

การแปลงอิมพีแดนซ์โดยใช้เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์



นายนันท์ทัต กลิ่นจำปา

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

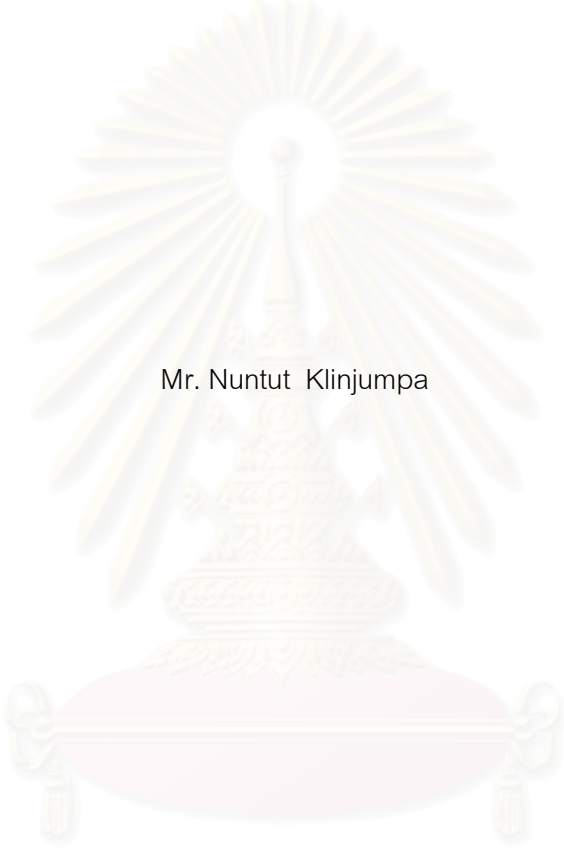
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2549

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

IMPEDANCE TRANSFORMATION BY MATRIX CONVERTER



Mr. Nuntut Klinjumba

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of Master of Engineering Program in Electrical Engineering

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering Chulalongkorn University

Academic Year 2006

Copyright of Chulalongkorn University

หัวข้อวิทยานิพนธ์
โดย
สาขาวิชา
อาจารย์ที่ปรึกษา

การแปลงอิมพีแดนซ์โดยใช้เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์
นายนันท์ทัต กลิ่นจำปา
วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้นับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วน
หนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

..... คนบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(ศาสตราจารย์ ดร. ดิเรก ลาวัณย์ศิริ)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา กุลวิทิต)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์)

..... กรรมการ
(อาจารย์ ดร. แนบบุญ หุนเจริญ)

สถาบันวิจัยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

นันททัต กลิ่นจำปา : การแปลงอิมพีแดนซ์โดยใช้เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์.

(IMPEDANCE TRANSFORMATION BY MATRIX CONVERTER)

อ. ที่ปรึกษา : อ.ดร.สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์, 119 หน้า.

งานวิจัยในอดีตเกี่ยวกับเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ส่วนใหญ่ให้ความสำคัญกับการปรับแรงดันด้านออกหรือกระแสด้านเข้าให้ได้ตามต้องการ แต่งานวิจัยนี้จะนำเสนอเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ในอีกมุมมองหนึ่งว่าเป็นอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับแปลงอิมพีแดนซ์โดยอาศัยรูปแบบการสวิตช์พื้นฐาน ซึ่งจากผลการวิเคราะห์พบว่าที่สภาวะอยู่ตัวอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์มีค่าที่เปลี่ยนแปลงไปจากอิมพีแดนซ์ทางด้านออก ขึ้นกับอัตราส่วนความถี่ด้านออกต่อด้านเข้าและรูปแบบการสวิตช์ที่เลือกใช้ และในสภาวะชั่วคราวพบว่าเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์มีผลตอบสนองชั่วคราวแตกต่างไปจากผลตอบสนองชั่วคราวของค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าที่คำนวณได้ในสภาวะอยู่ตัว ผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎีทั้งหมดยืนยันได้ด้วยผลการจำลองและผลการทดลองกับวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นจริง จากผลการวิเคราะห์คุณสมบัติการแปลงอิมพีแดนซ์ทำให้ทราบว่าเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์สามารถปรับทั้งขนาดและมุมเฟสของอิมพีแดนซ์ทางด้านเข้าได้ ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ เพื่อสร้างอุปกรณ์สำหรับปรับปรุงตัวประกอบกำลังที่ทำให้ค่าตัวประกอบกำลังของระบบคงที่ได้อย่างต่อเนื่อง

สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
ปีการศึกษา 2549

ลายมือชื่อนิสิต..... มีนัททัต กลิ่นจำปา
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา..... S. Jern

4870341321 : MAJOR POWER ELECTRONICS

KEY WORD : MATRIX CONVERTER / IMPEDANCE TRANSFORMATION

NUNTUT KLINJUMPA : IMPEDANCE TRANSFORMATION BY MATRIX CONVERTER. THESIS ADVISOR : SOMBOON SANGWONGWANICH, Ph.D. 118 pp.

Research works in the past related to matrix converters focused mainly on the adjustment of output voltages and input currents. On the contrary, the purpose of this thesis is to investigate a new property of the matrix converter concerning its impedance transformation characteristic when using the basic switching function of Venturini. Theoretical analysis shows that the matrix converter is capable of transforming its output impedance to various input impedances, depending on the ratio of the output and input frequencies and the switching function being used. However, during transient, the matrix converter responds differently from the transient response of the so-derived steady-state impedance. All the theoretical analysis results are verified by simulation and experiment .



Department :Electrical Engineering
Field of study : Electrical Engineering

Student's signature..... *Nuntut Klinjumba*
Advisor's signature..... *S. Jom*

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยความเอาใจใส่อย่างยิ่ง จากอาจารย์ ดร.สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ที่ให้คำแนะนำและความช่วยเหลือในการทำวิจัยเป็นอย่างดีตลอดมา ขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่านที่ให้ความรู้แก่ผู้เขียนตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน และวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเสร็จสมบูรณ์ไม่ได้ถ้าขาดบุคคลดังต่อไปนี้ ขอขอบคุณอาจารย์ ดร. สุรพงศ์ สุวรรณกวิน ที่ช่วยดูแลการทำวิจัยและให้คำแนะนำในเรื่องต่างๆ รวมถึงขอบคุณรุ่นพี่ รุ่นน้องในห้องปฏิบัติการวิจัยอิเล็กทรอนิกส์ กำลังที่ให้ความช่วยเหลือในการสร้างงานวิจัยเป็นอย่างดี

สุดท้ายนี้ผู้เขียนขอขอบพระคุณบิดา มารดา ผู้ที่ให้ชีวิต โอกาส ความช่วยเหลือ และสนับสนุนในทุกๆ ด้าน และเป็นกำลังใจที่ดีให้กับผู้เขียนเสมอมา



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

บทที่	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ฅ
สารบัญภาพ.....	ญ
รายการสัญลักษณ์.....	ณ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของงานวิจัย.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	3
1.5 ลำดับขั้นตอนในการเสนอผลวิจัย.....	3
2 รูปแบบการสวิตช์ขั้นพื้นฐานของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	4
2.1 การจัดวางสวิตช์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	4
2.2 รูปแบบการสวิตช์โดยทั่วไปของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	4
2.3 รูปแบบการสวิตช์ขั้นพื้นฐานของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	5
3 การวิเคราะห์คุณสมบัติการแปลงอิมพีแดนซ์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	11
3.1 ทฤษฎีการแปลงลาปลาซ.....	11
3.2 การวิเคราะห์วงจรทั่วไป โดยใช้การแปลงลาปลาซ.....	12
3.3 การวิเคราะห์วงจรทั่วไป ในเชิงโดเมนความถี่ เมื่อด้านเข้าเป็นสัญญาณรูปไซน์.....	14
3.4 ลักษณะคุณสมบัติการแปลงอิมพีแดนซ์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ในสถานะอยู่ตัว.....	17
3.5 ลักษณะคุณสมบัติการแปลงอิมพีแดนซ์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ในสถานะชั่วคราว.....	24
3.6 ลักษณะคุณสมบัติการแปลงอิมพีแดนซ์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ในสถานะอยู่ตัว สำหรับ โหลดประเภทคาปาซิทีฟ.....	26

3.7 ลักษณะคุณสมบัติการแปลงอิมพีแดนซ์ ในสภาวะอยู่ตัว ในกรณีที่แรงดันด้านเข้ามีองค์ประกอบของฮาร์มอนิก.....	34
3.8 พฤติกรรมของพลังงานที่เกิดขึ้นในเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	41
4 การออกแบบและสร้างวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	44
4.1 ส่วนประกอบของวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	44
4.2 สวิตช์กำลัง.....	46
4.3 ลักษณะของสัญญาณ PWM ที่ไปขับนำสวิตช์ในแต่ละกลุ่ม.....	47
4.4 การสับเปลี่ยนกระแสระหว่างสวิตช์กำลังในแต่ละกลุ่ม.....	49
4.5 การสร้างสัญญาณ PWM ในแต่ละกลุ่ม.....	52
4.6 วงจรสร้างสัญญาณ PWM.....	53
4.7 วงจรสับเปลี่ยนกระแส.....	54
4.8 วงจรแยกโคคด้วยแสง.....	56
4.9 วงจรตรวจจับทิศทางของกระแส.....	57
4.10 วงจรกรอง.....	61
4.11 วงจรแคลมป์.....	63
5 ผลการจำลองการทำงาน.....	65
5.1 การจำลองการทำงาน.....	65
5.2 การทดลอง.....	93
6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	116
6.1 สรุปผลงานวิจัย.....	116
6.2 ข้อเสนอแนะ.....	116
รายการอ้างอิง.....	117
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	119

สารบัญญัตินี้

ตาราง	หน้า
4.1 แสดงสัญญาณที่ไปจับนำสวิตช์ในแต่ละกรณี	50
5.1 สรุปผลการจำลองวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์เทียบกับผลการพลอตกราฟ ของสมการที่ (3.59).....	66
5.2 สรุปผลการจำลองวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่จะสร้างขึ้นจริง กรณีโหลดประเภทอินดักทีฟ.....	78
5.3 เปรียบเทียบระหว่างอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการจำลอง และ อิมพีแดนซ์ที่ได้จากการคำนวณสมการที่ (5.3) กรณีโหลดประเภทอินดักทีฟ.....	78
5.4 สรุปผลการจำลองวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่จะสร้างขึ้นจริง กรณีโหลดประเภทคาปาซิทีฟ.....	86
5.5 เปรียบเทียบระหว่างอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการจำลอง และ อิมพีแดนซ์ที่ได้จากการคำนวณสมการที่ (5.4) กรณีโหลดประเภทคาปาซิทีฟ.....	86

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญภาพ

ภาพประกอบ	หน้า
1.1 วงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	1
1.2 การโอนย้ายอิมพีแดนซ์จากทางด้านออกมาสู่ด้านเข้าของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	2
2.1 รูปแบบการสวิตช์ที่เป็นไปได้ 27 วิธี.....	5
2.2 ค่าอัตราส่วนของแอมพลิจูดของแรงดันด้านออกต่อแรงดันด้านเข้าที่เป็นไปได้มากที่สุด 50%.....	9
2.3 ช่วงของค่า a ที่ใช้ในการปรับมุมเฟสด้านเข้า.....	10
3.1 วงจรโพลอินดักทีฟ.....	13
3.2 วงจรโพลคาปาซิทีฟ.....	13
3.3 ระบบไฟฟ้า ที่มีแอดมิตแตนซ์เป็นฟังก์ชัน โอนย้าย โดยมีสัญญาณด้านเข้าเป็นแรงดันและสัญญาณด้านออกเป็นกระแส.....	21
3.4 ระบบไฟฟ้า ที่อิมพีแดนซ์เป็นฟังก์ชัน โอนย้าย โดยมีสัญญาณด้านเข้าเป็นกระแสและสัญญาณด้านออกเป็นแรงดัน.....	29
4.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	44
4.2 วงจรสวิตช์แต่ละชุดของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	46
4.3 วงจรทั่วไปที่มีการต่อ RC สลับเบอร์ดรัมสวิตช์.....	47
4.4 สัญญาณ PWM ที่ต้องการในแต่ละกลุ่มของสวิตช์.....	48
4.5 การจัดวางสวิตช์กำลังในกลุ่มที่ต่ออยู่กับโพลเฟสเดียวกัน.....	49
4.6 กระบวนการสับเปลี่ยนกระแสใน 1 คาบของการสวิตช์ ของสวิตช์ในแต่ละกลุ่มเมื่อ $I_L > 0$	50
4.7 สัญญาณ PWM ที่ถูกสร้างขึ้นเพื่อนำไปขับนำสวิตช์ ab และ ef	52
4.8 การนำสัญญาณขับนำสวิตช์ ab มา NOR กับสัญญาณขับนำสวิตช์ ef เพื่อสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ cd	52
4.9 วงจรสร้างสัญญาณ PWM.....	53
4.10 วงจรหน่วงเวลา RC.....	54
4.11 วงจรเลือกสัญญาณ.....	55
4.12 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสับเปลี่ยนกระแส.....	56
4.13 วงจรแยกโคคด้วยแสงที่ขับนำสวิตช์ IGBT แต่ละตัว.....	57
4.14 วงจรจัดสัญญาณ.....	58
4.15 ฮิสเทอรีซิสของสัญญาณบอกทิศทางของกระแส.....	59

ภาพประกอบ	หน้า
4.16 วงจรสร้างสัญญาณที่สามารถสร้างให้ตรรกะของทุกสัญญาณเป็น HIGH ได้.....	60
4.17 วงจรสมมูลของกระแสฮาร์มอนิกส์.....	61
4.18 กราฟโบริด จากสมการที่ (4.1) เมื่อแทนค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่เลือกมา.....	62
4.19 วงจรแคลมป์ป้องกันแรงดันเกิน.....	63
5.1 วงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์จำลอง เมื่อใช้วงจรกรองด้านเข้าเป็นวงจร กรองทางคณิตศาสตร์.....	65
5.2 การพลอตสมการที่ (3.59) เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 25 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=0$	68
5.3 ผลการจำลอง เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 25 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=0$	68
5.4 การพลอตสมการที่ (3.59) เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 50 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=0$	69
5.5 ผลการจำลอง เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 50 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=0$	69
5.6 การพลอตสมการที่ (3.59) เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 75 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=0$	70
5.7 ผลการจำลอง เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 75 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=0$	70
5.8 การพลอตสมการที่ (3.59) เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 25 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=0.5$	71
5.9 ผลการจำลอง เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 25 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=0.5$	71
5.10 การพลอตสมการที่ (3.59) เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 50 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=0.5$	72
5.11 ผลการจำลอง เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 50 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=0.5$	72
5.12 การพลอตสมการที่ (3.59) เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 75 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=0.5$	73
5.13 ผลการจำลอง เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 75 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=0.5$	73
5.14 การพลอตสมการที่ (3.59) เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 25 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=1$	74
5.15 ผลการจำลอง เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 25 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=1$	74
5.16 การพลอตสมการที่ (3.59) เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 50 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=1$	75
5.17 ผลการจำลอง เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 50 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=1$	75
5.18 การพลอตสมการที่ (3.59) เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 75 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=1$	76
5.19 การพลอตสมการที่ (3.59) เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 75 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=1$	76
5.20 วงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์จำลอง โดยใช้วงจรกรองด้านเข้าเป็นวงจรกรอง <i>RLC</i> ผ่านต่ำ.....	77
5.21 ผลการจำลองการทำงานกรณีโพลดิคอินคักทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 25 เฮิรตซ์ และค่า $a=0$	79

5.22 ผลการจำลองการทำงานกรณีโหนดอินดักทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 50 เฮิร์ตซ์ และค่า $a=0$	79
5.23 ผลการจำลองการทำงานกรณีโหนดอินดักทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 75 เฮิร์ตซ์ และค่า $a=0$	80
5.24 ผลการจำลองการทำงานกรณีโหนดอินดักทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 100 เฮิร์ตซ์ และค่า $a=0$	80
5.25 ผลการจำลองการทำงานกรณีโหนดอินดักทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 25 เฮิร์ตซ์ และค่า $a=1$	81
5.26 ผลการจำลองการทำงานกรณีโหนดอินดักทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 50 เฮิร์ตซ์ และค่า $a=1$	81
5.27 ผลการจำลองการทำงานกรณีโหนดอินดักทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 75 เฮิร์ตซ์ และค่า $a=1$	82
5.28 ผลการจำลองการทำงานกรณีโหนดอินดักทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 100 เฮิร์ตซ์ และค่า $a=1$	82
5.29 ผลการจำลองการทำงานกรณีโหนดอินดักทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 25 เฮิร์ตซ์ และค่า $a=0.5$	83
5.30 ผลการจำลองการทำงานกรณีโหนดอินดักทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 5๖ เฮิร์ตซ์ และค่า $a=0.5$	83
5.31 ผลการจำลองการทำงานกรณีโหนดอินดักทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 75 เฮิร์ตซ์ และค่า $a=0.5$	84
5.32 ผลการจำลองการทำงานกรณีโหนดอินดักทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 100 เฮิร์ตซ์ และค่า $a=0.5$	84
5.33 วงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์จำลอง สำหรับโหนดประเภทคาปาซิทีฟ.....	85
5.34 ผลการจำลองการทำงานวงจรกรณีโหนดคาปาซิทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 25 เฮิร์ตซ์และค่า $a=0$	87
5.35 ผลการจำลองการทำงานวงจรกรณีโหนดคาปาซิทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 50 เฮิร์ตซ์และค่า $a=0$	87
5.36 ผลการจำลองการทำงานวงจรกรณีโหนดคาปาซิทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 75 เฮิร์ตซ์และค่า $a=0$	88

ภาพประกอบ	หน้า
5.37 ผลการจำลองการทำงานวงจรฉนวนโดดคาปาซิทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 100 เฮิร์ตซ์และค่า $a=0$	88
5.38 ผลการจำลองการทำงานวงจรฉนวนโดดคาปาซิทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 25 เฮิร์ตซ์และค่า $a=0.5$	89
5.39 ผลการจำลองการทำงานวงจรฉนวนโดดคาปาซิทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 50 เฮิร์ตซ์และค่า $a=0.5$	89
5.40 ผลการจำลองการทำงานวงจรฉนวนโดดคาปาซิทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 75 เฮิร์ตซ์และค่า $a=0.5$	90
5.41 ผลการจำลองการทำงานวงจรฉนวนโดดคาปาซิทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 100 เฮิร์ตซ์และค่า $a=0.5$	90
5.42 ผลการจำลองการทำงานวงจรฉนวนโดดคาปาซิทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 25 เฮิร์ตซ์และค่า $a=1$	91
5.43 ผลการจำลองการทำงานวงจรฉนวนโดดคาปาซิทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 50 เฮิร์ตซ์และค่า $a=1$	91
5.44 ผลการจำลองการทำงานวงจรฉนวนโดดคาปาซิทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 75 เฮิร์ตซ์และค่า $a=1$	92
5.45 ผลการจำลองการทำงานวงจรฉนวนโดดคาปาซิทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 100 เฮิร์ตซ์และค่า $a=1$	92
5.46 ลักษณะของสัญญาณที่สร้างขึ้นจาก DSP Controller สำหรับขับนำสวิตช์แต่ละชุด ที่ต่ออยู่กับโหลดเฟสเดียวกัน.....	94
5.47 ลักษณะของสัญญาณขับนำที่จะไปขับนำสวิตช์แต่ละชุด ที่ต่ออยู่กับโหลดเฟสเดียวกัน เมื่อผ่านกระบวนการสับเปลี่ยนกระแส แบบตรวจจับทิศทางของกระแสโหลด.....	94
5.48 ลักษณะของสัญญาณสำหรับขับนำสวิตช์ IGBT แต่ละตัว ที่ต่ออยู่กับสวิตช์กำลังชุดเดียวกัน.....	95
5.49 ลักษณะของสัญญาณบอกทิศทางของกระแส.....	95
5.50 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมิร์กซ์คอนเวอร์เตอร์ กรณีโหลดอินดักทีฟ และเมื่อปรับความถี่ด้านออก 25 เฮิร์ตซ์ $a=0$	97
5.51 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมิร์กซ์คอนเวอร์เตอร์ กรณีโหลดอินดักทีฟ และเมื่อปรับความถี่ด้านออก 50 เฮิร์ตซ์ $a=0$	97

ภาพประกอบ	หน้า
5.52 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ตรีณโหลดอินดักทีฟ และเมื่อปรับความถี่ด้านออก 75 เฮิร์ตซ์ $a=0$	98
5.53 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ตรีณโหลดอินดักทีฟ และเมื่อปรับความถี่ด้านออก 100 เฮิร์ตซ์ $a=0$	98
5.54 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ตรีณโหลดอินดักทีฟ และเมื่อปรับความถี่ด้านออก 25 เฮิร์ตซ์ $a=1$	99
5.55 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ตรีณโหลดอินดักทีฟ และเมื่อปรับความถี่ด้านออก 50 เฮิร์ตซ์ $a=1$	99
5.56 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ตรีณโหลดอินดักทีฟ และเมื่อปรับความถี่ด้านออก 75 เฮิร์ตซ์ $a=1$	100
5.57 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ตรีณโหลดอินดักทีฟ และเมื่อปรับความถี่ด้านออก 100 เฮิร์ตซ์ $a=1$	100
5.58 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ตรีณโหลดอินดักทีฟ และเมื่อปรับความถี่ด้านออก 25 เฮิร์ตซ์ $a=0.5$	101
5.59 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ตรีณโหลดอินดักทีฟ และเมื่อปรับความถี่ด้านออก 50 เฮิร์ตซ์ $a=0.5$	101
5.60 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ตรีณโหลดอินดักทีฟ และเมื่อปรับความถี่ด้านออก 75 เฮิร์ตซ์ $a=0.5$	102
5.61 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ตรีณโหลดอินดักทีฟ และเมื่อปรับความถี่ด้านออก 100 เฮิร์ตซ์ $a=0.5$	102
5.62 กระแสด้านออก 3 เฟส เมื่อทำการปรับความถี่ด้านออก 25 เฮิร์ตซ์.....	103
5.63 กระแสด้านออก 3 เฟส เมื่อทำการปรับความถี่ด้านออก 50 เฮิร์ตซ์.....	103
5.64 กระแสด้านออก 3 เฟส เมื่อทำการปรับความถี่ด้านออก 75 เฮิร์ตซ์.....	104
5.65 กระแสด้านออก 3 เฟส เมื่อทำการปรับความถี่ด้านออก 100 เฮิร์ตซ์.....	104
5.66 แรงดันด้านออกเฟส a ที่ไม่ผ่านการกรอง.....	105
5.67 รูปขยายของรูปที่ 5.66 5 เท่า.....	105
5.68 รูปขยายของรูปที่ 5.66 25 เท่า.....	106
5.69 กระแสที่ไหลเข้าวงจรกรอง RLC ผ่านค่า ทั้ง 3 เฟส.....	106

รายการสัญลักษณ์

$v_A(t), v_B(t), v_C(t)$: แรงดันด้านเข้า เฟส A, B, C ในเชิงเวลา
$[v_i(t)]$: เวกเตอร์ของแรงดันด้านเข้า ในเชิงเวลา
$V_A(s), V_B(s), V_C(s)$: แรงดันด้านเข้า เฟส A, B, C ในเชิงความถี่
$v_a(t), v_b(t), v_c(t)$: แรงดันด้านออก เฟส a, b, c ในเชิงเวลา
$[v_o(t)]$: เวกเตอร์ของแรงดันด้านออก ในเชิงเวลา
$V_a(s), V_b(s), V_c(s)$: แรงดันด้านออก เฟส a, b, c ในเชิงความถี่
$i_A(t), i_B(t), i_C(t)$: กระแสด้านเข้า เฟส A, B, C ในเชิงเวลา
$[i_i(t)]$: เวกเตอร์ของกระแสด้านเข้า ในเชิงเวลา
$I_A(s), I_B(s), I_C(s)$: กระแสด้านเข้า เฟส A, B, C ในเชิงความถี่
$i_a(t), i_b(t), i_c(t)$: กระแสด้านออก เฟส a, b, c ในเชิงเวลา
$[i_o(t)]$: เวกเตอร์ของกระแสด้านออก ในเชิงเวลา
$I_a(s), I_b(s), I_c(s)$: กระแสด้านออก เฟส a, b, c ในเชิงความถี่
V_i, I_i	: แอมพลิจูดของ แรงดันและกระแสด้านเข้า
V_o, I_o	: แอมพลิจูดของ แรงดันและกระแสด้านออก
V_{Hi}, V'_{Hi}	: แอมพลิจูดของ แรงดันฮาร์มอนิก ทางด้านเข้า
ϕ_i, ϕ_o	: มุมเฟสของกระแสด้านเข้าและด้านออก
ω_i, ω_o	: ความถี่เชิงมุมทางด้านเข้าและด้านออก
q	: คำนีการมอดูเลตของฟังก์ชันการสวิตช์
$Z_i(j\omega_i), Z_o(j\omega_o)$: อิมพีแดนซ์ในเชิงความถี่ ที่สภาวะอยู่ตัว ทางด้านเข้าและด้านออก
$Y_i(j\omega_i), Y_o(j\omega_o)$: แอดมิตแตนซ์ในเชิงความถี่ ที่สภาวะอยู่ตัว ทางด้านเข้าและด้านออก
$Z(s)$: อิมพีแดนซ์ในเชิงความถี่
$Y(s)$: แอดมิตแตนซ์ในเชิงความถี่
R	: ตัวต้านทาน
L	: ตัวเหนี่ยวนำ
C	: ตัวเก็บประจุ
$p_A(t), p_B(t), p_C(t)$: กำลังงานด้านเข้า เฟส A, B, C ในเชิงเวลา
$w_A(t), w_B(t), w_C(t)$: พลังงานด้านเข้า เฟส A, B, C ในเชิงเวลา

$p_a(t), p_b(t), p_c(t)$: กำลังงานด้านออก เฟส a, b, c ในเชิงเวลา
$w_a(t), w_b(t), w_c(t)$: พลังงานด้านออก เฟส a, b, c ในเชิงเวลา
$M_1(t)$: เมทริกซ์การสวิตช์ แบบ Asymmetric mode
$M_2(t)$: เมทริกซ์การสวิตช์ แบบ Symmetric mode
$m_{Aa}(t), m_{Ab}(t), m_{Ac}(t)$: วัฏจักรงานของชุดสวิตช์ m_{Aa}, m_{Ab}, m_{Ac}
$m_{Ba}(t), m_{Bb}(t), m_{Bc}(t)$: วัฏจักรงานของชุดสวิตช์ m_{Ba}, m_{Bb}, m_{Bc}
$m_{Ca}(t), m_{Cb}(t), m_{Cc}(t)$: วัฏจักรงานของชุดสวิตช์ m_{Ca}, m_{Cb}, m_{Cc}
$V_A, V_i e^{j0}$: เฟสเซอร์ของแรงดันด้านเข้า เฟส A
$V_B, V_i e^{-j\frac{2\pi}{3}}$: เฟสเซอร์ของแรงดันด้านเข้า เฟส B
$V_C, V_i e^{j\frac{2\pi}{3}}$: เฟสเซอร์ของแรงดันด้านเข้า เฟส C
$I_A, I_i e^{j0} e^{j\phi}$: เฟสเซอร์ของกระแสด้านเข้า เฟส A
$I_B, I_i e^{-j\frac{2\pi}{3}} e^{j\phi}$: เฟสเซอร์ของกระแสด้านเข้า เฟส B
$I_C, I_i e^{j\frac{2\pi}{3}} e^{j\phi}$: เฟสเซอร์ของกระแสด้านเข้า เฟส C

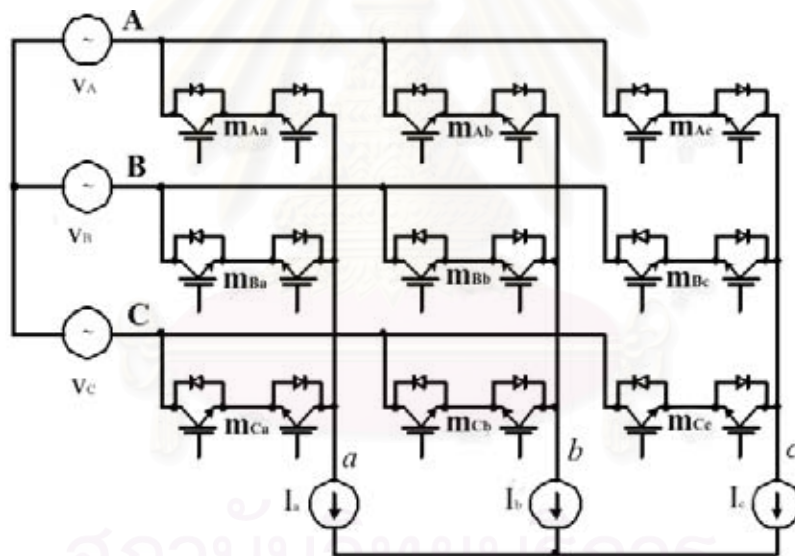
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของงานวิจัย

เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรแปลงผันไฟสลับ-ไฟสลับ 3 เฟส ที่สามารถปรับความถี่, แอมพลิจูดของแรงดันด้านออก และปรับมุมเฟสของกระแสด้านเข้า โดยวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์จะประกอบไปด้วยสวิตช์ที่รับกระแสและแรงดันได้ 2 ทิศทาง จำนวน 9 ชุด ซึ่งสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 กลุ่ม กลุ่มละ 3 ชุด ตามการจัดวางสวิตช์ สวิตช์กลุ่มเดียวกันแต่ละชุดจะต่อกับแรงดันด้านเข้า (A,B,C) แต่ละเฟสที่ต่างกัน แต่จะมีแรงดันด้านออก (a,b,c) ร่วมกัน ดังแสดงในรูปที่ 1.1

