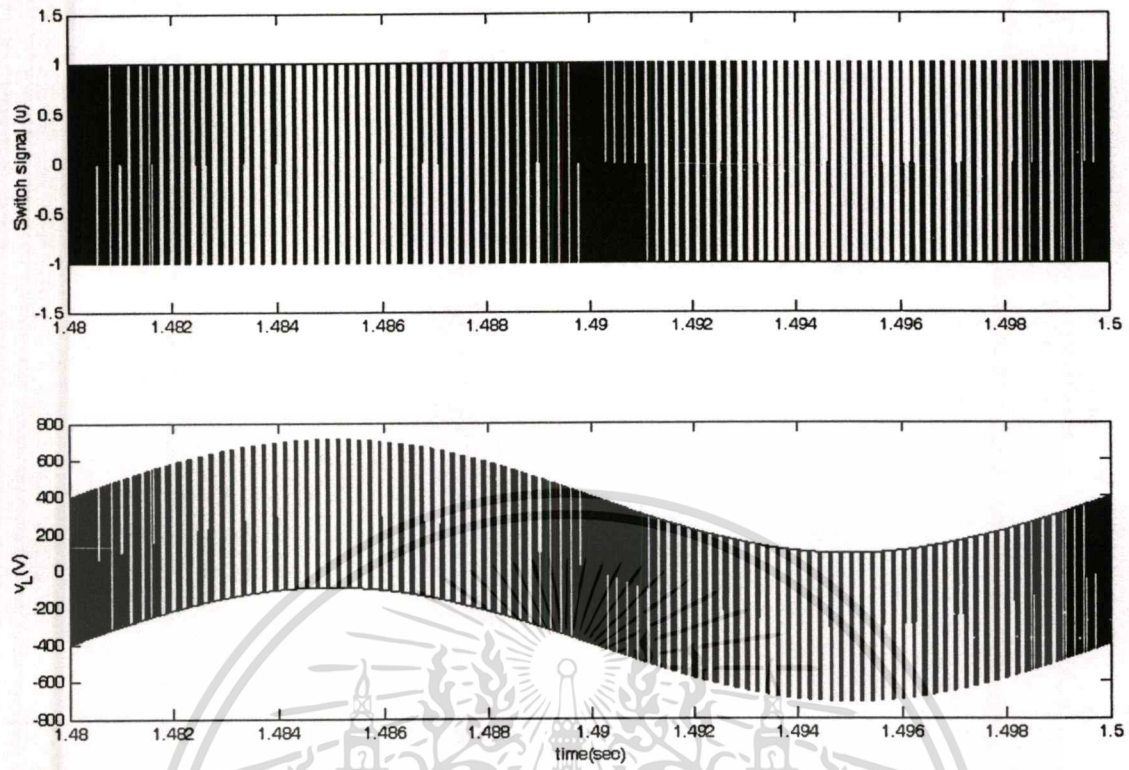
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.3 การจำลองการงานวงปิดของวงจรแปลงผันด้วยตัวควบคุมพีไอแบบความถี่ในการสวิตช์คงที่

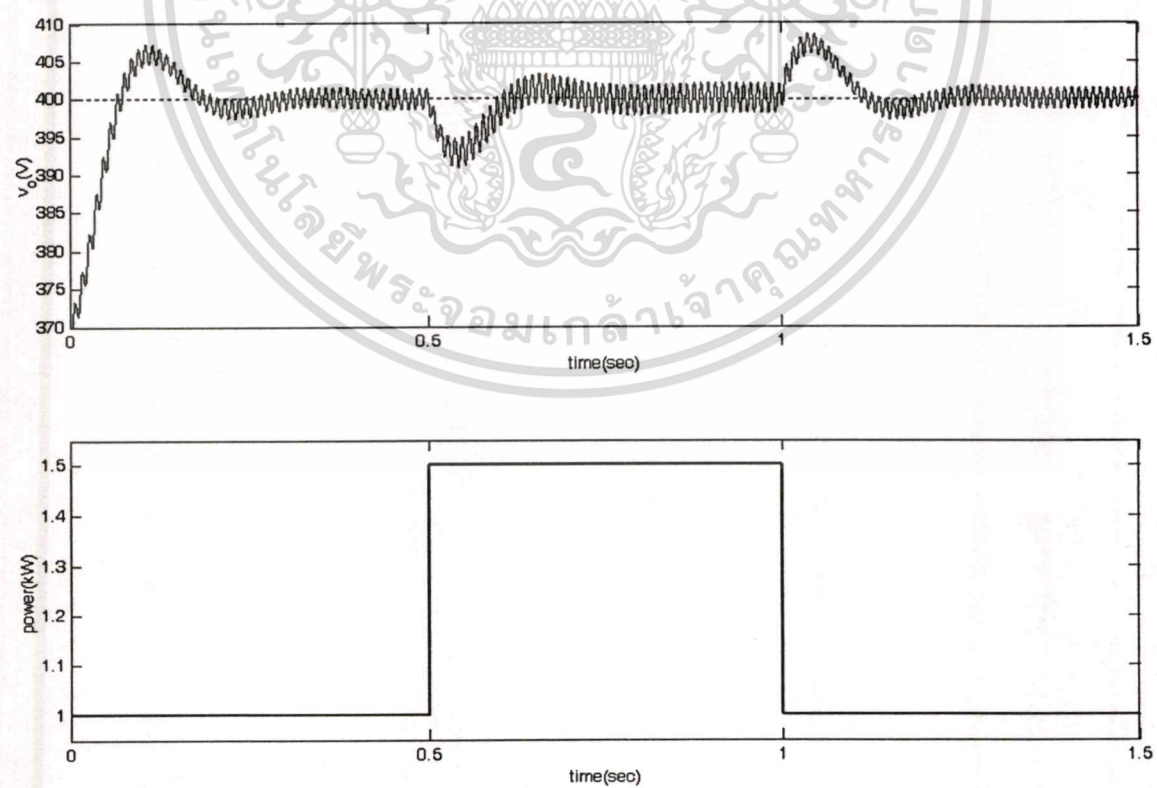
ความถี่ในการสวิตช์คงที่ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังสำหรับวงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงนั้นสามารถกระทำได้โดยการนำสัญญาณควบคุมจากตัวควบคุมพีไอมาเปรียบเทียบกับ (Comparator) กับสัญญาณรูปสามเหลี่ยมความถี่ตามต้องการซึ่งการแก้ไขนี้จะอยู่ในส่วนของการควบคุมกระแสเท่านั้น ส่วนอื่นๆของวงจรควบคุมยังเหมือนเดิม ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอของเดิม จากการจำลอง นั้นแสดงให้เห็นกระแสด้านเข้านั้นจะมีกระแสกระเพื่อมมากกว่าแบบฮิสเตอร์รีซิสตามรูปที่ 4.18 จากการวิเคราะห์กระแสด้านเข้าด้วย FFT ฮาร์มอนิกอันดับต่ำจะเหมือนกับการควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิส แต่ที่ฮาร์มอนิกความถี่สวิตช์ (f_{sw}) จะมีฮาร์มอนิก $f_{sw} \pm f_1$ ปรากฏอยู่ จึงยืนยันได้ว่าความถี่ในการสวิตช์คงที่



รูปที่ 4.12 แบบจำลองการงานวงปิดของวงจรแปลงผันด้วยตัวควบคุมพีไอที่ความถี่ในการสวิตช์คงที่

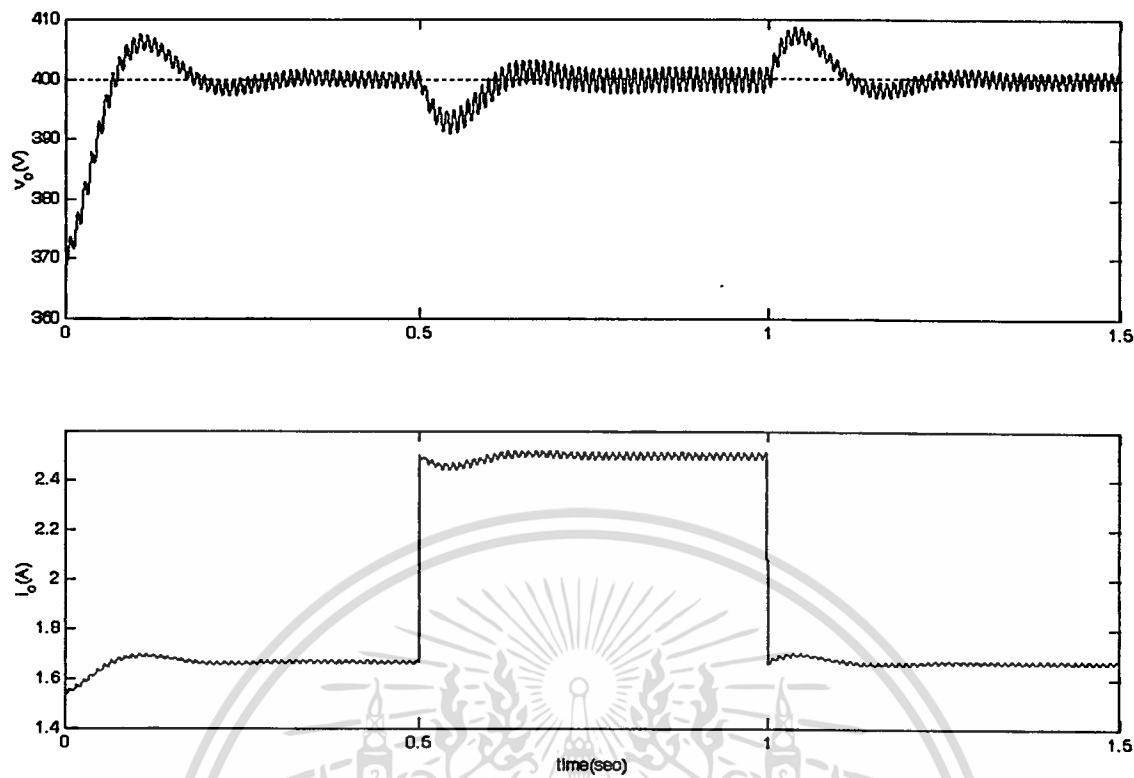


รูปที่ 4.13 ผลจำลองการทำงานของสัญญาณสวิตช์ (u) และแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (v_L) ด้วยตัวควบคุมพีไอ (ความถี่คงที่)

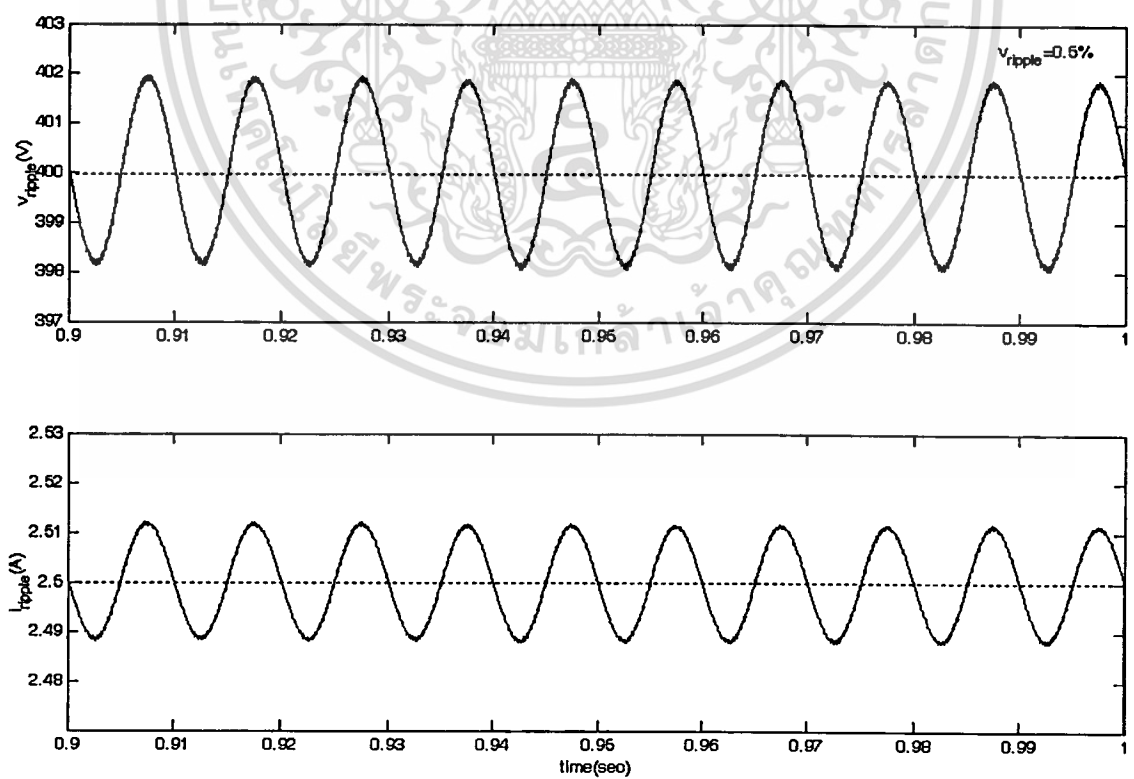


รูปที่ 4.14 ผลจำลองการทำงานผลตอบสนองพลวัตของแรงดันด้านออก (V_o) ด้วยตัวควบคุมพีไอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารตัวอย่าง (ความถี่คงที่) สำหรับการใช้นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

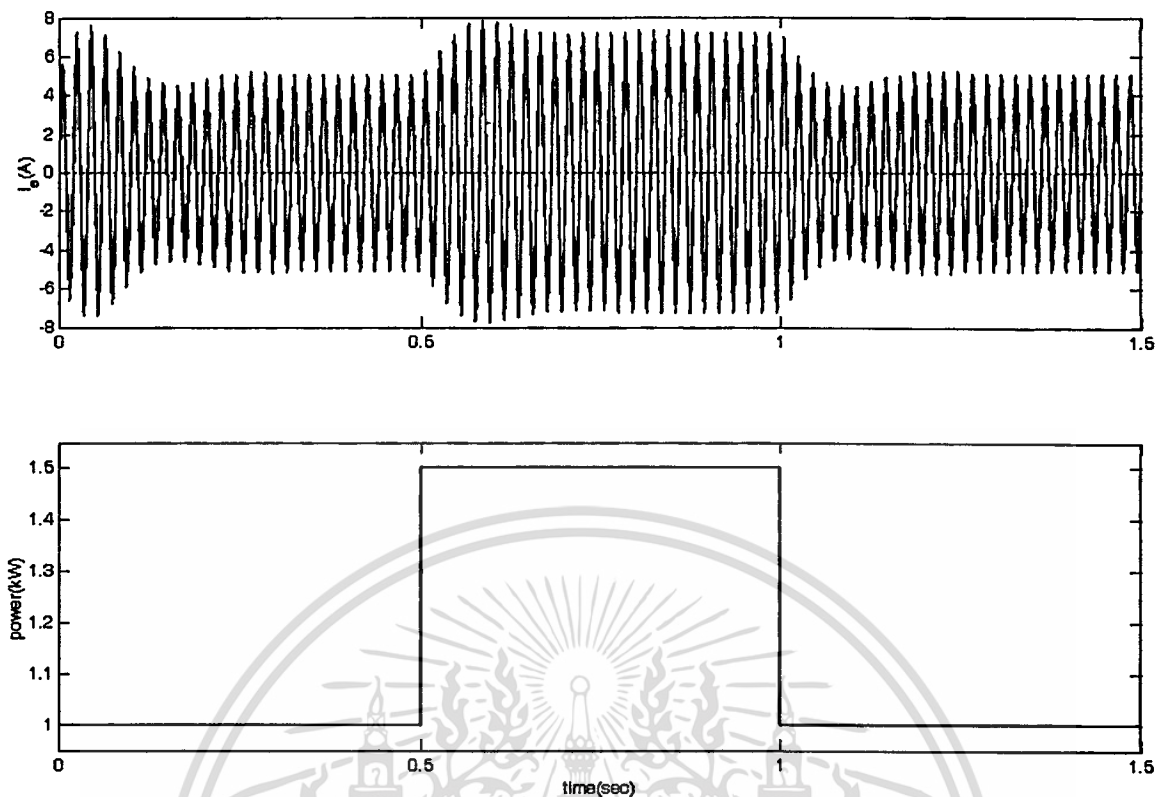


รูปที่ 4.15 ผลจำลองการทำงานผลตอบสนองพลวัตของแรงดัน (V_o) และกระแสด้านออก i_o ด้วยตัวควบคุมพีไอ (ความถี่คงที่)

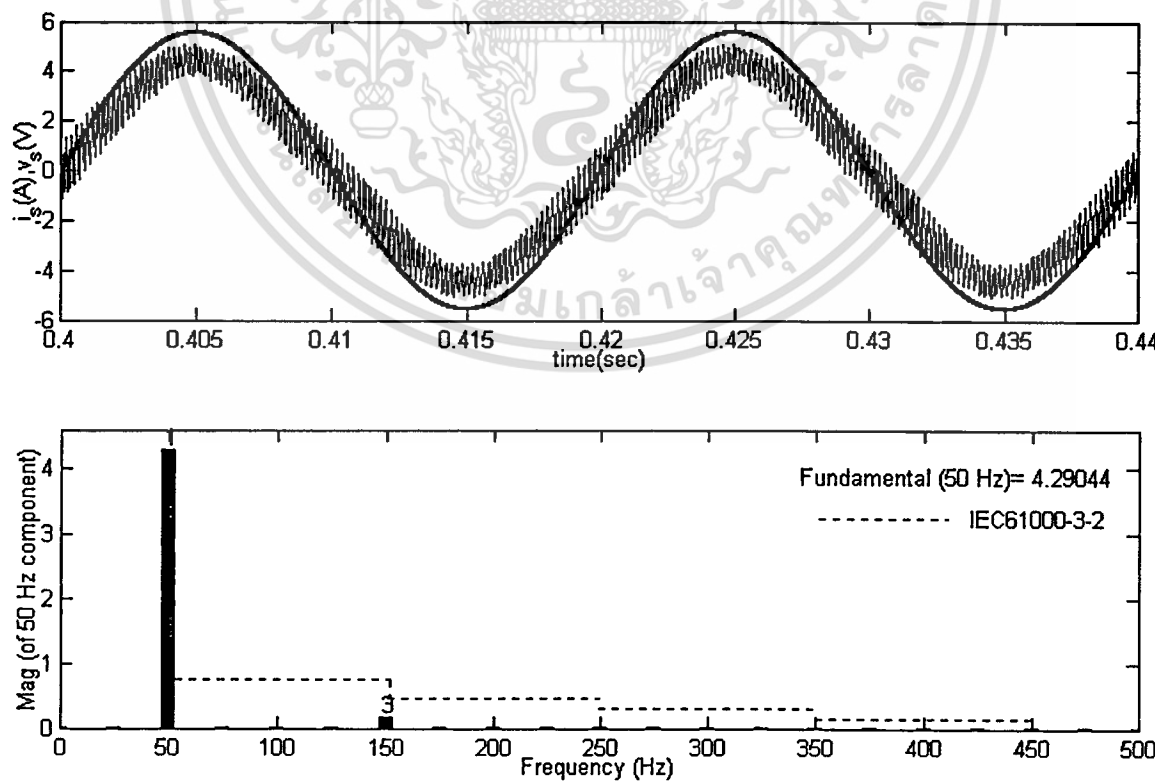


รูปที่ 4.16 ผลจำลองการทำงานของกระแสและแรงดันกระเพื่อม (v_r) ด้านออกด้วยตัวควบคุมพีไอ (ความถี่คงที่)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