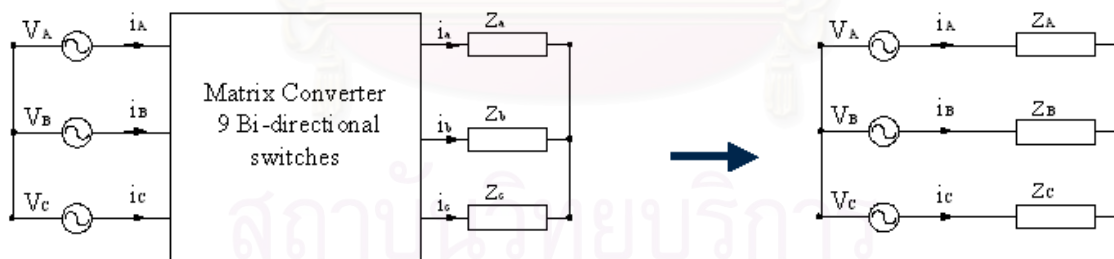


รูปที่ 1.1 วงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 1.1 จะเห็นว่า ชุดของสวิตช์ในกลุ่มที่ต่อกับแรงดันด้านออกเฟส a ได้แก่ m_{Aa}, m_{Ba}, m_{Ca} , ชุดของสวิตช์ในกลุ่มที่ต่อกับแรงดันด้านออกเฟส b ได้แก่ m_{Ab}, m_{Bb}, m_{Cb} และชุดของสวิตช์ในกลุ่มที่ต่อกับแรงดันด้านออกเฟส c ได้แก่ m_{Ac}, m_{Bc}, m_{Cc} โดยจะมองด้านเข้าเป็นกึ่งแรงดัน และจะมองด้านออกเป็นกึ่งกระแส เมื่อทำการควบคุมรูปแบบการสวิตช์ของสวิตช์ทั้ง 9 ชุด ก็จะทำให้สามารถปรับความถี่, แอมพลิจูดของแรงดันด้านออก และมุมเฟสของกระแสด้านเข้าได้ตามต้องการ นอกจากนี้กำลังงานจะสามารถไหลผ่านวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ได้ 2 ทิศทางทำให้สามารถนำ

พลังงานไฟฟ้าที่เหลือใช้จากโหลดคืนกลับสู่แหล่งจ่าย และไม่จำเป็นต้องมีวงจรเชื่อมต่อกระแสตรง หรือใช้อุปกรณ์สำหรับกักเก็บพลังงานเช่นเดียวกับอินเวอร์เตอร์ ทำให้เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์มีขนาดเล็ก ด้วยข้อดีดังกล่าว ทำให้มีแนวโน้มว่าอุตสาหกรรมในอนาคต จะมีการใช้เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์เพิ่มขึ้น จึงมีความจำเป็นที่จะต้องมีการวิจัยที่จะพัฒนาเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ให้มีประสิทธิภาพและเป็นที่น่าเชื่อถือได้

บทความวิจัยที่ผ่านมา จะให้ความสำคัญกับรูปแบบของการสวิตช์ เพื่อที่จะปรับแรงดันด้านออกหรือกระแสด้านเข้าให้ได้ตามที่ต้องการ การนำเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ไปใช้ในการขับ โหลดประเภทมอเตอร์ต่างๆ และ วิธีการควบคุมเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ยังไม่มีการวิจัยใดศึกษาลักษณะสมบัติของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ในด้านการแปลงอิมพีแดนซ์ ซึ่งถ้าหากทราบคุณสมบัติการโอนย้ายอิมพีแดนซ์ของโหลดที่ต่ออยู่กับด้านออกมาสู่ด้านเข้าของวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ก็จะช่วยให้ลดความยุ่งยากในการวิเคราะห์วงจร จากวงจรที่ประกอบด้วยแหล่งจ่ายต่อผ่านสวิตช์จำนวน 9 ชุด ไปยังโหลด เป็นวงจรที่ประกอบด้วยแหล่งจ่ายต่ออยู่กับโหลดโดยตรง ดังรูปที่ 1.2 ซึ่งจะทำให้เกิดความง่ายต่อการวิเคราะห์ผลกระทบต่อกันระหว่างแหล่งจ่ายกับ โหลดของวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ และเนื่องจากเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์เป็นอุปกรณ์ที่สามารถปรับความถี่ด้านออกและมุมเฟสด้านเข้าได้ จึงทำให้เมื่อมองจากทางด้านเข้า เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์จะสามารถปรับขนาดและมุมเฟสของอิมพีแดนซ์ที่ต่อทางด้านโหลดได้อีกด้วย อันจะเป็นประโยชน์ในกรณีที่ต้องการจำลองหรือสร้างอิมพีแดนซ์ที่มีค่าสูง แต่ใช้อิมพีแดนซ์ขนาดเล็กต่อทางด้าน โหลด ผ่านวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แทน



รูปที่ 1.2 การโอนย้ายอิมพีแดนซ์จากทางด้านออก มาสู่ด้านเข้าของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

วิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ด้านเข้าและอิมพีแดนซ์ด้านออกของวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

ทำการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ด้านเข้าและอิมพีแดนซ์ด้านออก และวิเคราะห์หาคุณสมบัติต่างๆ ด้านการแปลงอิมพีแดนซ์ เมื่อทำการปรับความถี่ด้านออกและมุมเฟสของ กระแสด้านเข้าด้วยค่าต่างๆ กัน ซึ่งผลการวิเคราะห์จะถูกยืนยันด้วยการจำลองจากโปรแกรม Matlab Simulink และการทดลองกับวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์จริง

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1) เข้าใจรูปแบบการทำงานของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์
- 2) สามารถทำการออกแบบวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ได้ ในแง่ของอุปกรณ์สำหรับแปลงอิมพีแดนซ์ เพื่อลดขนาดของอุปกรณ์และปรับเปลี่ยนค่าอิมพีแดนซ์ สำหรับโหลดของวงจรอื่น
- 3) นำผลที่ได้จากการวิเคราะห์คุณสมบัติการแปลงอิมพีแดนซ์ ไปพัฒนาเทคโนโลยีของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ได้ในอนาคต

1.5 ลำดับขั้นตอนในการเสนอผลวิจัย

- 1) ศึกษาวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ และทฤษฎีต่างๆ ที่เกี่ยวข้อง
- 2) ทำการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์จากรูปแบบการสวิตช์ เพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ด้านเข้าและอิมพีแดนซ์ด้านออกของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์
- 3) จำลองการทำงานของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ด้วยโปรแกรม Matlab7.0
- 4) สร้างวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์
- 5) ทดลองวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์
- 6) เก็บข้อมูลและสรุปผล
- 7) เขียนวิทยานิพนธ์

บทที่ 2

รูปแบบการสวิตช์ขั้นพื้นฐานของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์

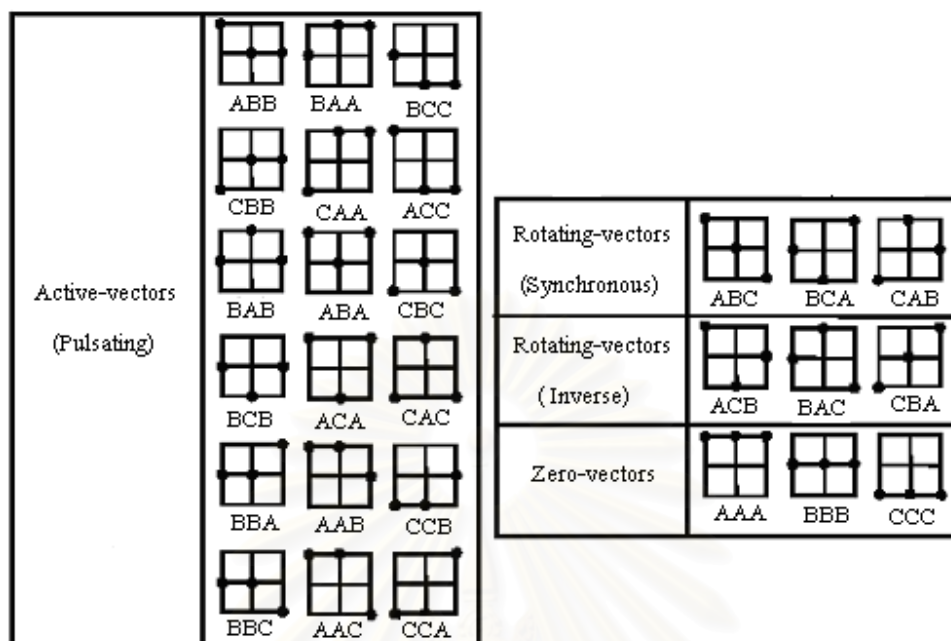
2.1 การจัดวางสวิตช์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์

สวิตช์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ จะถูกแบ่งออกเป็นกลุ่มตามการต่อกับโหนด ดังรูปที่ 1.1 ชุดของสวิตช์ที่ต่อกับโหนด a ได้แก่ m_{Aa}, m_{Ba}, m_{Ca} ชุดของสวิตช์ในกลุ่มที่ต่อกับแรงดันด้านออกเฟส b ได้แก่ m_{Ab}, m_{Bb}, m_{Cb} และชุดของสวิตช์ในกลุ่มที่ต่อกับแรงดันด้านออกเฟส c ได้แก่ m_{Ac}, m_{Bc}, m_{Cc} ในแต่ละชุดของสวิตช์จะประกอบไปด้วย IGBT ที่ต่อขนานกับไดโอด จำนวน 2 ตัวต่อกลับทิศทาง ทำให้แต่ละชุดของสวิตช์สามารถควบคุมแรงดันและกระแสได้ทั้ง 2 ทิศทาง เรียกว่า “Fully Controlled Four-Quadrant Bidirectional Switch” การจัดวางสวิตช์ดังกล่าว ทำให้ด้านออกในแต่ละเฟส (a, b, c) สามารถเลือกที่จะต่อกับด้านเข้าใดๆ (A,B,C) ก็ได้ตามรูปแบบการสวิตช์ แต่ด้วยลักษณะโดยทั่วไปของโหนดที่มีลักษณะแบบอินดักทีฟ (กึ่งกระแส) และแหล่งจ่ายเป็นแหล่งจ่ายแรงดัน จึงไม่สามารถลัดวงจรทางด้านแหล่งจ่ายแรงดันและเปิดวงจรทางด้านโหนด นั่นคือไม่สามารถปิดและเปิดวงจร สวิตช์ 2 ชุดในกลุ่มเดียวกันพร้อมกัน

2.2 รูปแบบการสวิตช์โดยทั่วไปของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์

จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ประกอบไปด้วยสวิตช์จำนวน 9 ชุด ถ้าหากว่าสวิตช์ทั้ง 9 ชุดทำงานได้อิสระต่อกัน (เปิดวงจร และ ปิดวงจร อิสระต่อกัน) จะมีรูปแบบการสวิตช์ที่เป็นไปได้ทั้งหมด $2^9 = 512$ รูปแบบ แต่จากข้อกำหนดพื้นฐานที่ว่า ห้ามลัดวงจรด้านแหล่งจ่าย และ ห้ามเปิดวงจรด้านโหนด ทำให้ความเป็นไปได้ของรูปแบบการสวิตช์ลดลงจาก 512 รูปแบบ เหลือเพียง 27 รูปแบบ ดังรูปที่ 2.1 ซึ่งในรูปจะมีการจัดวางสวิตช์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ เช่นเดียวกับรูปที่ 1.1 โดยจะแบ่งรูปแบบของการต่อวงจรออกเป็น 3 ประเภทได้แก่

- 1) Rotating vectors ที่แต่ละเฟสของแรงดันด้านออก จะต้องวงจรกับแรงดันด้านเข้า ไม่ซ้ำกัน
- 2) Active vectors ที่จะมี 2 เฟสของแรงดันด้านออก ต่อวงจรกับแรงดันด้านเข้าซ้ำกัน
- 3) Zero vectors ที่ทุกเฟสของด้านออก จะต้องวงจรกับแรงดันด้านเข้าเฟสเดียวกัน



รูปที่ 2.1 รูปแบบการสวิตช์ที่เป็นไปได้ 27 วิธี

สมการความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านออกและแรงดันด้านเข้าของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์
เป็น ดังสมการที่ (2.1)

$$\left. \begin{aligned} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \\ [v_o(t)] &= M(t)[v_i(t)] \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

เมื่อ $j = A, B, C$ จะได้ว่า $v_j(t)$ คือแรงดันด้านเข้าในแต่ละเฟส j

$k = a, b, c$ จะได้ว่า $v_k(t)$ คือแรงดันด้านออกในแต่ละเฟส k

$m_{jk}(t)$ คือฟังก์ชันการสวิตช์ของสวิตช์ที่ต่อระหว่างเฟส j และ k

มีเงื่อนไขว่า $0 \leq m_{jk}(t) \leq 1$ และ $\sum_j m_{jk}(t) = 1$

$[v_o(t)]$ เป็นเวกเตอร์ของแรงดันด้านออก

$[v_i(t)]$ เป็นเวกเตอร์ของแรงดันด้านเข้า

$M(t)$ เป็นเมทริกซ์การสวิตช์

และเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสด้านเข้าและกระแสด้านออกได้ ดังสมการที่ (2)

$$\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ab}(t) & m_{Ac}(t) \\ m_{Ba}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Bc}(t) \\ m_{Ca}(t) & m_{Cb}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$[i_i(t)] = M^T(t)[i_o(t)]$$

เมื่อ $[i_i(t)]$ เป็นเวกเตอร์ของกระแสด้านเข้า

$[i_o(t)]$ เป็นเวกเตอร์ของกระแสด้านออก

จากสมการที่ (2.1) ค่าฟังก์ชันการสวิตช์ $m_{jk}(t)$ จะมีค่าเท่ากับ 0 เมื่อชุดของสวิตช์เปิดวงจร และจะมีค่าเท่ากับ 1 เมื่อชุดของสวิตช์ปิดวงจร ทำให้สมการที่ (2.1) เป็นสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านเข้าและแรงดันด้านออกจริง แต่สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะพิจารณาให้สมการที่ (2.1) เป็นสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านเข้าและค่าเฉลี่ยรายคาบของแรงดันด้านออก โดยจะพิจารณาว่าความถี่ของการสวิตช์มีค่าสูงกว่าความถี่ของแรงดันด้านเข้ามาก ทำให้แต่ละคาบของการสวิตช์มองเสมือนกับว่าแรงดันด้านเข้ามีค่าคงที่ ดังนั้นเมื่อทำการหาค่าเฉลี่ยรายคาบ ค่าของฟังก์ชันการสวิตช์ $m_{jk}(t)$ จะเป็นค่าวัฏจักรงาน (Duty Cycle) ของแต่ละชุดของสวิตช์ และจะสามารถนำเสนอแรงดันด้านออกในรูปของค่าเฉลี่ยรายคาบได้ และเพื่อความสะดวกและป้องกันความสับสน จะขอละคำว่า “ค่าเฉลี่ยรายคาบ” ออก ทั้งในสมการที่ (2.1) และ สมการที่ (2.2) ซึ่งสามารถอธิบายได้ด้วยวิธีการเดียวกัน

2.3 รูปแบบการสวิตช์พื้นฐานของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์

ในส่วนรูปแบบการสวิตช์พื้นฐานที่จะนำมาวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ มีชื่อเรียกหลายอย่างว่า “Venturini Method” , “Scalar Method” หรือ “Direct Method” ซึ่งเป็นรูปแบบการสวิตช์ที่มีความอิสระต่อกันในแต่ละกลุ่มของชุดสวิตช์ โดยรูปแบบการสวิตช์พื้นฐานนี้ จะกำหนดให้แรงดันด้านเข้า และกระแสด้านออกของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์เป็น ดังสมการที่ (2.3) และ (2.4) ตามลำดับ นั่นคือทางด้านเข้ามีลักษณะเป็นกึ่งแรงดัน และทางด้านออกเป็นโหลดประเภทอินดักทีฟ (กึ่งกระแส)

ถ้าหากต้องการให้ด้านออกเป็นโหลดประเภทคาปาซิทีฟ (กึ่งแรงดัน) ก็จะต้องทำการสลับที่กันระหว่างด้านเข้าและด้านออกของวงจรโหลดประเภทอินดักทีฟ นั่นคือด้านที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันจะ

ถูกแทนที่ด้วยโพลประเภทคาปาซิทีฟ และด้านที่เป็นโพลประเภทอินดักทีฟจะถูกแทนที่ด้วยแหล่งจ่ายกระแส จากวิธีการข้างต้นจะทำให้สามารถวิเคราะห์คุณสมบัติการแปลงอิมพีแดนซ์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ครอบคลุมทั้งโพลประเภทอินดักทีฟและคาปาซิทีฟได้

$$\begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = V_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = I_o \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \phi_o) \\ \cos(\omega_o t - \frac{2\pi}{3} + \phi_o) \\ \cos(\omega_o t + \frac{2\pi}{3} + \phi_o) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

กำหนดให้ต้องการแรงดันด้านออก และ กระแสด้านเข้า ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ เป็นดังสมการที่ (2.5) และ (2.6)

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = V_o \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \cos(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = I_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \phi_i) \\ \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3} + \phi_i) \\ \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3} + \phi_i) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

เมื่อ	ϕ_i	เป็นมุมเฟสของกระแสด้านเข้า
	ϕ_o	เป็นมุมเฟสของกระแสด้านออก
	ω_i	เป็นความถี่เชิงมุมด้านเข้า
	ω_o	เป็นความถี่เชิงมุมด้านออก
	V_o	เป็นแอมพลิจูดของแรงดันด้านออก
	V_i	เป็นแอมพลิจูดของแรงดันด้านเข้า
	I_o	เป็นแอมพลิจูดของกระแสด้านออก
	I_i	เป็นแอมพลิจูดของกระแสด้านเข้า

จากสมการที่ (2.3) ถึง (2.6) เมื่อแทนลงในสมการที่ (2.1) และ (2.2) จะสามารถหาเมทริกซ์การสวิตช์ $M(t)$ ที่สอดคล้องกับเงื่อนไขต่างๆ ได้ 2 แบบ คือ

1. Asymmetric mode ดังสมการที่ (2.7) ที่จะทำให้มุมเฟสของกระแสด้านเข้า ตรงข้ามกับ มุมเฟสของกระแสด้านออก หรือเขียนได้ว่า $\phi_i = -\phi_o$
2. Symmetric mode ดังสมการที่ (2.8) ที่จะทำให้มุมเฟสของกระแสด้านเข้า ตรงกันกับ มุมเฟสของกระแสด้านออก หรือเขียนได้ว่า $\phi_i = \phi_o$

$$M_1(t) = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} + q \begin{bmatrix} A & C & B \\ C & B & A \\ B & A & C \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$M_2(t) = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} + q \begin{bmatrix} A & C & B \\ B & A & C \\ C & B & A \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

เมื่อ $q = \frac{V_o}{V_i}$ เป็นอัตราส่วนแอมพลิจูดของแรงดันด้านออกต่อแรงดันด้านเข้า ซึ่งจะมีค่าไม่เกิน

50% โดยจะสามารถอธิบายได้ด้วยรูป ดังรูปที่ 2.2

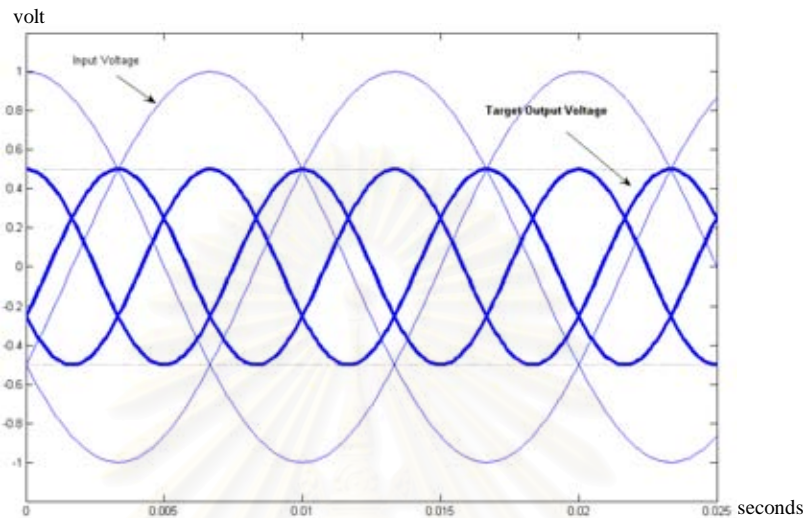
$$A = 2 \cos(\omega_m t) = e^{j\omega_m t} + e^{-j\omega_m t}$$

$$B = 2 \cos\left(\omega_m t + \frac{4\pi}{3}\right) = e^{j\omega_m t} e^{j\frac{4\pi}{3}} + e^{-j\omega_m t} e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

$$C = 2 \cos\left(\omega_m t + \frac{2\pi}{3}\right) = e^{j\omega_m t} e^{j\frac{2\pi}{3}} + e^{-j\omega_m t} e^{j\frac{4\pi}{3}}$$

$$\omega_m = \omega_{m1} = -\omega_o - \omega_i \text{ สำหรับสมการที่ (2.7)}$$

$$\omega_m = \omega_{m2} = \omega_o - \omega_i \text{ สำหรับสมการที่ (2.8)}$$



รูปที่ 2.2 ค่าอัตราส่วนของแอมพลิจูดของแรงดันด้านออกต่อแรงดันด้านเข้า ที่เป็นไปได้มากที่สุด 50%

จากรูปที่ 2.2 และที่ได้กล่าวมาแล้วว่า แรงดันด้านออกของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ในแต่ละเฟส เกิดจากการที่ชุดของสวิตช์ในแต่ละกลุ่มเลือกต่อกับแรงดันด้านเข้าในเฟสต่างๆ ซึ่งจะเห็นได้ว่าจุดตัดของแรงดันด้านเข้า 2 เฟสใดๆ จะมีค่าไม่เกิน 50% ของแอมพลิจูดแรงดันด้านเข้า ดังนั้นจึงเป็นไปได้ที่แอมพลิจูดแรงดันด้านออกของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ จะถูกสร้างให้มีค่ามากกว่า 50% ของแอมพลิจูดแรงดันด้านเข้า

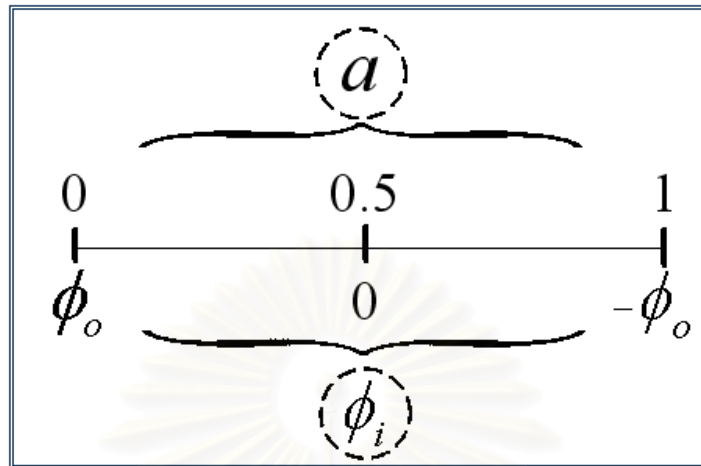
ถ้าหากนำรูปแบบการสวิตช์ในสมการที่ (2.7) และ (2.8) ทั้ง 2 แบบมาใช้ร่วมกัน จะทำให้สามารถปรับมุมเฟสของกระแสด้านเข้าได้ แต่จะอยู่ในช่วงระหว่าง $-\phi_o$ ถึง ϕ_o หรือเขียนได้ว่า $\phi_i \in [-\phi_o, \phi_o]$ ซึ่งจะทำให้ได้สมการความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านออกและแรงดันด้านเข้า ดังสมการที่ (2.9)

$$[v_o(t)] = \{aM_1(t) + (1-a)M_2(t)\}[v_i(t)] \quad (2.9)$$

และสมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสด้านเข้าและกระแสด้านออก ดังสมการที่ (2.10)

$$[i_i(t)] = \{aM_1^T(t) + (1-a)M_2^T(t)\}[i_o(t)] \quad (2.10)$$

ซึ่งเมื่อทำการปรับค่า $0 \leq a \leq 1$ ดังรูปที่ 2.3 ก็จะทำให้สามารถปรับมุมเฟสด้านเข้าได้อย่างอิสระ



รูปที่ 2.3 ช่วงของค่า a ที่ใช้ในการปรับมุมเฟสด้านเข้า

กล่าวโดยสรุปคือ ในการใช้รูปแบบการสวิตช์ขั้นพื้นฐานของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ จะต้องกำหนดแรงดันด้านเข้า , แรงดันด้านออก , กระแสด้านเข้า และกระแสด้านออก เป็นดังสมการที่ (2.3) ถึง (2.6) ซึ่งจะนำไปสู่การหาความสัมพันธ์ของเมทริกซ์การสวิตช์ จากการแทนสมการที่ (2.3) ถึง (2.6) ลงในสมการที่ (2.1) และ (2.2) ซึ่งจะได้สมการของเมทริกซ์การสวิตช์ ดังสมการที่ (2.7) และ (2.8) โดยในแต่ละองค์ประกอบของเมทริกซ์การสวิตช์จะเป็นค่าวัฏจักรงานของแต่ละชุดของสวิตช์ ซึ่งจะมีข้อกำหนดและคุณสมบัติของรูปแบบการสวิตช์ขั้นพื้นฐานดังนี้ คือ

1. สามารถให้อัตราส่วนระหว่างแรงดันด้านออกต่อแรงดันด้านเข้าได้ ไม่เกิน 50%
2. สามารถปรับมุมเฟสของกระแสด้านเข้าได้ ระหว่าง $-\phi_0$ ถึง ϕ_0 รวมถึงปรับค่าตัวประกอบกำลังให้เป็น 1.0 ได้
3. สามารถปรับความถี่ด้านออกได้

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 3

การวิเคราะห์คุณสมบัติการแปลงอิมพีแดนซ์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์

ในบทนี้จะทำการวิเคราะห์คุณสมบัติการแปลงอิมพีแดนซ์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ทั้งกรณีโหลดประเภทอินดักทีฟ และโหลดประเภทคาปาซิทีฟ ที่สถานะอยู่ตัว โดยจะใช้ทฤษฎีการวิเคราะห์วงจรแบบการแปลงลาปลาซ และทฤษฎีการวิเคราะห์วงจรแบบเฟสเซอร์ อีกทั้งยังได้กล่าวถึงคุณสมบัติการแปลงอิมพีแดนซ์ที่สถานะชั่วครู่ คุณสมบัติการแปลงอิมพีแดนซ์ในกรณีที่แหล่งจ่ายทางด้านเข้ามีองค์ประกอบของฮาร์มอนิกส์ และพฤติกรรมของพลังงานที่เกิดขึ้นในเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ โดยจะแสดงการวิเคราะห์เฉพาะกรณีของโหลดประเภทอินดักทีฟ ซึ่งสำหรับโหลดประเภทคาปาซิทีฟก็จะให้ผลสรุปในทำนองเดียวกัน

3.1 ทฤษฎีการแปลงลาปลาซ

ให้ $f(t)$ เป็นฟังก์ชันที่กำหนด สำหรับ $t \geq 0$

$$F(s) = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st} dt \quad (3.1)$$

เมื่อ $s = \sigma + j\omega$

จากสมการที่ (3.1) จะเรียก $F(s)$ ว่าผลการแปลงลาปลาซของ $f(t)$ เขียนแทนด้วยสมการที่ (3.2)

$$F(s) = \mathcal{L}\{f(t)\} \quad (3.2)$$

และจะเรียก $f(t)$ ว่าผลการแปลงผกผันลาปลาซของ $F(s)$ เขียนแทนด้วยสมการที่ (3.3)

$$f(t) = \mathcal{L}^{-1}\{F(s)\} \quad (3.3)$$

คุณสมบัติของการแปลงลาปลาซ สามารถใช้ในการวิเคราะห์คุณสมบัติการแปลงอิมพีแดนซ์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ดังนี้

- 1) คุณสมบัติความเป็นเชิงเส้น (linearity)

$$\mathcal{L}\{\alpha f_1(t) + \beta f_2(t)\} = \alpha \mathcal{L}\{f_1(t)\} + \beta \mathcal{L}\{f_2(t)\} \quad (3.4)$$

- 2) สมบัติการเลื่อนที่แบบที่หนึ่ง (First shift property)

$$\mathcal{L}\{e^{at} f(t)\} = F(s - a) \quad (3.5)$$

- 3) อินทิกรัล

$$\mathcal{L}\left\{\int_0^t f(\tau) d\tau\right\} = \frac{1}{s} \mathcal{L}\{f(t)\} \quad (3.6)$$

- 4) อนุพันธ์

$$\mathcal{L}\left\{\frac{df(t)}{dt}\right\} = s \mathcal{L}\{f(t)\} - f(0) \quad (3.7)$$

3.2 การวิเคราะห์ห้วงจรทั่วไป โดยใช้การแปลงลาปลาซ

สำหรับวิธีการวิเคราะห์ห้วงจร โดยวิธีการแปลงลาปลาซสามารถทำได้โดยเขียนสมการอนุพันธ์เรนเชียลของวงจร จากนั้นใช้การแปลงลาปลาซตามสมการที่ (3.1) - (3.7) ก็จะทำให้สามารถเขียนสมการตามกฎของเคอร์ชอฟ และ กฎของโอห์ม ในเชิงโดเมนความถี่ได้ ดังสมการที่ (3.8) และ (3.9)

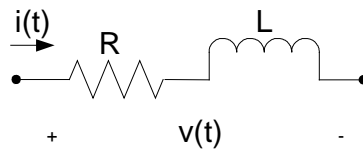
$$Z(s) = \frac{V(s)}{I(s)} \quad (3.8)$$

เมื่อ $Z(s)$ คือฟังก์ชันโอนย้ายของ $\frac{V(s)}{I(s)}$ หรือ อิมพีแดนซ์ และ

$$Y(s) = \frac{I(s)}{V(s)} \quad (3.9)$$

เมื่อ $Y(s)$ คือฟังก์ชันโอนย้ายของ $\frac{I(s)}{V(s)}$ หรือ แอดมิตแตนซ์

3.2.1 กรณีวงจรโหนดประเภทอินดักทีฟ



รูปที่ 3.1 วงจรโหนดอินดักทีฟ

จากรูปวงจรที่ 3.1 สามารถเขียนสมการอนุพันธ์ ระหว่างกระแสและแรงดันได้ ดังสมการที่ (3.10)

$$v(t) = i(t)R + L \frac{di(t)}{dt} \quad (3.10)$$

เมื่อใช้คุณสมบัติการแปลงลาปลาซสมการที่ (3.7) สำหรับสมการที่ (3.10) จะทำให้ได้สมการที่ (3.11)

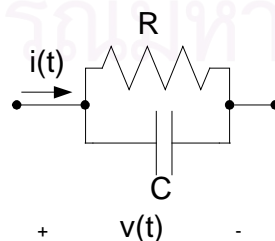
$$V(s) = (R + Ls)I(s) \quad (3.11)$$

หากจัดรูปสมการที่ (3.11) เช่นเดียวกับ สมการที่ (3.8) และ (3.9) จะทำให้ได้ สมการของอิมพีแดนซ์ ดังสมการที่ (3.12) และ สมการของแอดมิตแตนซ์ ดังสมการที่ (3.13)

$$Z(s) = R + Ls \quad (3.12)$$

$$Y(s) = \frac{1}{R + Ls} \quad (3.13)$$

3.2.2 กรณีวงจรโหนดประเภทคาปาซิทีฟ



รูปที่ 3.2 วงจรโหนดคาปาซิทีฟ

จากรูปวงจรที่ 3.2 สามารถเขียนสมการอนุพันธ์ ระหว่างกระแสและแรงดันได้ ดังสมการที่ (3.14)

$$i(t) = \frac{v(t)}{R} + C \frac{dv(t)}{dt} \quad (3.14)$$

เมื่อใช้คุณสมบัติการแปลงลาปลาซสมการที่ (3.7) สำหรับสมการที่ (3.14) ก็จะทำให้ได้สมการที่ (3.15)

$$I(s) = \left(\frac{1}{R} + Cs\right)V(s) \quad (3.15)$$

หากจัดรูปสมการที่ (3.15) เช่นเดียวกับ สมการที่ (3.8) และ (3.9) จะทำให้ได้สมการของอิมพีแดนซ์ ดังสมการที่ (3.16) และ สมการของแอดมิตแตนซ์ ดังสมการที่ (3.17)

$$Z(s) = \frac{1}{\frac{1}{R} + Cs} \quad (3.16)$$

$$Y(s) = \frac{1}{R} + Cs \quad (3.17)$$

3.3 การวิเคราะห์วงจรทั่วไป ในเชิงโดเมนความถี่ เมื่อดำเนินการเป็นสัญญาณรูปไซน์

สำหรับวงจร RLC ที่มีสัญญาณทางดำนเข้าของวงจร เป็นสัญญาณรูปไซน์ ดังสมการที่ (3.18)

$$v(t) = V \cos(\omega t + \theta) \quad (3.18)$$

ผลตอบสนองของวงจรก็จะเป็นสัญญาณรูปไซน์ ที่ความถี่ ω เช่นเดียวกัน ดังสมการที่ (3.19)

$$i(t) = I \cos(\omega t + \phi) \quad (3.19)$$

โดยถ้าหากปรับสัญญาณรูปไซน์จริง ทั้งสมการที่ (3.18) และ (3.19) เป็นสัญญาณรูปไซน์เชิงซ้อน ดังสมการที่ (3.20) และ (3.21) ตามลำดับ จะทำให้สามารถอธิบายการวิเคราะห์วงจรทั่วไป ในรูปของเฟสเซอร์ได้

$$\left. \begin{aligned} v(t) &= V\{\cos(\omega t + \theta) + j \sin(\omega t + \theta)\} \\ &= Ve^{j\omega t} e^{j\theta} \end{aligned} \right\} \quad (3.20)$$

$$\left. \begin{aligned} i(t) &= I\{\cos(\omega t + \phi) + j \sin(\omega t + \phi)\} \\ &= Ie^{j\omega t} e^{j\phi} \end{aligned} \right\} \quad (3.21)$$

3.3.1 กรณีวงจรโหลดประเภทอินดักทีฟ

จากรูปวงจรที่ 3.1 ถ้าหากว่าแรงดันตกคร่อมวงจรเป็นแรงดันรูปไซน์ จะสามารถปรับสัญญาณแรงดันรูปไซน์จริง เป็นสัญญาณแรงดันรูปไซน์เชิงซ้อน ดังสมการที่ (3.20) ในทำนองเดียวกัน ก็จะมีสัญญาณกระแสรูปไซน์เชิงซ้อน ดังสมการที่ (3.21) ดังนั้นเมื่อแทนสมการแรงดันและกระแสดังกล่าว ลงในสมการที่ (3.10) จะทำให้ได้ สมการที่ (3.22)

$$Ve^{j(\omega t + \theta)} = RIe^{j(\omega t + \phi)} + L \frac{d(Ie^{j(\omega t + \phi)})}{dt} \quad (3.22)$$

และจะสามารถจัดรูปเฟสเซอร์ได้ดังสมการที่ (3.23)

$$Ve^{j\theta} = Ie^{j\phi} (R + j\omega L) \quad (3.23)$$

จากสมการที่ (3.23) จะสามารถเขียนสมการของอิมพีแดนซ์ ได้ดังสมการที่ (3.24)

$$Z(j\omega) = R + j\omega L = |Z(j\omega)| e^{-j\alpha} \quad (3.24)$$

เมื่อ $|Z(j\omega)| = \sqrt{R^2 + \omega L^2}$, $\alpha = -\tan^{-1} \frac{\omega L}{R}$

และสมการของแอดมิตแตนซ์ดังสมการที่ (3.25)

$$Y(j\omega) = \frac{1}{R + j\omega L} = \frac{1}{|Z(j\omega)|} e^{j\alpha} \quad (3.25)$$

3.3.2 กรณีวงจรโหนดประเภทคาปาซิทีฟ

จากรูปวงจรที่ 3.2 ถ้าหากว่าแรงดันตกคร่อมในวงจรเป็นแรงดันรูปไซน์ จะสามารถปรับสัญญาณแรงดันรูปไซน์จริง เป็นสัญญาณแรงดันรูปไซน์เชิงซ้อน ดังสมการที่ (3.20) ในทำนองเดียวกัน ก็จะมีสัญญาณกระแสรูปไซน์เชิงซ้อน ดังสมการที่ (3.21) ดังนั้นเมื่อแทนสมการแรงดันและกระแสดังกล่าว ลงในสมการที่ (3.14) จะทำให้ได้ สมการที่ (3.26)

$$Ie^{j(\omega t+\phi)} = \frac{Ve^{j(\omega t+\theta)}}{R} + C \frac{d(Ve^{j(\omega t+\theta)})}{dt} \quad (3.26)$$

และสามารถจัดรูปเฟสเซอร์ได้ดังสมการที่ (3.27)

$$Ie^{j\phi} = Ve^{j\theta} \left(\frac{1}{R} + j\omega C \right) \quad (3.27)$$

จากสมการที่ (3.27) จะสามารถเขียนสมการของแอดมิตแตนซ์ ได้ ดังสมการที่ (3.28)

$$Y(j\omega) = \frac{1}{R} + j\omega C = |Y(j\omega)| e^{-j\beta} \quad (3.28)$$

$$\text{เมื่อ } |Y(j\omega)| = \sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + (\omega C)^2}, \beta = -\tan^{-1}(\omega RC)$$

และสมการของอิมพีแดนซ์ดังสมการที่ (3.29)

$$Z(j\omega) = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C} = \frac{1}{|Y(j\omega)|} e^{j\beta} \quad (3.29)$$

สถาบันวิจัยวิชาการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

3.4 ลักษณะคุณสมบัติการแปลงอิมพีแดนซ์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ในสถานะอยู่ตัว จากเมทริกซ์การสวิตช์ ในสมการที่ (2.7) และ (2.8) กำหนดให้

$$\begin{aligned}
 [\mathbf{1}] &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} &
 [\mathbf{D}] &= \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} & 1 \\ e^{j\frac{4\pi}{3}} & 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} &
 [\mathbf{E}] &= \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{4\pi}{3}} & e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{j\frac{4\pi}{3}} & e^{j\frac{2\pi}{3}} & 1 \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} & 1 & e^{j\frac{4\pi}{3}} \end{bmatrix} \\
 [\mathbf{F}] &= \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} \\ e^{j\frac{4\pi}{3}} & 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} & 1 \end{bmatrix} &
 [\mathbf{F}]^T &= \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{4\pi}{3}} & e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} & 1 & e^{j\frac{4\pi}{3}} \\ e^{j\frac{4\pi}{3}} & e^{j\frac{2\pi}{3}} & 1 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

ทำให้สามารถเขียนสมการที่ (2.7) ใหม่ ได้ดังสมการที่ (3.30)

$$M_1(t) = \frac{1}{3}([\mathbf{1}] + q\{e^{j\omega_m t}[\mathbf{D}] + e^{-j\omega_m t}[\mathbf{E}]\}) \quad (3.30)$$

และเขียนสมการที่ (2.8) ใหม่ ได้ดังสมการที่ (3.31)

$$M_2(t) = \frac{1}{3}([\mathbf{1}] + q\{e^{j\omega_m t}[\mathbf{F}] + e^{-j\omega_m t}[\mathbf{F}]^T\}) \quad (3.31)$$

จากทั้งสมการที่ (3.30) และ (3.31) จะเห็นว่า สมการของเมทริกซ์การสวิตช์ อยู่ในรูปที่ง่ายต่อการแปลงลาปลาซ เมื่อใช้คุณสมบัติการแปลงลาปลาซในสมการที่ (3.5) จะได้ผลการแปลงลาปลาซของสมการที่ (2.9) ดังสมการที่ (3.32)

$$\begin{aligned}
3 \times \begin{bmatrix} V_a(s) \\ V_b(s) \\ V_c(s) \end{bmatrix} &= [\mathbf{1}] \begin{bmatrix} V_A(s) \\ V_B(s) \\ V_C(s) \end{bmatrix} + q \left\{ a([\mathbf{D}] \begin{bmatrix} V_A(s-j\omega_{m1}) \\ V_B(s-j\omega_{m1}) \\ V_C(s-j\omega_{m1}) \end{bmatrix} + [\mathbf{E}] \begin{bmatrix} V_A(s+j\omega_{m1}) \\ V_B(s+j\omega_{m1}) \\ V_C(s+j\omega_{m1}) \end{bmatrix} \right. \\
&\quad \left. + (1-a)([\mathbf{F}] \begin{bmatrix} V_A(s-j\omega_{m2}) \\ V_B(s-j\omega_{m2}) \\ V_C(s-j\omega_{m2}) \end{bmatrix} + [\mathbf{F}]^T \begin{bmatrix} V_A(s+j\omega_{m2}) \\ V_B(s+j\omega_{m2}) \\ V_C(s+j\omega_{m2}) \end{bmatrix} \right\}
\end{aligned} \tag{3.32}$$

สำหรับสมการที่ (3.30) และ (3.31) จะสามารถเขียนใหม่ ในรูปของเมทริกซ์ทรานโพส ดังสมการที่ (3.33) และ (3.34)

$$M_1^T(t) = \frac{1}{3}([\mathbf{1}] + q\{e^{j\omega_{m1}t}[\mathbf{D}] + e^{-j\omega_{m1}t}[\mathbf{E}]\}) \tag{3.33}$$

$$M_2^T(t) = \frac{1}{3}([\mathbf{1}] + q\{e^{j\omega_{m2}t}[\mathbf{F}]^T + e^{-j\omega_{m2}t}[\mathbf{F}]\}) \tag{3.34}$$

เช่นเดียวกัน สำหรับสมการที่ (3.33) และ (3.34) จะเห็นว่า สมการของเมทริกซ์การสวิตช์ทรานโพสอยู่ในรูปเพื่อให้ง่ายต่อการแปลงลาปลาซ เมื่อใช้คุณสมบัติการแปลงลาปลาซในสมการที่ (3.5) จะมีผลการแปลงลาปลาซของสมการที่ (2.10) ดังสมการที่ (3.35)

$$\begin{aligned}
3 \times \begin{bmatrix} I_A(s) \\ I_B(s) \\ I_C(s) \end{bmatrix} &= [\mathbf{1}] \begin{bmatrix} I_a(s) \\ I_b(s) \\ I_c(s) \end{bmatrix} + q \left\{ a([\mathbf{D}] \begin{bmatrix} I_a(s-j\omega_{m1}) \\ I_b(s-j\omega_{m1}) \\ I_c(s-j\omega_{m1}) \end{bmatrix} + [\mathbf{E}] \begin{bmatrix} I_a(s+j\omega_{m1}) \\ I_b(s+j\omega_{m1}) \\ I_c(s+j\omega_{m1}) \end{bmatrix} \right. \\
&\quad \left. + (1-a)([\mathbf{F}]^T \begin{bmatrix} I_a(s-j\omega_{m2}) \\ I_b(s-j\omega_{m2}) \\ I_c(s-j\omega_{m2}) \end{bmatrix} + [\mathbf{F}] \begin{bmatrix} I_a(s+j\omega_{m2}) \\ I_b(s+j\omega_{m2}) \\ I_c(s+j\omega_{m2}) \end{bmatrix} \right\}
\end{aligned} \tag{3.35}$$

โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างสมการที่ (3.32) และ (3.35) และใช้สมการแอดมิตแตนซ์สมการที่ (3.9) จะสามารถเปลี่ยนสมการความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านออกและแรงดันด้านเข้าสมการที่ (3.32) เป็นสมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสด้านออกและแรงดันด้านเข้า ดังสมการที่ (3.36)

$$\begin{aligned}
3 \times \begin{bmatrix} \frac{I_a(s)}{Y_o(s)} \\ \frac{I_b(s)}{Y_o(s)} \\ \frac{I_c(s)}{Y_o(s)} \end{bmatrix} &= [\mathbf{1}] \begin{bmatrix} V_A(s) \\ V_B(s) \\ V_C(s) \end{bmatrix} + q \left\{ a([\mathbf{D}] \begin{bmatrix} V_A(s - j\omega_{m1}) \\ V_B(s - j\omega_{m1}) \\ V_C(s - j\omega_{m1}) \end{bmatrix} + [\mathbf{E}] \begin{bmatrix} V_A(s + j\omega_{m1}) \\ V_B(s + j\omega_{m1}) \\ V_C(s + j\omega_{m1}) \end{bmatrix} \right) \\
&\quad + (1-a)([\mathbf{F}] \begin{bmatrix} V_A(s - j\omega_{m2}) \\ V_B(s - j\omega_{m2}) \\ V_C(s - j\omega_{m2}) \end{bmatrix} + [\mathbf{F}]^T \begin{bmatrix} V_A(s + j\omega_{m2}) \\ V_B(s + j\omega_{m2}) \\ V_C(s + j\omega_{m2}) \end{bmatrix} \left. \right\}
\end{aligned} \tag{3.36}$$

เมื่อ $Y_o(s)$ เป็นแอดมิตแตนซ์ของโหลดที่ต่ออยู่ทางด้านออกของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์

ซึ่งเมื่อแทนสมการที่ (3.36) ลงในสมการที่ (3.35) จะทำให้ได้สมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสด้านเข้าและแรงดันด้านเข้า ดังสมการที่ (3.37)

$$\begin{aligned}
3 \times \begin{bmatrix} I_A(s) \\ I_B(s) \\ I_C(s) \end{bmatrix} &= Y_o(s) \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A(s) \\ V_B(s) \\ V_C(s) \end{bmatrix} \\
&\quad + q^2 \left\{ Y_o(s - j\omega_{m1}) \left\{ a^2 [\mathbf{F}]^T \begin{bmatrix} V_A(s) \\ V_B(s) \\ V_C(s) \end{bmatrix} + a(1-a) [\mathbf{D}] \begin{bmatrix} V_A(s - j(\omega_{m1} + \omega_{m2})) \\ V_B(s - j(\omega_{m1} + \omega_{m2})) \\ V_C(s - j(\omega_{m1} + \omega_{m2})) \end{bmatrix} \right\} \right. \\
&\quad + Y_o(s + j\omega_{m1}) \left\{ a^2 [\mathbf{F}] \begin{bmatrix} V_A(s) \\ V_B(s) \\ V_C(s) \end{bmatrix} + a(1-a) [\mathbf{E}] \begin{bmatrix} V_A(s + j(\omega_{m1} + \omega_{m2})) \\ V_B(s + j(\omega_{m1} + \omega_{m2})) \\ V_C(s + j(\omega_{m1} + \omega_{m2})) \end{bmatrix} \right\} \\
&\quad + Y_o(s - j\omega_{m2}) \left\{ (1-a)a [\mathbf{D}] \begin{bmatrix} V_A(s - j(\omega_{m1} + \omega_{m2})) \\ V_B(s - j(\omega_{m1} + \omega_{m2})) \\ V_C(s - j(\omega_{m1} + \omega_{m2})) \end{bmatrix} + (1-a)^2 [\mathbf{F}]^T \begin{bmatrix} V_A(s) \\ V_B(s) \\ V_C(s) \end{bmatrix} \right\} \\
&\quad \left. + Y_o(s + j\omega_{m2}) \left\{ (1-a)a [\mathbf{E}] \begin{bmatrix} V_A(s + j(\omega_{m1} + \omega_{m2})) \\ V_B(s + j(\omega_{m1} + \omega_{m2})) \\ V_C(s + j(\omega_{m1} + \omega_{m2})) \end{bmatrix} + (1-a)^2 [\mathbf{F}] \begin{bmatrix} V_A(s) \\ V_B(s) \\ V_C(s) \end{bmatrix} \right\} \right\}
\end{aligned} \tag{3.37}$$

สมการที่ (2.3) ซึ่งเป็นสมการแรงดันด้านเข้าของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ สามารถจัดรูปใหม่เพื่อให้ง่ายต่อการแปลงลาปลาซ ได้ดังสมการที่ (3.38)

$$\begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = \frac{V_i}{2} \begin{bmatrix} e^{j\omega_i t} + e^{-j\omega_i t} \\ e^{j\omega_i t} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + e^{-j\omega_i t} e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{j\omega_i t} e^{j\frac{2\pi}{3}} + e^{-j\omega_i t} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

และจะมีผลการแปลงลาปลาซของสมการที่ (3.38) ดังสมการที่ (3.39)

$$\begin{bmatrix} V_A(s) \\ V_B(s) \\ V_C(s) \end{bmatrix} = \frac{V_i}{2} \left\{ \frac{1}{s - j\omega_i} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} + \frac{1}{s + j\omega_i} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{-j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \right\} \quad (3.39)$$

เมื่อทำการแทนสมการที่ (3.39) ลงในสมการที่ (3.37) ก็จะได้ สมการที่ (3.40)

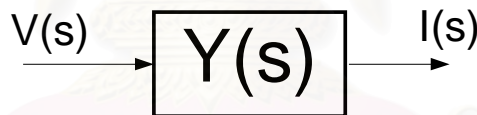
$$\begin{bmatrix} I_A(s) \\ I_B(s) \\ I_C(s) \end{bmatrix} = \frac{q^2 V_i}{2} \left\{ \frac{aY_o(s - j\omega_{m1})}{s + j\omega_i} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{-j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} + \frac{aY_o(s + j\omega_{m1})}{s - j\omega_i} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \right. \\ \left. + \frac{(1-a)Y_o(s - j\omega_{m2})}{s + j\omega_i} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{-j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} + \frac{(1-a)Y_o(s + j\omega_{m2})}{s - j\omega_i} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \right\} \quad (3.40)$$

จากสมการที่ (3.40) สามารถเขียนสมการของกระแสด้านเข้าในเชิงความถี่ ดังสมการที่ (3.41)
 - (3.43) ตามลำดับ

$$I_A(s) = \frac{q^2 V_i}{2} \left\{ \frac{aY_o(s - j\omega_{m1}) + (1-a)Y_o(s - j\omega_{m2})}{s + j\omega_i} + \frac{aY_o(s + j\omega_{m1}) + (1-a)Y_o(s + j\omega_{m2})}{s - j\omega_i} \right\} \quad (3.41)$$

$$I_B(s) = \frac{q^2 V_i}{2} \left\{ \frac{aY_o(s - j\omega_{m1}) + (1-a)Y_o(s - j\omega_{m2})}{s + j\omega_i} \times e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{aY_o(s + j\omega_{m1}) + (1-a)Y_o(s + j\omega_{m2})}{s - j\omega_i} \times e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right\} \quad (3.42)$$

$$I_C(s) = \frac{q^2 V_i}{2} \left\{ \frac{aY_o(s - j\omega_{m1}) + (1-a)Y_o(s - j\omega_{m2})}{s + j\omega_i} \times e^{-j\frac{2\pi}{3}} + \frac{aY_o(s + j\omega_{m1}) + (1-a)Y_o(s + j\omega_{m2})}{s - j\omega_i} \times e^{j\frac{2\pi}{3}} \right\} \quad (3.43)$$



รูปที่ 3.3 ระบบไฟฟ้าที่มีแอดมิตแตนซ์เป็นฟังก์ชันโอนย้าย
 โดยมีสัญญาณด้านเข้าเป็นแรงดัน และสัญญาณด้านออกเป็นกระแส

สำหรับการวิเคราะห์สมการที่ (3.41) - (3.43) จะมองเสมือนเป็นระบบไฟฟ้าที่มีแอดมิตแตนซ์เป็นฟังก์ชันโอนย้าย เช่นเดียวกับสมการที่ (3.9) และจะใช้ทฤษฎีทางด้านระบบควบคุมมาช่วยวิเคราะห์หาแอดมิตแตนซ์ทางด้านเข้า โดยอาศัยการแตกเศษส่วนย่อยได้

สำหรับการแตกเศษส่วนย่อยของสมการที่ (3.41) สามารถทำได้ ดังสมการที่ (3.44)

$$I_A(s) = \frac{q^2 V_i}{2} \left\{ \frac{K_1}{s + j\omega_i} + \frac{K_2}{s - j\omega_i} + X(s) \right\} \quad (3.44)$$

เมื่อ $X(s)$ เป็นพจน์อื่นๆของเศษส่วนย่อย

หาค่า K_1 ได้ ดังสมการที่ (3.45)

$$\begin{aligned} K_1 &= \{aY_o(s - j\omega_{m1}) + (1-a)Y_o(s - j\omega_{m2})\} \Big|_{s=-j\omega_i} \\ &= aY_o(j\omega_o) + (1-a)Y_o(-j\omega_o) \end{aligned} \quad (3.45)$$

หากกำหนดให้ $Y_o(j\omega_o) = |Y_o(j\omega_o)|e^{-j\phi_o}$ ก็จะสามารถจัดรูปสมการที่ (3.45) ได้ใหม่ ดังสมการที่ (3.46)

$$K_1 = |Y_o(j\omega_o)|(ae^{-j\phi_o} + (1-a)e^{j\phi_o}) \quad (3.46)$$

และด้วยวิธีการเดียวกัน ก็จะสามารถหาค่า K_2 ได้ ดังสมการที่ (3.47)

$$\begin{aligned} K_2 &= \{aY_o(s + j\omega_{m1}) + (1-a)Y_o(s + j\omega_{m2})\} \Big|_{s=j\omega_i} \\ &= |Y_o(j\omega_o)|(ae^{j\phi_o} + (1-a)e^{-j\phi_o}) \end{aligned} \quad (3.47)$$

จากสมการที่ (3.44) ผลตอบเชิงความถี่ที่สถานะอยู่ตัวของกระแสต่อสัญญาณแรงดัน ในสมการที่ (3.39) จากสองพจน์แรกของสมการที่ (3.44) ซึ่งเขียน ได้ดังสมการที่ (3.48)

$$I_{A_{ss}}(s) = \frac{q^2 V_i}{2} \left\{ \frac{K_1}{s + j\omega_i} + \frac{K_2}{s - j\omega_i} \right\} \quad (3.48)$$

หากทำการอินเวอร์สลาปลาซสมการที่ (3.48) จะได้สมการของกระแสด้านเข้าเฟส A ที่สถานะอยู่ตัว ดังสมการที่ (3.49)

$$i_{A_{ss}}(t) = q^2 V_i |Y_o(j\omega_o)| \left\{ a \left(\frac{e^{j\omega_i t} e^{j\phi_o} + e^{-j\omega_i t} e^{-j\phi_o}}{2} \right) + (1-a) \left(\frac{e^{j\omega_i t} e^{-j\phi_o} + e^{-j\omega_i t} e^{j\phi_o}}{2} \right) \right\} \quad (3.49)$$

หรือหากจัดรูปสมการที่ (3.49) ใหม่ ก็จะได้สมการที่ (3.50)

$$i_{A_s}(t) = q^2 V_i |Y_o(j\omega_o)| \{a \cos(\omega_o t + \phi_o) + (1-a) \cos(\omega_o t - \phi_o)\} \quad (3.50)$$

สมการที่ (3.50) เขียนในรูปของเฟสเซอร์ได้ ดังสมการที่ (3.51)

$$\mathbf{I}_A = I_i e^{j\phi} = V_i e^{j0} \{q^2 |Y_o(j\omega_o)| (ae^{j\phi_o} + (1-a)e^{-j\phi_o})\} \quad (3.51)$$

ด้วยวิธีเดียวกันกระบวนการ ตั้งแต่สมการที่ (3.44) - (3.51) ด้วยวิธีเดียวกัน จะสามารถเขียนสมการเชิงเวลาของกระแสด้านเข้า เฟส B และ C ที่สถานะอยู่ตัว ในรูปของเฟสเซอร์ ได้ดังสมการที่ (3.52) และ (3.53)

$$\mathbf{I}_B = I_i e^{j\phi} e^{-j\frac{2\pi}{3}} = V_i e^{j0} \{q^2 |Y_o(j\omega_o)| (ae^{j\phi_o} + (1-a)e^{-j\phi_o})\} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad (3.52)$$

$$\mathbf{I}_C = I_i e^{j\phi} e^{j\frac{2\pi}{3}} = V_i e^{j0} \{q^2 |Y_o(j\omega_o)| (ae^{j\phi_o} + (1-a)e^{-j\phi_o})\} e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (3.53)$$

ดังนั้นหากจะกำหนดให้จากสมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสด้านเข้าและแรงดันด้านเข้าของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ในรูปของเฟสเซอร์ เป็นดังสมการที่ (3.54)

$$\mathbf{I}_i = \mathbf{V}_i \mathbf{Y}_i \quad (3.54)$$

เมื่อ $\mathbf{Y}_i = Y_i(j\omega_i) = |Y_i(j\omega_i)| e^{j\phi}$ คือแอดมิตแตนซ์ด้านเข้าของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์

จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแอดมิตแตนซ์ด้านเข้าและแอดมิตแตนซ์ด้านออกได้ โดยเขียนแอดมิตแตนซ์ด้านเข้าในรูปของแอดมิตแตนซ์ด้านออกได้ ดังสมการที่ (3.55)

$$Y_i(j\omega_i) = q^2 \{a Y_o(-j\omega_o) + (1-a) Y_o(j\omega_o)\} \quad (3.55)$$

จากสมการที่ (3.55) แสดงให้เห็นว่าเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์สามารถเปลี่ยนทั้งขนาดและมุมเฟสของแอดมิตแตนซ์ทางด้านเข้าได้โดยอิสระ หากทางด้านโหลดต่ออยู่กับตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าน้อย ก็จะสามารถปรับการทำงานให้ทางด้านเข้าเสมือนต่ออยู่กับตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าใหญ่ได้ โดยปรับความถี่ทาง

ด้านออกให้มีค่าสูงขึ้น และหากต้องการปรับการทำงาน ให้โพลด์ัชนีขวนามีลักษณะเหมือนกับตัวเก็บประจุ ก็สามารถทำได้ โดยปรับค่า a เพื่อให้ได้มุมเฟสทางด้านเข้าตามความต้องการ นอกจากนี้ยังสามารถใช้งานเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ในลักษณะเช่นเดียวกันกับหม้อแปลงแบบแปลงลงได้โดยการปรับค่า q ซึ่งเป็นตัวแปรที่จะช่วยในการปรับขนาดของแอดมิตแตนซ์ทางด้านเข้าอีกด้วย

3.5 ลักษณะคุณสมบัติการแปลงอิมพีแดนซ์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ในสถานะชั่วคราว

เพื่อจะสังเกตพฤติกรรมของการแปลงอิมพีแดนซ์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ในสถานะชั่วคราววิเคราะห์นี้จะต้องทราบ ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสด้านเข้าและแรงดันด้านเข้าของ เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ในสถานะชั่วคราว จึงมีความจำเป็นที่จะต้องทราบเศษส่วนย่อยพจน์อื่นๆ $X(s)$ ในสมการที่ (3.44) ด้วย

โดยทั่วไป รูปแบบการสวิตช์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์จะกำหนดให้โพลด์ของวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์เป็นโพลด์ประเภทอินดักทีฟ ซึ่งจะมีแอดมิตแตนซ์ของโพลด์ ดังสมการที่ (3.56) หรือสมการที่ (3.61) สำหรับที่ภาวะอยู่ตัว

$$Y_o(s) = \frac{1}{R + Ls} \quad (3.56)$$

$$Y_o(j\omega_o) = |Y_o(j\omega_o)| e^{-j\phi} \quad (3.57)$$

$$\text{เมื่อ } |Y_o(j\omega_o)| = \frac{1}{\sqrt{R^2 + (\omega_o L)^2}} \text{ และ } \phi_o = \tan^{-1}\left(\frac{\omega_o L}{R}\right)$$

แทนสมการที่ (3.56) ลงในสมการที่ (3.40) จะได้สมการของกระแสด้านเข้าเชิงความถี่ เมื่อเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ต่อกับโพลด์ประเภทอินดักทีฟ ดังสมการที่ (3.58)

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

$$\begin{bmatrix} I_A(s) \\ I_B(s) \\ I_C(s) \end{bmatrix} = \left\{ \frac{a}{2} \frac{q^2 V_i}{R+L(s-j\omega_{m1})} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{-j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} + \frac{a}{R+L(s+j\omega_{m1})} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \right. \\ \left. + \frac{1-a}{R+L(s-j\omega_{m2})} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{-j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} + \frac{1-a}{R+L(s+j\omega_{m2})} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \right\} \quad (3.58)$$

จากสมการที่ (3.58) โดยใช้ โปรแกรม Matlab7.0 หาผลตอบของสมการทั้งสภาวะชั่วคราว และสภาวะอยู่ตัว ด้วยการคำนวณการแปลงกลับลาปลาซ จะได้สมการกระแสด้านเข้าที่มีทั้ง สภาวะชั่วคราว และสภาวะอยู่ตัว ดังสมการที่ (3.59) หากนำสมการที่ (3.59) มาเทียบกับ สมการที่ (2.6) จะเห็นว่า มุมเฟสของกระแสด้านเข้าของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์จะเท่ากับมุมเฟสของกระแสด้านออกของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ก็ต่อเมื่อ $a=0$