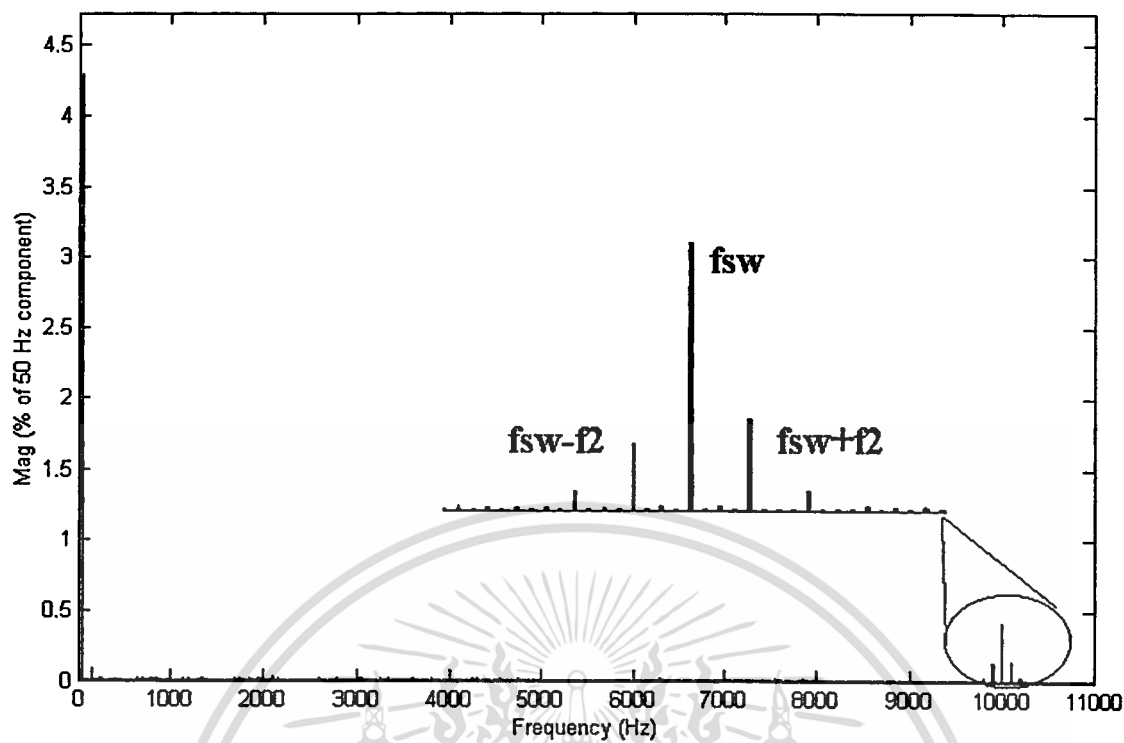


รูปที่ 4.17 ผลจำลองการทำงานผลตอบสนองพลวัตของกระแสด้านเข้า (i_g) ด้วยตัวควบคุมพีไอ (ความถี่คงที่)

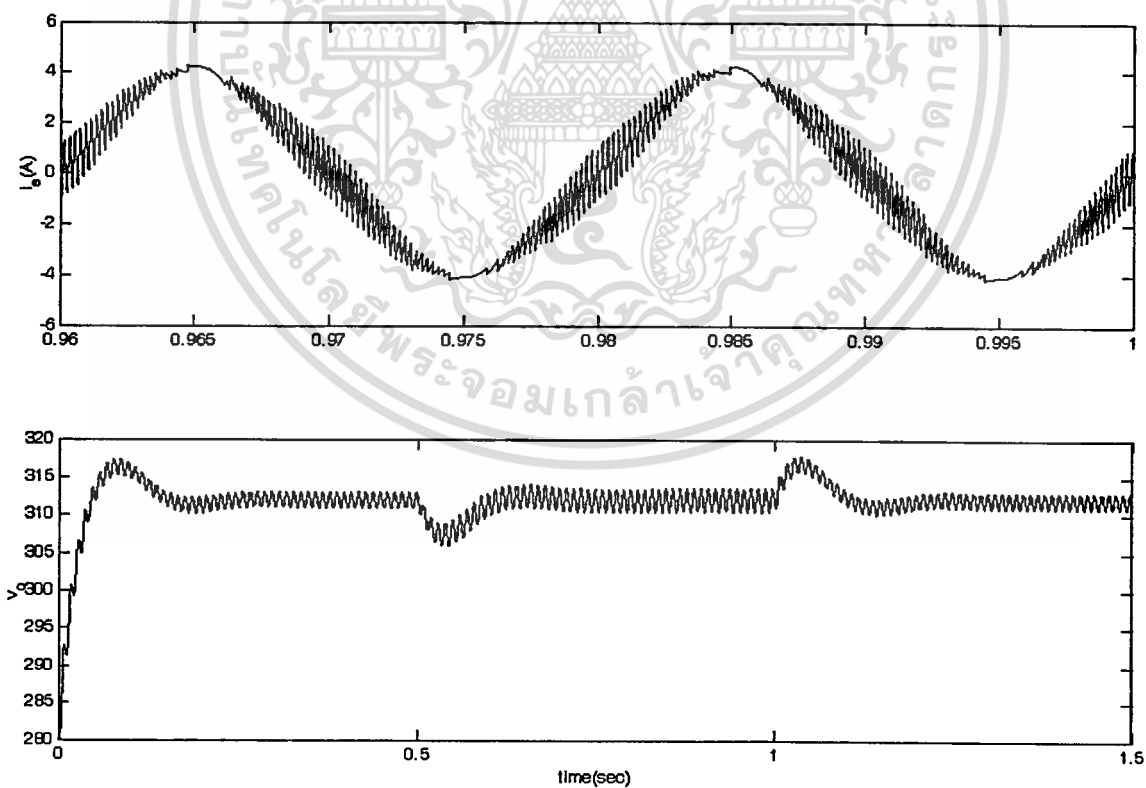


รูปที่ 4.18 ผลจำลองการทำงานของกระแสด้านเข้า (i_g) และวิเคราะห์กระแสด้วย FFT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.19 ผลจำลองการทำงานของกระแสด้านเข้า (i_s) เมื่อความถี่คงที่

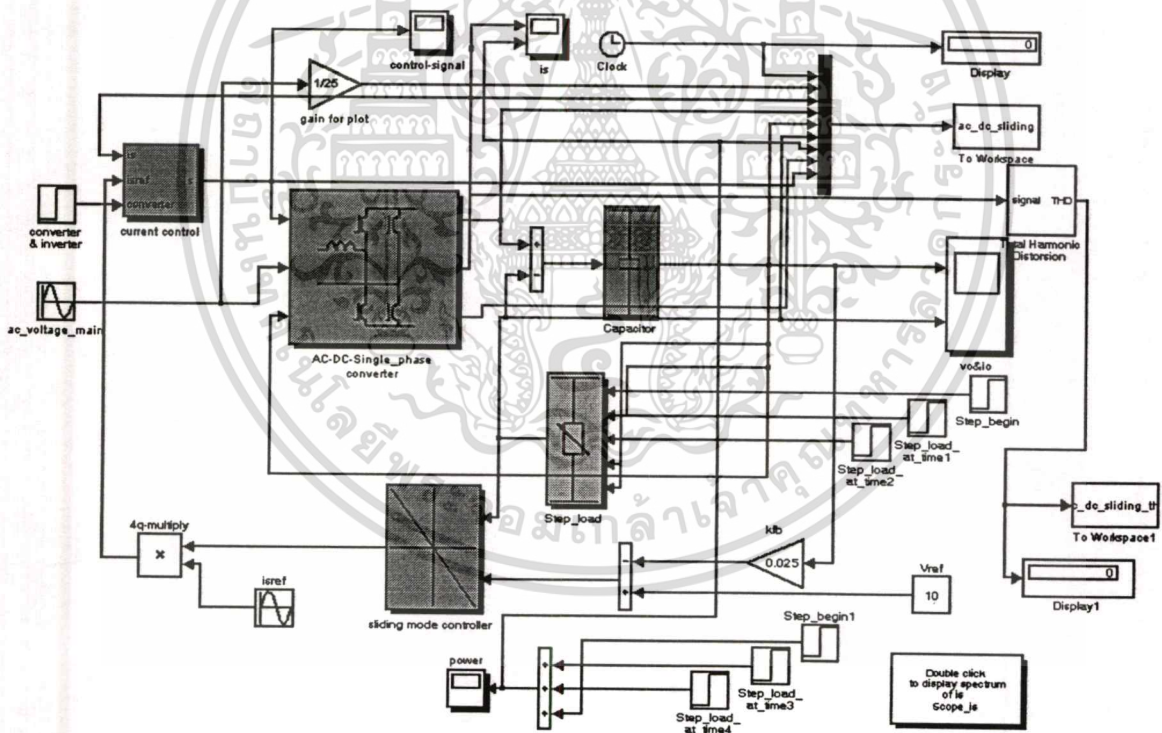


รูปที่ 4.20 ผลจำลองการทำงานของกระแสด้านเข้า (i_s) และแรงดันด้านออก (V_o) เมื่อแรงดันอ้างอิงต่ำกว่า 311V

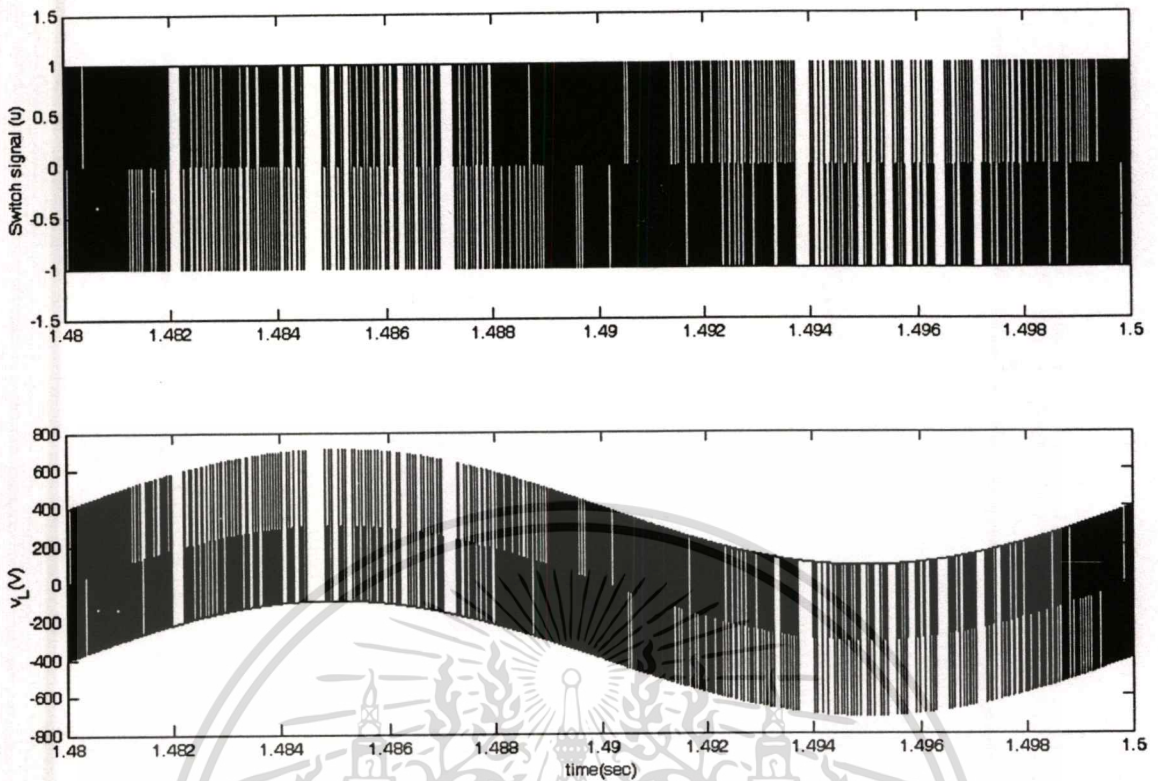
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.4 การจำลองการงานวงปิดของวงจรแปลงผันด้วยตัวควบคุมแบบสไลด์คิงโมด

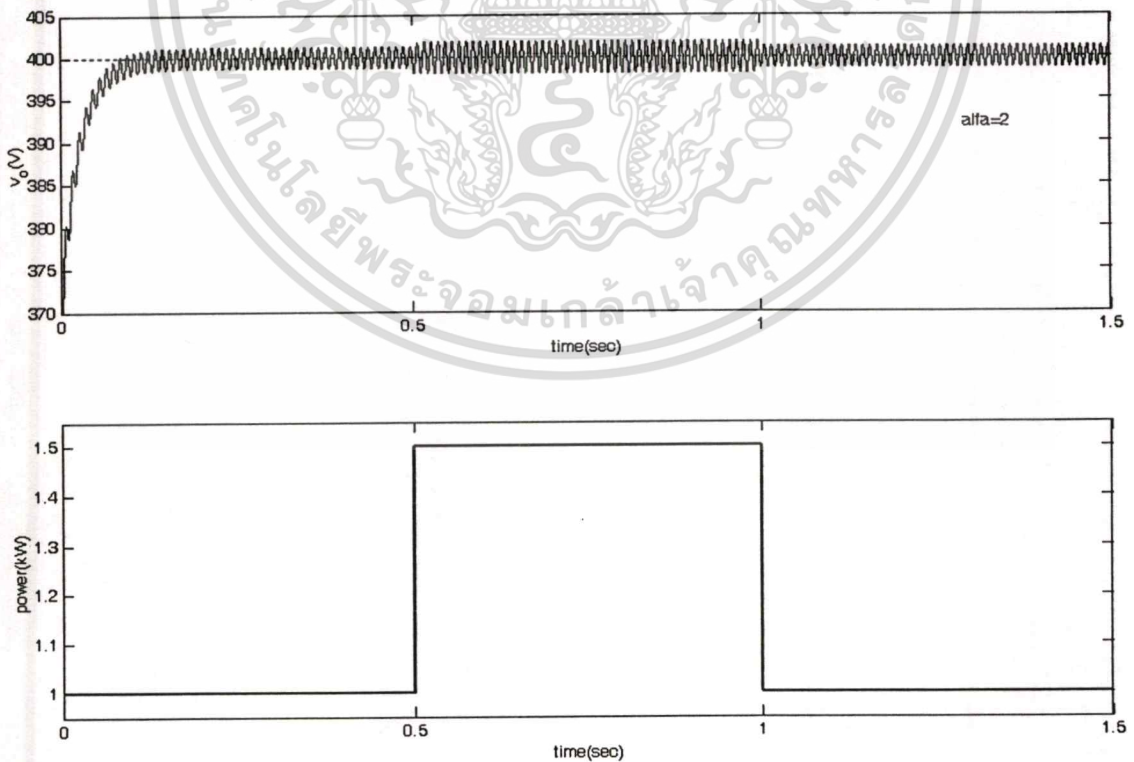
จากหัวข้อที่ 2.7 ซึ่งเป็นการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กเมื่อระบบแบบไม่เชิงเส้นเปลี่ยนแปลงตามเวลา (Nonlinear time-invariance) นั้นมีความยุ่งยากในการทราบเฟร็กชันของวงจรแปลงผัน ซึ่งจำเป็นสำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอที่จะต้องทราบเฟร็กชันของระบบ จึงได้ประยุกต์นำการควบคุมสไลด์คิงโมดมาใช้กับวงจรแปลงผัน เป้าหมายก็เพื่อให้คงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของภาระ และผลตอบสนองที่ไวขึ้น จากการออกแบบระบบควบคุมสไลด์คิงโมดในหัวข้อ นั้นสรุปได้ว่าค่า α ของส่วนควบคุมนั้นจะอยู่ในช่วง 0.32-3.2 ซึ่งแปรผันโดยตรงกับความเร็วของผลตอบสนอง และจะต้องมีการตรวจวัดกระแสด้านออกเพื่อใช้ในการควบคุมด้วย ในส่วนการควบคุมกระแสเน้นใช้การควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิสเพื่อลดปัญหาแชตเตอร์ริง (Chattering) ของระบบ ซึ่งทำให้ความถี่ในการสวิตช์ลดต่ำลง ปัญหาของการควบคุมแบบสไลด์คิงโมดคือเกิดค่าผิดพลาดในสถานะคงตัวเนื่องจากความถี่ในการสวิตช์ไม่เข้าสู่ค่าอนันต์ ซึ่งสามารถปรับปรุงโดยการเพิ่มเทอมอินทิกรัลในระบบควบคุมเพื่อลดค่าผิดพลาด



รูปที่ 4.21 แบบจำลองการงานวงปิดของวงจรแปลงผันด้วยตัวควบคุมแบบสไลด์คิงโมด

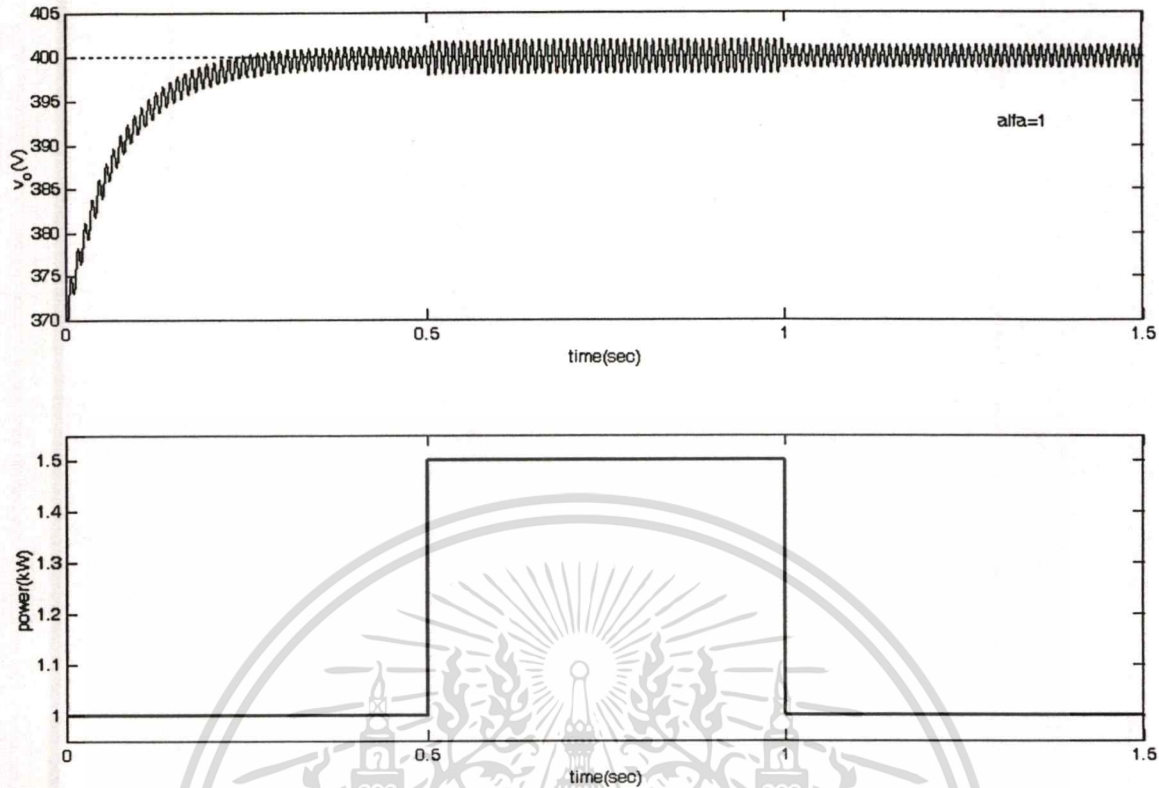


รูปที่ 4.22 ผลจำลองการทำงานของสัญญาณสวิตช์ (u) และแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (v_L) ด้วยตัวควบคุมแบบสไลด์คิงโมด