สำหรับกรณี $a=1$ มุมเฟสของกระแสด้านเข้าจะตรงข้ามกับมุมเฟสของกระแสด้านออก ซึ่งจะมองเสมือนได้ว่าทางด้านเข้าของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ต่ออยู่กับโหลดประเภทคาปาซิทีฟ แต่อย่างไรก็ตามที่สภาวะชั่วคราว กระแสด้านเข้าของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ในกรณีนี้ จะมีพฤติกรรมแตกต่างจากกระแสของวงจรที่ต่ออยู่กับ โหลดประเภทคาปาซิทีฟจริงๆ

$$\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = q^2 V_i |Y_o(j\omega_o) \left\{ a \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \phi_o) - e^{-\frac{Rt}{L}} \cos((\omega_o + \omega_i)t + \phi_o) \\ \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3} + \phi_o) - e^{-\frac{Rt}{L}} \cos((\omega_o + \omega_i)t - \frac{2\pi}{3} + \phi_o) \\ \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3} + \phi_o) - e^{-\frac{Rt}{L}} \cos((\omega_o + \omega_i)t + \frac{2\pi}{3} + \phi_o) \end{bmatrix} \right. \\ \left. + (1-a) \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t - \phi_o) - e^{-\frac{Rt}{L}} \cos((\omega_o - \omega_i)t + \phi_o) \\ \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3} - \phi_o) - e^{-\frac{Rt}{L}} \cos((\omega_o - \omega_i)t + \frac{2\pi}{3} + \phi_o) \\ \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3} - \phi_o) - e^{-\frac{Rt}{L}} \cos((\omega_o - \omega_i)t - \frac{2\pi}{3} + \phi_o) \end{bmatrix} \right\} \quad (3.59)$$

จากสมการที่ (3.59) หากทำการแทนค่า $a=0.5$ ก็จะได้ สมการที่ (3.60)

$$\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = q^2 V_i |Y_o(j\omega_o)| \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \cos(\phi_o) - e^{-\frac{Rt}{L}} \{ \cos(\omega_o t + \phi_o) \cos(\omega_o t) \} \\ \cos(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}) \cos(\phi_o) - e^{-\frac{Rt}{L}} \{ \cos(\omega_o t + \phi_o) \cos(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}) \} \\ \cos(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}) \cos(\phi_o) - e^{-\frac{Rt}{L}} \{ \cos(\omega_o t + \phi_o) \cos(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}) \} \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

สมการที่ (3.60) แสดงให้เห็นว่า แม้ว่าที่สถานะอยู่ตัว กระแสด้านเข้าของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์จะมีพฤติกรรมเสมือนวงจรต่ออยู่กับโหลดตัวต้านทาน แต่ที่สถานะชั่วครู่พฤติกรรมของกระแสสำหรับวงจรโหลดตัวต้านทานจริง จะแตกต่างจากสมการของกระแสด้านเข้าในสมการที่ (3.60)

3.6 ลักษณะคุณสมบัติการแปลงอิมพีแดนซ์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ในสถานะอยู่ตัว สำหรับโหลดประเภทคาปาซิทีฟ

จากที่ได้กล่าวมาในหัวข้อที่ 2.3 ว่ารูปแบบการสวิตช์พื้นฐานของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ จะกำหนดให้ทางด้านเข้ามีลักษณะเป็นกึ่งแรงดัน และทางด้านออกมีลักษณะเป็นกึ่งกระแส ทำให้กระบวนการวิเคราะห์โหลดประเภทคาปาซิทีฟ จะต้องมองเสมือนว่ามีการสลับที่กันระหว่างแหล่งจ่ายและโหลด นั่นคือทางด้านเข้าจากเดิมที่ต่ออยู่กับแหล่งจ่ายแรงดันก็จะเปลี่ยนเป็นต่ออยู่กับโหลดประเภทคาปาซิทีฟ และทางด้านออกจากเดิมที่ต่ออยู่กับโหลดประเภทอินดักทีฟก็จะเปลี่ยนเป็นต่ออยู่กับแหล่งจ่ายกระแส

ดังนั้น การวิเคราะห์คุณสมบัติการแปลงอิมพีแดนซ์ สำหรับโหลดประเภทคาปาซิทีฟ จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านเข้าและแรงดันด้านออก ดังสมการที่ (3.61)

$$[v_i(t)] = \{ (a)M_1(t) + (1-a)M_2(t) \} [v_o(t)] \quad (3.61)$$

เมื่อ $\omega_{m1} = -\omega_o - \omega_i$, $\omega_{m2} = \omega_i - \omega_o$

q เป็นอัตราส่วนระหว่างแอมพลิจูดของกระแสด้านออกต่อแอมพลิจูดของกระแสด้านเข้า

และจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสด้านออกและกระแสด้านเข้า ดังสมการที่ (3.62)

$$[i_o(t)] = \{(a)M_1^T(t) + (1-a)M_2^T(t)\}[i_i(t)] \quad (3.62)$$

สำหรับการวิเคราะห์หาคุณสมบัติการแปลงอิมพีแดนซ์ ที่สภาวะอยู่ตัว จะใช้แนวทางการวิเคราะห์เช่นเดียวกับ หัวข้อที่ 3.4 โดยจะให้แหล่งจ่ายกระแสเป็น ดังสมการที่ (3.63)

$$\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = \frac{I_i}{2} \begin{bmatrix} e^{j\omega_i t} + e^{-j\omega_i t} \\ e^{j\omega_i t} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + e^{-j\omega_i t} e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{j\omega_i t} e^{j\frac{2\pi}{3}} + e^{-j\omega_i t} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

มีสมการของกระแสด้านออก , แรงดันด้านเข้า และ สมการของแรงดันด้านออก ดังสมการที่ (3.64) - (3.66) ตามลำดับ

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = I_o \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \cos(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

$$\begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = V_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \phi_i) \\ \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3} + \phi_i) \\ \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3} + \phi_i) \end{bmatrix} \quad (3.65)$$

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = V_o \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \phi_o) \\ \cos(\omega_o t - \frac{2\pi}{3} + \phi_o) \\ \cos(\omega_o t + \frac{2\pi}{3} + \phi_o) \end{bmatrix} \quad (3.66)$$

เมื่อทำการแปลงลาปลาซสมการที่ (3.61) จะได้ สมการที่ (3.67)

$$\begin{aligned} 3 \times \begin{bmatrix} V_A(s) \\ V_B(s) \\ V_C(s) \end{bmatrix} &= [\mathbf{1}] \begin{bmatrix} V_a(s) \\ V_b(s) \\ V_c(s) \end{bmatrix} + q \left\{ a \left([\mathbf{D}] \begin{bmatrix} V_a(s - j\omega_{m1}) \\ V_b(s - j\omega_{m1}) \\ V_c(s - j\omega_{m1}) \end{bmatrix} + [\mathbf{E}] \begin{bmatrix} V_a(s + j\omega_{m1}) \\ V_b(s + j\omega_{m1}) \\ V_c(s + j\omega_{m1}) \end{bmatrix} \right) \right. \\ &\quad \left. + (1-a) \left([\mathbf{F}] \begin{bmatrix} V_a(s - j\omega_{m2}) \\ V_b(s - j\omega_{m2}) \\ V_c(s - j\omega_{m2}) \end{bmatrix} + [\mathbf{F}]^T \begin{bmatrix} V_a(s + j\omega_{m2}) \\ V_b(s + j\omega_{m2}) \\ V_c(s + j\omega_{m2}) \end{bmatrix} \right) \right\} \end{aligned} \quad (3.67)$$

และผลการแปลงลาปลาซสมการที่ (3.62) จะได้ ดังสมการที่ (3.68)

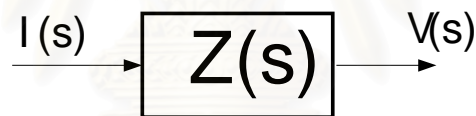
$$\begin{aligned} 3 \times \begin{bmatrix} I_a(s) \\ I_b(s) \\ I_c(s) \end{bmatrix} &= [\mathbf{1}] \begin{bmatrix} I_A(s) \\ I_B(s) \\ I_C(s) \end{bmatrix} + q \left\{ a \left([\mathbf{D}] \begin{bmatrix} I_A(s - j\omega_{m1}) \\ I_B(s - j\omega_{m1}) \\ I_C(s - j\omega_{m1}) \end{bmatrix} + [\mathbf{E}] \begin{bmatrix} I_A(s + j\omega_{m1}) \\ I_B(s + j\omega_{m1}) \\ I_C(s + j\omega_{m1}) \end{bmatrix} \right) \right. \\ &\quad \left. + (1-a) \left([\mathbf{F}]^T \begin{bmatrix} I_A(s - j\omega_{m2}) \\ I_B(s - j\omega_{m2}) \\ I_C(s - j\omega_{m2}) \end{bmatrix} + [\mathbf{F}] \begin{bmatrix} I_A(s + j\omega_{m2}) \\ I_B(s + j\omega_{m2}) \\ I_C(s + j\omega_{m2}) \end{bmatrix} \right) \right\} \end{aligned} \quad (3.68)$$

ในการหาความสัมพันธ์ระหว่างสมการที่ (3.67) และ (3.68) จะใช้สมการของอิมพีแดนซ์ (3.8) เปลี่ยนสมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสด้านออกและกระแสด้านเข้าตามสมการที่ (3.68) เป็นสมการความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านออกและกระแสด้านเข้า ดังสมการที่ (3.69)

$$\begin{aligned}
3 \times \begin{bmatrix} \frac{V_a(s)}{Z_o(s)} \\ \frac{V_b(s)}{Z_o(s)} \\ \frac{V_c(s)}{Z_o(s)} \end{bmatrix} &= [\mathbf{1}] \begin{bmatrix} I_A(s) \\ I_B(s) \\ I_C(s) \end{bmatrix} + q \left\{ a \left([\mathbf{D}] \begin{bmatrix} I_A(s - j\omega_{m1}) \\ I_B(s - j\omega_{m1}) \\ I_C(s - j\omega_{m1}) \end{bmatrix} + [\mathbf{E}] \begin{bmatrix} I_A(s + j\omega_{m1}) \\ I_B(s + j\omega_{m1}) \\ I_C(s + j\omega_{m1}) \end{bmatrix} \right) \right. \\
&\quad \left. + (1-a) \left([\mathbf{F}]^T \begin{bmatrix} I_A(s - j\omega_{m2}) \\ I_B(s - j\omega_{m2}) \\ I_C(s - j\omega_{m2}) \end{bmatrix} + [\mathbf{F}] \begin{bmatrix} I_A(s + j\omega_{m2}) \\ I_B(s + j\omega_{m2}) \\ I_C(s + j\omega_{m2}) \end{bmatrix} \right) \right\}
\end{aligned}
\tag{3.69}$$

เมื่อ $Z_o(s)$ เป็นอิมพีแดนซ์ของโหลดที่ต่ออยู่กับด้านออกของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์

ซึ่งเมื่อแทนสมการที่ (3.69) ลงในสมการที่ (3.67) จะทำให้ได้สมการความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านเข้าและกระแสด้านเข้า ดังสมการที่ (3.70)



รูปที่ 3.4 ระบบไฟฟ้าที่มีอิมพีแดนซ์เป็นฟังก์ชันโอนย้าย โดยมีสัญญาณด้านเข้าเป็นกระแส และสัญญาณด้านออกเป็นแรงดัน

$$\begin{aligned}
3 \times \begin{bmatrix} V_A(s) \\ V_B(s) \\ V_C(s) \end{bmatrix} &= Z_o(s) \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A(s) \\ I_B(s) \\ I_C(s) \end{bmatrix} \\
&+ q^2 \left\{ Z_o(s - j\omega_{m1}) \left(a^2 [\mathbf{F}]^T \begin{bmatrix} I_A(s) \\ I_B(s) \\ I_C(s) \end{bmatrix} + a(1-a) [\mathbf{D}] \begin{bmatrix} I_A(s - j(\omega_{m1} - \omega_{m2})) \\ I_B(s - j(\omega_{m1} - \omega_{m2})) \\ I_C(s - j(\omega_{m1} - \omega_{m2})) \end{bmatrix} \right) \right. \\
&+ Z_o(s + j\omega_{m1}) \left(a^2 [\mathbf{F}] \begin{bmatrix} I_A(s) \\ I_B(s) \\ I_C(s) \end{bmatrix} + a(1-a) [\mathbf{E}] \begin{bmatrix} I_A(s + j(\omega_{m1} - \omega_{m2})) \\ I_B(s + j(\omega_{m1} - \omega_{m2})) \\ I_C(s + j(\omega_{m1} - \omega_{m2})) \end{bmatrix} \right) \\
&+ Z_o(s - j\omega_{m2}) \left((1-a)(a) [\mathbf{E}] \begin{bmatrix} I_A(s + j(\omega_{m1} - \omega_{m2})) \\ I_B(s + j(\omega_{m1} - \omega_{m2})) \\ I_C(s + j(\omega_{m1} - \omega_{m2})) \end{bmatrix} + (1-a)^2 [\mathbf{F}] \begin{bmatrix} I_A(s) \\ I_B(s) \\ I_C(s) \end{bmatrix} \right) \\
&\left. + Z_o(s + j\omega_{m2}) \left((1-a)(a) [\mathbf{D}] \begin{bmatrix} I_A(s - j(\omega_{m1} - \omega_{m2})) \\ I_B(s - j(\omega_{m1} - \omega_{m2})) \\ I_C(s - j(\omega_{m1} - \omega_{m2})) \end{bmatrix} + (1-a)^2 [\mathbf{F}]^T \begin{bmatrix} I_A(s) \\ I_B(s) \\ I_C(s) \end{bmatrix} \right) \right\}
\end{aligned} \tag{3.70}$$

โดยใช้สมการที่ (3.63) ซึ่งมีผลการแปลงลาปลาซ ดังสมการที่ (3.71)

$$\begin{bmatrix} I_A(s) \\ I_B(s) \\ I_C(s) \end{bmatrix} = \frac{I_i}{2} \left\{ \frac{1}{s - j\omega_i} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} + \frac{1}{s + j\omega_i} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{-j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \right\}$$

(3.71)

แทนลงในสมการที่ (3.70) ก็จะได้ สมการที่ (3.72)

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_A(s) \\ V_B(s) \\ V_C(s) \end{bmatrix} &= \frac{q^2 I_i}{2} \left\{ \frac{aZ_o(s - j\omega_{m1})}{s + j\omega_i} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{-j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} + \frac{aZ_o(s + j\omega_{m1})}{s - j\omega_i} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{(1-a)Z_o(s + j\omega_{m2})}{s + j\omega_i} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{-j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} + \frac{(1-a)Z_o(s - j\omega_{m2})}{s - j\omega_i} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \right\}
 \end{aligned} \tag{3.72}$$

จากสมการที่ (3.72) จะสามารถเขียนสมการของแรงดันด้านเข้าในเชิงความถี่ ดังสมการที่ (3.73) - (3.75) สำหรับเฟส A , B และ C ตามลำดับ

$$V_A(s) = \frac{q^2 I_i}{2} \left\{ \frac{aZ_o(s - j\omega_{m1}) + (1-a)Z_o(s + j\omega_{m2})}{s + j\omega_i} + \frac{aZ_o(s + j\omega_{m1}) + (1-a)Z_o(s - j\omega_{m2})}{s - j\omega_i} \right\} \tag{3.73}$$

$$V_B(s) = \frac{q^2 I_i}{2} \left\{ \frac{aZ_o(s - j\omega_{m1}) + (1-a)Z_o(s + j\omega_{m2})}{s + j\omega_i} \times e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{aZ_o(s + j\omega_{m1}) + (1-a)Z_o(s - j\omega_{m2})}{s - j\omega_i} \times e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right\} \tag{3.74}$$

$$V_C(s) = \frac{q^2 I_i}{2} \left\{ \frac{aZ_o(s - j\omega_{m1}) + (1-a)Z_o(s + j\omega_{m2})}{s + j\omega_i} \times e^{-j\frac{2\pi}{3}} + \frac{aZ_o(s + j\omega_{m1}) + (1-a)Z_o(s - j\omega_{m2})}{s - j\omega_i} \times e^{j\frac{2\pi}{3}} \right\} \tag{3.75}$$

สมการที่ (3.73) - (3.75) จะสามารถทำการแยกเศษส่วนย่อยได้ โดยจะแสดงเฉพาะการแยกเศษส่วนย่อยของสมการที่ (3.73) ดังสมการที่ (3.76)

$$V_A(s) = \frac{q^2 I_i}{2} \left\{ \frac{K_3}{s + j\omega_i} + \frac{K_4}{s - j\omega_i} + X(s) \right\} \tag{3.76}$$

เมื่อ $X(s)$ เป็นเศษส่วนย่อยของพจน์อื่นๆ

ค่า K_3 หาได้จากสมการที่ (3.77)

$$\begin{aligned} K_3 &= \{aZ_o(s - j\omega_{m1}) + (1-a)Z_o(s + j\omega_{m2})\} \Big|_{s=-j\omega_i} \\ &= aZ_o(j\omega_o) + (1-a)Z_o(-j\omega_o) \end{aligned} \quad (3.77)$$

ถ้าหากกำหนดให้ $Z_o(j\omega_o) = |Z_o(j\omega_o)|e^{j\phi_o}$ ก็จะสามารถจัดรูปสมการที่ (3.77) ได้ใหม่ดังสมการที่ (3.78)

$$K_3 = |Z_o(j\omega_o)| (ae^{j\phi_o} + (1-a)e^{-j\phi_o}) \quad (3.78)$$

และด้วยวิธีการเดียวกัน ก็จะสามารถหาค่า K_4 ได้ดังสมการที่ (3.79)

$$\begin{aligned} K_4 &= \{aZ_o(s + j\omega_{m1}) + (1-a)Z_o(s - j\omega_{m2})\} \Big|_{s=j\omega_i} \\ &= |Z_o(j\omega_o)| (ae^{-j\phi_o} + (1-a)e^{j\phi_o}) \end{aligned} \quad (3.79)$$

จากสมการที่ (3.76) ผลตอบสนองเชิงความถี่ที่สถานะอยู่ตัวของแรงดันต่อกระแสด้านเข้าจะสามารถหาได้จากสองพจน์แรกของสมการที่ (3.76) ซึ่งสามารถเขียนสมการผลตอบสนองเชิงความถี่ ได้ดังสมการที่ (3.80)

$$V_{A_{ss}}(s) = \frac{q^2 I_i}{2} \left\{ \frac{K_3}{s + j\omega_i} + \frac{K_4}{s - j\omega_i} \right\} \quad (3.80)$$

เมื่อทำการแปลงกลับลาปลาซกับสมการที่ (3.80) จะได้สมการเชิงเวลาของแรงดันด้านเข้าเฟส A ที่สภาวะอยู่ตัว ดังสมการที่ (3.81)

$$v_{A_{ss}}(t) = q^2 I_i |Z_o(j\omega_o)| \left\{ a \left(\frac{e^{j\omega_i t} e^{-j\phi_o} + e^{-j\omega_i t} e^{j\phi_o}}{2} \right) + (1-a) \left(\frac{e^{j\omega_i t} e^{j\phi_o} + e^{-j\omega_i t} e^{-j\phi_o}}{2} \right) \right\} \quad (3.81)$$

หรือหากจัดรูปสมการที่ (3.81) ใหม่ ก็จะได้สมการที่ (3.82)

$$v_{A_{ss}}(t) = q^2 I_i |Z_o(j\omega_o)| \{a \cos(\omega_o t - \phi_o) + (1-a) \cos(\omega_o t + \phi_o)\} \quad (3.82)$$

สมการที่ (3.82) เขียนในรูปของเฟสเซอร์ได้ ดังสมการที่ (3.83)

$$\mathbf{V}_A = V_i e^{j\phi_i} = I_i e^{j0} \{q^2 |Z_o(j\omega_o)| (ae^{-j\phi_o} + (1-a)e^{j\phi_o})\} \quad (3.83)$$

ในทำนองเดียวกัน จะสามารถเขียนสมการของแรงดันด้านเข้า เฟส B และเฟส C ที่สถานะอยู่ตัว ในรูปของเฟสเซอร์ ได้ดังสมการที่ (3.84) และ (3.85) ตามลำดับ

$$\mathbf{V}_B = V_i e^{j\phi_i} e^{-j\frac{2\pi}{3}} = I_i e^{j0} \{q^2 |Z_o(j\omega_o)| (ae^{-j\phi_o} + (1-a)e^{j\phi_o})\} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad (3.84)$$

$$\mathbf{V}_C = V_i e^{j\phi_i} e^{j\frac{2\pi}{3}} = I_i e^{j0} \{q^2 |Z_o(j\omega_o)| (ae^{-j\phi_o} + (1-a)e^{j\phi_o})\} e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (3.85)$$

ดังนั้นหากกำหนดให้สมการความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านเข้าและกระแสด้านเข้าของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ในรูปของเฟสเซอร์ ตามสมการที่ (3.86)

$$\mathbf{V}_i = \mathbf{I}_i \mathbf{Z}_i \quad (3.86)$$

เมื่อ $\mathbf{Z}_i = Z_i(j\omega_i) = |Z_i(j\omega_i)| e^{j\phi_i}$ คือ อิมพีแดนซ์ด้านเข้าของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์

จะหาความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ด้านเข้าและอิมพีแดนซ์ด้านออกได้ โดยจะเขียนอิมพีแดนซ์ด้านเข้าในรูปของอิมพีแดนซ์ด้านออกได้ ดังสมการที่ (3.87)

$$Z_i(j\omega_i) = q^2 \{a Z_o(-j\omega_o) + (1-a) Z_o(j\omega_o)\} \quad (3.87)$$

สำหรับการวิเคราะห์ ลักษณะคุณสมบัติการแปลงอิมพีแดนซ์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ในสถานะชั่วคราว สำหรับโหลดประเภทคาปาซิทีฟ จะมีแนวทางการวิเคราะห์เช่นเดียวกับหัวข้อ 3.5 ซึ่งจะสามารถสรุปได้เช่นเดียวกันว่า อิมพีแดนซ์ทางด้านเข้าที่เกิดจากการโอนย้ายอิมพีแดนซ์ทางด้านออกมาสู่ด้านเข้าของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ จะมีพฤติกรรมที่สถานะชั่วคราว ต่างจากวงจรที่ต่ออยู่กับอิมพีแดนซ์จริง ดังสมการแรงดันด้านเข้าที่มีทั้ง สถานะชั่วคราว และสถานะอยู่ตัว ดังสมการที่ (3.88)

$$\begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = q^2 I_i |Z_o(j\omega_o)| \left\{ a \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t - \phi_o) - e^{-\frac{t}{RC}} \cos((\omega_o + \omega_i)t - \phi_o) \\ \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3} - \phi_o) - e^{-\frac{t}{RC}} \cos((\omega_o + \omega_i)t - \frac{2\pi}{3} - \phi_o) \\ \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3} - \phi_o) - e^{-\frac{t}{RC}} \cos((\omega_o + \omega_i)t + \frac{2\pi}{3} - \phi_o) \end{bmatrix} \right. \\ \left. + (1-a) \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \phi_o) - e^{-\frac{t}{RC}} \cos((\omega_o - \omega_i)t - \phi_o) \\ \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3} + \phi_o) - e^{-\frac{t}{RC}} \cos((\omega_o - \omega_i)t + \frac{2\pi}{3} - \phi_o) \\ \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3} + \phi_o) - e^{-\frac{t}{RC}} \cos((\omega_o - \omega_i)t - \frac{2\pi}{3} - \phi_o) \end{bmatrix} \right\} \quad (3.88)$$

3.7 ลักษณะคุณสมบัติการแปลงอิมพีแดนซ์ ในสถานะอยู่ตัว ในกรณีที่แรงดันด้านเข้ามีองค์ประกอบของฮาร์มอนิก

การวิเคราะห์พฤติกรรมของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่แรงดันด้านเข้ามีองค์ประกอบฮาร์มอนิกนั้น สามารถใช้ทฤษฎีทับซ้อน (Superposition) มาช่วยได้ ซึ่งองค์ประกอบฮาร์มอนิกที่ทำการวิเคราะห์ จะแบ่งออกเป็น 2 กลุ่ม ได้แก่ องค์ประกอบฮาร์มอนิกในลำดับลบคือ อันดับที่ $5^{th}, 11^{th}, 17^{th} \dots$ และ องค์ประกอบฮาร์มอนิกในลำดับบวก อันดับที่ $7^{th}, 13^{th}, 19^{th} \dots$ ส่วนฮาร์มอนิกที่หารด้วย 3 ลงตัว เป็นองค์ประกอบลำดับศูนย์และไม่มีผลต่อวงจรที่เป็นแบบ 3 เฟส 3 สาย ซึ่งจะไม่ก่อให้เกิดปัญหาต่อระบบมากนัก และส่วนฮาร์มอนิกที่เป็นเลขคู่ นั้น มีโอกาสเกิดขึ้นน้อยจึงไม่นำมาคิดในที่นี้

3.7.1 กรณีองค์ประกอบฮาร์มอนิก อันดับที่ $5^{\text{th}}, 11^{\text{th}}, 17^{\text{th}} \dots$ (อันดับที่ $6n-1$ เมื่อ $n=1,2,3 \dots$)

องค์ประกอบฮาร์มอนิกประเภทนี้เป็นแบบลำดับลบ การวิเคราะห์จะใช้ทฤษฎีที่ซับซ้อนที่จะทำให้สามารถแยกคิดเฉพาะแรงดันด้านเข้าในส่วนขององค์ประกอบของฮาร์มอนิกได้ โดยมีสมการของแรงดันฮาร์มอนิกด้านเข้า ดังสมการที่ (3.89)

$$\begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{Hi} \cos((6n-1)(\omega_i t)) \\ V_{Hi} \cos((6n-1)(\omega_i t - \frac{2\pi}{3})) \\ V_{Hi} \cos((6n-1)(\omega_i t - \frac{4\pi}{3})) \end{bmatrix} \quad (3.89)$$

หากกำหนดให้ $\omega_o = k\omega_i$ และกำหนดให้โพลเป็นโพลประเภทอินดักทีฟ ดังสมการที่ (3.24) เมื่อทำการแทนสมการของแรงดันด้านเข้า สมการที่ (3.89) ลงในสมการที่ (2.9) จะได้สมการของแรงดันด้านออกซึ่งจะถูกแบ่งได้เป็น 2 กรณี คือกรณี $6n-k \leq 0$ ดังสมการที่ (3.90) และกรณี $6n-k > 0$ ดังสมการที่ (3.91)

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = qV_{Hi} \left\{ a \begin{bmatrix} \cos((6n+k)\omega_i t) \\ \cos((6n+k)\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos((6n+k)\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} + (1-a) \begin{bmatrix} \cos(-(6n-k)\omega_i t) \\ \cos(-(6n-k)\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(-(6n-k)\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \right\} \quad (3.90)$$

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = qV_{Hi} \left\{ a \begin{bmatrix} \cos((6n+k)\omega_i t) \\ \cos((6n+k)\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos((6n+k)\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} + (1-a) \begin{bmatrix} \cos((6n-k)\omega_i t) \\ \cos((6n-k)\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos((6n-k)\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \right\} \quad (3.91)$$

จากสมการที่ (3.90) และ (3.91) จะเห็นว่าเมื่อให้แรงดันด้านเข้าเป็นแรงดันที่มีความถี่ฮาร์มอนิก เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ จะมีแรงดันด้านออกที่มีความถี่ 2 ค่า ได้แก่ $(6n+k)\omega_i$ และ $(6n-k)\omega_i$ ดังนั้นจะสามารถเขียนค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดของแต่ละความถี่ ดังสมการที่ (3.91) และ (3.92)

$$Z_1(j\omega_1) = |Z(j\omega_1)|e^{j\alpha_1} \quad (3.92)$$

เมื่อ $\omega_1 = (6n+k)\omega_i$

$$Z_2(j\omega_2) = |Z(j\omega_2)|e^{j\alpha_2} \quad (3.93)$$

เมื่อ $\omega_2 = (6n-k)\omega_i$

โดยอาศัยสมการที่ (3.90) - (3.93) จะสามารถเขียนสมการของกระแสด้านออก สำหรับกรณี $6n-k \leq 0$ ดังสมการที่ (3.94) และสำหรับกรณี $6n-k > 0$ ดังสมการที่ (3.95)

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = qV_{in} \left(\frac{a}{|Z_1(\omega_1)|} \begin{bmatrix} \cos((6n+k)\omega_1 t - \alpha_1) \\ \cos((6n+k)\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \\ \cos((6n+k)\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \end{bmatrix} + \frac{(1-a)}{|Z_2(\omega_2)|} \begin{bmatrix} \cos(-(6n-k)\omega_2 t - \alpha_2) \\ \cos(-(6n-k)\omega_2 t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_2) \\ \cos(-(6n-k)\omega_2 t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_2) \end{bmatrix} \right) \quad (3.94)$$

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = qV_{in} \left(\frac{a}{|Z_1(\omega_1)|} \begin{bmatrix} \cos((6n+k)\omega_1 t - \alpha_1) \\ \cos((6n+k)\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \\ \cos((6n+k)\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \end{bmatrix} + \frac{(1-a)}{|Z_2(\omega_2)|} \begin{bmatrix} \cos((6n-k)\omega_2 t - \alpha_2) \\ \cos((6n-k)\omega_2 t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_2) \\ \cos((6n-k)\omega_2 t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_2) \end{bmatrix} \right) \quad (3.95)$$

จากสมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสด้านเข้าและกระแสด้านออกของเมทริกซ์คอนเวเตอร์ (2.10) เมื่อแทนสมการที่ (3.94) และ (3.95) ลงในสมการที่ (2.10) จะได้สมการของกระแสด้านเข้า สำหรับกรณี $6n - k < 0$ ดังสมการที่ (3.96) ,สำหรับกรณี $6n - k = 0$ ดังสมการที่ (3.97) และสำหรับกรณี $6n - k > 0$ ดังสมการที่ (3.98)

$$\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = q^2 V_{Hi} \left\{ \frac{a^2}{|Z_1(\omega_1)|} \begin{bmatrix} \cos((6n-1)\omega_1 t - \alpha_1) \\ \cos((6n-1)\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \\ \cos((6n-1)\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \end{bmatrix} + \frac{a(1-a)}{|Z_2(\omega_2)|} \begin{bmatrix} \cos((6n+1)\omega_1 t + \alpha_2) \\ \cos((6n+1)\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} + \alpha_2) \\ \cos((6n+1)\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} + \alpha_2) \end{bmatrix} \right. \\ \left. + \frac{a(1-a)}{|Z_1(\omega_1)|} \begin{bmatrix} \cos((6n+1)\omega_1 t - \alpha_1) \\ \cos((6n+1)\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \\ \cos((6n+1)\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \end{bmatrix} + \frac{(1-a)^2}{|Z_2(\omega_2)|} \begin{bmatrix} \cos((6n-1)\omega_1 t + \alpha_2) \\ \cos((6n-1)\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} + \alpha_2) \\ \cos((6n-1)\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} + \alpha_2) \end{bmatrix} \right\} \quad (3.96)$$

$$\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = q^2 V_{Hi} \left\{ \frac{a^2}{|Z_1(\omega_1)|} \begin{bmatrix} \cos((6n-1)\omega_1 t - \alpha_1) \\ \cos((6n-1)\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \\ \cos((6n-1)\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \end{bmatrix} + \frac{a(1-a)}{|Z_1(0)|} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{m1} t) \\ \cos(\omega_{m1} t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{m1} t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \right. \\ \left. + \frac{a(1-a)}{|Z_1(\omega_1)|} \begin{bmatrix} \cos((6n+1)\omega_1 t - \alpha_1) \\ \cos((6n+1)\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \\ \cos((6n+1)\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \end{bmatrix} + \frac{(1-a)^2}{|Z_1(0)|} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{m2} t) \\ \cos(\omega_{m2} t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{m2} t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \right\} \quad (3.97)$$