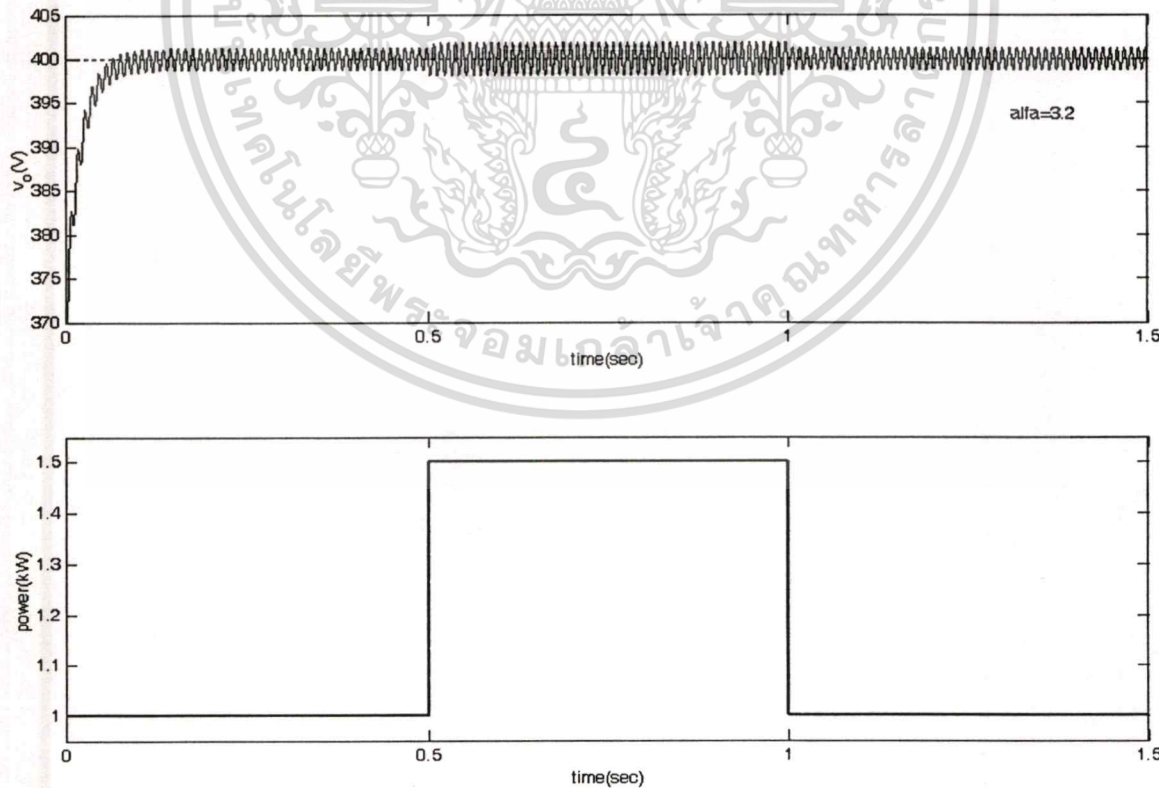


รูปที่ 4.23 ผลจำลองการทำงานผลตอบสนองพลวัตของแรงดันด้านออก (V_o) ตัวควบคุมสไลด์คิงโมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



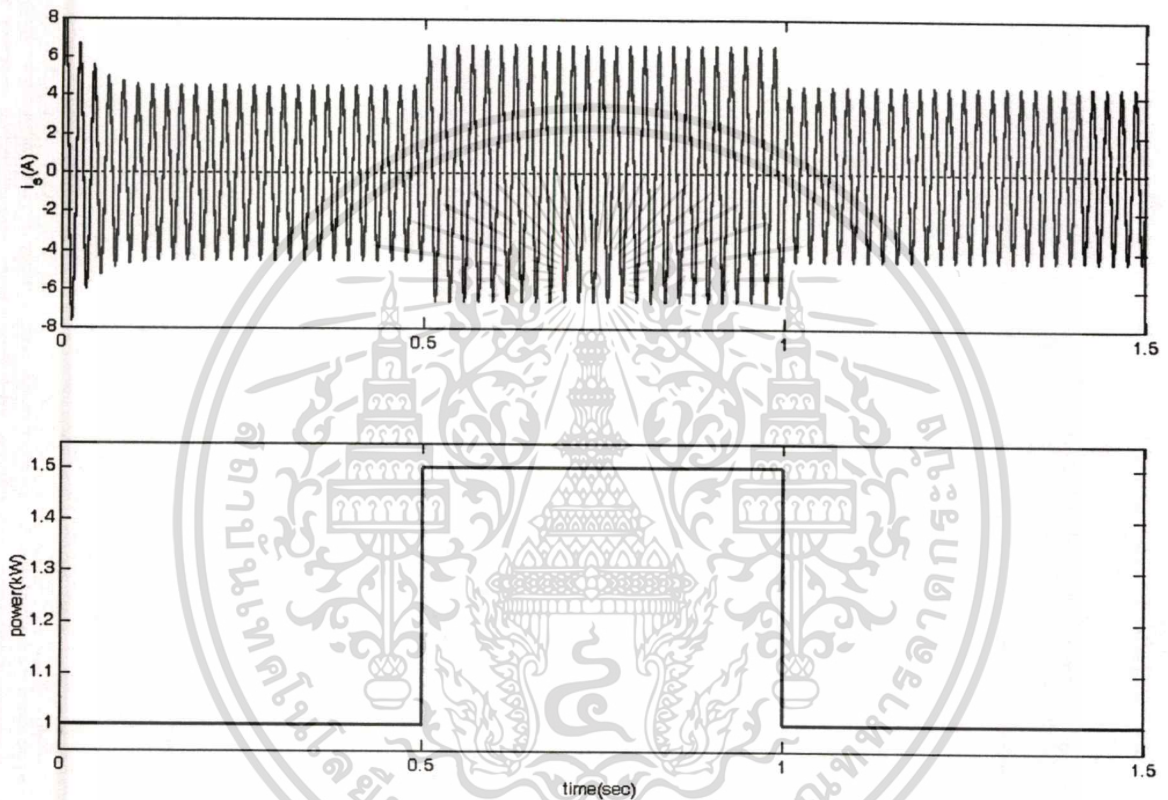
รูปที่ 4.24 ผลจำลองการทำงานผลตอบสนองพลวัตของแรงดัน (V_o) ตัวควบคุมสไลด์คิงโมด ($\alpha = 1$)



รูปที่ 4.25 ผลจำลองการทำงานผลตอบสนองพลวัตของแรงดัน (V_o) ตัวควบคุมสไลด์คิงโมด ($\alpha = 3.2$)

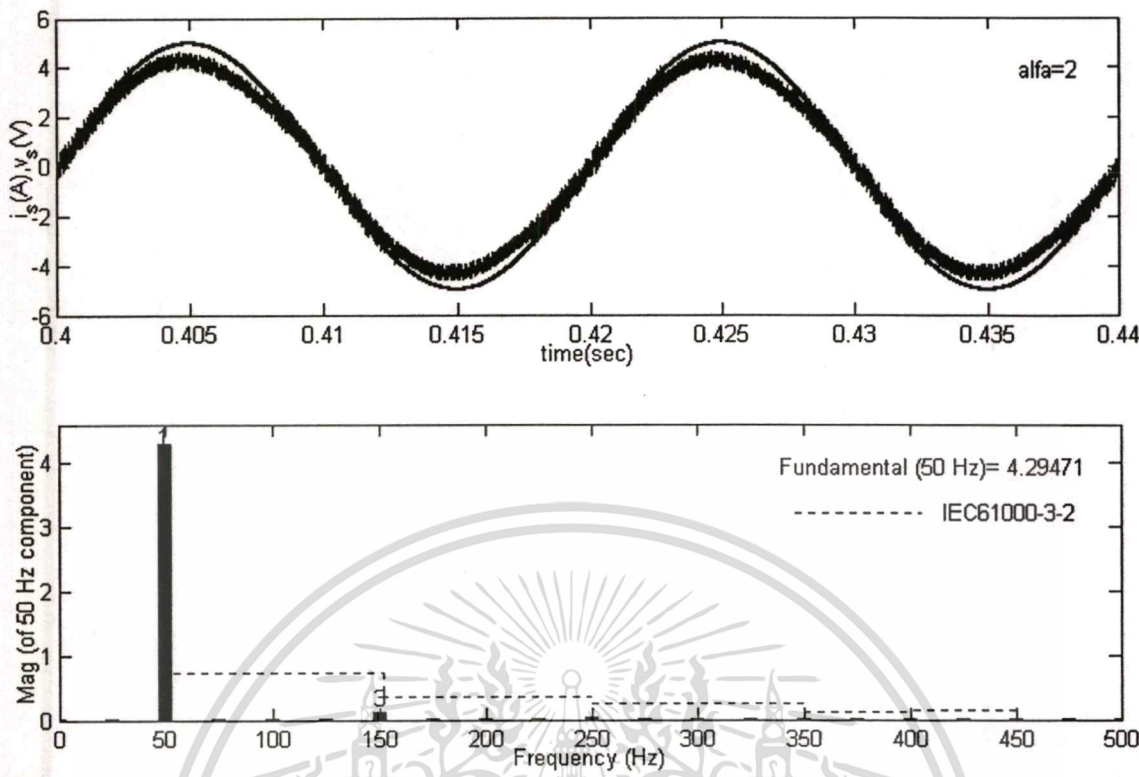
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลตอบสนองทางพลวัตของแรงดันด้านออกที่ค่า $\alpha = 1, 2, 3, 2$ จะได้ผลตอบสนองช่วงทรานเซียนที่แตกต่างกัน แต่ที่เหมือนกันคือคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด เมื่อพิจารณาผลตอบสนองแล้วค่า α ที่เหมาะสมคือ 2 พิจารณาจากผลตอบสนองเร็วพอสมควรและกระแสด้านเข้าไม่ผิดเพี้ยน จากรูปที่ 4.28 เมื่อเพิ่มค่า α มากเกินไปทำให้กระแสด้านเข้าผิดเพี้ยนและกระแสฮาร์มอนิกอันดับสามเพิ่มขึ้น รูปที่ 4.27 กระแสฮาร์มอนิกที่อันดับต่างๆสอดคล้องกับมาตรฐาน IEC1000-3-2 ...) ส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง

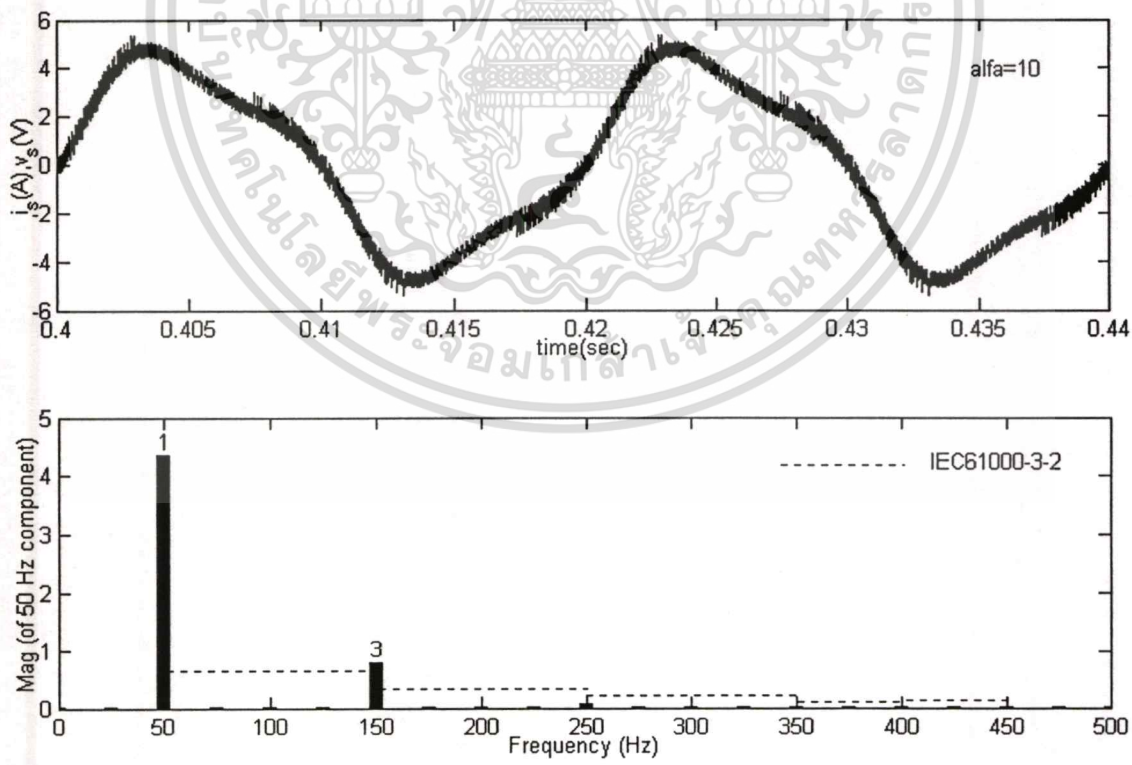


รูปที่ 4.26 ผลจำลองการทำงานผลตอบสนองพลวัตของกระแสด้านเข้า (i_s) ด้วยตัวควบคุมสไลด์ดิงโมด

จากกราฟค่าตัวประกอบกำลังและค่า %THD ที่ค่ากำลังงานค่าต่างๆดังรูปที่ 4.30 สรุปได้ว่าเมื่อจ่ายกำลังงานต่ำๆกระแสหลัก (Fundamental) ของด้านเข้าก็จะน้อยเมื่อเทียบกับกระแสระเพื่อมที่คงที่ เมื่อคำนวณค่า %THD จึงมีค่าสูงเมื่อเทียบกับการจ่ายกำลังค่าสูง ส่วนค่าตัวประกอบกำลัง (PF) จะตรงกันข้ามกับค่า %THD แต่ในภาพรวมแล้วค่าตัวประกอบกำลังก็ถือว่าใกล้เคียงหนึ่ง

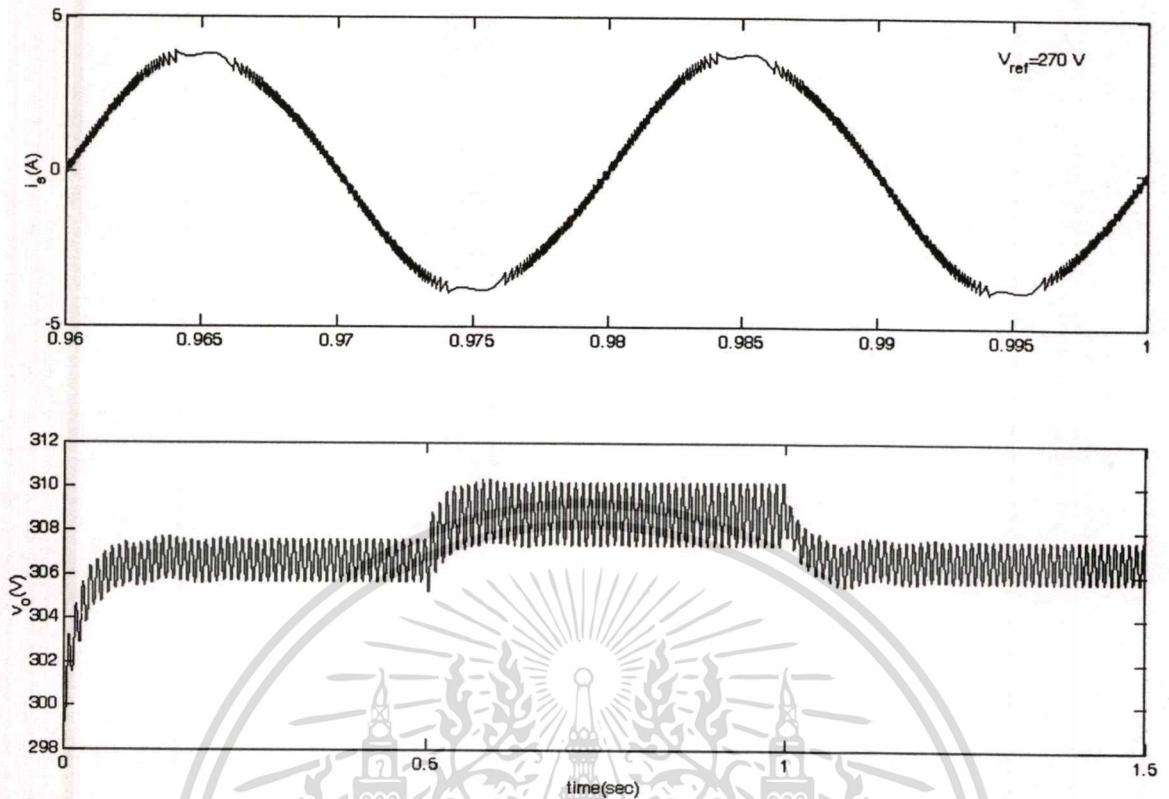


รูปที่ 4.27 ผลจำลองการทำงานของกระแสด้านเข้า (i_s) และ วิเคราะห์ด้วยกระแสด้วย FFT

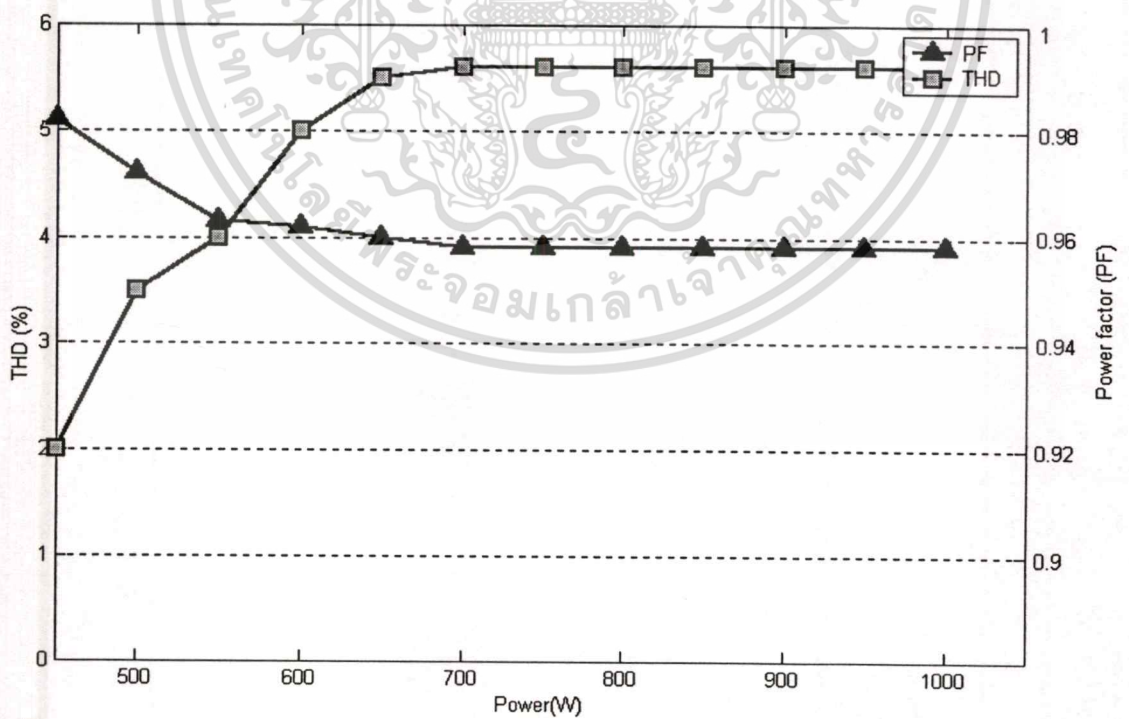


รูปที่ 4.28 ผลจำลองการทำงานของกระแสด้านเข้า (i_s) และ วิเคราะห์ด้วยกระแสด้วย FFT เมื่อเพิ่มค่า α มากเกินไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.29 ผลจำลองการทำงานของกระแสด้านเข้า (i_s) และแรงดันด้านออก (V_o) เมื่อแรงดันอ้างอิงต่ำกว่า 311V



รูปที่ 4.30 กราฟค่าตัวประกอบกำลัง (PF) และ %THD ของการจำลองวงจรแปลงผันด้วยตัวควบคุมสไลด์คิงโมดที่กำลังงานค่าต่างๆ

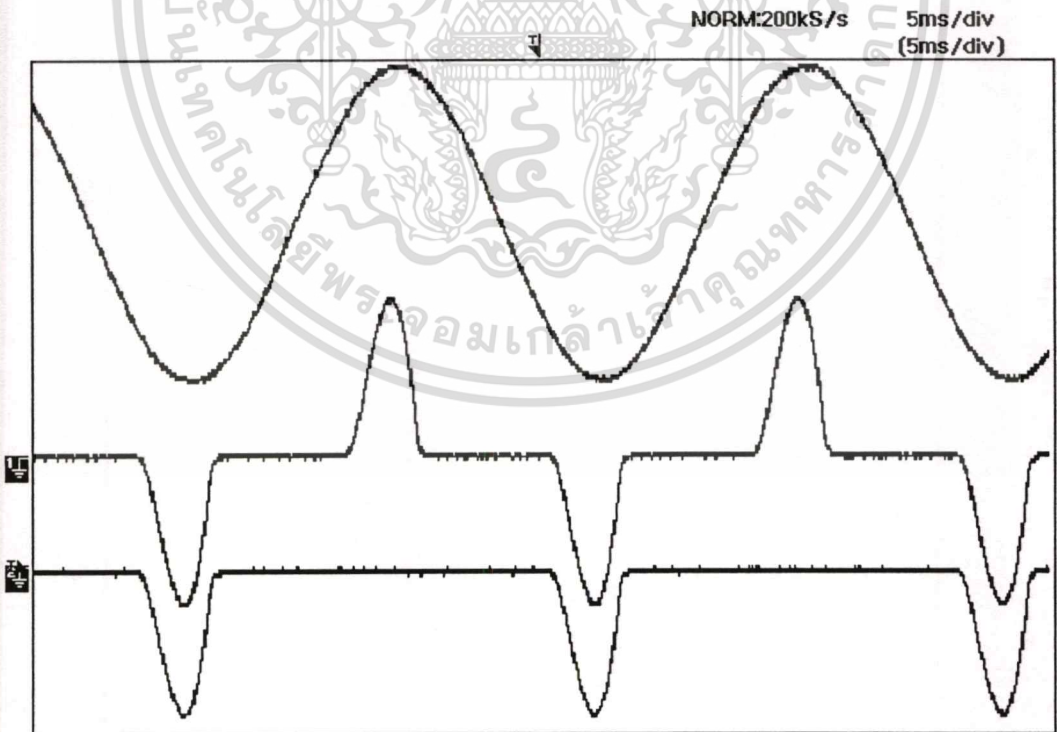
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ผลการทำงานจากวงจรทดลอง

4.2.1 วงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงด้วยไดโอดแบบบริดจ์

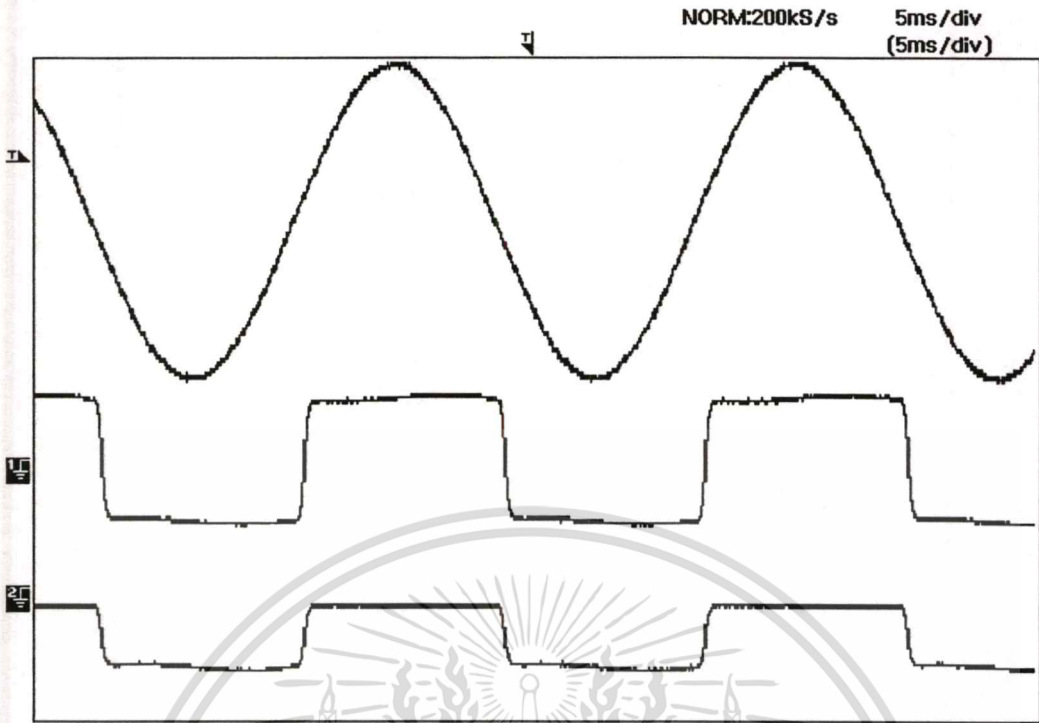
ผลการทดลองจากวงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงด้วยไดโอดแสดงให้เห็นความผิดเพี้ยนของกระแสด้านอย่างชัดเจน ทั้งนี้เนื่องจากกระแสจะไหลเข้าเฉพาะช่วงเวลาที่มีการเก็บประจุเท่านั้น เมื่อวิเคราะห์กระแสด้านเข้าด้วย FFT แล้วเปรียบเทียบกับมาตรฐาน IEC1000-3-2 จะเห็นว่ามีความสูงเกิน ดังนั้นจึงต้องมีการปรับปรุงกระแส เริ่มต้นจากการเพิ่มตัวเหนี่ยวนำค่าสูงๆ ที่ด้านออกของวงจรแปลงผัน ความเพี้ยนกระแสด้านเข้าลดลงโดยกระแสจะมีรูปร่างคล้ายกับสี่เหลี่ยมตามรูปที่ 4.32 แต่ขนาด ราคาของตัวเหนี่ยวนำค่อนข้างสูง เมื่อเทียบกับประสิทธิภาพของวงจรจึงไม่ค่อยเป็นที่นิยมมากนัก

จนกระทั่งเมื่ออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเช่น ไอจีบีที มอสเฟต มีราคาและขนาดที่ต่ำลง วงจรแปลงผันที่สามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังจึงเป็นที่นิยมมากขึ้น วงจรแปลงผันที่นำเสนออยู่นั้นนอกจากได้ค่าตัวประกอบกำลังที่ใกล้เคียงหนึ่งแล้วยังสามารถส่งผ่านกำลังได้สองทิศทาง (Reversible) จึงเหมาะสมกับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ที่มีการทำงานทั้งใน โมดมอเตอร์รีจ (Motoring) ที่ดึงกำลังงานจากแหล่งจ่ายไฟสลับและ โมดรีเจนเนอเรทีฟ (Regenerative) ส่งคืนกำลังงานสะสมเข้าสู่แหล่งจ่ายไฟสลับ ระบบควบคุมสำหรับวงจรแปลงผันใช้การควบคุมพีไอรวมกับการควบคุมกระแสที่ให้ความถี่ในการสวิตซ์คงที่ เปรียบเทียบกับการควบคุมสไลด์ดิง โมดที่เหมาะสมกับระบบไม่เชิงเส้น

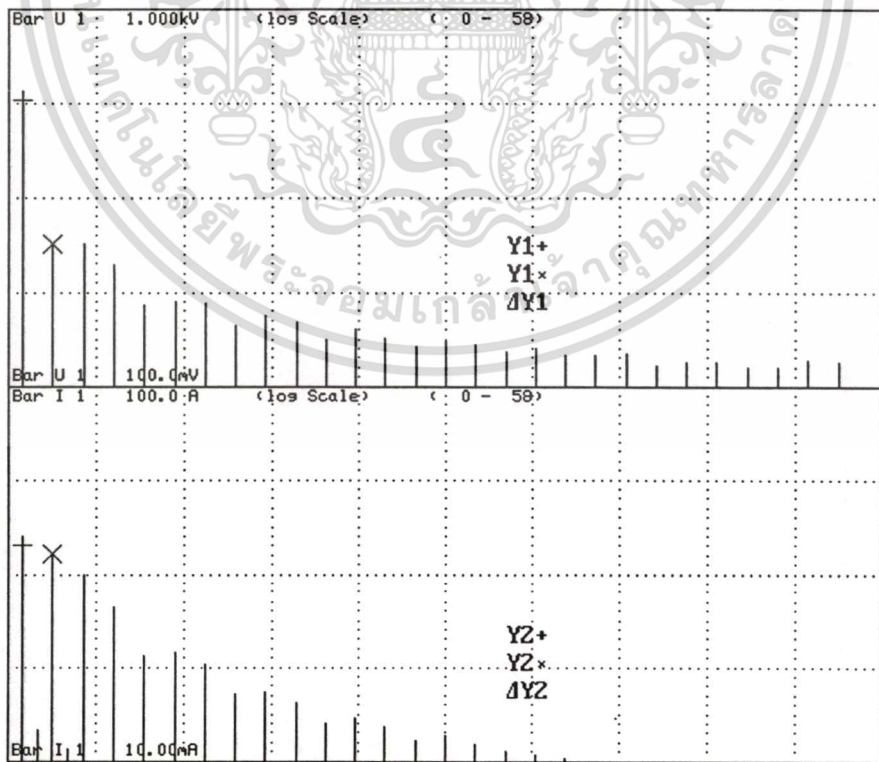


รูปที่ 4.31 กระแสด้านเข้า (i_s) และแรงดันจากวงจรเรียงกระแสด้วยไดโอดแบบบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.32 กระแสด้านเข้า (i_s) และแรงดันจากวงจรเรียงกระแสด้วยไดโอดแบบบริดจ์ที่เพิ่มตัวเหนี่ยวนำ
ค่าสูงที่ด้านออกเพื่อปรับปรุงกระแส



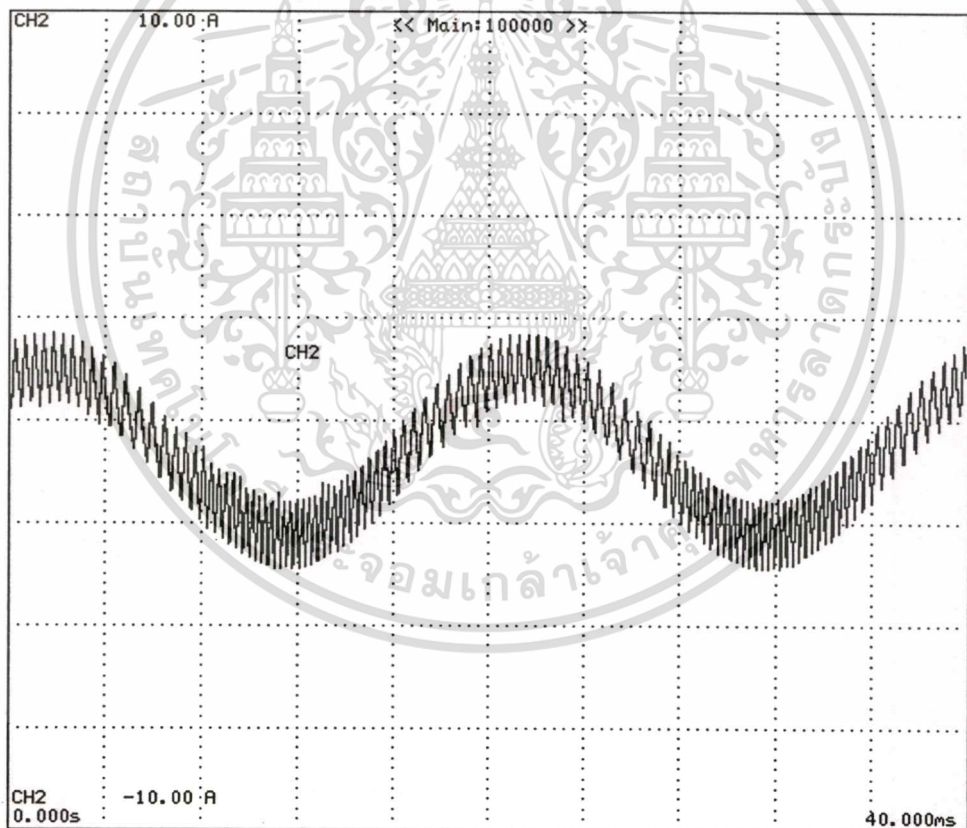
รูปที่ 4.33 การวิเคราะห์กระแสด้านเข้า (i_s) และแรงดันด้านเข้า (v_s) ด้วย FFT ของวงจรไดโอดบริดจ์
ที่เพิ่มตัวเหนี่ยวนำค่าสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

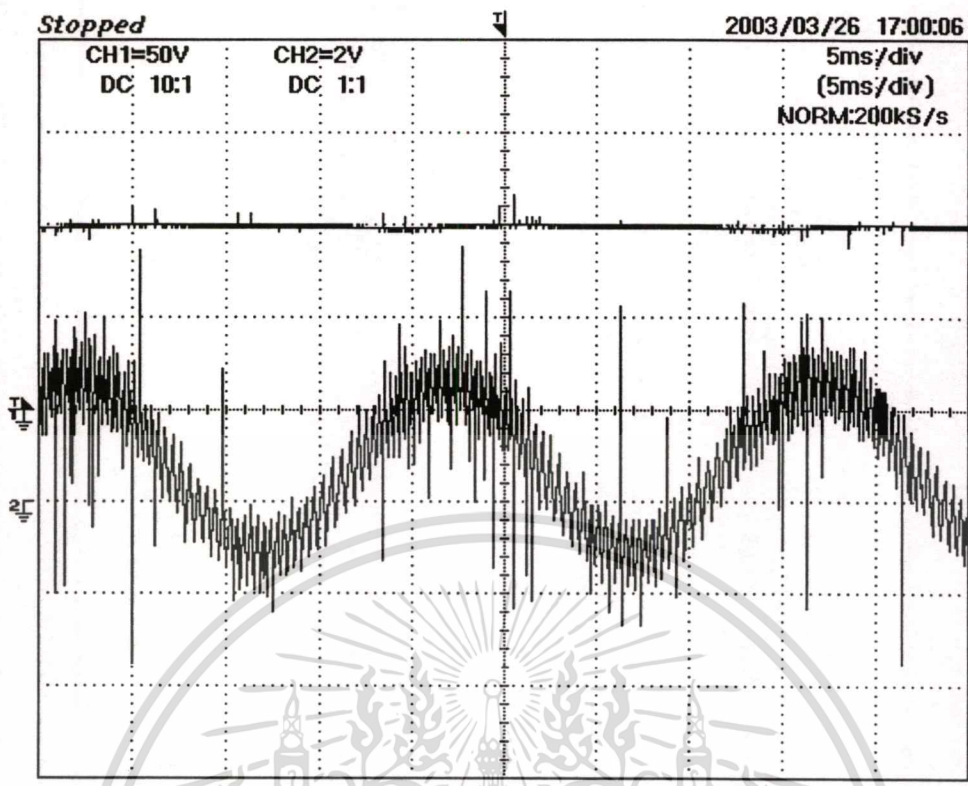
4.2.1 วงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงที่มีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง

รูปที่ 4.34 แสดงกระแสด้านเข้าของระบบควบคุมที่ความถี่สวิตช์คงที่ กระแสมีค่า %THD ต่ำและเฟสตรงกับแรงดันจึงทำให้ค่าตัวประกอบกำลังประมาณหนึ่ง ส่งผลให้ประสิทธิภาพของการส่งผ่านกำลังสูงสุดเนื่องจากกระแสที่ถูกส่งออกมานั้น ไม่มีฮาร์มอนิกอื่น ๆ เข้ามาปะปนในระบบ ความถี่ในการสวิตช์คงที่มีข้อดีตรงที่ลดการสูญเสียของอุปกรณ์กำลังเนื่องการสวิตช์ที่ความถี่สูง ส่วนควบคุมแบบสไลด์คิง โมค นั้นมีข้อดีที่คงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด แต่ก็มีค่าผิดพลาดในสถานะคงตัวและความถี่ในการสวิตช์ไม่คงที่ ทั้งหมดนี้สามารถปรับปรุงด้วยการเพิ่มเทอมอินทรีกรัล และบวกความถี่สามเหลี่ยมคงที่ในส่วนควบคุม แต่ก็มีบางส่วนที่ยังไม่ได้มีการวิจัยถึงก็คือการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ในการควบคุมแบบสไลด์คิง โมค และ การรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI)

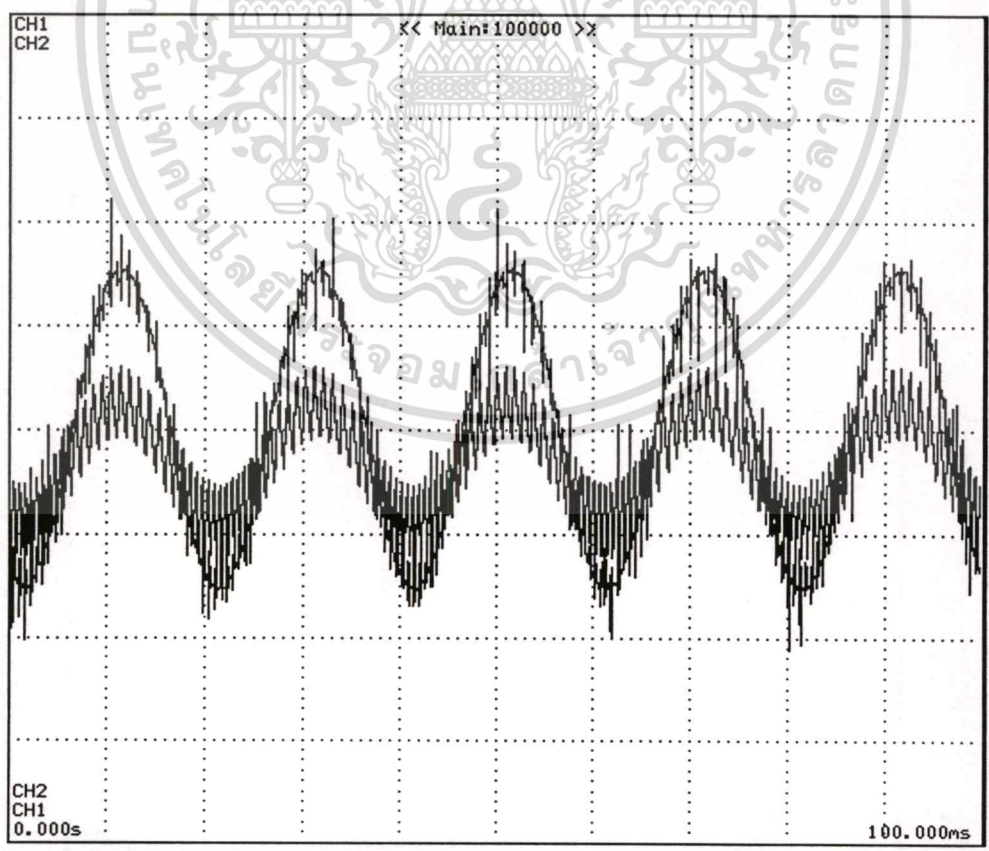
โดยสรุปการควบคุมทั้งสองแบบนี้ให้คุณภาพของกระแสด้านเข้าที่ดีขึ้น ค่าตัวประกอบกำลังที่สูงและค่า %THD ต่ำกว่าระบบแปลงผันแบบเดิมที่ใช้ไดโอด



รูปที่ 4.34 กระแสด้านเข้า (i_s) ของวงจรแปลงผันที่มีตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่งตัวควบคุมแบบพีไอที่ความถี่ในการสวิตช์คงที่

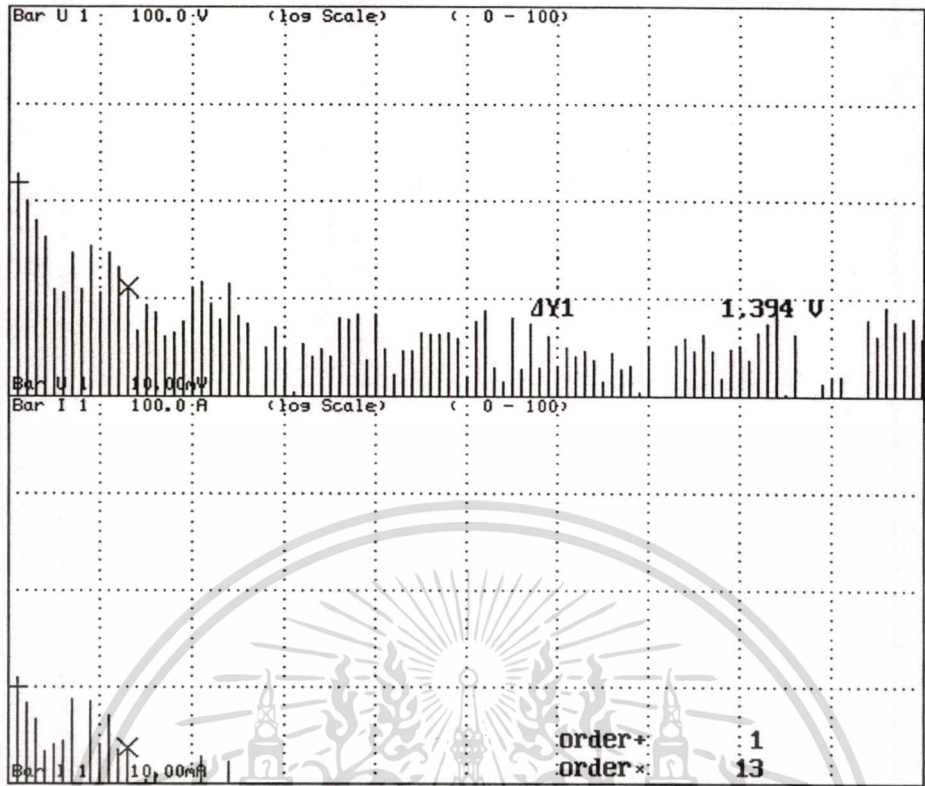


รูปที่ 4.35 กระแสด้านเข้า (i_s) และแรงดันไฟตรง (V_o) ของวงจรแปลงผันตัวควบคุมแบบสไลด์คิงโมด