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} &= q^2 V_{Hi} \left\{ \frac{a^2}{|Z_1(\omega_1)|} \begin{bmatrix} \cos((6n-1)\omega_1 t - \alpha_1) \\ \cos((6n-1)\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \\ \cos((6n-1)\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \end{bmatrix} + \frac{a(1-a)}{|Z_2(\omega_2)|} \begin{bmatrix} \cos((6n+1)\omega_1 t - \alpha_2) \\ \cos((6n+1)\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_2) \\ \cos((6n+1)\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_2) \end{bmatrix} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{a(1-a)}{|Z_1(\omega_1)|} \begin{bmatrix} \cos((6n+1)\omega_1 t - \alpha_1) \\ \cos((6n+1)\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \\ \cos((6n+1)\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \end{bmatrix} + \frac{(1-a)^2}{|Z_2(\omega_2)|} \begin{bmatrix} \cos((6n-1)\omega_1 t - \alpha_2) \\ \cos((6n-1)\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_2) \\ \cos((6n-1)\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_2) \end{bmatrix} \right\}
 \end{aligned} \tag{3.98}$$

3.7.2 กรณีองค์ประกอบฮาร์มอนิก อันดับที่ $7^{th}, 13^{th}, 19^{th} \dots$ (อันดับที่ $6n+1$ เมื่อ $n=1,2,3 \dots$)

องค์ประกอบฮาร์มอนิกประเภทนี้จะเป็นแบบลำดับบวก โดยมีสมการของแรงดันฮาร์มอนิกด้านเข้า ดังสมการที่ (3.99)

$$\begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V'_{Hi} \cos((6n+1)(\omega_1 t)) \\ V'_{Hi} \cos((6n+1)(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3})) \\ V'_{Hi} \cos((6n+1)(\omega_1 t - \frac{4\pi}{3})) \end{bmatrix} \tag{3.99}$$

เมื่อทำการแทนสมการของแรงดันด้านเข้า (3.99) ลงในสมการที่ (2.9) จะได้สมการของแรงดันด้านออกซึ่งแบ่งได้เป็น 2 กรณี คือกรณี $6n-k \leq 0$ ดังสมการที่ (3.99) และกรณี $6n-k > 0$ ดังสมการที่ (3.100)

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = qV'_{Hi} \left\{ a \begin{bmatrix} \cos(-(6n-k)\omega_1 t) \\ \cos(-(6n-k)\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(-(6n-k)\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} + (1-a) \begin{bmatrix} \cos((6n+k)\omega_1 t) \\ \cos((6n+k)\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos((6n+k)\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \right\} \tag{3.100}$$

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = qV'_{Hi} \left\{ a \begin{bmatrix} \cos((6n-k)\omega_t) \\ \cos((6n-k)\omega_t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos((6n-k)\omega_t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} + (1-a) \begin{bmatrix} \cos((6n+k)\omega_t) \\ \cos((6n+k)\omega_t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos((6n+k)\omega_t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \right\} \quad (3.101)$$

จากสมการที่ (3.92),(3.93),(3.100) และ (3.101) จะสามารถเขียนสมการของกระแสด้านออก สำหรับกรณี $6n-k \leq 0$ ดังสมการที่ (3.102) และสำหรับกรณี $6n-k > 0$ ดังสมการที่ (3.103)

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = qV'_{Hi} \left\{ \frac{a}{|Z_2(\omega_2)|} \begin{bmatrix} \cos(-(6n-k)\omega_t - \alpha_2) \\ \cos(-(6n-k)\omega_t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_2) \\ \cos(-(6n-k)\omega_t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_2) \end{bmatrix} + \frac{(1-a)}{|Z_1(\omega_1)|} \begin{bmatrix} \cos((6n+k)\omega_t - \alpha_1) \\ \cos((6n+k)\omega_t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \\ \cos((6n+k)\omega_t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \end{bmatrix} \right\} \quad (3.102)$$

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = qV'_{Hi} \left\{ \frac{a}{|Z_2(\omega_2)|} \begin{bmatrix} \cos((6n-k)\omega_t - \alpha_2) \\ \cos((6n-k)\omega_t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_2) \\ \cos((6n-k)\omega_t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_2) \end{bmatrix} + \frac{(1-a)}{|Z_1(\omega_1)|} \begin{bmatrix} \cos((6n+k)\omega_t - \alpha_1) \\ \cos((6n+k)\omega_t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \\ \cos((6n+k)\omega_t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \end{bmatrix} \right\} \quad (3.103)$$

จากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสด้านเข้าและกระแสด้านออกของเมทริกซ์คอนเวเตอร์ ในสมการที่ (2.10) เมื่อแทนสมการที่ (3.102) และ (3.103) ลงในสมการที่ (2.10) จะได้สมการของกระแสด้านเข้า สำหรับกรณี $6n-k < 0$ ดังสมการที่ (3.104) ,สำหรับกรณี $6n-k = 0$ ดังสมการที่ (3.105) และสำหรับกรณี $6n-k > 0$ ดังสมการที่ (3.106)

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} &= q^2 V'_{hi} \left\{ \frac{a^2}{|Z_2(\omega_2)|} \begin{bmatrix} \cos((6n+1)\omega_1 t + \alpha_2) \\ \cos((6n+1)\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} + \alpha_2) \\ \cos((6n+1)\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} + \alpha_2) \end{bmatrix} + \frac{a(1-a)}{|Z_1(\omega_1)|} \begin{bmatrix} \cos((6n-1)\omega_1 t - \alpha_1) \\ \cos((6n-1)\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \\ \cos((6n-1)\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \end{bmatrix} \right. \\
&\quad \left. + \frac{a(1-a)}{|Z_2(\omega_2)|} \begin{bmatrix} \cos((6n-1)\omega_1 t + \alpha_2) \\ \cos((6n-1)\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} + \alpha_2) \\ \cos((6n-1)\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} + \alpha_2) \end{bmatrix} + \frac{(1-a)^2}{|Z_1(\omega_1)|} \begin{bmatrix} \cos((6n+1)\omega_1 t - \alpha_1) \\ \cos((6n+1)\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \\ \cos((6n+1)\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \end{bmatrix} \right\}
\end{aligned} \tag{3.104}$$

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} &= q^2 V'_{hi} \left\{ \frac{a^2}{|Z_1(0)|} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{m1} t) \\ \cos(\omega_{m1} t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{m1} t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} + \frac{a(1-a)}{|Z_1(\omega_1)|} \begin{bmatrix} \cos((6n-1)\omega_1 t - \alpha_1) \\ \cos((6n-1)\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \\ \cos((6n-1)\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \end{bmatrix} \right. \\
&\quad \left. + \frac{a(1-a)}{|Z_1(0)|} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{m2} t) \\ \cos(\omega_{m2} t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{m2} t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} + \frac{(1-a)^2}{|Z_1(\omega_1)|} \begin{bmatrix} \cos((6n+1)\omega_1 t - \alpha_1) \\ \cos((6n+1)\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \\ \cos((6n+1)\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \end{bmatrix} \right\}
\end{aligned} \tag{3.105}$$

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} &= q^2 V'_{Hi} \left\{ \frac{a^2}{|Z_2(\omega_2)|} \begin{bmatrix} \cos((6n+1)\omega_t - \alpha_2) \\ \cos((6n+1)\omega_t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_2) \\ \cos((6n+1)\omega_t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_2) \end{bmatrix} + \frac{a(1-a)}{|Z_1(\omega_1)|} \begin{bmatrix} \cos((6n-1)\omega_t - \alpha_1) \\ \cos((6n-1)\omega_t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \\ \cos((6n-1)\omega_t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \end{bmatrix} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{a(1-a)}{|Z_2(\omega_2)|} \begin{bmatrix} \cos((6n-1)\omega_t - \alpha_2) \\ \cos((6n-1)\omega_t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_2) \\ \cos((6n-1)\omega_t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_2) \end{bmatrix} + \frac{(1-a)^2}{|Z_1(\omega_1)|} \begin{bmatrix} \cos((6n+1)\omega_t - \alpha_1) \\ \cos((6n+1)\omega_t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \\ \cos((6n+1)\omega_t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_1) \end{bmatrix} \right\}
 \end{aligned}
 \tag{3.106}$$

จากสมการของกระแสด้านเข้าฮาร์มอนิก สมการที่ (3.96) - (3.98) และสมการที่ (3.104) - (3.106) จะพบว่า ไม่มีสมการใดเลย ที่มีความถี่เท่ากับความถี่มูลฐาน (50Hz) ดังนั้นที่สภาวะอยู่ตัว สมการของการแปลงแอมิตแดนซ์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์สำหรับความถี่มูลฐาน (สมการที่ (3.55)) จะยังคงถูกต้องและไม่มีผลกระทบใดๆ จากการที่แรงดันด้านเข้ามีองค์ประกอบของฮาร์มอนิกประเภทต่างๆ และด้วยวิธีเดียวกันจะสามารถสรุปได้ว่า สมการของการแปลงอิมพีแดนซ์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ สมการที่ (3.87) ก็จะไม่ถูกรบกวนจากการที่กระแสด้านเข้ามีองค์ประกอบฮาร์มอนิกประเภทต่างๆ ด้วยเช่นกัน

3.8 พฤติกรรมของพลังงานที่เกิดขึ้นในเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์

จากสมการกระแสด้านออกของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่สภาวะอยู่ตัว (สมการที่ (2.4)) หากกำหนดให้โหลดเป็นแบบอินดักทีฟ ดังสมการที่ (3.57) จะสามารถจัดรูปสมการที่ (2.4) ได้ใหม่ ดังสมการที่ (3.107)

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = V_o |Y_o(j\omega_o)| \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \phi_o) \\ \cos(\omega_o t - \frac{2\pi}{3} + \phi_o) \\ \cos(\omega_o t + \frac{2\pi}{3} + \phi_o) \end{bmatrix} \quad (3.107)$$

โดยจะมีสมการของแรงดันด้านออกของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ดังสมการที่ (2.5) ซึ่งจะหาคำล้างงานด้านออกของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ได้ดังสมการที่ (3.108)

$$\begin{bmatrix} p_a(t) \\ p_b(t) \\ p_c(t) \end{bmatrix} = \frac{V_o^2 |Y_o(j\omega_o)|}{2} \begin{bmatrix} \cos(2\omega_o t + \phi_o) + \cos(\phi_o) \\ \cos(2\omega_o t + \phi_o + \frac{2\pi}{3}) + \cos(\phi_o) \\ \cos(2\omega_o t + \phi_o - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\phi_o) \end{bmatrix} \quad (3.108)$$

ดังนั้นจากความสัมพันธ์ระหว่าง พลังงาน และ กำลังงาน คือ $w(t) = \int p(t)dt$ จะได้สมการของพลังงานด้านออก ดังสมการที่ (3.109)

$$\begin{bmatrix} w_a(t) \\ w_b(t) \\ w_c(t) \end{bmatrix} = \frac{V_o^2 |Y_o(j\omega_o)|}{2} \begin{bmatrix} \frac{\sin(2\omega_o t + \phi_o)}{2\omega_o} + t \cos(\phi_o) \\ \frac{\sin(2\omega_o t + \phi_o + \frac{2\pi}{3})}{2\omega_o} + t \cos(\phi_o) \\ \frac{\sin(2\omega_o t + \phi_o - \frac{2\pi}{3})}{2\omega_o} + t \cos(\phi_o) \end{bmatrix} \quad (3.109)$$

จากสมการกระแสด้านเข้าของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ดังสมการที่ (3.59) เมื่อตัดพจน์ที่คูณด้วย $e^{-\frac{Rt}{L}}$ ออก จะได้สมการของกระแสด้านเข้าที่สภาวะอยู่ตัว และจากสมการของแรงดันด้านเข้าของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ สมการที่ (2.3) จะทำให้หาคำล้างทางด้านเข้าของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ในสภาวะอยู่ตัวเป็น ดังสมการที่ (3.110)

$$\begin{bmatrix} p_A(t) \\ p_B(t) \\ p_C(t) \end{bmatrix} = \frac{V_o^2 |Y_o(j\omega_o)|}{2} \begin{bmatrix} a \cos(2\omega_i t - \phi_o) + (1-a) \cos(2\omega_i t + \phi_o) + \cos(\phi_o) \\ a \cos(2\omega_i t - \phi_o - \frac{2\pi}{3}) + (1-a) \cos(2\omega_i t + \phi_o - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\phi_o) \\ a \cos(2\omega_i t - \phi_o + \frac{2\pi}{3}) + (1-a) \cos(2\omega_i t + \phi_o + \frac{2\pi}{3}) + \cos(\phi_o) \end{bmatrix} \quad (3.110)$$

จาก $q = \frac{V_o}{V_i}, V_o^2 = q^2 V_i^2$ จะได้สมการของพลังงานด้านเข้าดังสมการที่ (3.111)

$$\begin{bmatrix} w_A(t) \\ w_B(t) \\ w_C(t) \end{bmatrix} = \frac{V_o^2 |Y_o(j\omega_o)|}{2} \begin{bmatrix} \frac{a}{2\omega_i} \sin(2\omega_i t - \phi_o) + \frac{(1-a)}{2\omega_i} \sin(2\omega_i t + \phi_o) + t \cos(\phi_o) \\ \frac{a}{2\omega_i} \sin(2\omega_i t - \phi_o - \frac{2\pi}{3}) + \frac{(1-a)}{2\omega_i} \sin(2\omega_i t + \phi_o - \frac{2\pi}{3}) + t \cos(\phi_o) \\ \frac{a}{2\omega_i} \sin(2\omega_i t - \phi_o + \frac{2\pi}{3}) + \frac{(1-a)}{2\omega_i} \sin(2\omega_i t + \phi_o + \frac{2\pi}{3}) + t \cos(\phi_o) \end{bmatrix} \quad (3.111)$$

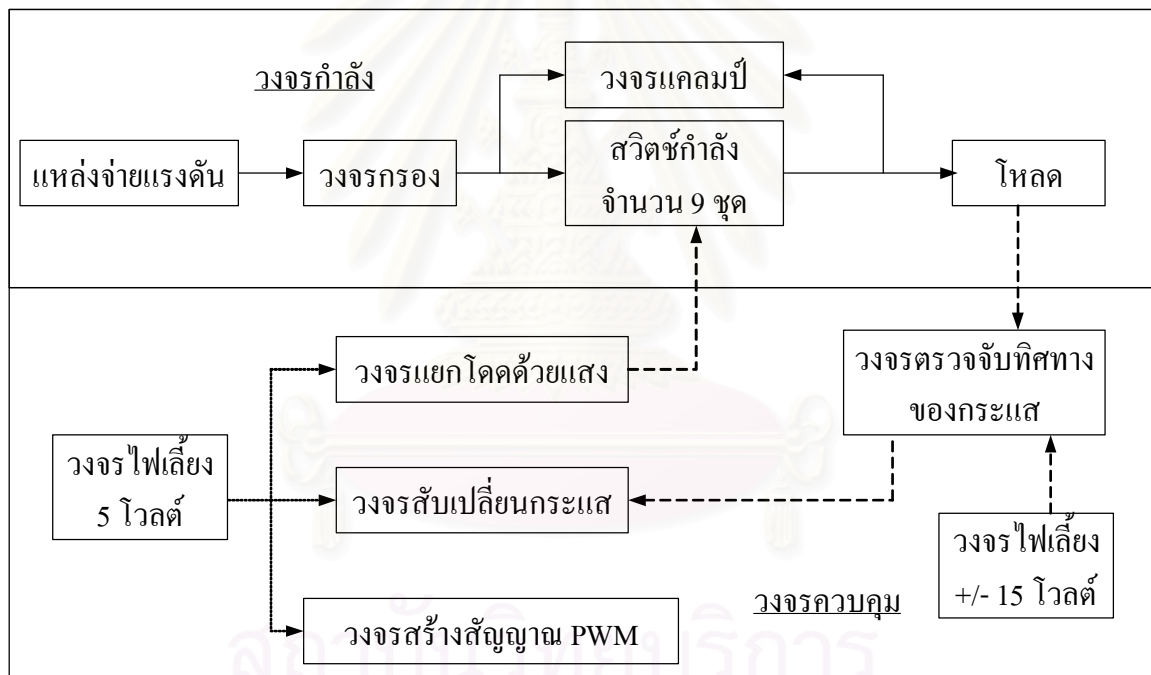
ในทั้งสมการที่ (3.109) และ (3.111) เมื่อตัดพจน์ $t \cos(\phi_o)$ ออก แสดงถึงพลังงานจริงที่ไหลจากแหล่งจ่ายผ่านเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ไปยังโหลด ส่วนพจน์แรกในสมการ (3.109) หมายถึงพลังงานรีแอกทีฟที่ไหลวนระหว่างโหลดกับเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งมีความถี่เป็น 2 เท่าของความถี่ด้านออก ($2\omega_o$) และมีแอมพลิจูดแปรผกผันกับ ω_o ในทำนองเดียวกัน พจน์ที่ 1 และ 2 ของสมการที่ (3.11) แสดงถึงพลังงานรีแอกทีฟที่ไหลวนระหว่างแหล่งจ่ายกับเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่ความถี่ ($2\omega_i$) และแอมพลิจูดแปรผกผันกับ ω_i

จะเห็นได้ว่า แอมพลิจูดของพลังงานหมุนวนที่ด้านออกแปรผกผันกับความถี่ด้านออก ซึ่งแอมพลิจูดของพลังงานหมุนวนที่ด้านออกนี้เอง จะเป็นตัวกำหนดพลังงานสูงสุดที่ไหลของวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์จะต้องรับ นั่นคือถ้าหากว่าโหลดต้องรับพลังงานสูงสุดมาก ขนาดของอุปกรณ์ที่นำมาเป็นโหลดก็ต้องมีขนาดใหญ่ตามพลังงานที่จะต้องรับ ดังนั้นหากคิดที่กำลังด้านเข้าเดียวกันจะพบว่า การปรับความถี่ด้านออกของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ให้มีค่ามากๆ จะสามารถลดขนาดของอุปกรณ์ที่นำมาเป็นโหลดได้

บทที่ 4

การออกแบบและสร้างวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์

ในบทนี้จะอธิบายถึงส่วนประกอบของวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นจริง โดยจะแบ่งวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ออกเป็นส่วนย่อยตามหน้าที่การทำงาน จากนั้นจึงจะกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องเพื่อนำมาใช้ในการออกแบบวงจร รวมไปถึงอธิบายหน้าที่และส่วนประกอบต่างๆ ของวงจรที่สร้างขึ้นจริง



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์

4.1 ส่วนประกอบของวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 4.1 แสดงถึงบล็อกไดอะแกรมของวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ที่ประกอบด้วยส่วนประกอบหลัก 2 ส่วน คือ ส่วนของวงจรควบคุม และส่วนของวงจรกำลัง

4.1.1 วงจรกำลัง

วงจรกำลังจะเป็นวงจรที่มีระดับแรงดันมากกว่า 30 โวลต์ขึ้นไป และมีกำลังงานไหลอยู่ในส่วนนี้สูง ซึ่งจะมีส่วนประกอบ 5 ส่วน คือ

- 1) แหล่งจ่ายแรงดัน เป็นวาริแอกประเภท 3 เฟส 4 สาย ที่จะรับแรงดันสาย 380 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์จากระบบไฟฟ้า สามารถปรับจ่ายแรงดันสายให้กับวงจรรองได้ตั้งแต่ 0-380 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์
- 2) วงจรกรอง เป็นวงจรกรองผ่านต่ำ *RLC* ที่ถูกออกแบบมา เพื่อกรองความถี่การสวิตช์ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ออก ทำให้กระแสที่ไหลจากแหล่งจ่ายแรงดันเป็นกระแสที่มีความถี่ 50 เฮิร์ตซ์
- 3) สวิตช์กำลัง 9 ชุด เป็นสวิตช์ที่สามารถควบคุมกระแสและแรงดัน ได้ทั้ง 2 ทิศทาง มีหน้าที่ตัดหรือต่อวงจร ระหว่างด้านแหล่งจ่ายและโหลด ให้เป็นไปตามการควบคุมที่ต้องการ
- 4) โหลด เป็นโหลดประเภทตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุขนานกับตัวต้านทาน
- 5) วงจรเคลมปี เป็นวงจรป้องกันในกรณีที่สวิตช์กำลังทั้ง 9 ชุด ตัดวงจรพร้อมกัน ทำให้กระแสที่ไหลไม่มีทางไหล เป็นผลทำให้เกิดแรงดันค่าสูงมากตกคร่อมสวิตช์ อาจทำให้สวิตช์เสียหายได้ ซึ่งวงจรนี้จะช่วยรองรับพลังงานจากโหลดเมื่อด้านโหลดถูกเปิดวงจร

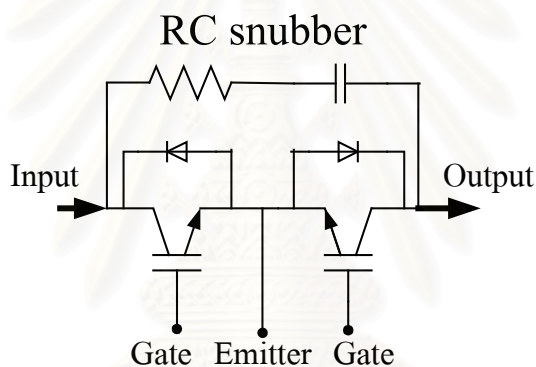
4.1.2 วงจรควบคุม

วงจรควบคุมเป็นวงจรที่มีระดับแรงดันภายในวงจรไม่เกิน 15 โวลต์ มีการไหลของกำลังงานภายในวงจรต่ำ วงจรนี้มีหน้าที่ทำการควบคุมลำดับความถูกต้องในการสวิตช์ของสวิตช์กำลังทั้ง 9 ชุด ที่อยู่ในวงจรกำลัง อีกทั้งจะมีการตรวจจับทิศทางของกระแสโหลด เพื่อนำมาวิเคราะห์ในการสับเปลี่ยนกระแส และตรวจจับขนาดของกระแสโหลด เพื่อนำมาวิเคราะห์ในการป้องกันกระแสไหลเกิน ซึ่งวงจรควบคุมนี้ จะมีส่วนประกอบ 5 ส่วน คือ

- 1) วงจรไฟเลี้ยง มีหน้าที่สร้างระดับแรงดันไฟตรง ตามที่อุปกรณ์ในส่วนของวงจรควบคุมต้องการ
- 2) วงจรสร้างสัญญาณ PWM มีหน้าที่สร้างสัญญาณ Pulse Width Modulation จากค่าวัฏจักรงานของแต่ละสวิตช์
- 3) วงจรสับเปลี่ยนกระแส มีหน้าที่ป้องกันการลัดวงจรทางด้านแหล่งจ่ายแรงดันและเปิดวงจรทางด้านโหลดที่มีลักษณะกึ่งกระแส ขณะทำการสวิตช์ เนื่องมาจากความไม่เป็นอุดมคติของสวิตช์

- 4) วงจรแยกโหนดด้วยแสง มีหน้าที่แยกวงจรกำลังและวงจรควบคุมออกจากกัน เนื่องจากการขับนำสวิตช์ IGBT จุดกราวด์ของวงจรจะต่อกับอิมิตเตอร์ ของ IGBT ซึ่งจะทำให้เกิดการลัดวงจรได้ จึงจำเป็นต้องใช้วงจรแยกโหนดด้วยแสงมาคั่นกลาง และหากวงจรกำลังเกิดความผิดปกติใดๆ ก็จะไม่ส่งผลกระทบต่อวงจรควบคุม อีกทั้งวงจรส่วนนี้จะเป็นวงจรส่วนเดียวที่ต่ออยู่กับสวิตช์กำลังโดยตรงทั้ง 9 ชุด วงจรนี้จึงทำหน้าที่เป็นวงจรสำหรับขับนำสวิตช์ด้วย
- 5) วงจรตรวจจับทิศทางของกระแส มีหน้าที่ตรวจจับทั้งขนาดและทิศทางของกระแส เพื่อนำมาวิเคราะห์ในการป้องกันกระแสไหลเกินและการสับเปลี่ยนกระแส

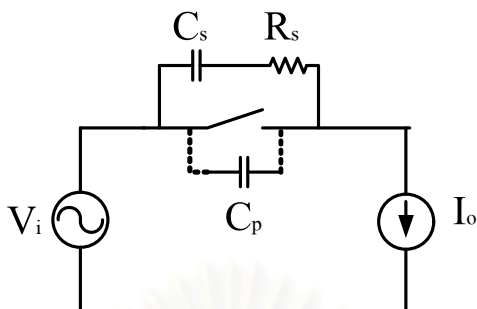
4.2 สวิตช์กำลัง



รูปที่ 4.2 วงจรสวิตช์แต่ละชุดของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์

วงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ จะประกอบไปด้วยสวิตช์กำลังที่สามารถควบคุมทั้งกระแสและแรงดันได้ทั้ง 2 ทิศทาง จำนวน 9 ชุด ในแต่ละสวิตช์กำลังประกอบไปด้วยสวิตช์ IGBT ที่ต่อขนานอยู่กับไดโอด จำนวน 2 ตัวต่อกลับทิศทาง โดยจะมีค่า RC snubber ต่อคร่อมสวิตช์ทั้ง 2 ตัว เพื่อป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับสวิตช์ ดังรูปที่ 4.2

วงจรรวมสวิตช์ IGBT ที่ต่อขนานอยู่กับไดโอด ที่เลือกใช้ คือ IRG4PH40UD ซึ่งสามารถทนแรงดันตกคร่อมได้สูงสุด 1200 โวลต์ และทนกระแสได้สูงสุด 21 แอมแปร์



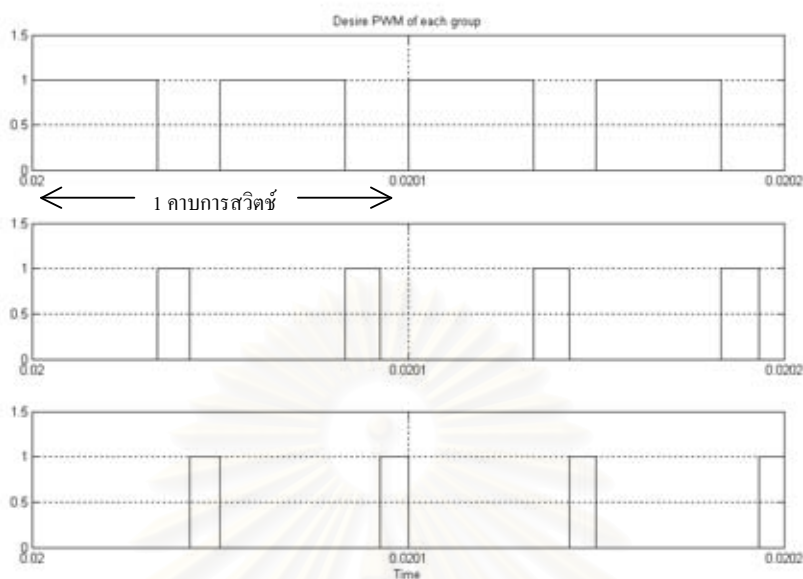
รูปที่ 4.3 วงจรทั่วไป ที่มีการต่อ RC สนับเบอร์คร่อมสวิตช์

การออกแบบค่า RC สนับเบอร์ อย่างคร่าวๆ อาจทำได้โดย จากรูปที่ 4.3 จะกำหนดให้ ค่าตัวเก็บประจุสับเบอร์ C_s มีค่ามากกว่า ค่าตัวเก็บประจุพาราซิติค C_p จำนวน 4 เท่า เพื่อป้องกันการเปลี่ยนแปลงแรงดันคร่อมสวิตช์แบบทันทีทันใด ซึ่งจะทราบค่านี้ได้จากข้อมูลจากผู้ผลิตสวิตช์ให้มา จากนั้นจึงทำการกำหนดค่า ตัวต้านทานสับเบอร์ R_s ตามค่า อัตราส่วนระหว่างแรงดันต่อกระแสที่มีต่อสวิตช์ขณะเปิดวงจร โดยจะเลือกค่ากำลังของตัวต้านทานสับเบอร์ ได้จาก $P_s \approx C_s E_o^2 f_s$ เมื่อ f_s คือ ความถี่สวิตชิง ซึ่งเลือกใช้ความถี่ 10 กิโลเฮิรตซ์

ดังนั้นสำหรับงานวิทยานิพนธ์นี้ ที่เลือกใช้สวิตช์ IGBT ต่อขนานอยู่กับไดโอด IRG4PH40UD บริษัทผู้ผลิตได้กำหนดให้มีค่าตัวเก็บประจุพาราซิติค 150 พิโคฟารัด โดยจะกำหนดให้กระแสไหลผ่านสวิตช์สูงสุด 7 แอมแปร์ และแรงดันแหล่งจ่ายสูงสุดตกคร่อมสวิตช์ 320 โวลต์ จึงเลือกใช้ตัวเก็บประจุสับเบอร์ที่มีค่า 600 พิโคฟารัด พิกัดแรงดัน 400 โวลต์ และเลือกใช้ค่าตัวต้านทานสับเบอร์ 45 โอห์ม มีค่ากำลังมากกว่า 2 วัตต์

4.3 ลักษณะของสัญญาณ PWM ที่ใช้ขับนำสวิตช์ในแต่ละกลุ่ม

จากที่ได้กล่าวมาในหัวข้อที่ 2.1 ว่าสวิตช์ทั้ง 9 ชุด สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 กลุ่ม โดยในแต่ละกลุ่มจะมีสวิตช์กำลัง 3 ตัวที่ต้องการสัญญาณ PWM ที่มีความสัมพันธ์กัน 3 สัญญาณ ไปขับนำสวิตช์กำลังภายในกลุ่มนั้นๆ ดังแสดงเป็นตัวอย่างในรูปที่ 4.4