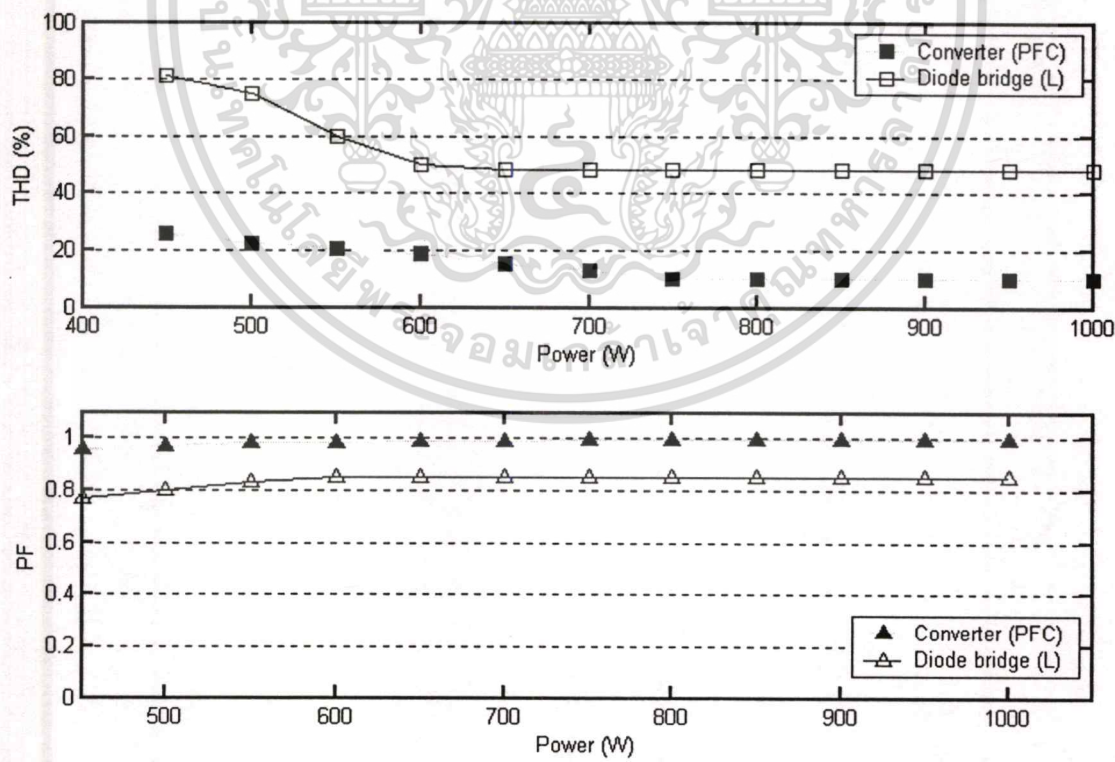


รูปที่ 4.36 กระแสด้านเข้า (i_s) และแรงดันด้านเข้า (v_s) ของวงจรแปลงผันตัวควบคุมแบบสไลด์คิงโมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.37 การวิเคราะห์กระแสด้านเข้า (i_s) และแรงดันด้านเข้า (v_s) ด้วย FFT ของวงจรแปลงผัน



รูปที่ 4.38 กราฟสรุปประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันด้วยไดโอดแบบบริดจ์ที่เพิ่มตัวเหนี่ยวนำ

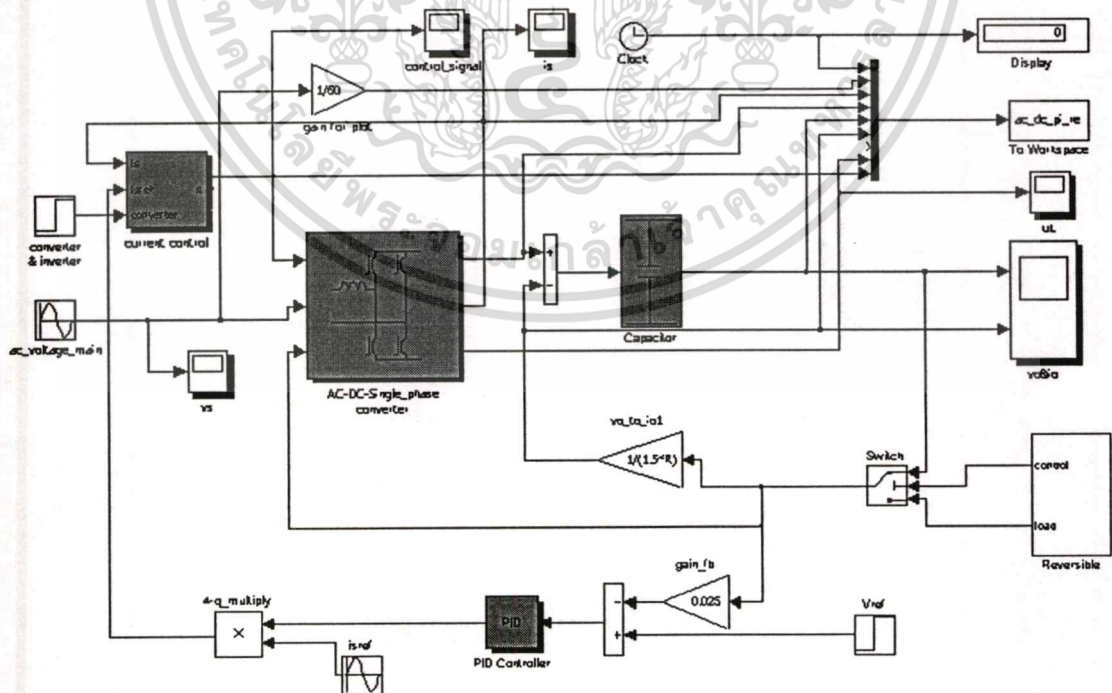
และวงจรแปลงผันที่นำเสนอควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบสไลด์จิงโมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้งานในโครงการวิจัยเท่านั้น เมื่อผู้ใช้งานได้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 ทดสอบการทำงานวงจรแปลงผันในอินเวอร์ทิงโมดด้วยการจำลองการทำงาน

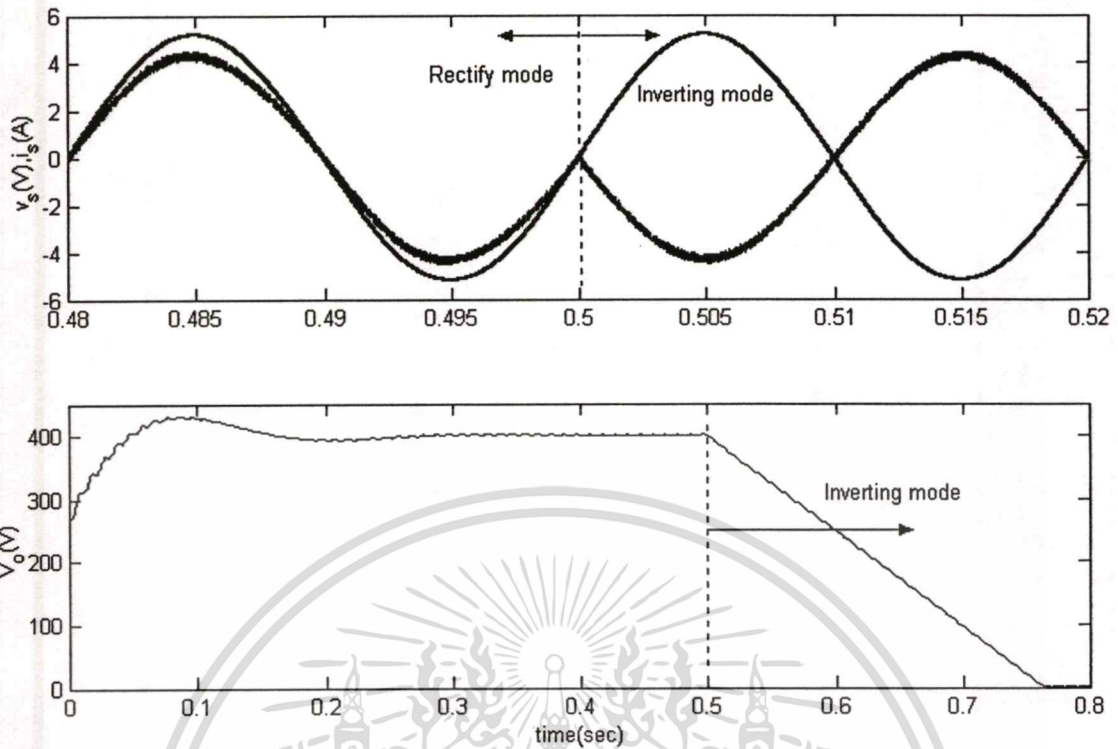
ในหัวข้อนี้จะเป็นการทดสอบการส่งคืนพลังงานของวงจรแปลงผัน ที่สามารถส่งกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทาง โดยการทำงานของวงจรแปลงผันเมื่อโหลดเป็นมอเตอร์ที่ถูกควบคุมให้ทำงานในช่วงรีเจนเนอเรทีฟโมดแล้วจะเกิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูงมากปรากฏที่ตัวเก็บประจุ ถ้าในกรณีที่วงจรแปลงไม่สามารถส่งคืนพลังงานได้นั้น จะต้องมียังวงจรเบรกเข้ามาช่วยเพื่อให้มีการคายพลังงานผ่านตัวต้านทาน แต่เมื่อวงจรแปลงผันถูกควบคุมให้ทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์เพื่อแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับเข้าสู่ระบบส่งพลังงานต่อไป

วงจรแปลงผันเมื่อทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์นั้นสามารถควบคุมด้วยการเปลี่ยนมุมเฟสระหว่างกระแสและแรงดันให้มีเฟสตรงข้ามกัน 180° ผลที่เกิดขึ้นคือเมื่อแรงดันไฟตรงที่ตัวเก็บประจุจะถูกจ่ายแก่วงจรแปลงผัน กระแสที่จ่ายเข้าสู่ระบบไฟสลับนั้นจะมีเฟสตรงกันข้ามกับแรงดันด้านเข้า ดังนั้นค่าตัวประกอบกำลังจะมีค่าใกล้เคียงลบหนึ่ง $PF \approx -1$ ในกรณีที่โหลดเป็นตัวต้านทานเมื่อแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงที่ตัวเก็บประจุถูกแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับเพียงชั่วครู่เท่านั้น สำหรับกรณีที่โหลดเป็นมอเตอร์ไฟฟ้าที่มีการควบคุมให้ทำงานในช่วงรีเจนเนอเรทีฟโมด จะปรากฏแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงที่มีค่าสูงที่ตัวเก็บประจุ โดยปกติจะเกิดขึ้นในช่วงการเบรกของมอเตอร์ เมื่อนำตัวต้านทานวัดค่าสูงๆมาต่อเพื่อรับพลังงานส่วนนี้ก็ได้ แต่การสูญเสียค่อนข้างมาก ดังนั้นเมื่อควบคุมวงจรให้ทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์ด้วยปรับมุมเฟสก็จะแปลงไฟฟ้ากระแสสลับสู่ระบบส่งกำลังต่อไป



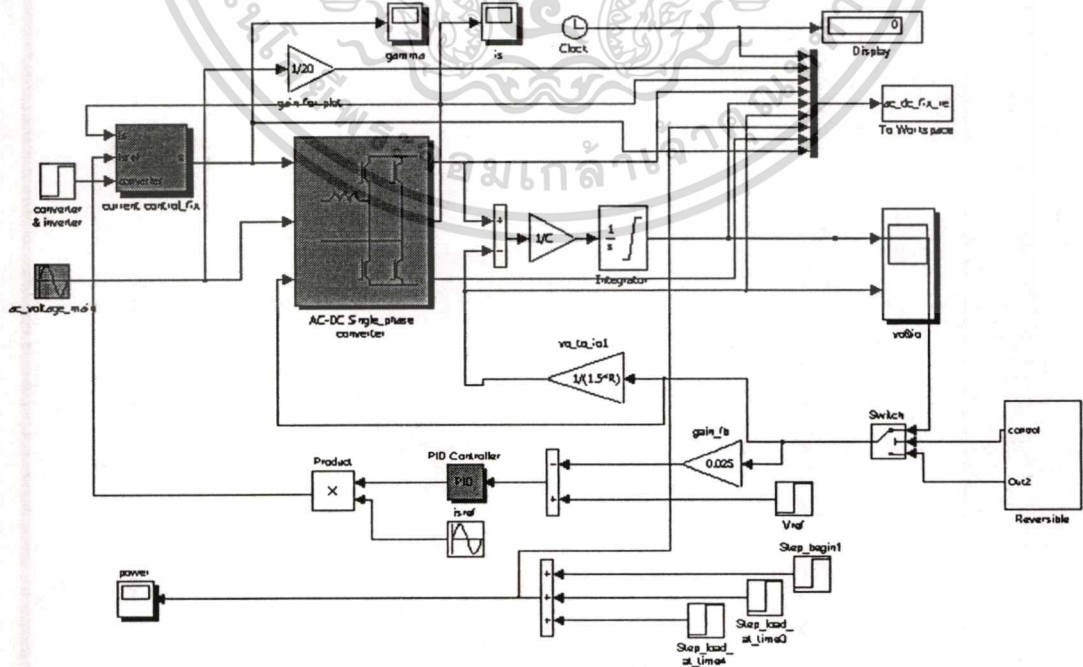
รูปที่ 4.39 แบบจำลองการทำงานอินเวอร์ทิงโมดด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

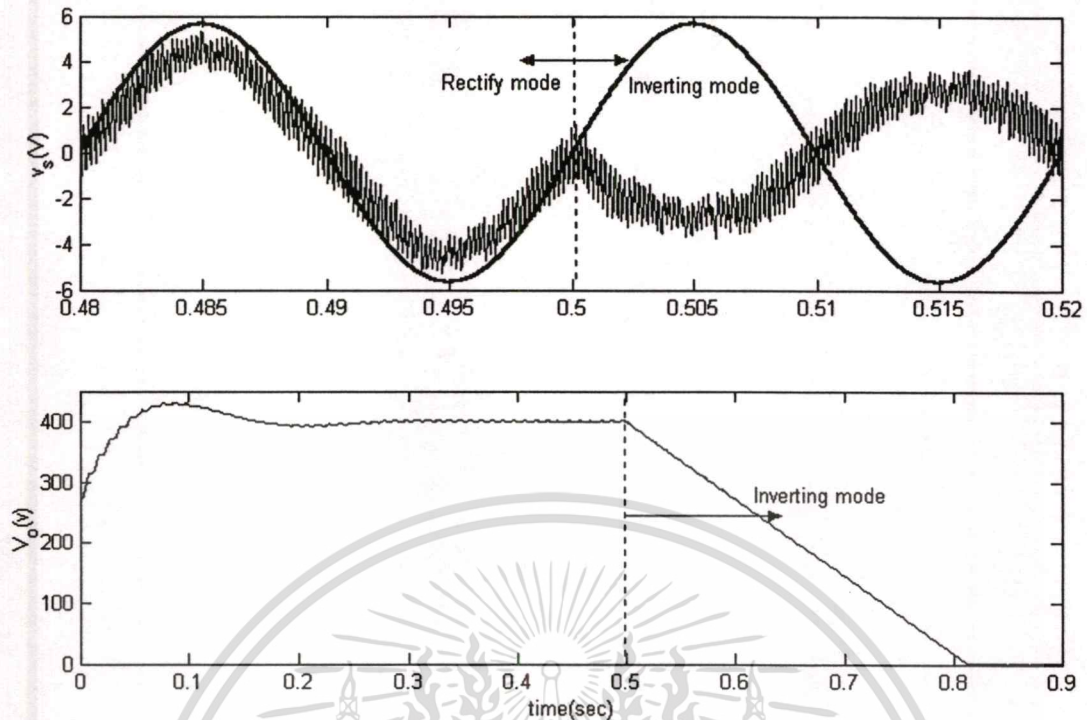


รูปที่ 4.40 ผลจำลองการทำงานอินเวอร์ทิ่ง โมดด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ

จากรูปที่ 4.40 นั้นแสดงการเปลี่ยน โมดการทำงานของวงจรแปลงผันจากเรกติฟาย โมดสู่อินเวอร์ทิ่ง โมด โดยเรกติฟาย โมดนั้นกระแสและแรงดันด้านเข้าจะเฟสตรงกันคั่งรูป ส่วนอินเวอร์ทิ่ง โมดกระแสและแรงดันด้านเข้าจะมีเฟสต่างกัน 180° และแรงดันเชื่อมโยงจะลดลงจนเป็นศูนย์

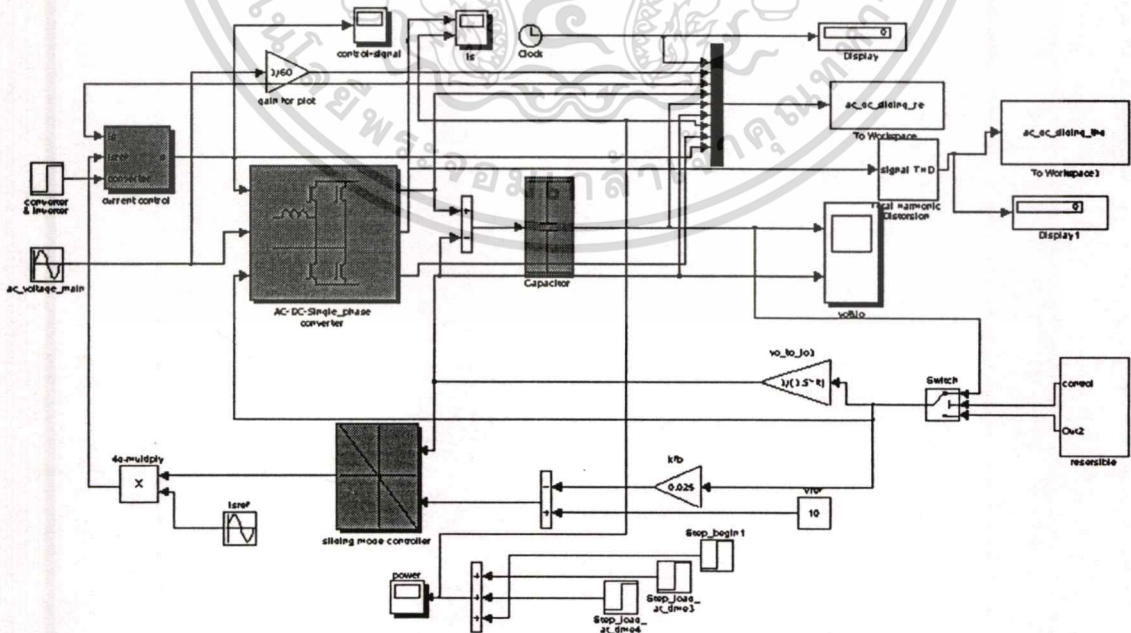


รูปที่ 4.41 แบบจำลองการทำงานอินเวอร์ทิ่ง โมดด้วยตัวควบคุมแบบพีไอที่มีความถี่คงที่
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