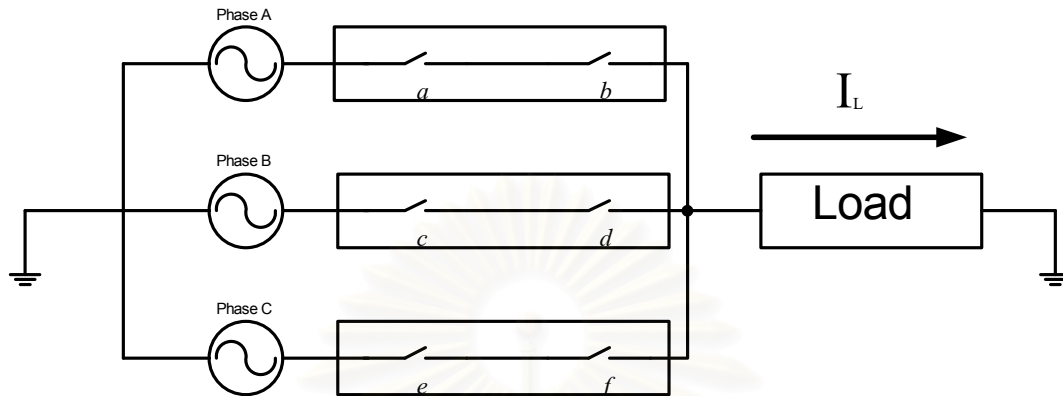


รูปที่ 4.4 สัญญาณ PWM ที่ต้องการในแต่ละกลุ่มของสวิตช์

จากรูปที่ 4.4 สัญญาณแต่ละสัญญาณ เป็นสัญญาณ PWM ที่มีความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งจะขับนำให้สวิตช์นำกระแส (ON) เมื่อสัญญาณ PWM ที่ไปขับนำมีตรรกะ HIGH และจะขับนำให้สวิตช์หยุดนำกระแส (OFF) เมื่อสัญญาณ PWM ที่ไปขับนำมีค่าตรรกะ LOW โดยจะเห็นว่าสัญญาณ PWM 2 สัญญาณใดๆ จะไม่เกิดภาวะที่มีตรรกะ HIGH พร้อมกัน นั่นคือจะไม่ทำให้สวิตช์กำลัง 2 ชุดใดๆ ในกลุ่มเดียวกันนำกระแสพร้อมกันซึ่งจะเป็นการลัดวงจรทางด้านแหล่งจ่าย และขณะเดียวกันในหนึ่งคาบการสวิตช์ สัญญาณ PWM ทั้ง 3 สัญญาณ จะไม่เกิดภาวะที่มีตรรกะ LOW พร้อมกัน นั่นคือจะไม่ทำให้สวิตช์กำลังทั้ง 3 ชุด หยุดนำกระแสพร้อมกันซึ่งจะเป็นการเปิดวงจรทางด้านโหลดนั่นเอง

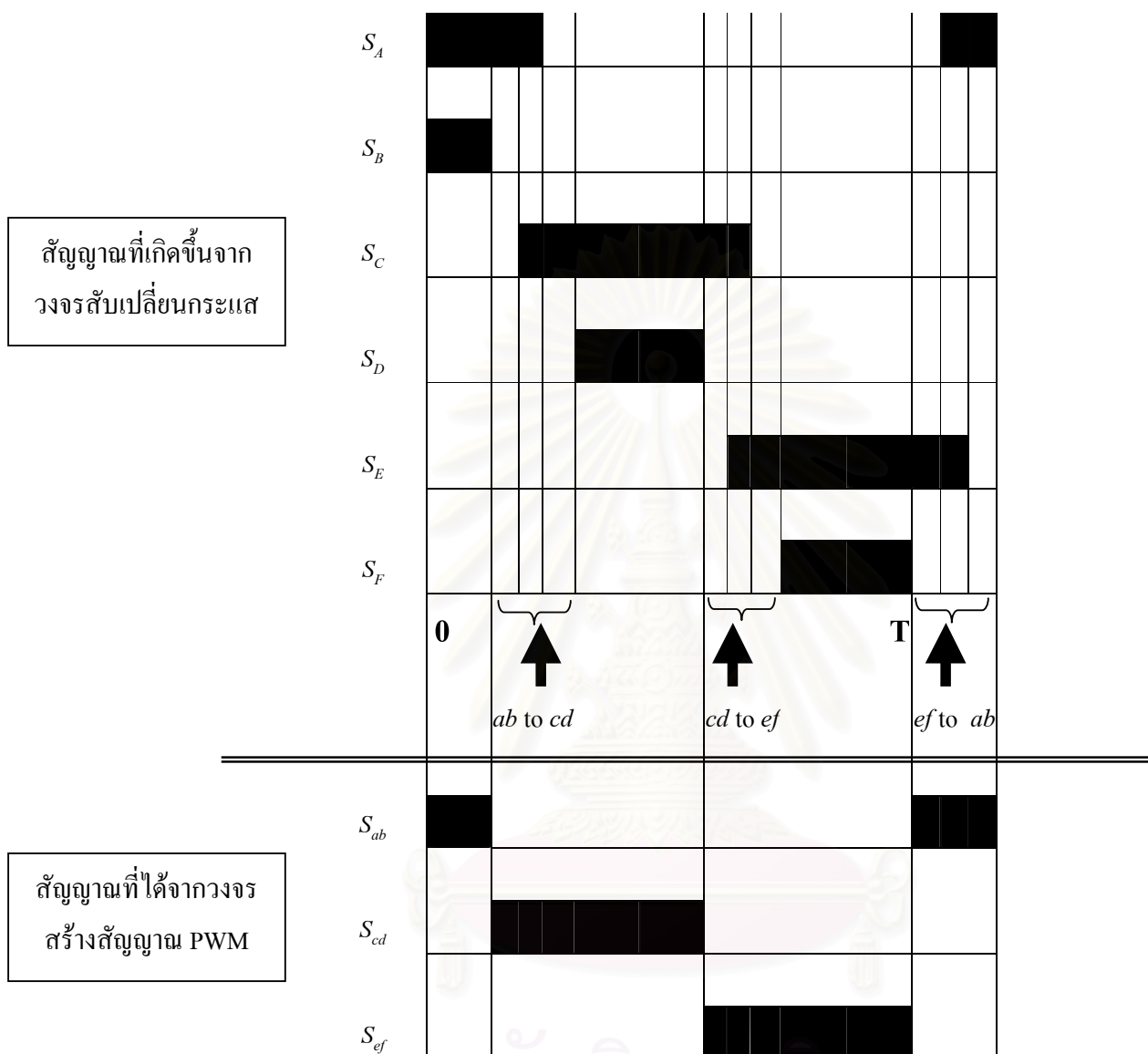
จากรูปที่ 4.2 การที่จะทำให้สวิตช์กำลัง 1 ชุด นำกระแสได้นั้น จะต้องใช้สัญญาณ PWM จำนวน 2 สัญญาณ ในการขับนำสวิตช์ IGBT 2 ตัว ซึ่งถ้าหากสวิตช์ IGBT ทุกตัวมีความเป็นอุดมคติแล้ว สัญญาณ PWM ทั้ง 2 สัญญาณ ที่ขับนำสวิตช์ IGBT ในสวิตช์กำลังชุดเดียวกัน จะเป็นสัญญาณ PWM ที่เหมือนกันทุกประการ แต่ในความเป็นจริงสวิตช์ IGBT แต่ละตัว มีความไม่เป็นอุดมคติ ดังนั้น เพื่อป้องกันการลัดวงจรทางด้านที่มีลักษณะกึ่งแรงดัน และเปิดวงจรทางด้านที่มีลักษณะกึ่งกระแส จึงต้องนำสัญญาณ PWM ที่ได้มาผ่านวงจรสับเปลี่ยนกระแสซึ่งจะได้กล่าวต่อไป

4.4 การสับเปลี่ยนกระแสระหว่างสวิตช์กำลังในแต่ละกลุ่ม



รูปที่ 4.5 การจัดวางสวิตช์กำลังในกลุ่มที่ต่ออยู่กับโหลดเฟสเดียวกัน

จากรูปที่ 4.5 จะเห็นว่าสวิตช์กำลัง 1 ชุด ที่ประกอบไปด้วยสวิตช์ IGBT จำนวน 2 ตัวต่ออนุกรมกลับทิศกัน เป็นสวิตช์ที่มีความไม่เป็นอุดมคติอยู่ จึงต้องใช้หลักการเรื่องการสับเปลี่ยนกระแสระหว่างสวิตช์เข้ามาเกี่ยวข้อง เพื่อป้องกันการลัดวงจรทางด้านแหล่งจ่าย และเปิดวงจรทางด้านโหลด โดยวิธีการสับเปลี่ยนกระแสที่เลือกใช้ มีชื่อเรียกว่า “4 Steps Current Commutation” ซึ่งเป็นวิธีการที่ต้องตรวจจับทิศทางของกระแส มาวิเคราะห์ในการสับเปลี่ยนกระแสด้วย กระบวนการสับเปลี่ยนกระแสด้วยวิธีนี้จะถูกอธิบาย ดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 กระบวนการสับเปลี่ยนกระแสใน 1 คาบของการสวิตช์ ของสวิตช์ในแต่ละกลุ่ม เมื่อ $I_L > 0$

จากรูปที่ 4.6 อ่างอิงทิศของกระแสไหลในรูปที่ 4.5 เมื่อกระแส I_L มีค่าเป็นบวก วงจรสับเปลี่ยนกระแสจะรับสัญญาณ PWM จากวงจรสร้างสัญญาณ PWM มาเพียง 3 สัญญาณ ได้แก่สัญญาณที่ จะป้อนให้กับสวิตช์ ab (S_{ab}), สวิตช์ cd (S_{cd}) และสวิตช์ ef (S_{ef}) จากนั้นวงจรสับเปลี่ยนกระแสจะทำการ สร้างสัญญาณ PWM ที่เหมาะสมจำนวน 6 สัญญาณ เพื่อนำไปขับนำสวิตช์ IGBT แต่ละตัว

โดยจะสามารถอธิบายตัวอย่างการสับเปลี่ยนกระแสจากสวิตช์ ab ไปสู่สวิตช์ cd ที่ทำให้การไหลของกระแสจากสวิตช์ ab ถูกย้ายไปไหลผ่านสวิตช์ cd ดังนี้

1) ทำการ OFF สวิตช์ b

ผลที่เกิดขึ้น กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ ab ยังคงไหลอยู่ตามปกติ เนื่องจากกระแสยังสามารถไหลผ่านไดโอดที่ต่อขนานอยู่กับสวิตช์ b ได้

2) ทำการ ON สวิตช์ c

ผลที่เกิดขึ้น หากแรงดันที่เฟส B มีค่ามากกว่าแรงดันที่เฟส A ไดโอดที่ต่อขนานอยู่กับสวิตช์ d จะ ON ทันทีและไดโอดที่ต่อขนานอยู่กับสวิตช์ b ก็จะ OFF ทันทีเช่นเดียวกัน เป็นผลให้กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ ab ย้ายมาไหลผ่านสวิตช์ cd แทน แต่ถ้าหากแรงดันที่เฟส A มีค่ามากกว่าแรงดันที่เฟส B กระแสก็จะยังคงไหลอยู่ในสวิตช์ ab เช่นเดิม

3) ทำการ OFF สวิตช์ a

ผลที่เกิดขึ้น ไดโอดที่ต่อขนานอยู่กับสวิตช์ d จะสามารถ ON ได้ทันที ทำให้กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ ab ย้ายมาไหลผ่านสวิตช์ cd ได้

4) ทำการ ON สวิตช์ d

ผลที่เกิดขึ้น กระแสที่ไหลผ่านไดโอดที่ต่อขนานอยู่กับสวิตช์ d จะย้ายมาไหลที่สวิตช์ IGBT d แต่โดยรวมก็จะไม่มีอะไรเปลี่ยนแปลง กระแสจะยังคงไหลผ่านสวิตช์ cd อยู่เช่นเดิม

สำหรับการสับเปลี่ยนกระแสจากสวิตช์ cd ไปสู่สวิตช์ ef และจากสวิตช์ ef กลับมาสู่ ab จะสามารถอธิบายได้ในทำนองเดียวกัน

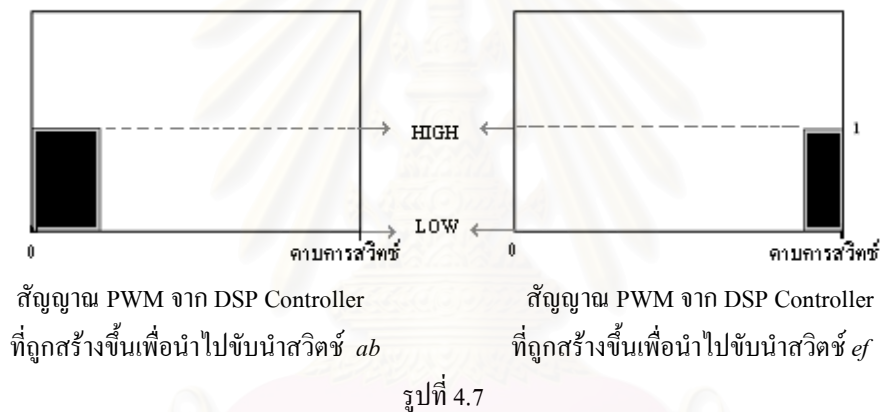
ตารางที่ 4.1 สัญญาณขั้วนำสวิตช์ในกรณีที่กระแสเป็นบวกและลบ

สัญญาณขั้วนำ	สวิตช์ที่ถูกขั้วนำ	
	กรณี $I_L > 0$	กรณี $I_L \leq 0$
S_A	a	b
S_B	b	a
S_C	c	d
S_D	d	c
S_E	e	f
S_F	f	e

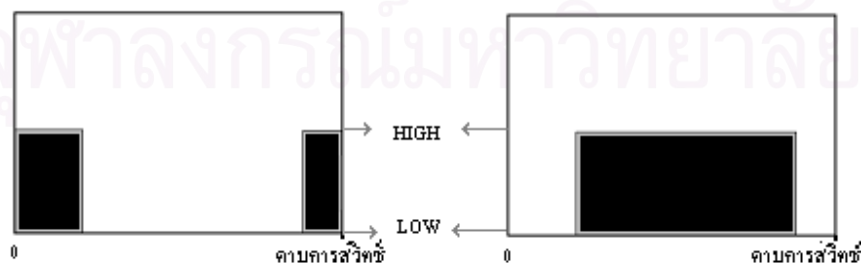
ถ้าหากกระแสโหลด I_L ในรูปที่ 4.5 มีค่าเป็นลบ กระบวนการสับเปลี่ยนกระแสจะสามารถอธิบายได้ด้วยวิธีเดิม แต่ลำดับของการสับเปลี่ยนกระแสจะเปลี่ยนไปเล็กน้อย โดยการสลับที่สัญญาณขั้วนำระหว่างสวิตช์ในชุดเดียวกัน ดังตารางที่ 4.1

4.5 การสร้างสัญญาณ PWM ในแต่ละกลุ่ม

สำหรับการสร้างสัญญาณ PWM สำหรับสวิตช์กำลังในแต่ละกลุ่ม จำนวน 3 สัญญาณนั้น จะใช้ DSP Controller เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณ PWM จำนวน 2 สัญญาณ จากนั้นนำทั้ง 2 สัญญาณมาเข้าวงจรรรเกประเภท *NOR* ก็จะทำให้ได้สัญญาณ PWM อีกสัญญาณที่เหลือ โดยจะสามารถอธิบายการสร้างสัญญาณ ดังรูปที่ 4.7 ถึง 4.8 โดยอ้างอิงสวิตช์กำลังจากรูปที่ 4.5



จากรูปที่ 4.7 DSP Controller จะทำการสร้างสัญญาณ PWM ขึ้นมา 2 สัญญาณ จากค่าวัฏจักรงานของสวิตช์แต่ละตัว โดยสัญญาณ PWM ที่ขับนำสวิตช์ *ab* จะมีตรรกะ HIGH ที่ต้นคาบของการสวิตช์ และสัญญาณ PWM ที่ขับนำสวิตช์ *ef* จะมีตรรกะ HIGH ที่ปลายคาบของการสวิตช์

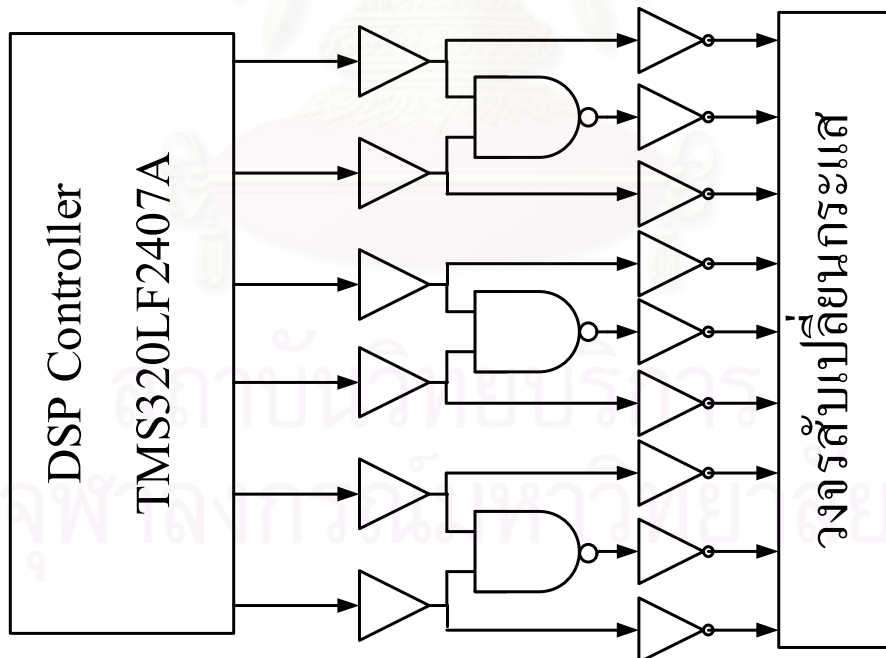


นำสัญญาณขั้วนำสวิตช์ ab และสัญญาณขั้วนำสวิตช์ ef ที่ได้จาก DSP Controller มาผ่านวงจรตรรกะประเภท NOR ก็จะได้สัญญาณขั้วนำสวิตช์ cd ดังแสดงในรูปที่ 4.8

จากรูปที่ 1.1 สัญญาณขั้วนำของสวิตช์กำลังที่มีลักษณะเช่นเดียวกันกับสัญญาณขั้วนำสวิตช์ ab ได้แก่สัญญาณที่จะนำไปขั้วนำสวิตช์กำลังอุณหภูมิต่ำ m_{Aa}, m_{Ab} และ m_{Ac} และสัญญาณขั้วนำของสวิตช์กำลังที่จะถูกสร้างให้มีลักษณะเช่นเดียวกันสำหรับสัญญาณขั้วนำสวิตช์ ef ได้แก่สัญญาณที่จะนำไปขั้วนำสวิตช์กำลังอุณหภูมิต่ำ m_{Ca}, m_{Cb} และ m_{Cc} โดยสำหรับสัญญาณขั้วนำของสวิตช์กำลังที่เหลือจะเป็นสัญญาณที่ได้จากการ NOR กัน ระหว่างสัญญาณ PWM จำนวน 2 สัญญาณในกลุ่มเดียวกัน ได้แก่สัญญาณที่จะไปขั้วนำสวิตช์กำลังอุณหภูมิต่ำ m_{Ba}, m_{Bb} และ m_{Bc}

4.6 วงจรสร้างสัญญาณ PWM

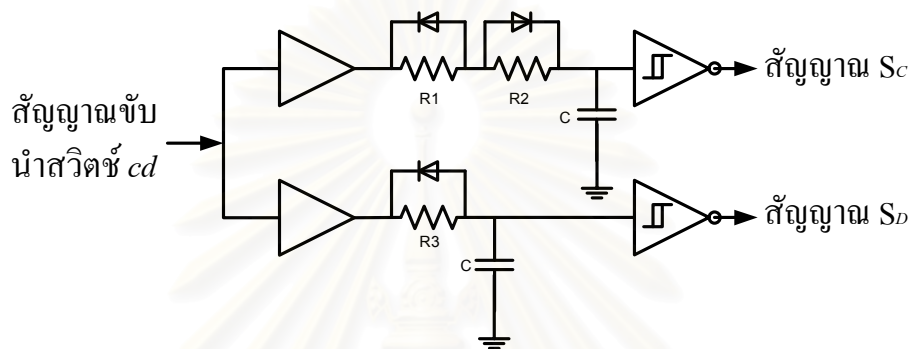
วิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการเลือกใช้ DSP Controller รุ่น TMS320LF2407A เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณ PWM ซึ่งจะให้สัญญาณตรรกะ HIGH ในขณะที่ยังไม่มีการทำงานใดๆ ดังนั้นจึงออกแบบให้ DSP Controller สร้างสัญญาณ PWM ทั้ง 6 สัญญาณ ที่มีตรรกะเป็นนิเสธจากตรรกะจริง แล้วจึงนำสัญญาณที่ได้นี้ ไปผ่านวงจรตรรกะประเภท NOT อีกที ก็จะได้สัญญาณ PWM ที่มีตรรกะตามต้องการ



รูปที่ 4.9 วงจรสร้างสัญญาณ PWM

4.7 วงจรสับเปลี่ยนกระแส

จากรูปที่ 4.6 จะเห็นได้ว่าการสร้างสัญญาณ S_C จากสัญญาณขั้วนำสวิตช์ cd นั้น เกิดจากการหน่วงเวลาทั้งขอบขาขึ้นและขอบขาลงของสัญญาณขั้วนำสวิตช์ cd และการสร้างสัญญาณ S_D จากสัญญาณขั้วนำสวิตช์ cd เกิดจากการหน่วงเวลาเฉพาะที่ขอบขาขึ้นของสัญญาณขั้วนำสวิตช์ cd โดยจะอธิบายกระบวนการสร้างสัญญาณ S_C และ S_D ได้ดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 วงจรหน่วงเวลา RC

จากรูปที่ 4.10 วงจรหน่วงเวลา RC จะมีส่วนประกอบของวงจรคือ ไดโอด ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และขมิพทริกเกอร์ โดยในวิทยานิพนธ์นี้ จะเลือกค่าตัวเก็บประจุ 10 pF และขมิพทริกเกอร์ เบอร์ CD40106 ส่วนตัวต้านทานเป็นตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ ซึ่งเมื่อปรับค่าตัวต้านทานให้ได้ค่าที่เหมาะสมก็จะสามารถหน่วงเวลาได้ตามต้องการ

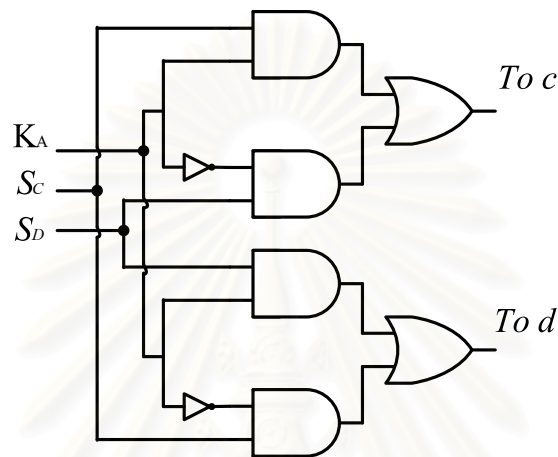
เพื่อความง่ายในการออกแบบวงจร จะประมาณค่าการหน่วงเวลาของแต่ละสัญญาณ ที่ไม่ทำให้กระทบกับแรงดันด้านออกมากเกินไป ดังนี้ [1]

- 1) หน่วงเวลาขาขึ้น ของสัญญาณ S_C 100 ns
- 2) หน่วงเวลาขาลง ของสัญญาณ S_C 200 ns
- 3) หน่วงเวลาขาขึ้น ของสัญญาณ S_D 300ns

จากวงจรและวิธีการเดียวกัน วงจรสับเปลี่ยนกระแสจะรับสัญญาณ PWM จำนวน 9 สัญญาณ จากวงจรสร้างสัญญาณ PWM จากนั้นนำแต่ละสัญญาณมาผ่านวงจรหน่วงเวลา RC ดังรูปที่ 4.10 จะทำให้ได้สัญญาณขั้วนำสวิตช์ จำนวนทั้งหมด 18 สัญญาณ

อย่างไรก็ตามการที่จะสับเปลี่ยนกระแสได้อย่างถูกต้อง จะอาศัยการวิเคราะห์ทิศทางของกระแส ซึ่งจะเป็นหน้าที่ของวงจรตรวจจับทิศทางของกระแส ดังจะได้กล่าวต่อไป

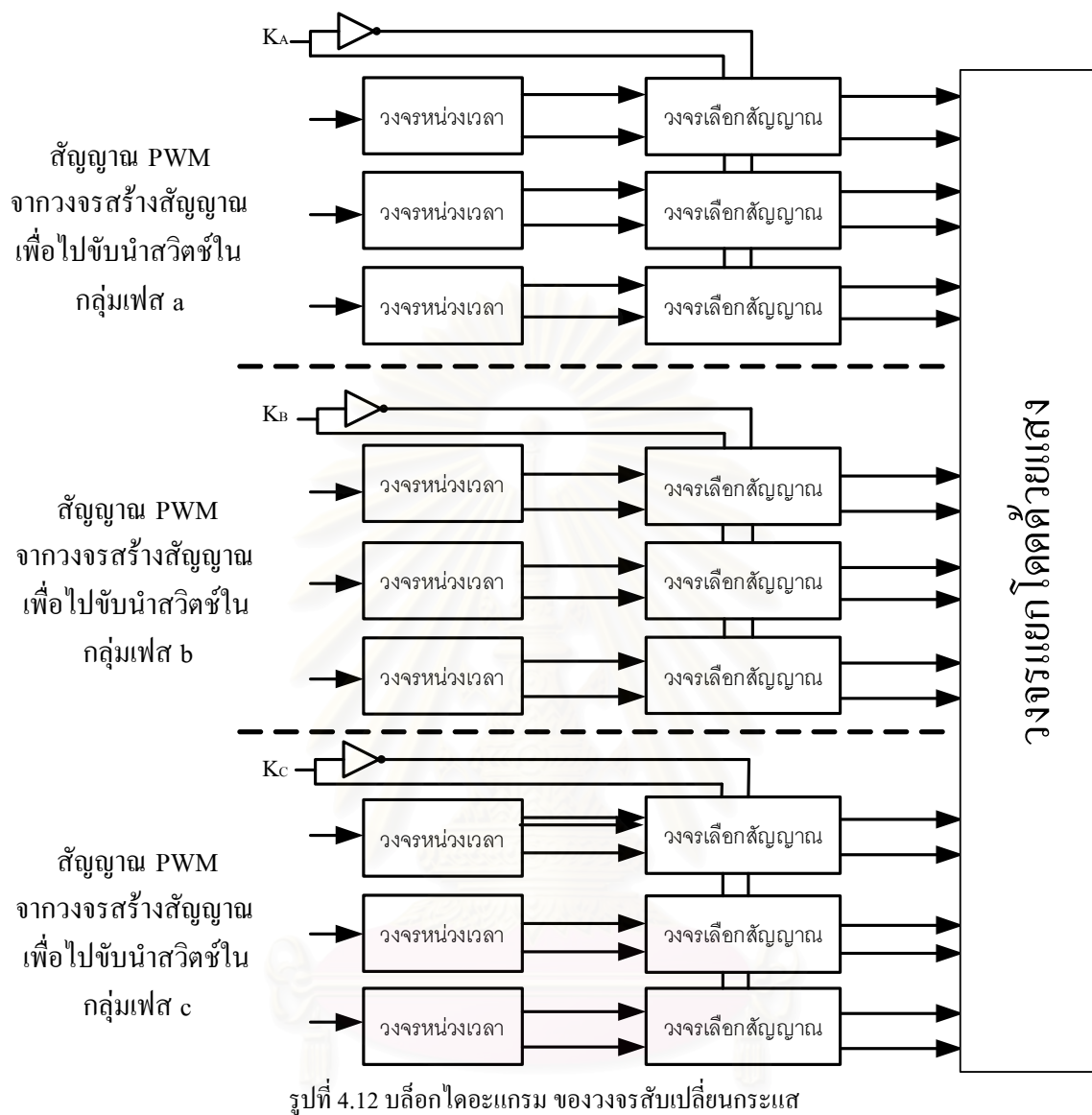
ส่วนประกอบที่สำคัญอีกส่วนหนึ่งของวงจรสับเปลี่ยนกระแส คือ วงจรเลือกสัญญาณ โดยจะสามารถอธิบายได้ดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 วงจรเลือกสัญญาณ

จากรูปที่ 4.11 กำหนดให้ K_A จะเป็นสัญญาณที่บอกทิศทางของกระแสไหลในรูปที่ 4.5 ซึ่งมีตรรกะ HIGH เมื่อกระแส I_L เป็นบวก และมีตรรกะ LOW เมื่อกระแส I_L เป็นลบ ดังนั้นเมื่อทิศทางของกระแส I_L เป็นบวก สัญญาณขั้วนำ S_C จะทำการขั้วนำสวิตช์ c และสัญญาณขั้วนำ S_D จะทำการขั้วนำสวิตช์ d แต่ในทางกลับกันถ้าหาก ทิศทางของกระแส I_L เป็นลบ สัญญาณขั้วนำ S_C จะทำการขั้วนำสวิตช์ d และสัญญาณขั้วนำ S_D จะทำการขั้วนำสวิตช์ c

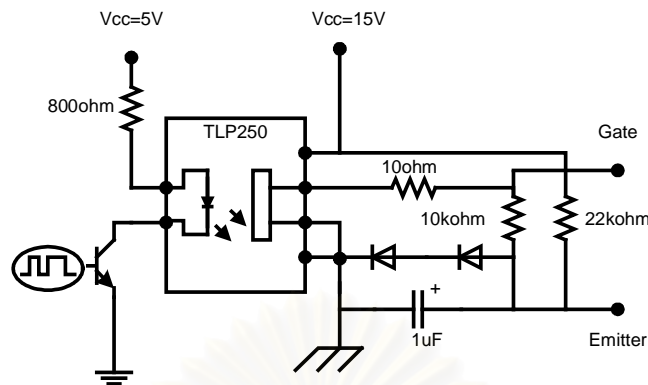
จากวงจรและวิธีการเดียวกัน ดังรูปที่ 4.12 จะทำให้ได้สัญญาณ PWM ทั้ง 18 สัญญาณที่ถูกต้องในการขั้วนำสวิตช์แต่ละตัว



4.8 วงจรแยกโคตด้วยแสง

เพื่อที่จะแยกวงจรกำลังออกจากวงจรควบคุม วิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้วงจรรวมแยกโคตด้วยแสง เบอร์ TLP250 โดยจะต้องวงจรเพื่อไปขับนำสวิตช์ IGBT แต่ละตัว ดังรูปที่ 4.13

จากรูปที่ 4.13 การต่อวงจรทางด้านเข้าของวงจรแยกโคตด้วยแสง จะใช้การขับนำวงจรรวมด้วย BUFFER แบบ Open Collector ซึ่งจะทำให้สัญญาณที่ด้านออกของวงจรรวมมีตรรกะนิเสธจากสัญญาณ PWM ที่มาขับนำ แต่จากรูปที่ 4.7 จะเห็นว่าชมิทริกเกอร์ที่นำมาใช้ในวงจรสับเปลี่ยนกระแส



รูปที่ 4.13 วงจรแยกโคดด้วยแสง ที่ขับนำสวิตช์ IGBT แต่ละตัว

นั้น จะให้ตรรกะของสัญญาณ PWM เป็นนิเสธจากสัญญาณเดิมอยู่แล้ว ดังนั้นผลที่เกิดจากการนิเสธซ้อนกัน จึงทำให้สัญญาณที่ออกจากวงจรแยกโคดด้วยแสงเป็นสัญญาณ PWM จึงถูกต้องสามารถนำไปขับนำสวิตช์ IGBT แต่ละตัวได้จริง

4.9 วงจรตรวจจับทิศทางของกระแส

วงจรตรวจจับทิศทางของกระแส จะสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วน คือ ส่วนตรวจจับกระแส และ ส่วนวิเคราะห์ขนาดและทิศทาง ด้วย DSP Controller

4.9.1 ส่วนตรวจจับกระแส

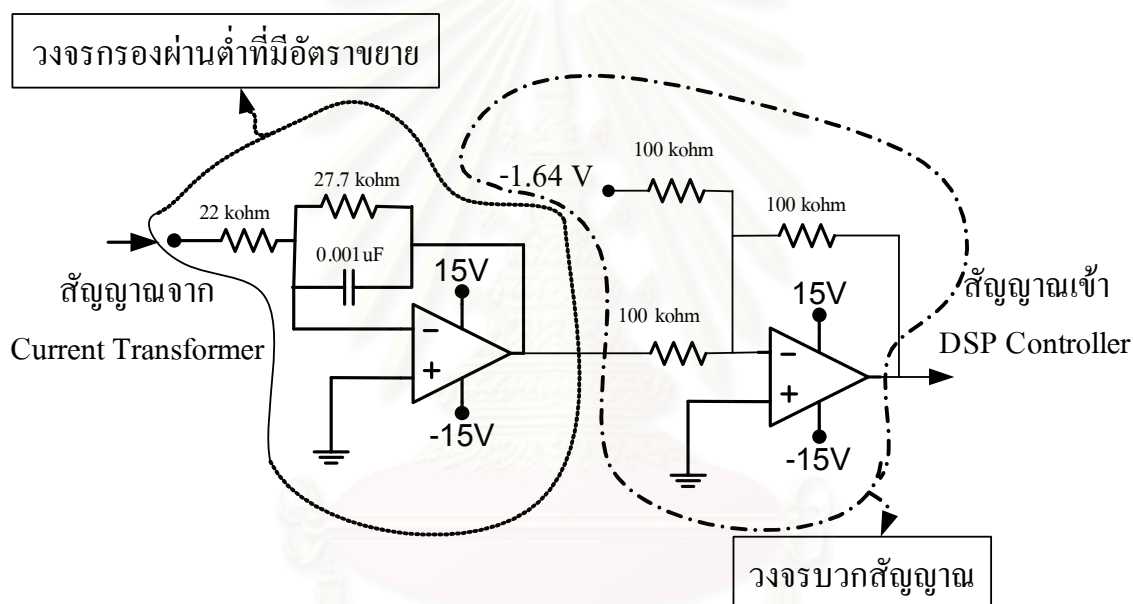
การตรวจจับกระแสไหลคในแต่ละเฟส จะเลือกใช้ Current Transformer เบอร์ HC-PSG 30V4B15 ที่ให้สัญญาณด้านออกเป็นแรงดัน 4 โวลต์ต่อการตรวจจับกระแสด้านเข้า 30 แอมแปร์ โดยจะเรียกสัญญาณด้านออกนี้ว่าสัญญาณกระแส

จากค่าที่กำหนดสำหรับ DSP Controller ที่สามารถรับสัญญาณอะนาลอก ในช่วงระหว่าง 0 ถึง 3.28 โวลต์ จึงต้องทำการออกแบบ เพื่อจัดสัญญาณกระแสที่ได้จากการตรวจจับ ให้มีค่าเหมาะสมกับการเชื่อมต่อระหว่างส่วนตรวจจับกระแส และส่วนวิเคราะห์ขนาดและทิศทางด้วย DSP Controller โดยมีขั้นตอนการออกแบบดังนี้

- 1) กำหนดให้ DSP Controller รับสัญญาณกระแส เมื่อกระแสไหล 10 แอมแปร์ เป็น 3.28 โวลต์ , กระแสไหล 0 แอมแปร์ เป็น 1.64 โวลต์ และกระแสไหล -10 แอมแปร์ เป็น 0 โวลต์ นั่นคือจะมีอัตราส่วนระหว่างแรงดัน 1.64 โวลต์ต่อกระแส 10 แอมแปร์

- 2) ขยายสัญญาณที่ได้จาก Current Transformer จำนวน 1.26 เท่า จะทำให้จากเดิมที่ค่ากระแส 10 แอมแปร์ จะได้สัญญาณกระแส 1.33 โวลต์ เป็น 1.64 โวลต์ และจากเดิมที่ค่ากระแส -10 แอมแปร์ จะได้สัญญาณกระแส -1.33 โวลต์ เป็น -1.64 โวลต์
 - 3) ทำการบวกสัญญาณเพิ่มขึ้น 1.64 โวลต์ จะทำให้ที่ค่ากระแส 10 แอมแปร์ จะได้สัญญาณกระแส 3.28 โวลต์ ,ที่ค่ากระแส 0 แอมแปร์ จะได้สัญญาณกระแส 1.64 โวลต์ และที่ค่ากระแส -10 แอมแปร์ จะได้สัญญาณกระแส 0 โวลต์ ตามที่กำหนดไว้
- จากการออกแบบดังกล่าว ได้เลือกใช้วงจรจัดสัญญาณเพื่อให้ได้สัญญาณตามที่ต้องการ ดังรูปที่

4.14

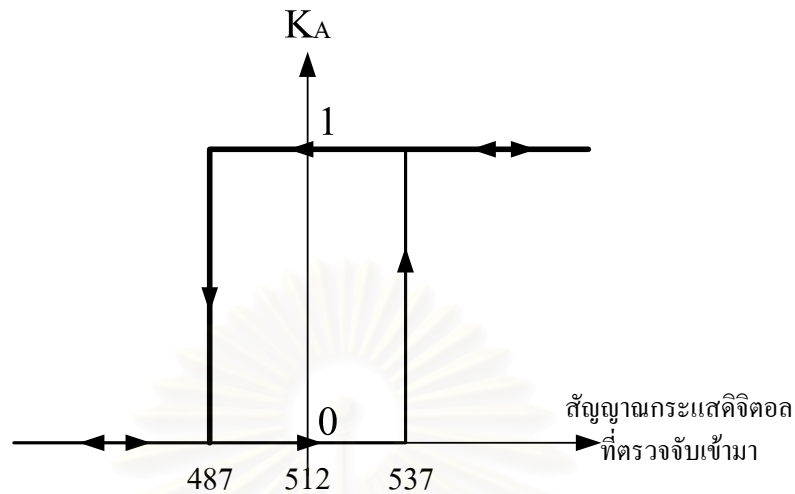


รูปที่ 4.14 วงจรจัดสัญญาณ

จากรูปที่ 4.14 ภายในวงจรวัดสัญญาณ จะประกอบไปด้วย วงจรรองผ่านค่าที่มีอัตราขยาย 1.26 เท่า มีความถี่ตัดข้าม 5.36 กิโลเฮิร์ตซ์ และวงจรวบสัญญาณ 1.64 โวลต์

4.9.2 ส่วนวิเคราะห์ขนาดและทิศทางด้วย DSP Controller

สัญญาณกระแสที่เข้ามาสู่ DSP Controller นั้น จะถูกแปลงจากสัญญาณอะนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล ที่อยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึง 1024 โดยอัตโนมัติ ดังเช่นหากมีสัญญาณกระแสเข้ามา 1.64 โวลต์ DSP Controller จะทำการแปลงเป็นค่าดิจิทัลเท่ากับ 512 ซึ่งมีความหมายคือกระแสไหล 0 แอมแปร์



รูปที่ 4.15 ฮิสเทอรีซิสของสัญญาณบอกทิศทางของกระแส

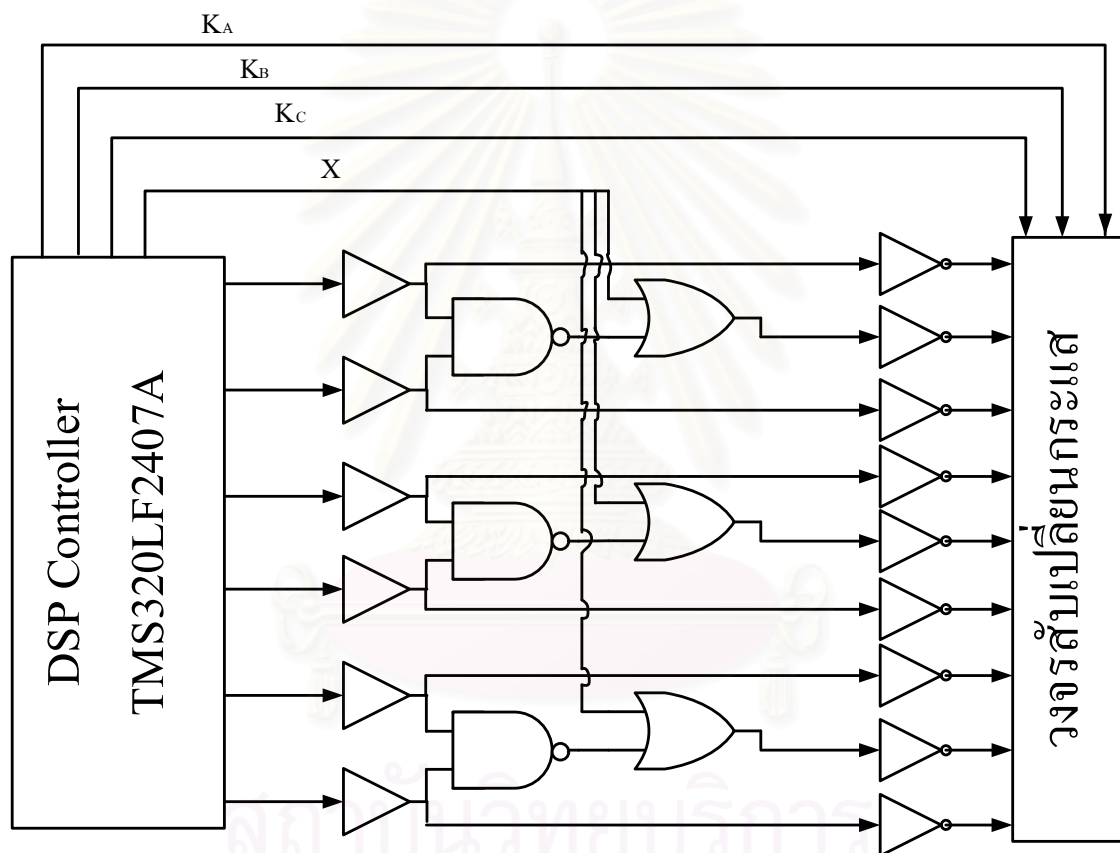
จากรูปที่ 4.15 K_A ซึ่งเป็นสัญญาณบอกทิศทางของกระแสจะมีมีตรระกเป็น HIGH เมื่อกระแสไหลคเป็นบวก และจะมีตรระกเป็น LOW เมื่อกระแสไหลคเป็นลบ

กระบวนการวิเคราะห์ทิศทางของกระแสจะถูกแบ่งได้เป็น 2 กรณี คือ

- 1) กรณีตรระก K_A เดิมเป็น HIGH จะใช้ค่าคิติดอลเปรียบเทียบเท่ากับ 487 ซึ่งถ้าหากสัญญาณคิติดอลที่ DSP Controller ที่ตรวจจับเข้ามายังมีค่ามากกว่า 487 ทิศทางของกระแสไหลคจะยังถูกค้ดสินใจว่าเป็นบวก แต่ถ้าหากสัญญาณคิติดอลที่ DSP controller ตรวจจับเข้ามามีค่าน้อยกว่า 487 ทิศทางของกระแสไหลคจะถูกค้ดสินใจว่าเป็นลบ และตรระกของ K_A จะเปลี่ยนเป็น LOW
- 2) กรณีตรระก K_A เดิมเป็น LOW จะใช้ค่าคิติดอลเปรียบเทียบเท่ากับ 537 ซึ่งถ้าหากสัญญาณคิติดอลที่ DSP Controller ที่ตรวจจับเข้ามายังมีค่าน้อยกว่า 537 ทิศทางของกระแสไหลคจะยังถูกค้ดสินใจว่าเป็นลบ แต่ถ้าหากสัญญาณคิติดอลที่ DSP controller ตรวจจับเข้ามามีค่ามากกว่า 537 ทิศทางของกระแสไหลคจะถูกค้ดสินใจว่าเป็นบวก และตรระกของ K_A จะเปลี่ยนเป็น HIGH

ด้วยวิธีการเดียวกัน สำหรับการตรวจจับสัญญาณกระแสคิติดอลในแต่ละเฟส DSP Controller จะสามารถสร้างสัญญาณบอกทิศทางของกระแสทั้ง 3 เฟส ได้แก่สัญญาณ K_A สำหรับเฟส a , K_B สำหรับเฟส b และ K_C สำหรับเฟส c

ส่วนกระบวนการวิเคราะห์ขนาดของกระแสที่มีวิธีการดังนี้คือ กำหนดให้กระแสไหลในแต่ ละเฟสของมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์นั้น อยู่ระหว่าง -7 แอมแปร์ ถึง 7 แอมแปร์ ซึ่งค่าของกระแสดังกล่าว คือ สัญญาณกระแสคิอิตอระหว่าง 144 ถึง 880 ดังนั้นหาก DSP Controller ตรวจจับได้ว่า สัญญาณ กระแสที่เฟสใด มีค่ามากกว่า 880 หรือน้อยกว่า 144 (กระแสไหลมีค่าเกินจากค่าที่กำหนด) กระบวน การสร้างสัญญาณ PWM ของ DSP Controller จะให้สัญญาณทั้ง 6 สัญญาณมีตรรกะเป็น HIGH ตลอด คาบการสวิตช์ทันที เป็นผลทำให้สวิตช์กำลังทำการตัดวงจร



รูปที่ 4.16 วงจรสร้างสัญญาณที่สามารถสร้างให้ตรรกะของทุกสัญญาณเป็น HIGH ได้

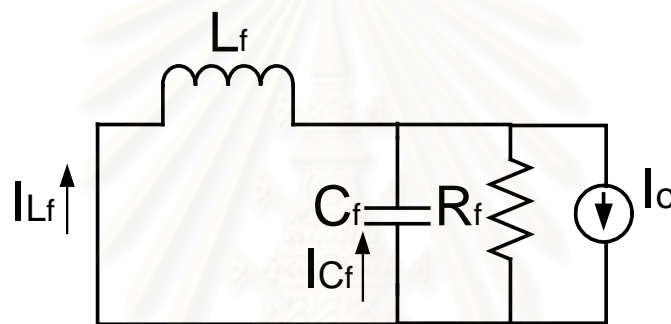
อย่างไรก็ตาม จากรูปที่ 4.9 จะพบว่าสัญญาณ 3 สัญญาณที่เกิดจากการ NAND กันของสัญญาณ จาก DSP Controller ยังคงมีตรรกะเป็น LOW แม้ว่าสัญญาณจาก DSP Controller ทั้งหมด จะมีตรรกะ เป็น HIGH ก็ตาม จึงมีการแก้ปัญหา ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังรูปที่ 4.16

จากรูปที่ 4.16 ให้สัญญาณ X เป็นสัญญาณที่บ่งบอกสถานะการทำงานของ DSP Controller ซึ่งถ้าหากอยู่ในสภาวะที่ทำงานปกติ สัญญาณ X จะมีตรรกะเป็น LOW แต่ถ้าหากอยู่ในสภาวะที่เกิด

การตรวจจับกระแสเกิน สัญญาณ X จะมีตรรกะเป็น HIGH เมื่อนำสัญญาณ X มาผ่านวงจรตรรกะประเภท OR ร่วมกับสัญญาณจากวงจรตรรกะประเภท NAND จะทำให้สัญญาณที่ออกจากวงจรตรรกะประเภท NAND มีตรรกะเป็น HIGH ที่สภาวะตรวจจับกระแสเกินได้

4.10 วงจรกรอง

วงจรกรองด้านเข้าสำหรับวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ จะเป็นวงจรกรองผ่านต่ำ ที่กรองกระแสที่มีความถี่การสวิตช์ออก ทำให้กระแสจากแหล่งจ่ายแรงดันเป็นกระแสที่มีความถี่ 50 เฮิรตซ์ โดยจะสามารถอธิบายการออกแบบได้จากรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.17 วงจรสมมูลของกระแสฮาร์มอนิกส์

จากรูปที่ 4.17 สามารถหาฟังก์ชัน โอนย้ายได้ ดังสมการที่ (4.1)

$$\frac{I_{L_f}(s)}{I_o(s)} = \frac{1}{L_f C_f s^2 + \frac{L_f}{R_f} s + 1} \quad (4.1)$$

โดยจะเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุในวงจรกรอง จากสมการที่ (4.2)

$$C_f > \frac{I_{C_f}}{2f_s \Delta V_{C_f}} \quad (4.2)$$

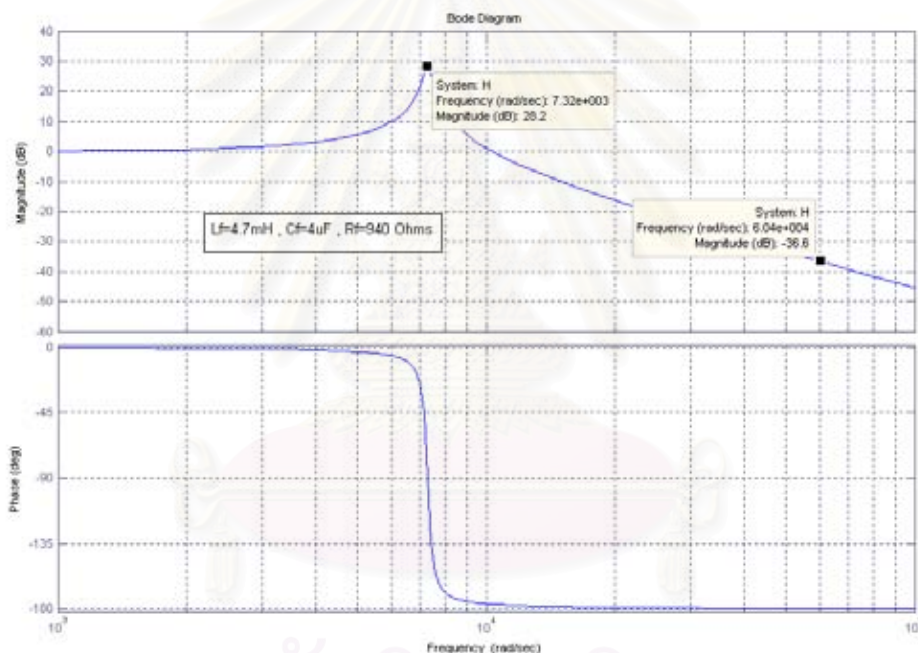
เมื่อ I_{C_f} คือค่ากระแสฮาร์มอนิกส์สูงสุดที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุในวงจรกรอง
 ΔV_{C_f} คือค่ายอดของแรงดันกระแสเพื่อก่อรวมตัวเก็บประจุในวงจรกรอง

กำหนดให้ I_{C_f} เท่ากับ 2 แอมแปร์ และ ΔV_{C_f} เท่ากับ 50 โวลต์ จะสามารถเลือกค่าตัวเก็บประจุในวงจรกรองที่เหมาะสมให้มีค่าเท่ากับ 4 μF พิกัดแรงดัน 400 โวลต์

เมื่อกำหนดให้ วงจรกรองมีความถี่ตัดข้ามเท่ากับ 2 กิโลเฮิรตซ์ จะสามารถเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำในวงจรกรองได้ ดังสมการที่ (4.3)

$$L_f = \frac{1}{\omega_c^2 C_f} \quad (4.3)$$

เมื่อ ω_c คือความถี่ตัดข้ามเชิงมุม



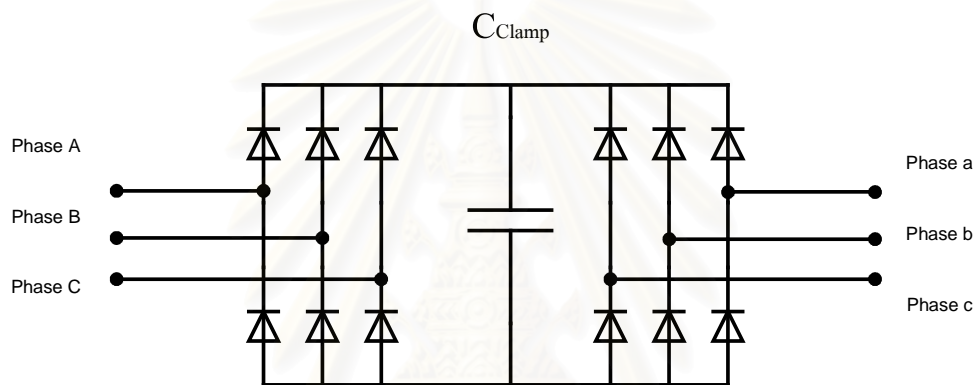
รูปที่ 4.18 กราฟโบเด จากสมการที่ (4.1) เมื่อแทนค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่เลือกมา

จากการแทนค่าตัวเก็บประจุในวงจรกรองและความถี่ตัดข้ามเชิงมุม ลงในสมการที่ (4.3) จะทำให้สามารถเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำในวงจรกรองที่เหมาะสมเท่ากับ 4.7 mH พิกัดกระแส 10 แอมแปร์ และจะเลือกค่าตัวต้านทานในวงจรกรอง 940 โอห์ม พิกัดกำลัง 50 วัตต์ เมื่อแทนค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ลงในสมการที่ (4.1) จะสามารถพล็อตกราฟโบเดได้ ดังรูปที่ 4.18

จากรูปที่ 4.18 จะเห็นว่าที่ความถี่ 10 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นความถี่สวิตชิง กระแสที่ความถี่นี้ จะลดทอนลงถึง 67 เท่า จึงทำการเลือกใช้ค่าอุปกรณ์ในวงจรกรองดังที่ได้ออกแบบมา

4.11 วงจรแคลมป์

เนื่องจากการทำงานของการป้องกันกระแสเกินจะทำการ OFF สวิตช์ทุกตัวทันที ทำให้ด้านโหลดของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีลักษณะเป็นกิ่งกระแสเปิดวงจร เป็นผลทำให้เกิดแรงดันค่าสูงมาก ตกรวมสวิตช์ ซึ่งอาจจะทำให้สวิตช์เกิดความเสียหายได้ การลดแรงดันค่าสูงนี้ให้ตกรวมสวิตช์น้อยลงให้อยู่ในพิสัยที่สวิตช์ทนได้ จะใช้วงจรแคลมป์ในการช่วยรองรับพลังงานจากโหลด โดยจะทำการออกแบบวงจรแคลมป์ที่ป้องกันแรงดันเกินทั้งทางด้านโหลดและด้านเข้า ดังรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 วงจรแคลมป์ป้องกันแรงดันเกิน

การประมาณค่าตัวเก็บประจุในวงจรแคลมป์ จะหาได้จากสมการที่ (4.4)

$$C_{Clamp} = 3L_{line} \frac{I_{line}^2}{V_{line}^2} \quad (4.4)$$

เมื่อ L_{line} คือค่าความเหนี่ยวนำในสายแต่ละเฟส

I_{line} คือกระแสสูงสุดในสายแต่ละเฟส

V_{line} คือแรงดันระหว่างสายสูงสุด

กำหนดให้ความเหนี่ยวนำในสายแต่ละเฟสเท่ากับ 50 mH กระแสสูงสุดในสายแต่ละเฟสเท่ากับ 7 แอมแปร์ และ แรงดันระหว่างสายสูงสุด 540 โวลต์ ก็จะได้ค่าตัวเก็บประจุในวงจรแคลมป์อย่างน้อยที่สุด 25 μ F

การหาค่าพิสัยแรงดันของตัวเก็บประจุในวงจรแคลมป์ จะหาได้จากสมการที่ (4.5)

$$V_{\max} = \sqrt{\frac{(C_{Clamp} V_{line}^2 + 3L_{line} I_{line}^2)}{C_{Clamp}}} \quad (4.5)$$

ซึ่งจากการแทนค่าต่างๆ ลงในสมการที่ (4.5) ก็จะสามารถเลือกพิกัดแรงดันของตัวเก็บประจุในวงจร แคลมป์ให้มีค่ามากกว่า 750 โวลต์ ในวิทยานิพนธ์นี้ จะเลือกใช้ตัวเก็บประจุในวงจรแคลมป์มีค่าเท่ากับ 25uF และพิกัดแรงดัน 800 โวลต์



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 5

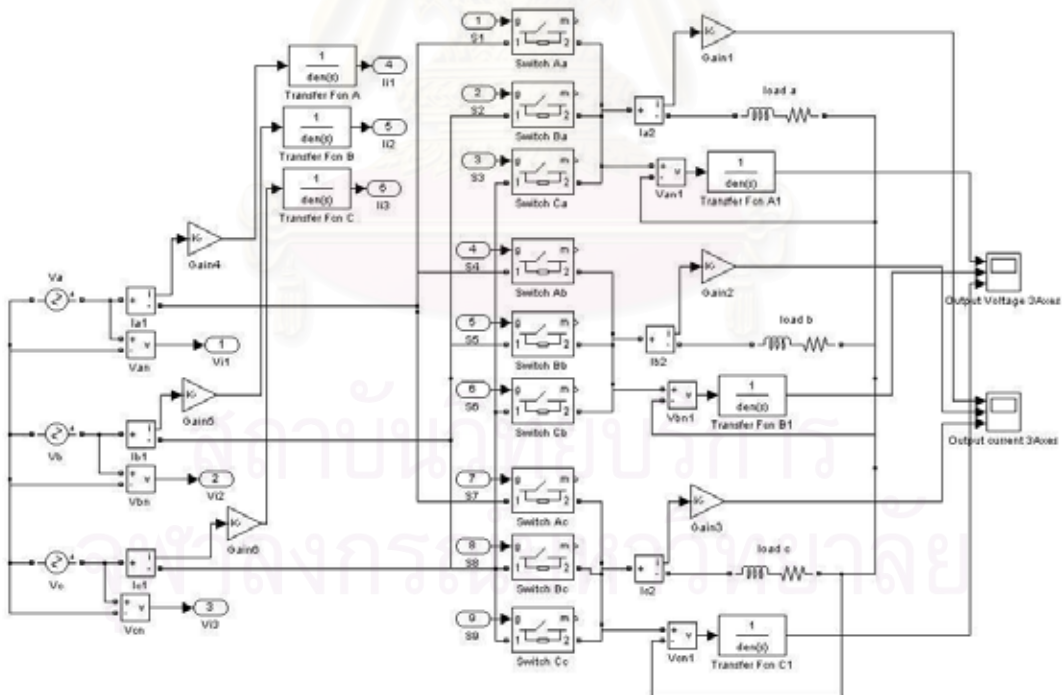
ผลการจำลองการทำงานและผลการทดลอง

5.1 ผลการจำลองการทำงาน

การจำลองวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ด้วยโปรแกรม MatLab จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน ได้แก่

- 1) การจำลองเพื่อยืนยัน สมการการโอนย้ายแอดมิตแดนซ์ สมการที่ (3.55) และสมการของกระแสด้านเข้า สมการที่ (3.59) ที่มีองค์ประกอบของกระแสด้านเข้าทั้งสภาวะชั่วครู่และสภาวะอยู่ตัว
- 2) การจำลองการทำงานของวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นจริง

5.1.1 การจำลองเพื่อยืนยันสมการทางคณิตศาสตร์



รูปที่ 5.1 วงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์จำลอง เมื่อใช้วงจรกรองด้านเข้าเป็นวงจรกรองทางคณิตศาสตร์

การจำลองในหัวข้อนี้ เป็นการจำลองเพื่อทดสอบการวิเคราะห์สมการที่ (3.55) และ (3.59) โดยจะกำหนดให้ส่วนประกอบทั้งหมดของวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์มีความเป็นอุดมคติ การนำเสนอกระแสด้านเข้าเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ให้อยู่ในรูปของค่าเฉลี่ย จะใช้วงจรกรองทางคณิตศาสตร์ ที่มีฟังก์ชันโอนย้าย คือ $\frac{1}{3120s+1}$ ซึ่งจะแตกต่างจากวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นจริง ที่การนำเสนอกระแสด้านเข้าให้อยู่ในรูปของค่าเฉลี่ย จะต้องใช้วงจรกรอง RLC ผ่านค่า ทำให้กระแสที่วัดได้เป็นกระแสที่ไหลเข้า ทั้งวงจรกรองและเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ รวมอยู่ด้วยกัน

กำหนดให้เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ มีโหลดประเภทอินดักทีฟที่มีความต้านทาน 3.3 โอห์มต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำที่มีค่า 30 mH ต่อเฟส ,แรงดันเฟสด้านเข้า 220 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ ,อัตราส่วนระหว่างแอมพลิจูดของแรงดันด้านออกต่อแรงดันด้านเข้าเท่ากับ 0.5 จะสามารถสรุปผลการจำลองเปรียบเทียบกับผลการพลอตสมการที่ (3.59) เมื่อปรับความถี่ด้านออกและมุมเฟสด้านเข้าค่าต่างๆ ได้ ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 สรุปผลการจำลองวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์เทียบกับผลการพลอตกราฟ ของสมการที่ (3.59)