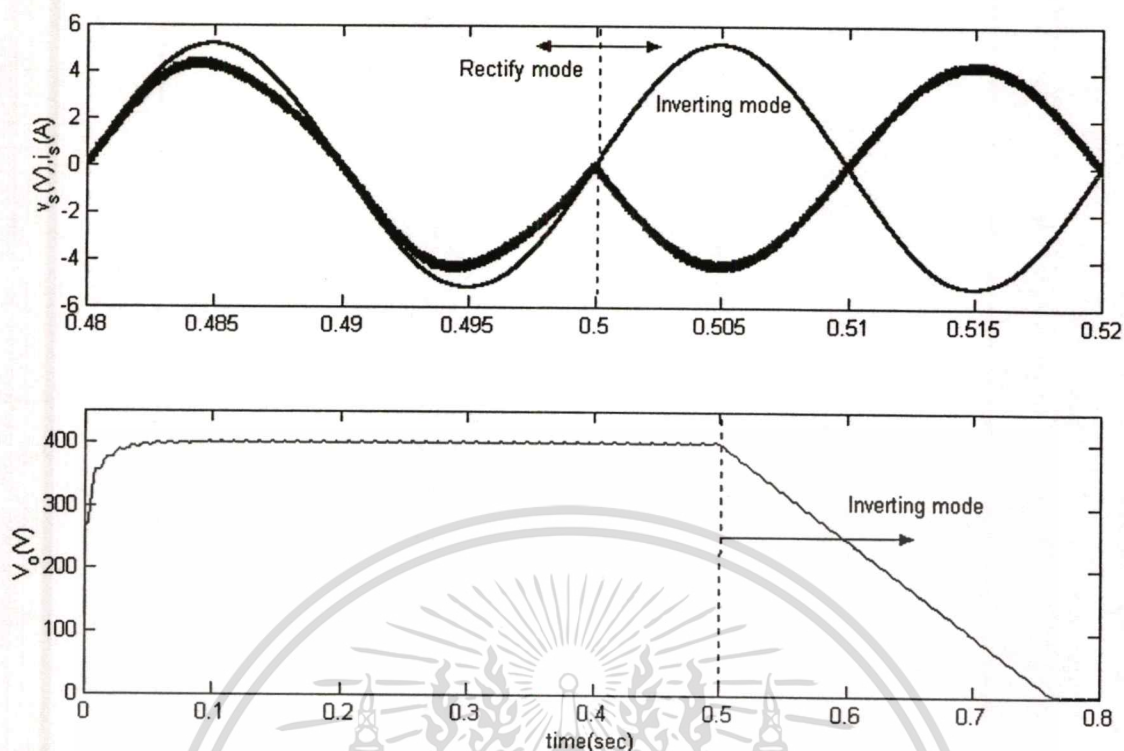
รูปที่ 4.42 ผลจำลองการทำงานอินเวอร์ทิ่งโมดด้วยตัวควบคุมแบบพีไอที่มีความถี่คงที่

รูปที่ 4.42 เป็นผลการจำลองการส่งผ่านกำลังงานของวงจรเมื่อเพิ่มเติมส่วนความถี่คงที่ในการสวิตช์ จะสังเกตว่าripple ของกระแสจะสูงกว่าเนื่องจากไม่มีการจำกัดกระแสที่ออกนอกขอบเขต และการตอบสนองของวงจรจะช้ากว่าการควบคุมกระแสแบบขอบเขตคงที่



รูปที่ 4.43 แบบจำลองการทำงานอินเวอร์ทิ่งโมดด้วยตัวควบคุมแบบสไลด์คิงโมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.44 ผลจำลองการทำงานอินเวอร์ทิงโมดด้วยตัวควบคุมแบบสไลด์คิงโมด

การควบคุมแบบสไลด์คิง โมดนั้นให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าตัวควบคุมแบบดั้งเดิมในเรื่องการตอบสนองทางพลวัตของวงจร การคงทนต่อสัญญาณรบกวนและสามารถควบคุมการส่งผ่านพลังงานได้ทั้งสองโมดเช่นกัน

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการพัฒนาระบบควบคุมแบบสไลด์ดิ้งโหมดซึ่งเหมาะสมสำหรับวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังเนื่องจากมีโครงสร้างที่ผันแปรตามจังหวะการสวิตช์ของอิเล็กทรอนิกส์กำลังและคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด โดยผลจากการจำลองการทำงานและวงจรจริงนั้นสามารถแสดงให้เห็นว่าบรรลุถึงจุดมุ่งหมายของวงจรคือลดกระแสอาร์มอนิกส์ของกระแสด้านเข้า ค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง แรงดันกระแสเพื่่อมต่ำ มีผลตอบสนองทางพลวัตที่ดี และสามารถส่งผ่านกำลังงานได้สองทิศทาง ในส่วนวงจรควบคุมที่นำเสนอ นั้นสามารถเพิ่มเติมตัวอินทิกรัลเพื่อลดสัญญาณผิดพลาดที่สภาวะคงตัว และความรู้ในการสวิตช์ให้คงที่ด้วยเทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (PWM) ได้ โดยข้อดีและข้อเสียของวงจรควบคุมและข้อเสนอแนะโดยสรุปดังนี้คือ

ข้อดีของการควบคุมแบบสไลด์ดิ้งโหมด (Sliding Mode Control)

1. การควบคุมแบบสไลด์ดิ้งโหมด ทำให้ได้แบบแผนการควบคุมที่ง่ายและ สามารถประกอบและสร้างวงจรได้โดยตรงและมีสมรรถนะสูงออกแบบง่าย
2. มีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของภาระ การตอบสนองทางพลวัตที่ดี ทำให้ระบบควบคุมมีเสถียรภาพ

ข้อเสียของการควบคุมแบบสไลด์ดิ้งโหมด

1. ความถี่ในการสวิตช์ไม่คงที่ขึ้นอยู่กับจุดทำงานของวงจร เนื่องจากการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส
2. มีค่าผิดพลาดในสภาวะคงตัวของแรงดันไฟตรงด้านออกเนื่องจากความถี่ในการสวิตช์ไม่ได้เข้าสู่ค่าอนันต์

ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

1. พัฒนางจรควบคุมเป็นไอซีสำเร็จรูปเพื่อลดจุดต่อจะส่งผลให้สัญญาณรบกวนน้อยลง
2. พัฒนางจรควบคุมด้วยระบบประมวลผลความเร็วสูงในรูปของการควบคุมแบบดิจิทัลเพื่อลดสัญญาณรบกวน
3. พัฒนางจรกำลังแบบอื่นๆเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพและข้อดีข้อเสีย เช่น วงจรบัก วงจรบัคบูส
4. พัฒนาระบบจ่ายกำลังสำหรับไฟฟ้าสามเฟส

เอกสารอ้างอิง

- [1] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins. Power Electronics: Converter, and Design. 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc. 1995.
- [2] Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic. Fundamentals of Power Electronics. 2nd ed. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [3] Fernando Silva. “Control Methods for Power electronics”, Chapter 19 in Power electronics Handbook. Rashid M. H., Editor. Academic Press. 2001.
- [4] Marian P. Kazmierkowski, Ramu Krishnan, Frede Blaaierg and J. D. Irwin. Control in Power Electronics: Selected Problems. Academic Press. 2002.
- [5] Bimal K. Bose. Modern Power Electronics and AC Drives. Prentice Hall, Inc. 2002.
- [6] Ron Lenk. Practical Design Power Supplies. Mcgraw-Hill, 1998.
- [7] Enrique Acha, Manuel Madrigal. Power Systems Harmonics: Computer Modeling and Analysis. 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc. 2002.
- [8] Gene F. Franklin, David J. Powel, Abbas Emani-Naeini. Feedback Control of Dynamic Systems, Fourth Ed. Prentice Hall, Inc. 2002.
- [9] Vadim Utkin, Jurgen Guldner. Sliding Mode Control in Electromechanical Systems. Taylor & Francis, 1999.
- [10] IEC/EN 61000-3-2/A14, Electromagnetic compatibility, Part3: Limits, section2: Limits for Harmonic current emissions (equipment input current up to and including 16 A per phase), 1995/2000.
- [11] IEEE Std 519-1992, IEEE Recommended Practice and Requirement for Harmonic control in Power Systems. IEEE, 1993, ISBN 1-55937-239-7.
- [12] Uwe Drofenik, Johan W. Kolar, Yasuyuki Nishida Yasuhiro Okuma and Jian Sun. PCC-Osaka 2002, Tutorials “Three-Phase PFC Rectifier Systems”, April, 2002.
- [13] Kelly A. W. and Yadusky W. F. “Rectifier Design for Minimum Line-Current Harmonics and Maximum Power Factor”, IEEE Trans on Power Elec., Vol. 7, No.2, April, 1992. pp. 332-341.
- [14] Sebastian J., Cobos J. A., Lopera J. M. and Uceda J. “The Determination of the Boundaries Between Continuous and Discontinuous Conduction Modes in PWM DC to DC Converters Used as Power Factor Preregulators”, IEEE Trans on Power Elec., Vol. 10, No.5, Sep., 1995. pp. 574-582.

- [15] Kazerani M., Ziogas P. D. and Joos G. "A Novel Current Waveshaping Technique for Solid-State Input Power Factor Conditioners", IEEE. Trans on Ind. Elec., Vol. 38, No.1, Feb., 1991. pp. 72-78.
- [16] Boys J.T. and A.W. Green "Current-forced Single-Phase Reversible Rectifier" IEE. Proc., Vol. 136, Pt. B, No.5, Sep., 1989. pp. 205-211.
- [17] Dixon J. W. and Ooi B. T. "Indirect Current Control of a Unity Power Factor Sinusoidal Current Boost Type Three-phase Rectifier" IEEE. Trans on Ind. Elec., Vol. 35, No.4, Nov., 1995. pp. 508-515.
- [18] Huliehel F. A., Lee F. C. and Cho B. H. "Small-Signal Modeling of The Single-Phase Boost High Power Factor Converter With Constant Frequency Control" IEEE.PESC, pp. 475-481.
- [19] Carter J., Goodman C. J. and Zelaya H. "Analysis of the Single-Phase Four-Quadrant PWM Converter Resulting in Steady-state and Small-signal Dynamic Model" IEE. Proc. on Elec. Power Appl., Vol. 144, No.4, July, 1997. pp. 241-247.
- [20] Pires V. F. and Silva J. F. A. "Teaching Nonlinear Modeling, Simulation, and control of Electronic Power Converters Using MATLAB/SIMULINK", IEEE Trans on Educ., Vol. 45, No.3, Aug., 2002. pp. 253-261.
- [21] Hung J. Y., Gao W. and Hung J. C. "Variable Structure Control: A survey" IEEE. Trans on Ind. Elec., Vol. 40, No.1, Feb., 1993. pp. 2-22.
- [22] Nguyen V. M. and Lee C. Q. "Indirect Implementation of Sliding- mode Control Law in Buck-type Converters" IEEE APEC '96, March , 1996, pp. 111-115.
- [23] Shiau L.G. and Lin J.L. "Direct and Indirect SMC Control Schemes for DC-DC Switching Converters" SICE'97, July, 1997, pp. 1289-1294
- [24] Mattavelli P., Rossetto L. and Spiazzi G. "Small-Signal Analysis of DC-DC Converter with Sliding Mode Control", IEEE Trans on Power Elec., Vol. 12, No.1, Nov., 1997. pp. 96-102.
- [25] Salamero L. M., Giral J. C., Poveda A. and Fossas E. "Analysis of a Bidirectional Coupled-Inductor Cuk Converter Operating in Sliding Mode" IEEE Trans on Circuit And System, Vol. 45, No.4, April., 1998. pp. 355-363.
- [26] Rossetto L., Spiazzi G., Tenti P., Fabiano B. and Licitra C. "Fast- Response High-Quality Rectifier with Sliding Mode Control", IEEE Trans on Power Elec., Vol. 9, No.2, March, 1994. pp. 146-151.
- [27] Morici R., Rossi C. and Tonielli A. "Variable Structure Controller for AC/DC Boost Converter" IEEE. IECON'94, Sep, 1994. pp. 1449-1454.
- [28] Jezernik K., Rutar D. and Milanovic M. "Nonlinear voltage Control of power factor boost converter" ISIE'93, 1993, pp. 492-497.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [29] Donosa-Garcia P. F., Cortizo P. C., DE Menezes B. R. and Severo Mendes M.A. "Sliding-mode Control for Current Distribution in Parallel-Connected DC-DC Converters", IEE. Proc. on Elec. Power Appl., Vol. 145, No.4, July, 1998. pp. 333-338.
- [30] Jezernik K. "VSS Control of Unity Power Factor" IEEE. Trans on Ind. Elec., Vol. 46, No.2, April, 1999. pp. 325-332.
- [31] Silva F. A. and Pires V. F. "Single-stage three-phase buck-boost type AC-DC converter with high power factor", IEEE Trans on Power Elec., Vol. 16, No.6, Nov, 2001. pp. 784-793.
- [32] Phil Krein "Using Logic for dead Time and synchronous-rectifier control", IEEE Power Elec. NEWSLETTER, July 2000.



ภาคผนวก ก
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์



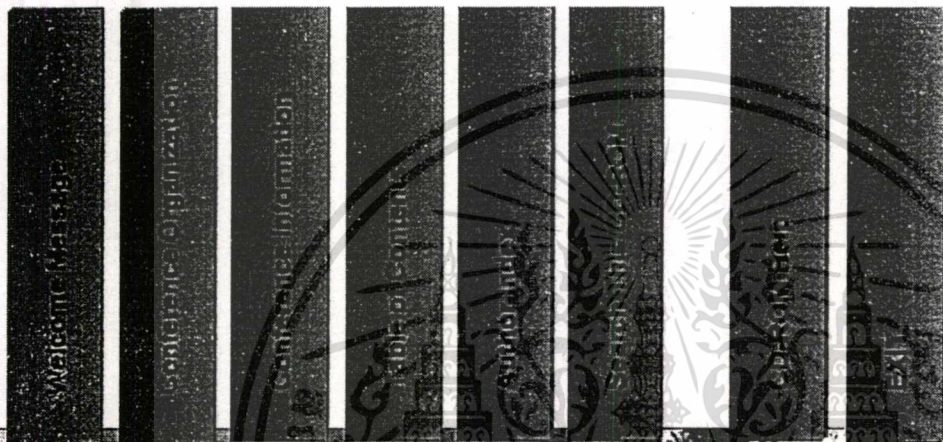
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICCAS2003

International Conference on Control, Automation and Systems

October, 22-25, 2003

Gyeongju TEMF Hotel, Gyeongju, KOREA



<http://www.iccas.org>

อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ของเอกสารทุกฉบับที่มีการนำไปใช้

Analysis and Design of Sliding Mode Control for a Single-Phase AC-DC Converter

Winyu Sawaengsinkasikit*, Vittaya Tipsuwanporn** and Chanlit Tarasantisuk**

*Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,
Kasem Bundit University, Bangkok, Thailand
(Tel:+66-2-3202777 Ext.1213)

**Department of Instrumentation Engineering, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand.
(Tel:+ 66-2-739-2406-7 Ext. 102, E-mail: ktvittay@kmitl.ac.th, s2061165@kmitl.ac.th)

Abstract: In this paper, analysis and control design of ac-dc converter, normally nonlinear time-varying system, using sliding mode controller to achieve fast output voltage response, disturbance rejection and robust system in the presence of load variation are demonstrated. The objective of this method is to develop methodology for output voltage to be constant and input current sinusoidal, that results in nearly unity power factor, respectively. In addition the converter can be also bidirectional power flow. Simulation results using Matlab/Simulink show the effectiveness of sliding mode control system compared with linear feedback controller to guarantee enhanced PF>0.98, THD<5%, and ripple output voltage is less than 1% at the maximum output power.

Keywords: Sliding mode control, ac-dc converter, power factor correction.

1. INTRODUCTION

The conventional ac-dc power converters that are connected to the line through full-wave rectifier draw non sinusoidal input current. Harmonic content in a line waveform flowing through the impedance in the electric utility distribution system can create harmonic voltages. These harmonics distort the local voltage waveform, potentially interfering with other electrical equipment connected to the same electrical device [1,4]. Also, a distorted ac input current waveform prohibits the extraction of the maximum possible real power from the utility service. Unity power factor converter employ active waveshaping of the ac input current to ensure a sinusoidal current slope, while delivering a constant dc output voltage.

This paper concentrates on control of boost ac-dc converter loaded by unknown (linear or nonlinear) resistive load. Besides the linear resistive load of particular interest is the constant power load, which is often used as a simplified model for the input impedance of a converter with output voltage regulation. Typical linear control schemes employed in the state of the art unity power factor converters have fairly low bandwidth in order to limit the impact of output voltage ripple on input power factor. In such controllers, disturbances are attended by control actions taken at most in the order of twice per line cycle.

The fast controller presented here executes control action at a much faster rate. As a result, the fast controller achieves a fast response time to disturbances. A key feature of our controller is its ability to reject feedback of the ripple on the dc-bus capacitor by actively canceling it, so that high bandwidth can be maintained without distorting the input current during steady state operation.

In past years, a wide range of nonlinear control methods for feedback control [2,3], state estimation, and parameter identification have emerged. Among them, the sliding mode control has gained wide acceptance due to the use of straightforward fixed nonlinear feedback control functions, which operate effectively over a specified magnitude range parameter variations and disturbances. The essential property of Variable Structure Control (VSC) is that the discontinuous feedback control switches on one or more manifold in the state space. Ideally, the switching of control occurs at infinitely high

frequency to eliminate deviations from sliding manifold. In practice, the frequency is not infinitely high due to the finite switching time and the effect of unmodeled dynamics causing undesired chattering of the control. That is a well-known problem, different schemes for smoothing the control discontinuity in the vicinity of the sliding manifolds to eliminate the chattering have been suggested [5,6,7]. Once in sliding mode control, the system also has reduced parameter sensitivity. Parameter variations which are in certain subspace will not affect the dynamic system behavior. This robustness against parameter variation is one of the attractive features.

In this paper, a unified control approach for output dc voltage and input current of boost converter with unity power factor on the use of the sliding mode design method is presented. Simulation results are presented to confirm the characteristics of the proposed sliding mode control system.

2. SYSTEM CONFIGURATION AND PROPOSED CONTROL SCHEME

2.1 AC-DC converter model

The proposed system configuration is shown in fig.1. The main power circuit consists of a bridge with antiparallel diode, which is connected to the single-phase supply through an inductor L . A load and capacitor C are connected to the dc side of the converter. The inductor L performs the voltage boost operation in combination with the capacitor C and, at the same time, acts as a low-pass filter for the ac line current. The dynamics of the single phase boost converter for the ac current control is described as:

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{r_a}{L}i_a + \frac{1}{L}(v_s - u^*V_o) \quad (1)$$

and output voltage control as

$$\frac{dV_o}{dt} = -\frac{V_o}{R_o C} + \frac{i_a}{C}u^* \quad (2)$$

$$\text{Where } \begin{cases} u = 1 & \text{if } S_1 \text{ and } S_4 \text{ are on} \\ u = -1 & \text{if } S_2 \text{ and } S_3 \text{ are on} \end{cases} \text{ and } \begin{cases} V_o > V_m \\ v_s = V_m \sin \omega t \end{cases} \quad (3)$$

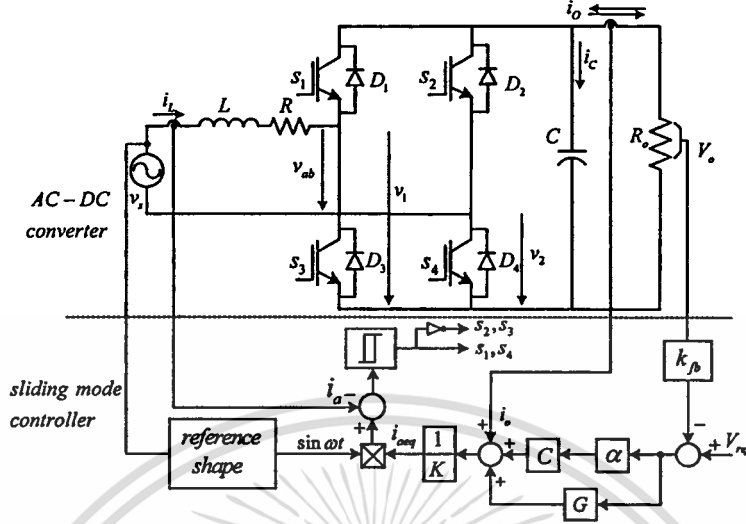


Fig.1 System configuration and proposed control scheme.

2.2 Sliding mode control scheme

The sliding mode surface gives the sequence and the duration of the ON and OFF switching state for given dynamic specifications. The converter is used as a constant voltage power supply. The sliding surface is given by

$$\sigma = \frac{de}{dt} + \alpha e \quad (4)$$

Output voltage error is

$$e = V_{ref} - V_o \quad (5)$$

and

$$\frac{de}{dt} = \frac{dV_{ref}}{dt} - \frac{dV_o}{dt} \quad (6)$$

A time-varying surface σ in sliding mode

$$\sigma = -\left(\frac{V_o}{R_o C} - \frac{i_o}{C} * u\right) - \alpha(V_{ref} - V_o) \quad (7)$$

The problem of variable structure control (VSS) is to determine u^* and u^- , the system will reach the sliding mode and preserve it. The control is defined by the switching law:

$$u = \begin{cases} u^*(x, t); & \sigma > 0 \\ u^-(x, t); & \sigma < 0 \end{cases} \quad (8)$$

The control is determined from the sliding mode condition. The existence of the sliding mode requires the fulfilment of fillipov's law condition [1,3]

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \dot{\sigma} > 0, \quad \lim_{\sigma \rightarrow 0^-} \dot{\sigma} < 0 \quad (9)$$

To make the treatment of inequations for the existence of the sliding mode, assume the reference voltage V_{ref} to be constant, that the derivative of reference is zero, boost operation $V_o > V_m$ and neglected line resistance.

$$\dot{\sigma} = \left[\frac{u}{LC} (v_s - V_o * u) + \left(-\frac{V_o}{R_o C} + \frac{i_s * u}{C} \right) \left(\alpha - \frac{1}{R_o C} \right) \right] \quad (10)$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \dot{\sigma} > 0, u^- = -1, = -\frac{1}{LC} (v_s + V_o) - \frac{1}{C} (i_s + \frac{V_o}{R_o}) \left(\alpha - \frac{1}{R_o C} \right) > 0 \quad (11)$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0^-} \dot{\sigma} < 0, u^* = 1, = \frac{1}{LC} (v_s - V_o) - \frac{1}{C} (i_s - \frac{V_o}{R_o}) \left(\alpha - \frac{1}{R_o C} \right) < 0 \quad (12)$$

The inequations that assure the existence of sliding mode, the values of control input u and the lowest values of the constant α .

$$\alpha > \frac{1}{R_o C} \quad (13)$$

The cascade control scheme in (14) is clearly seen in fig.1. The sliding mode control consists of the feedforward that contributes the load current compensation signal and dynamic reference voltage changes on capacitor and the feedback loop of the control error between the reference and the capacitor voltage.

$$i_{ref} = \frac{1}{K} \left[i_o + C * \left(\alpha * (V_{ref} - V_o) \right) \right] \quad (14)$$

The output voltage V_o and the load current I_o should be measured for control signal.

3. SIMULATION RESULTS

The parameters of the simulation boost converter are listed in table 1.

Table 1 Simulation specifications

Parameter / Component	Symbol	Value
Line voltage	v_s	220 V
Output power	P_o	1 kW
Hysteresis band	Δi	0.3
Inductance	L	10 mH
Capacitance	C	2200 μ F
Load resistance	R_o	106.5 Ω
Line resistance	r_L	1 Ω
Sliding coefficient	K	0.39

3.1 Linear feedback control

Ac-dc converter topologies are nonlinear and time-variant, because of their switching action and an alternating source. However, classical control requires linear, time-invariant representation. Therefore the modeling process can be summarized as follows: first generate the state equations for each converter mode (ON, OFF), then averaged over time; secondly, remove the time variance from the averaged

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

equations; and finally, linearize the time variant equations to give steady state and small signal as (15).

$$\frac{\partial \tilde{v}_o}{\partial \tilde{m}} = \frac{I \cos(\Phi - \Delta) \left((sL + r_L)^2 + L^2 \omega^2 + MV_o(sL + r_L) \right)}{2(sC + 1/R_o) \left((sL + r_L)^2 + L^2 \omega^2 \right) + M^2(sL + r_L)} \quad (15)$$

The frequency response of the converter have been plotted as in Fig.2.

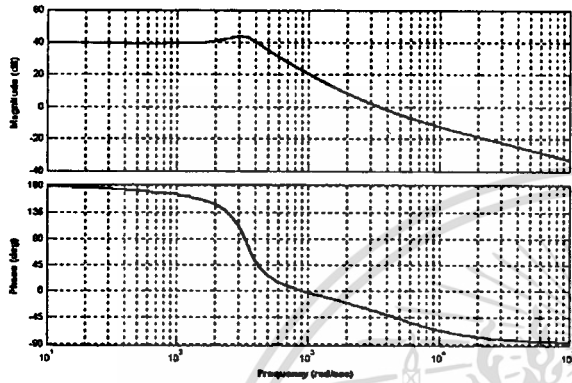


Fig.2 Frequency response of a single phases ac-dc converter.

The PI controller presents lower performance as shown in fig. 3 and 4. The controller was designed by small signal frequency response in fig. 2. Fig.3, 4 illustrate the input current and output voltage when a step change in the load is applied.

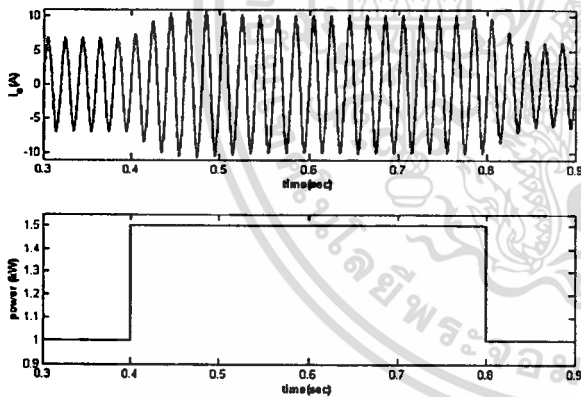


Fig.3 Input current i_s with step load 50% (PI).

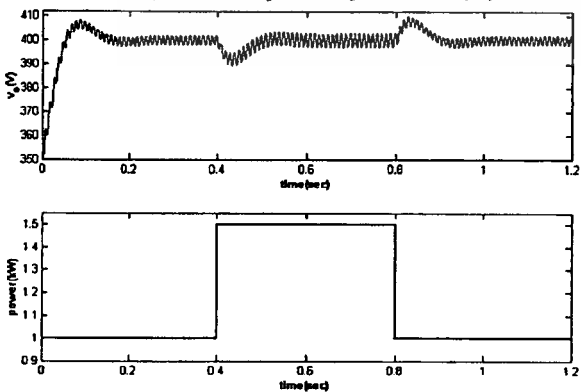


Fig.4 Output voltage V_o with step load 50% (PI).

3.2 Sliding mode control

The single-phase ac-dc converter with sliding mode control was simulated. Fig. 5 shows the low distortion input current and fast response when step load. The dynamic response of output voltage in Fig. 6 is improves, resulting in fast response and lower overshoots. The line current is exactly in phase with the input line voltage and nearly sinusoidal. Thus the input power factor approaches unity.

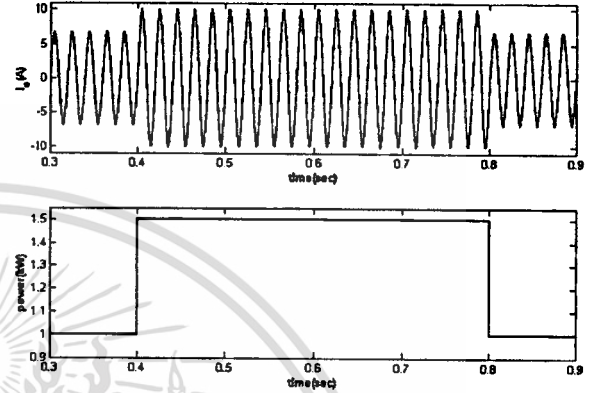


Fig.5 Input current i_s with step load 50% (SMC).

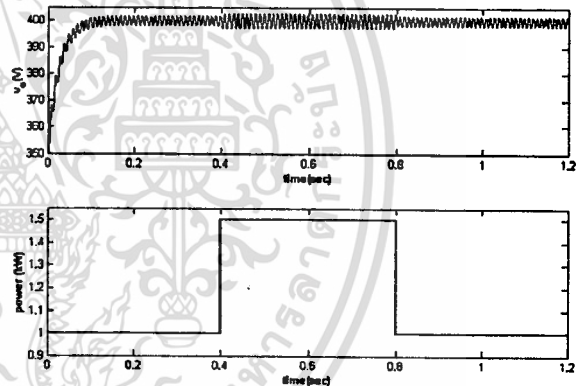


Fig.6 Output voltage V_o with step load 50% (SMC).

Fig.7 illustrates the simulation results of high power because of low distortion of an input current analysis with FFT is satisfied to IEC 61000-3-2 standard. Performance of sliding mode controller to attenuate disturbance and to robustly stabilize system with load variation.

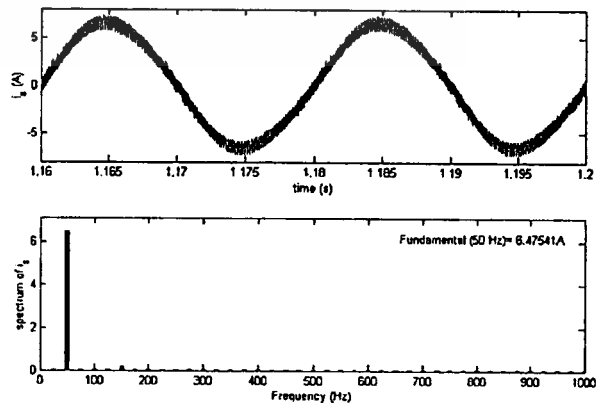


Fig.7 Harmonics spectrum of current source (i_s) at full load.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. CONCLUSION

A sliding mode controller for ac-dc conversion with input current quality improvement and bidirectional power flow that is simple and low cost implementation compared with classical feedback controller is proposed. The results from the proposed scheme illustrated the good quality of input current and the robustness of system in the presence of load variation.

REFERENCES

- [1] J. F. Silva "Control methods for power converters" in *Power electronics handbook*, M. H. Rashid, ed. NewYork,Academic, pp. 431-486, Ch. 9, 2001.
- [2] R. A. DeCarlo, S. H. Zak and G. P. Matthews "Variable structure control of nonlinear multivariable systems: a tutorial" *Proceeding of IEEE*, Vol. 76, No. 3, pp 212-232, 1988.
- [3] J.Y. Hung, W. Gao and J. C. Hung "Variable structure control: a survey" *IEEE Trans on Industrial Electronics*, Vol.40, pp.2-20, 1993.
- [4] J. T. Boy and A.W. Green, "Current forced single phase reversible rectifier", *IEE Proceeding*. Vol. 136, Part.B, No. 5, pp. 205-211,1989.
- [5] L. Rossetto, G. Spiazzi, P. Tenti, B. Fabiano and C. Licitra "Fast-response high quality rectifier with sliding-mode control" *IEEE Trans on Power Electronics*, Vol. 9, No. 2, 1994.
- [6] K. Jezernik, D. Rutar and M. Milanovic "Nonlinear voltage Control of power factor boost converter" *ISIE'93*, pp. 492-497, 1993.
- [7] L.G. Shiau and J. L. lin "Direct and indirect SMC control schemes for DC-DC switching converter" *SICE'97*, pp. 1289-1294, 1997.
- [8] V. F. Pires and J. F. Silva, "Teaching nonlinear modeling simulation, and control of electronic power converters using Matlab/Simulink" *IEEE Trans. Education*, vol. 45, no. 3, pp. 253-261, 2002

The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems

PEDS 2003

17 - 20 November 2003

Novotel Apollo Orchid, Singapore

Advance Programme

(as at 29th August 2003)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A Matlab/Simulink Tool for Power Converters Teaching -A Power Factor Correction Approach

V. Tipsuwanporn¹, C. Tarasantisuk¹ and S. Phanphairoje²

¹ Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand.

Phone (662) 7392406-7 Ext.102, E-mail ktvittay@kmitl.ac.th, s2061165@kmitl.ac.th

² Department of Electronics Technology, Faculty of Industrial Technology,
King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Piboolsongkram Rd., Bangkok 10800
Thailand. Phone (662) 913-2500, E-mail: sspr@kmitnb.ac.th

Abstract— In this paper, the computer aided teaching of power converter via Matlab/ Simulink mainly concentrated on Power Factor Correction (PFC) topic to satisfy IEC 1000-3-2. Quality improvement of input current to reduce current harmonics is demonstrated. Matlab/Simulink satisfied to nonlinear state space models, is used to increase system performances implementing and developing the controller included in toolbox i.e. sliding mode control, fuzzy logic control etc. The teaching module of power converter are classified to 3 topics 1) switching mode rectifier using single switch, 2) single phase ac-dc converter and 3) three phases ac-dc converter. However, with the Matlab/Simulink application, not only simulation time can be reduced but also convergence problem can be solved.

Abstract—power converter, power factor correction

I. INTRODUCTION

Recently, computer simulation is the powerful tool for electrical engineering education. SPICE is an industry standard software developed to simulate electronic circuit based on physical models of semiconductor and passive elements. SPICE matched by electrical and electronic circuit simulation can perform dc operating point and small signal ac frequency analysis that differs from model design and analysis of power electronic circuit because semiconductor device operation is equivalent to ideal switch such as zero ON voltage, zero off current and zero switching time. Therefore an ideal switch library is desirable for SPICE in order to satisfy the study of power electronic system model that physical properties of semiconductor devices are not necessarily considered simulation time and convergence problems can be solved. However, to improve the level of control system design methodologies, modern control i.e. sliding mode control, fuzzy control, predictive control and robust control, that must apply advanced mathematical calculation that conflicts to controller design in analog circuit using SPICE. Hence, Matlab/Simulink suitable in order to model dynamic systems and solve numerical problems are recently used to effectively enhance the control system research in the area of converters by many researchers [2]. In particular, Matlab is worked to algorithm development, model, performance analysis and graphical user interface (GUI).

In the undergraduate level, author has been effectively accomplished modeling, simulation and control of dc-dc converter using Matlab/Simulink and widely referred but in the neither advance power electronic circuit nor control method of power converter. The keypoints of ac-dc-ac converter achievement, both of single phase and three phase [8,9], to enhance high performance are the reversible power flow of the system and the quality of the line current that affect to increased THD and induced PF. Considering the high performance converters, the above effects can be reduced using PFC that has been developed with high level control techniques or advanced control theory contained in toolbox in order to support design methodology and display of THD, PF, DPF and efficiency (η) from simulation results.

II. BASIC OF POWER FACTOR CORRECTION

The conventional ac-dc power converters that are connected to the line through full-wave rectifier draw sinusoidal input current. Harmonic content in a line waveform flowing through the impedance in the electric utility distribution system can create harmonic voltages. These harmonics distort the local voltage waveform, potentially interfering with other electrical equipment connected to the same electrical device [1,3]. Also, a distorted ac input current waveform prohibits the extraction of the maximum possible real power from the utility service. Power factor corrector employ active waveshaping of the ac input current to ensure a sinusoidal current slope, while delivering a constant dc output voltage.

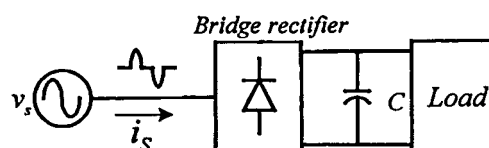


Fig. 1 Nonlinear load

Power Factor Correction circuit has been developed to replace classical single phase ac-dc converter that uses diodes to be rectifier devices, disadvantage of diode usage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

is the pulse current drawn from source system, hence causing an increasing of Total Harmonic Distortion and decreasing of Power Factor. In addition, Because International Standard. i.e. IEC-1000-3-2, IEC-1000-3-4 enforced to regulate interference from power electronic circuit, passive filter, active filter, and power factor correction are developed and designed by researchers to support such a standard.

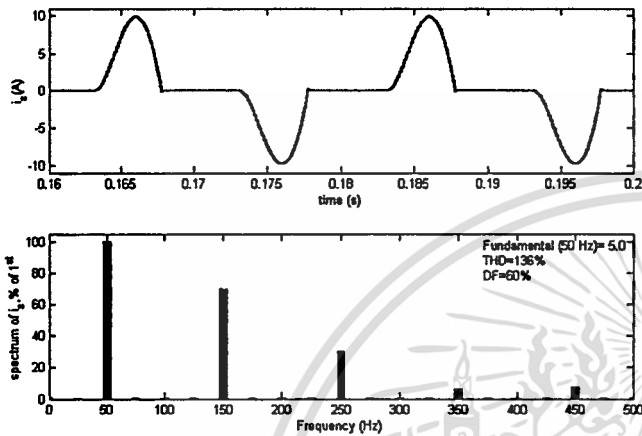


Fig.2 Harmonics of input current (i_i) in diode rectifier.

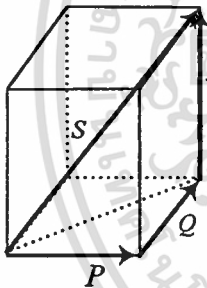


Fig.3 Graphical representation of power components

III. MODELING PROCEDURE

The most of PFC is based on boost converter because for continuous input current, input voltage and current must be in-phase with low harmonics of input current. Therefore, satisfied teaching of advanced power electronics should be introduced by unity power factor and high efficiency by dc-dc boost converter.

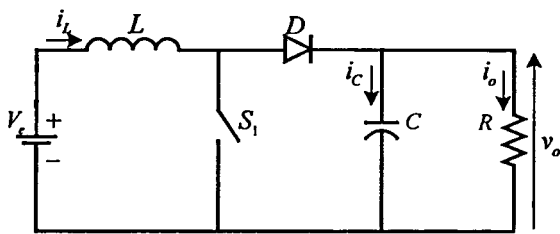


Fig.4 Boost dc-dc converter.

Design procedure can be concluded following

1. Determine the state variable of power circuit in order to write its switched state-space model [2].
2. Assign integer variable to the power semiconductor ON and OFF state.
3. Determine the conditions governing the state of the power semiconductors.
4. Assume the main operating modes of the converter CCM and DCM), then apply Kirchhoff's law and combine all the required state into a switched state-space model.
5. Write this model in the integral form.
6. Implement the derived equation with Simulink.
7. Design linear or nonlinear controller for the power converters.
8. Perform closed-loop simulation and evaluation converter performance.

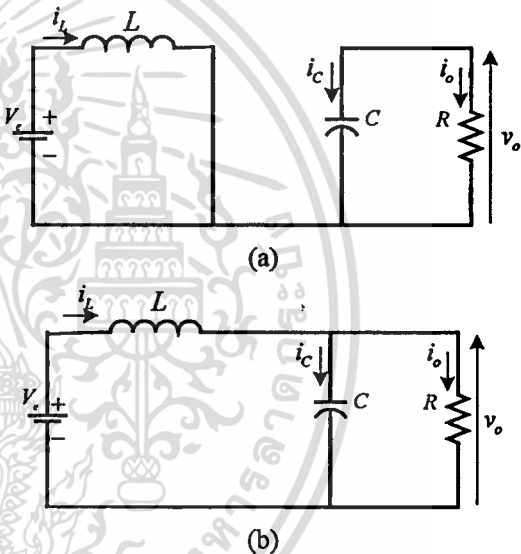


Fig. 5a) Equivalent circuit when S_1 "ON"

5b) Equivalent circuit when S_1 "OFF"

The state variable of the converter are i_L and v_o that from fig. 5 illustrates the equivalent circuit of switch "ON" and "OFF" respectively.

For i_L the equation are $\frac{di_L}{dt} = \frac{V_e}{L}$ (1)

and $\frac{di_L}{dt} = \frac{V_e - v_o}{L}$ (2)

The integral form $i_L = \int \frac{V_e - v_o * u}{L} dt$ (3)

For v_o the equation are $\frac{dv_o}{dt} = -\frac{v_o}{RC}$ (4)

and $\frac{dv_o}{dt} = -\frac{v_o}{RC} + \frac{i_L}{C}$

The integral form $v_o = \int (-\frac{v_o}{RC} + \frac{i_L * u}{C}) dt$ (5)

Where u is control signal [0,1]

Fig.6 shows the simulation results of i_L and v_o from boost converter, respectively.

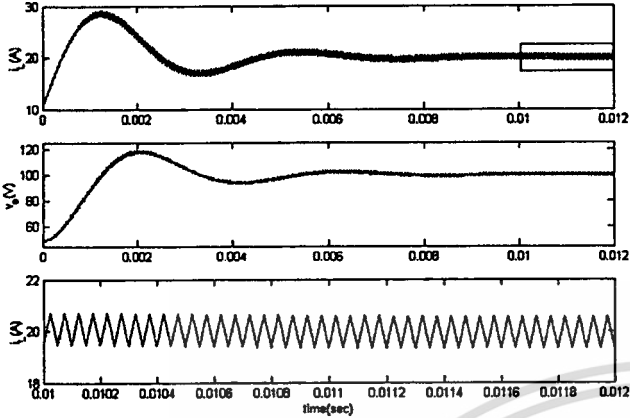


Fig. 6 Transient response of the inductor current (i_L) and output voltage (v_o)

IV. POWER FACTOR CORRECTION SCHEME

An instructor can obviously demonstrate PFC principle from Fig.8 that current and voltage are in-phase with low THD current, the display of input current analysis using FFT. Consequently, the tasks assigned to enhancement may be the illustration of THD, PF and other controller design methods such as sliding mode control or fuzzy control using the given parameters of converter for dynamic performance and disturbance rejection.

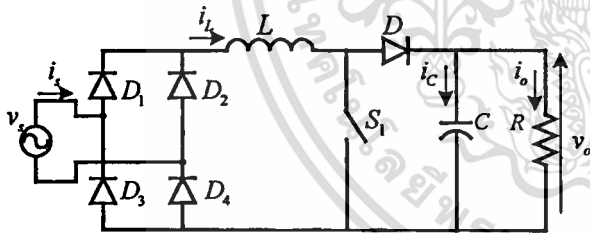


Fig.7 Boost switching mode rectifier.

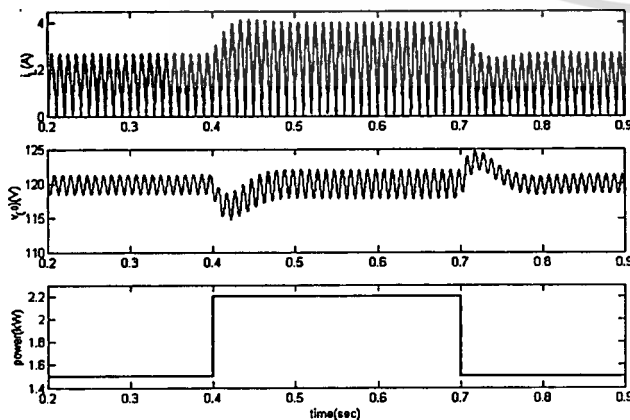


Fig.8 Transient of the step change with PI: From the top: inductor current (i_L), output voltage (v_o), step power (P).

Considering the important role of ac-dc converters, it has been widely applied ac-dc power supplies for telecommunications, UPS or reversible power flow of electric drive system because it can be generate the bidirectional power flow and low harmonic content. that equation 6, 7 shown the fundamental equations of modeling and simulation.

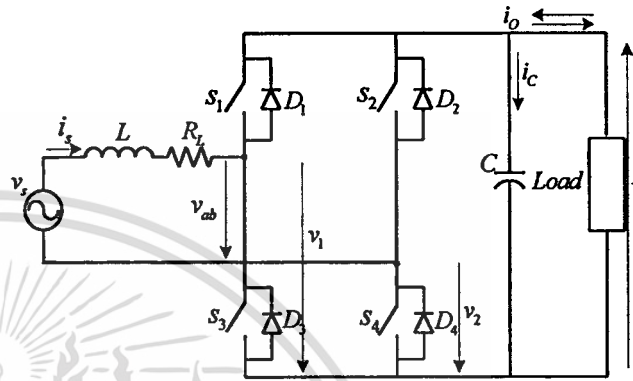


Fig.9 Single-phase ac-dc converter.

The dynamics of the single phase boost converter for the ac current control is described as:

$$\frac{di_s}{dt} = -\frac{R_L}{L}i_s + \frac{1}{L}(v_s - u \cdot v_o) \tag{6}$$

and output voltage control as

$$\frac{dv_o}{dt} = -\frac{v_o}{RC} + \frac{i_s}{C}u \tag{7}$$

Where $\begin{cases} u = 1 & \text{if } S_1 \text{ and } S_4 \text{ are on} \\ u = -1 & \text{if } S_2 \text{ and } S_3 \text{ are on} \end{cases}$ and $V_o > |v_s|$
 $v_s = V_m \sin \omega t$

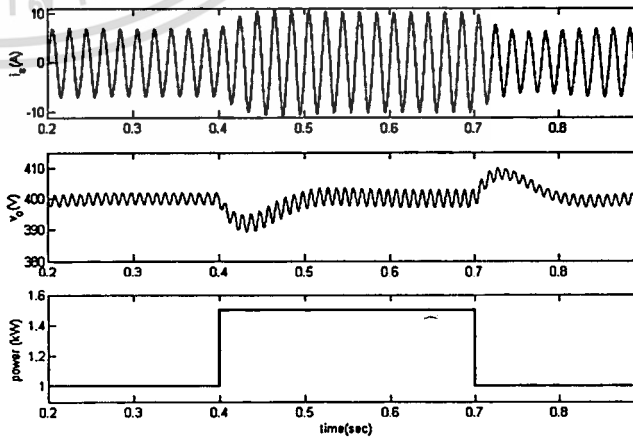


Fig.10 Transient of the step change with PI: From the top: inductor current (i_s), output voltage (v_o), step power (P).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

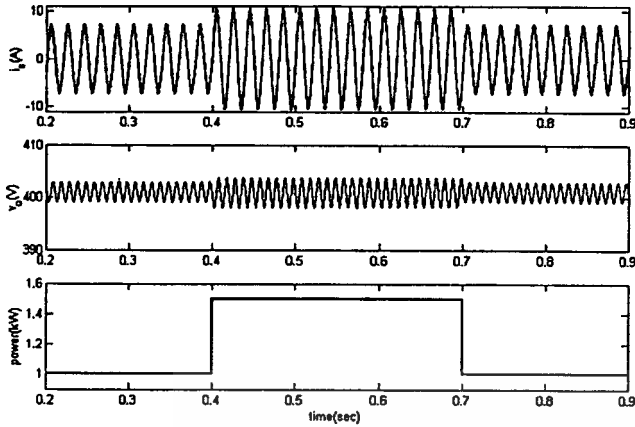


Fig.11 Transient of the step change with sliding mode control (SMC): From the top: inductor current (i_L), output voltage (v_o), step power (P).

The assign added to student can also be complete ac-dc system design to clearly explain the ability of reversible power flow with dynamic model of inverter and electric motor drive system with PFC capability waveform as shown in fig. 10 and 11. Fig. 14 illustrates the performance of current control using hysteresis current control technique.

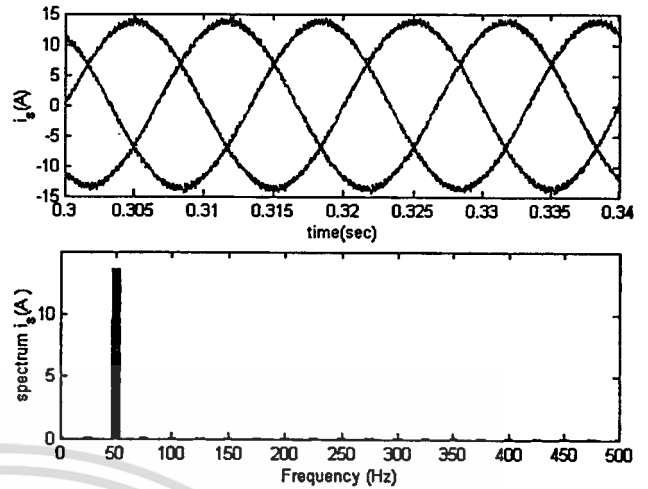


Fig. 14 Harmonics of input current (i_i) in the converter.

Three phase ac-dc converter is a system design in power electronics that space vector modulation, advance control theory and high level electric motor drives are applied. From fig.12 open loop system is the final assignment of ac-dc-ac converter teaching that can be effective by applied because of modulation techniques used to three phases converter system.

V. CONCLUSIONS

The tool for power electronic conversions system modeling with methodology and knowledge application of state-space method, control theory, nonlinear system and modern power electronics has been proposed by Matlab/Simulink, it is shown that the simulation time can be convergence problem can be solved completely. Also the control algorithms can be enhanced to obtain the high efficiency of computer aided teaching of power converters.

REFERENCES

- [1] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, *Power Electronics Converter: Application and Design*, CA John Wiley & Son 1995.
- [2] J. F. Silva "Control methods for power converters" in *Power electronics handbook*, M. H. Rashid, ed. New York, Academic, pp. 431-486, Ch. 9, 2001
- [3] Electromagnetic Compatibility. Part 3: Limit-sect. 2: Limits for Harmonic Current Emission (Equipment Input Current ≤ 16 A Per phases), *IEC1000-3-2*, 1 st ed., 1995.
- [4] D.W. Hart, "Circuit simulation as an aid in teaching the principle of power electronics," *IEEE Trans. Education*, vol. 36, pp 10-16, Feb. 1993.
- [5] "Learning feedback controller Design of switching converters via Matlab/Simulink," *IEEE Trans. Education*, vol. 45, pp 307-314, Nov. 2002.
- [6] V. F. Pires and J. F. Silva, "Teaching nonlinear modeling simulation, and control of electronic power converters using Matlab/Simulink," *IEEE Trans Education*, vol. 45, no. 3, pp. 253-261, Aug. 2002.

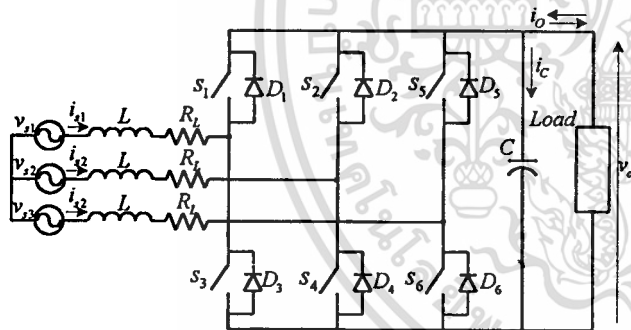


Fig.12 Three phase ac-dc converter.

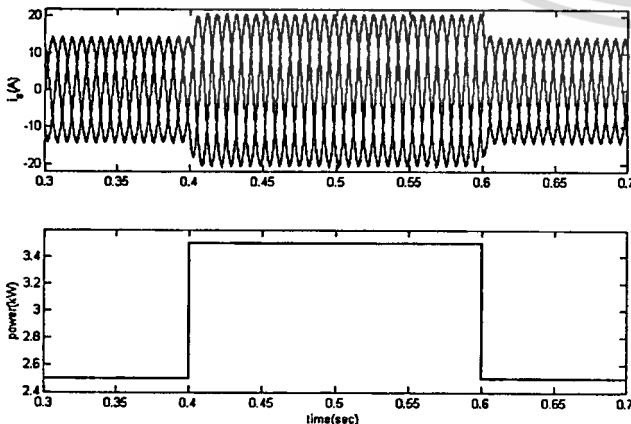


Fig.13 Transient of the step change with PI: From the top: inductor current (i_L), step power (P).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [7] J. T. Boy and A.W. Green, "Current forced single phase reversible rectifier," *IEE Proc.* vol. 136, Part.B, no.5, pp. 205-211, Sep. 1989.
- [8] J. W. Dixon and B. T. Ooi, " Indirect current control of a unity power factor sinusoidal current boost type three-phases," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 35, no. 4, pp. 508-514, Nov. 1988.
- [9] J. Holtz, "Pulsewidth Modulation for Power Converters," Invited Paper, *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1194-1214, Aug. 1994.
- [10] T. G. Habetler, "A space vector-based rectifier regulator for ac/dc/ac converters," *IEEE Trans Power Elec.*, vol. 8, no.1, pp.30-36, Jan. 1993.



ภาคผนวก ข

โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองการทำงานวงจรแปลงผัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ac_dc_int.m

```
clear all;
%initial for single phase ac_dc converter
Ls=12e-3;
R=106.5;
Rs=0.01;
C=2200e-6;
Vo_0=320;
is_0=0;
Vs_max=220;
```

ac_dc_sliding_plot.m

```
%plot_vo_io_is
figure(1)
subplot(3,1,1);
plot(ac_dc_sliding(:,1),ac_dc_sliding(:,3),'k');
ylabel('i_{s}(A)')
axis([0.2 0.9 -11 11])
subplot(3,1,2);
plot(ac_dc_sliding(:,1),ac_dc_sliding(:,5),'k');
ylabel('v_{o}(V)')
axis([0.2 0.9 390 410])
subplot(3,1,3);
plot(ac_dc_sliding(:,1),ac_dc_sliding(:,7),'k');
xlabel('time(sec)')
ylabel('power(kW)')
axis([0.2 0.9 0.9 1.6])
%plot_step load
figure(2)
subplot(2,1,1);
xlabel('time(sec)')
ylabel('v_{o}(V)')
plot(ac_dc_sliding(:,1),ac_dc_sliding(:,5),'b');
xlabel('time(sec)')
ylabel('v_{o}(V)')
axis([0 1.2 350 405])
subplot(2,1,2);
plot(ac_dc_sliding(:,1),ac_dc_sliding(:,7),'g');
xlabel('time(sec)')
ylabel('power(kW)')
axis([0 1.2 1 1.52])
%plot_fft is
figure(3)
subplot(2,1,1);
plot(ac_dc_sliding(:,1),ac_dc_sliding(:,2));hold on
plot(ac_dc_sliding(:,1),ac_dc_sliding(:,3),'r');
xlabel('time(sec)')
ylabel('i_{s}(A),v_{s}(V)')
subplot(2,1,2);
psbfft_scope1(is,50,6000,2,2);
```

Bode_plot_converter.m

```

%initial values for small signal modeling of single phase ac-dc converter
i=10;% i=input current
L=12e-3;% inductance
c=2200e-6;%smoothing capacitor filter at dc output
w=314.16;% 2*pi*f where f=50 Hz
r_o=106.5;%load resistance
r_s=1;% electric resistance of inductor
m=0.747;%modulation index
del=0.21;%load angle
fe=0;%phase angle
v_s=310;%ac input voltage
v_o=400;%dc output voltage
p=1000;%power output
i_o=sqrt(p/(40));%output current
x=fe-del;% x angle
icos_x=i*cos(x);
isin_x=i*sin(x);
cosx=cos(x);sinx=sin(x);
%bode plot of voltage to load angle
num1=[m*isin_x*(L^2) 2*m*isin_x*L*r_s ((m*isin_x*((r_s^2)+(L^2+w^2)))+(
(m^2*v_o*L*w))];
den1=[2*c*(L^2) (4*L*c*r_s)+((2*(L^2)/r_o)) (2*(r_s^2)*c)+(2*(L^2)*(w^2)*c)+
((4*L*r_s)/r_o)+((m^2)*L)((2*(r_s^2))+2*(L^2)*(w^2))/r_o+((m^2)*r_s)];
printsys(num1,den1);
sys1=tf(num1,den1);%v_2_load
figure(1);
bode(sys1);title('voltage to load angle')
%bode plot of voltage to modulation index
num2=[icos_x*(L^2) (2*icos_x*L*r_s)-(m*v_o*L) icos_x*((r_s^2)+(L^2*w^2))-
m*v_o*r_s];
den2=[2*c*(L^2) (4*L*c*r_s)+((2*(L^2)/r_o)) (2*(r_s^2)*c)+(2*(L^2)*(w^2)*c)+
((4*L*r_s)/r_o)+((m^2)*L) ... (2*(r_s^2)+(2*(L^2)*(w^2))/r_o)+((m^2)*r_s)];
printsys(num2,den2);
sys2=tf(num2,den2);%v_2_m
figure(2);
bode(sys2);title('voltage to modulation index')
margin(sys2);
%bandwidth(sys2);
%pzmap(sys2);
%figure(3);rlocus(sys2);
%bode plot for supply angle to load angle
num3_1=[(m*sinx*L)-(v_o*m*cosx*L) (m*((r_s*sinx)-(L*w*cosx)))-(v_o*m*
((r_s*cosx)+(L*w*sinx)))]];
den3_1=[i*(L^2) 2*L*r_s*i (i*(r_s^2)+(L^2)*(w^2))];
sys3_1=tf(num3_1,den3_1);
sys3=series(sys1,sys3_1)
figure(3);
bode(sys3);hold on
%bode plot for supply angle to modulation index
num4_1=[(v_o*sinx*(L^2)+(m*sinx*(L^2))) (2*v_o*sinx*L*r_s)+(2*m*sinx*L*r_s) (v_o*
(sinx*(r_s^2)-(L*w*cosx))+m*(sinx*(r_s^2)-(L*w*cosx)))]
den4_1=[i*(L^2) 2*L*r_s*i (i*(r_s^2)+(L^2)*(w^2))];
sys4_1=tf(num4_1,den4_1);
sys4=series(sys2,sys4_1)

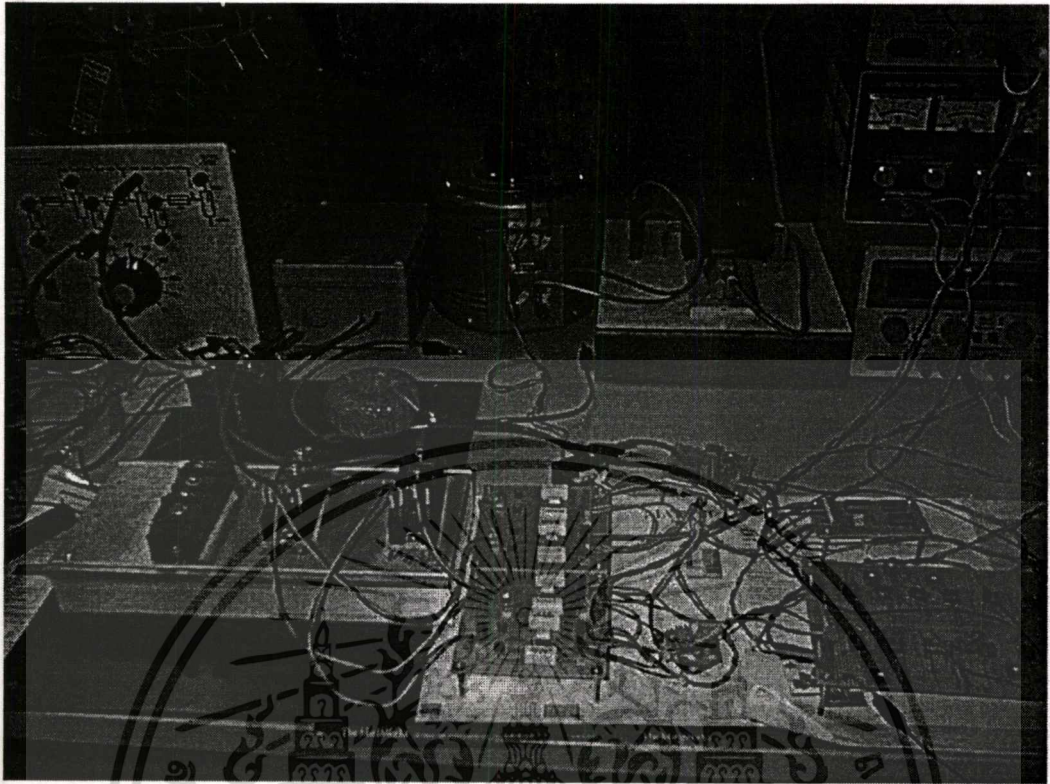
```

ภาคผนวก ค

รูประบบแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงเป็นไฟตรงที่มีค่าตัวประกอบ
กำลังใกล้เคียงหนึ่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นายชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข เกิดเมื่อวันที่ 6 เมษายน 2518 ที่อำเภอบ่อทอง จังหวัดชลบุรี สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมบัณฑิต (อิเล็กทรอนิกส์) ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ปีการศึกษา 2540 และประกาศนียบัตรวิชาชีพ (อิเล็กทรอนิกส์) จากวิทยาลัยเทคนิคสัตหีบ

ปี พ.ศ. 2541 เริ่มทำงานในตำแหน่งวิศวกรบริษัท กรุงเทพไอเอคอม จำกัด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้