ความถี่ด้านออก (เฮิร์ตซ์)	การปรับค่า a					
	0		0.5		1	
	ผลการพลอตกราฟ	ผลการจำลอง	ผลการพลอตกราฟ	ผลการจำลอง	ผลการพลอตกราฟ	ผลการจำลอง
25	รูปที่ 5.2	รูปที่ 5.3	รูปที่ 5.8	รูปที่ 5.9	รูปที่ 5.14	รูปที่ 5.15
50	รูปที่ 5.4	รูปที่ 5.5	รูปที่ 5.10	รูปที่ 5.11	รูปที่ 5.16	รูปที่ 5.17
75	รูปที่ 5.6	รูปที่ 5.7	รูปที่ 5.12	รูปที่ 5.13	รูปที่ 5.18	รูปที่ 5.19

จากรูปผลการจำลองจะสามารถคำนวณหาขนาดของแอมิตูดแทนซ์ได้ ดังสมการที่ (5.1)

$$|Y_i(j\omega_i)| = \frac{I_i}{V_i} \quad (5.1)$$

เมื่อ I_i คือแอมพลิจูดของกระแสที่อ่านได้จากกราฟ

V_i คือแอมพลิจูดของแรงดันที่อ่านได้จากกราฟ

และจะสามารถหามุมเฟสได้ ดังสมการที่ (5.2)

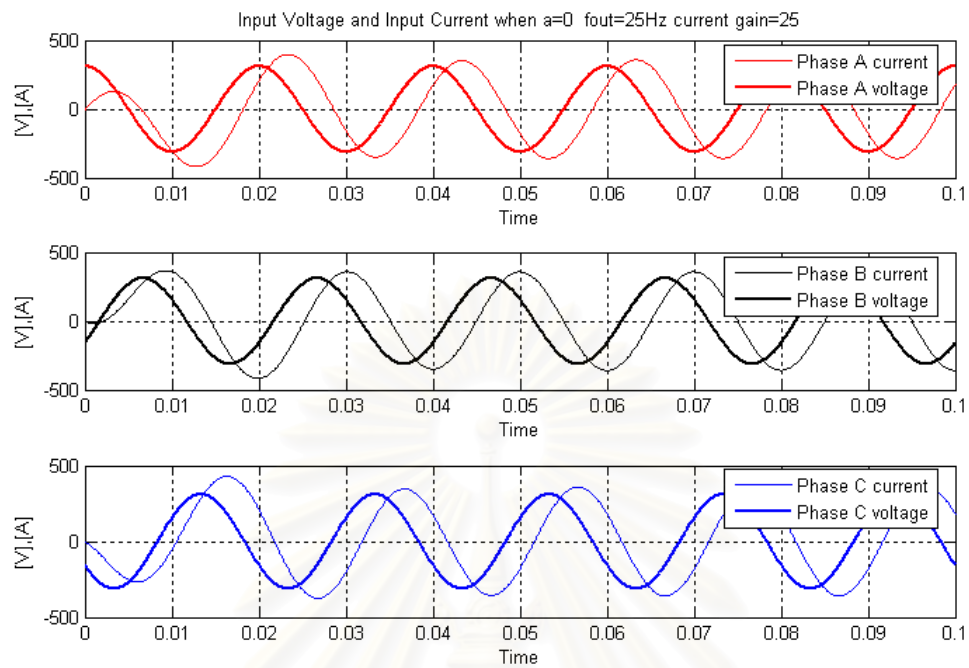
$$\phi_i = 360 \times f_{out} \times \Delta t \quad (5.2)$$

เมื่อ Δt เป็นช่วงเวลาระหว่าง กระแสสูงสุดและแรงดันสูงสุด

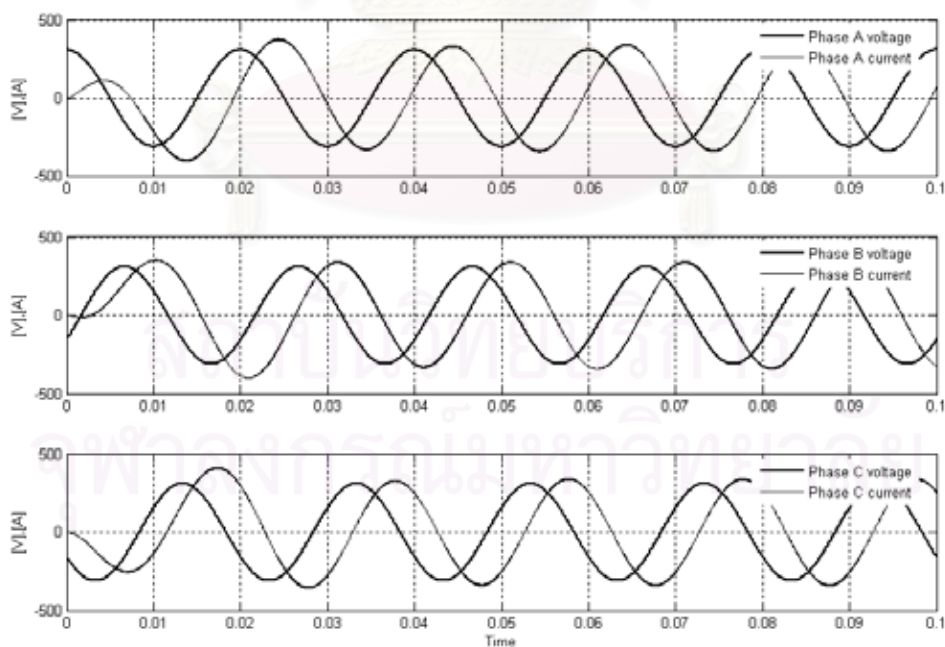
ตัวอย่างการคำนวณ สำหรับรูปที่ 5.19 ซึ่งเป็นผลการจำลองในกรณีที่มีความถี่ด้านออก 75 เฮิรตซ์ , $q=0.5$ และ $a=1$ จะสามารถคำนวณขนาดของแอดมิตแตนซ์ตามสมการที่ (5.1) ได้ คือ 0.017 และจะสามารถคำนวณมุมเฟสระหว่างกระแสด้านเข้าและแรงดันด้านเข้าตามสมการที่ (5.2) ได้ คือ 79 องศา ซึ่งจากรูปจะเห็นว่ากระแสด้านเข้ามีมุมเฟสนำแรงดันด้านเข้าอยู่ พฤติกรรมของกระแสด้านเข้าจึงเสมือนไหลเข้าโหลดประเภทคาปาซิทีฟ โดยหากทำการคำนวณหาค่าแอดมิตแตนซ์ทางด้านเข้า ด้วยสมการที่ (3.55) ก็จะได้ขนาดและมุมเฟสของแอดมิตแตนซ์ที่มีค่าเช่นเดียวกันทุกประการ นอกจากนั้น ที่สภาวะชั่วคราวของผลการจำลองก็จะให้ผลเช่นเดียวกันกับ การพลอตกราฟของสมการที่ (3.59) อีกด้วย

ในการปรับค่า $a=0.5$ ซึ่งแสดงไว้ ตั้งแต่รูปที่ 5.8 ถึง 5.13 ก็จะเห็นว่าเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ สามารถปรับตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าให้มีค่าสูงสุดคือเท่ากับ 1 ได้

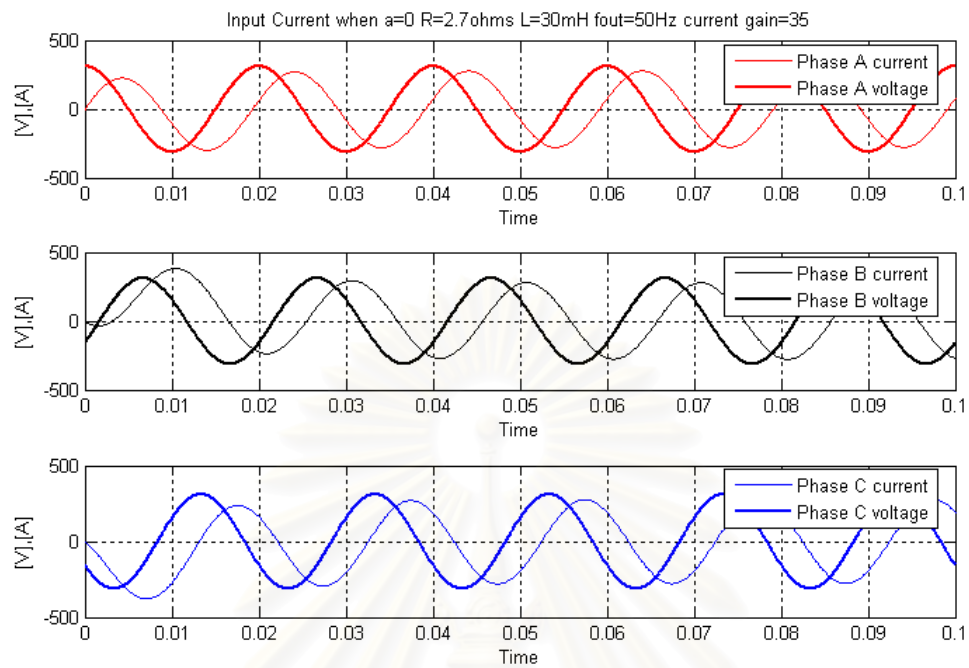
จากผลการจำลอง และ รูปที่ได้จากการพลอตสมการ ตามตารางที่ 5.1 ทำให้สามารถสรุปได้ว่า สมการที่ (3.55) มีแนวโน้มที่จะนำมาใช้ได้จริงกับวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นจริง



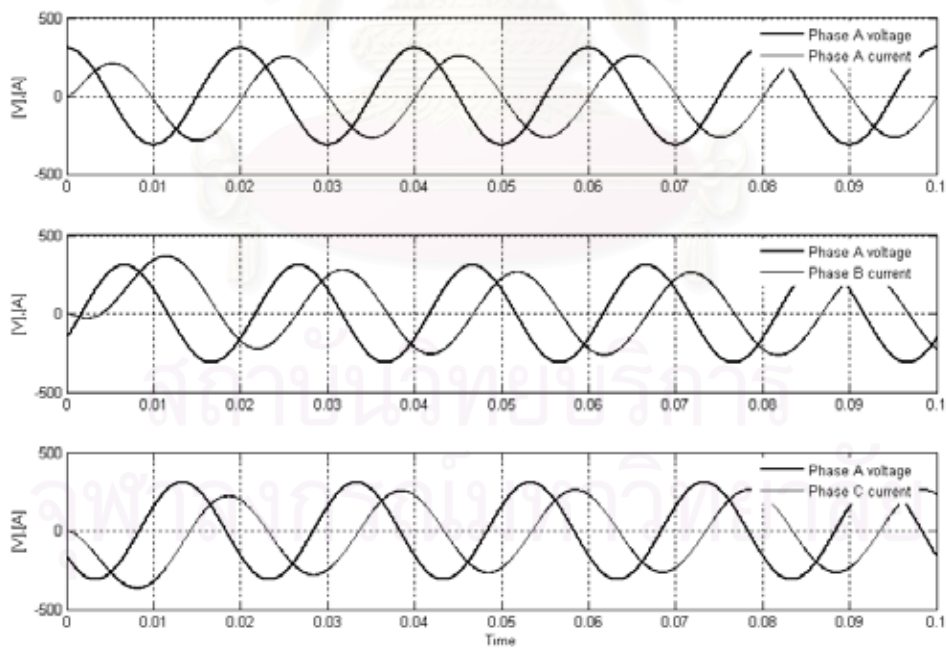
รูปที่ 5.2 การพลอตสมการที่ (3.59) เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 25 เฮิร์ตซ์ และ ค่า $a=0$



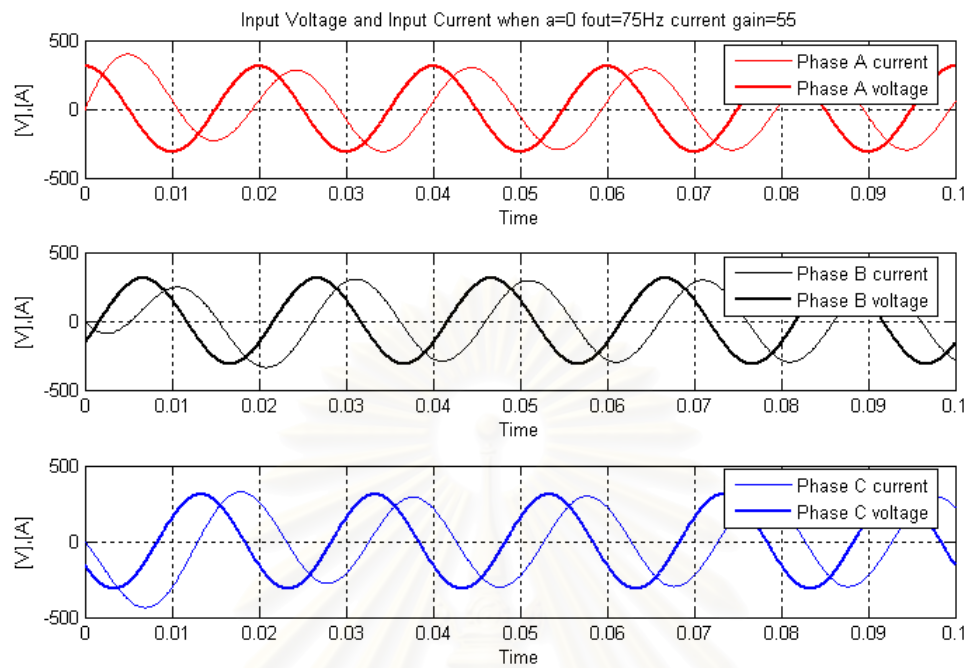
รูปที่ 5.3 ผลการจำลอง เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 25 เฮิร์ตซ์ และ ค่า $a=0$



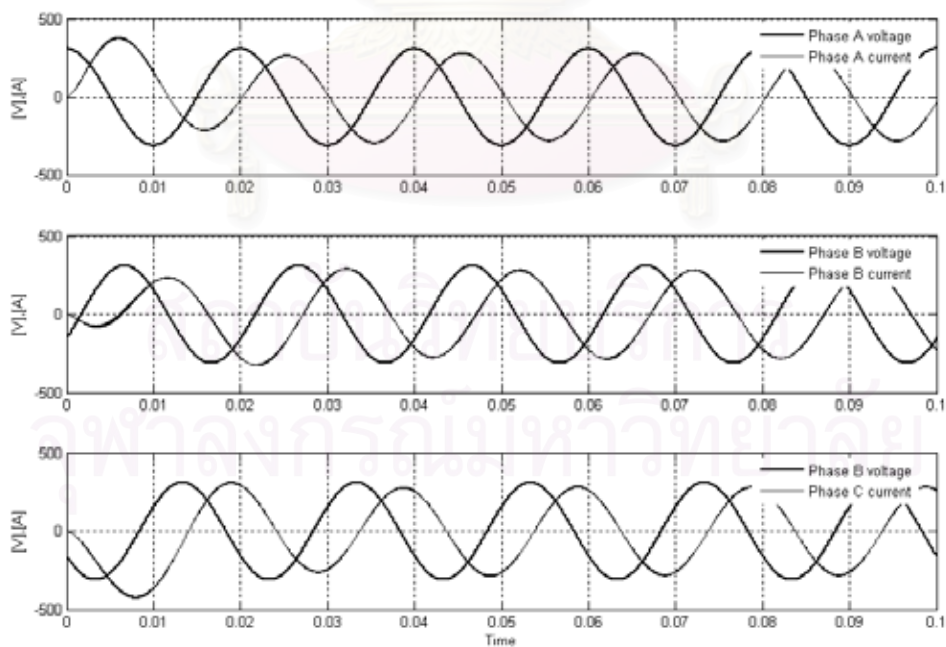
รูปที่ 5.4 การพลอตสมการที่ (3.59) เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 50 เฮิร์ตซ์ และ ค่า $a=0$



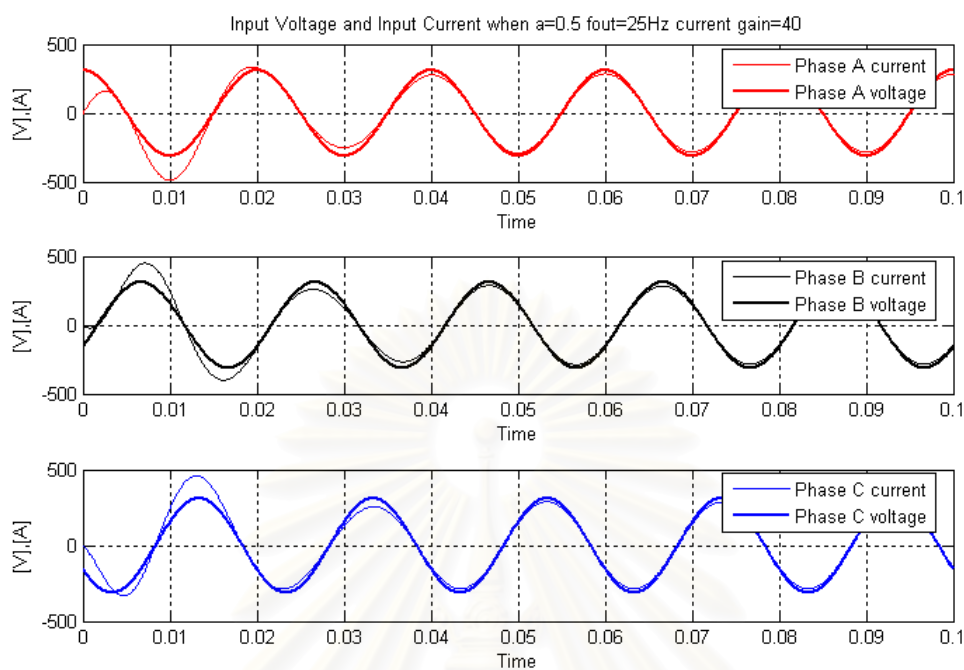
รูปที่ 5.5 ผลการจำลอง เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 50 เฮิร์ตซ์ และ ค่า $a=0$



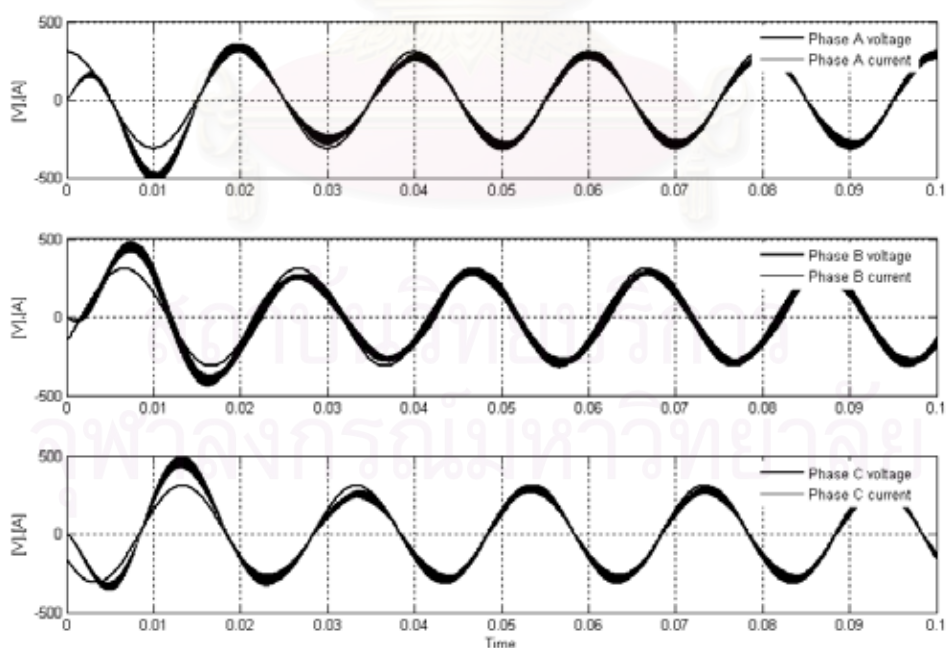
รูปที่ 5.6 การพลอตสมการที่ (3.59) เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 75 เฮิร์ตซ์ และ ค่า $a=0$



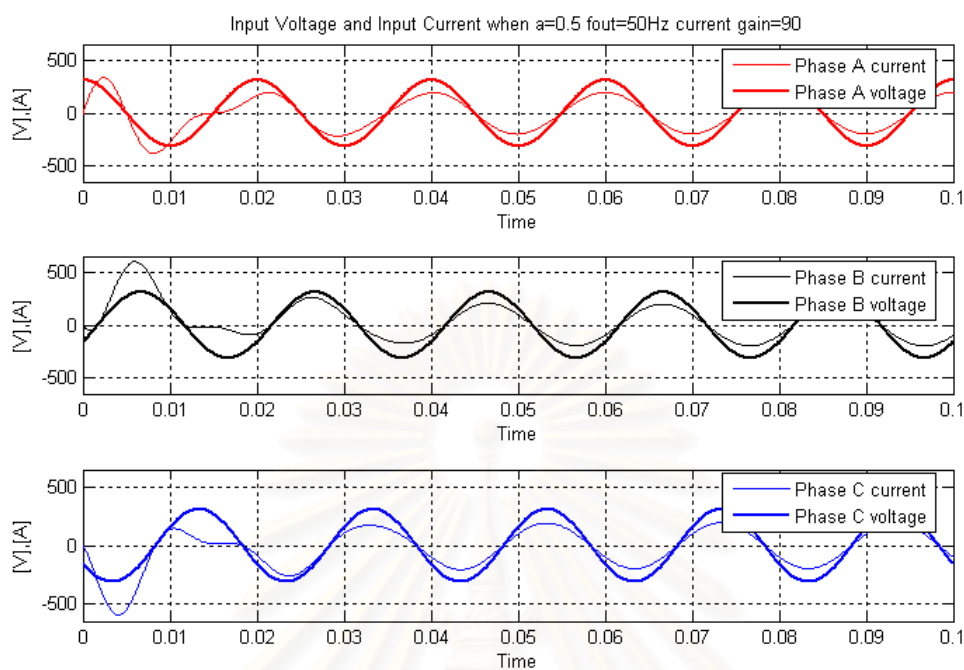
รูปที่ 5.7 ผลการจำลอง เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 75 เฮิร์ตซ์ และ ค่า $a=0$



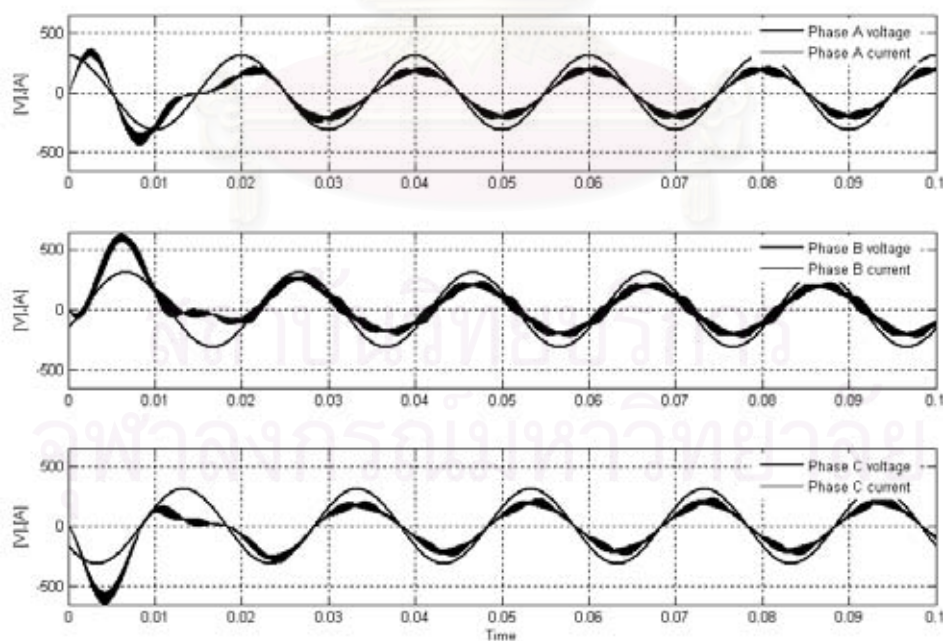
รูปที่ 5.8 การพลอตสมการที่ (3.59) เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 25 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=0.5$



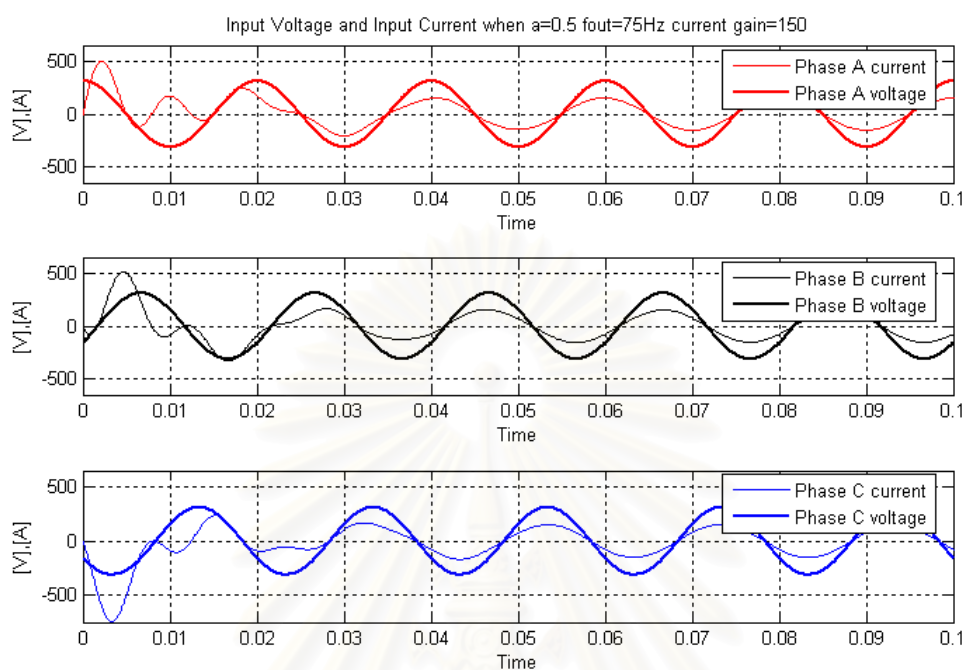
รูปที่ 5.9 ผลการจำลอง เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 25 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=0.5$



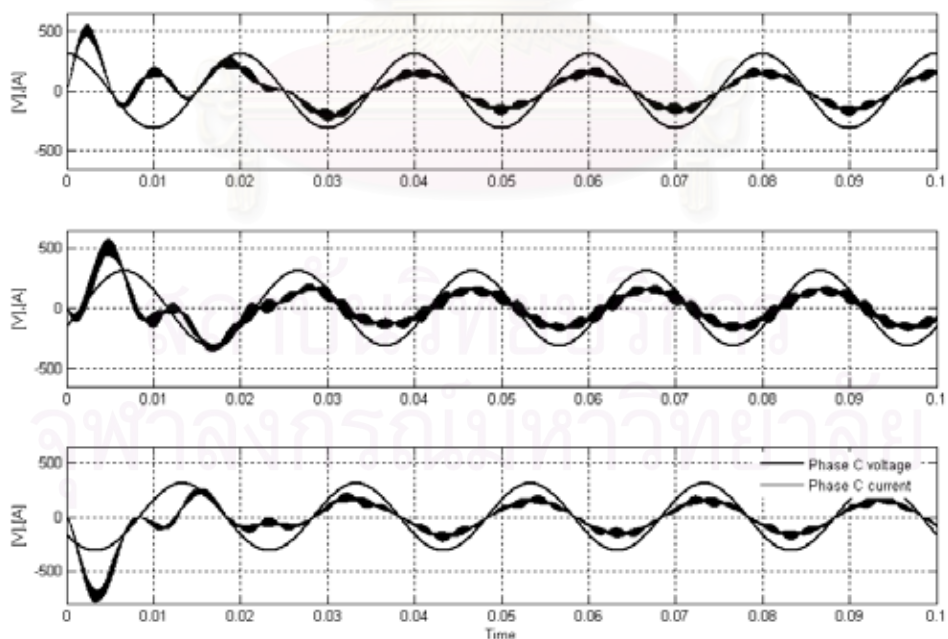
รูปที่ 5.10 การพลอตสมการที่ (3.59) เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 50 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=0.5$



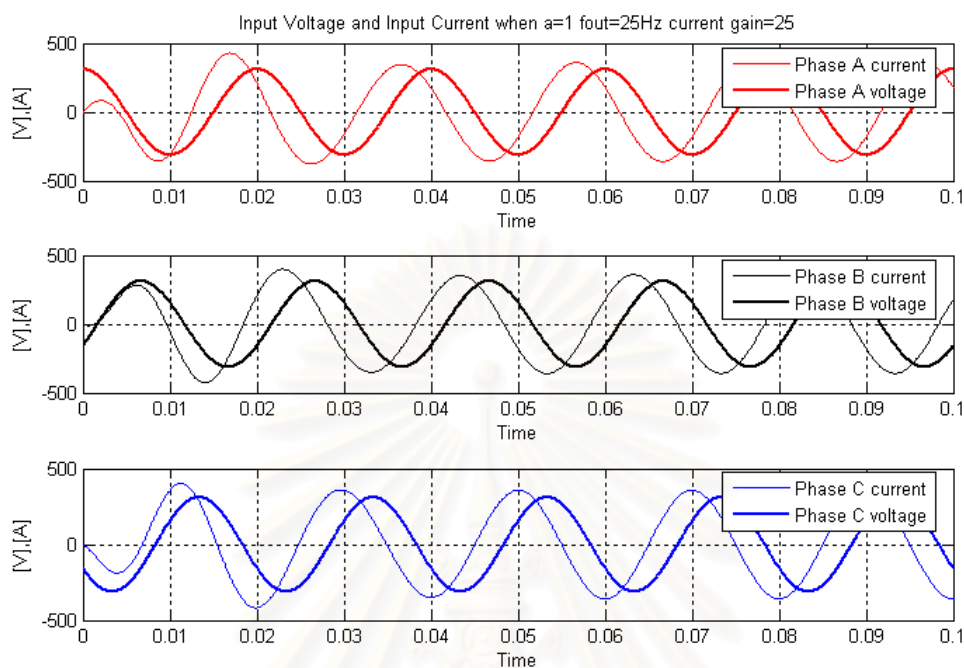
รูปที่ 5.11 ผลการจำลอง เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 50 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=0.5$



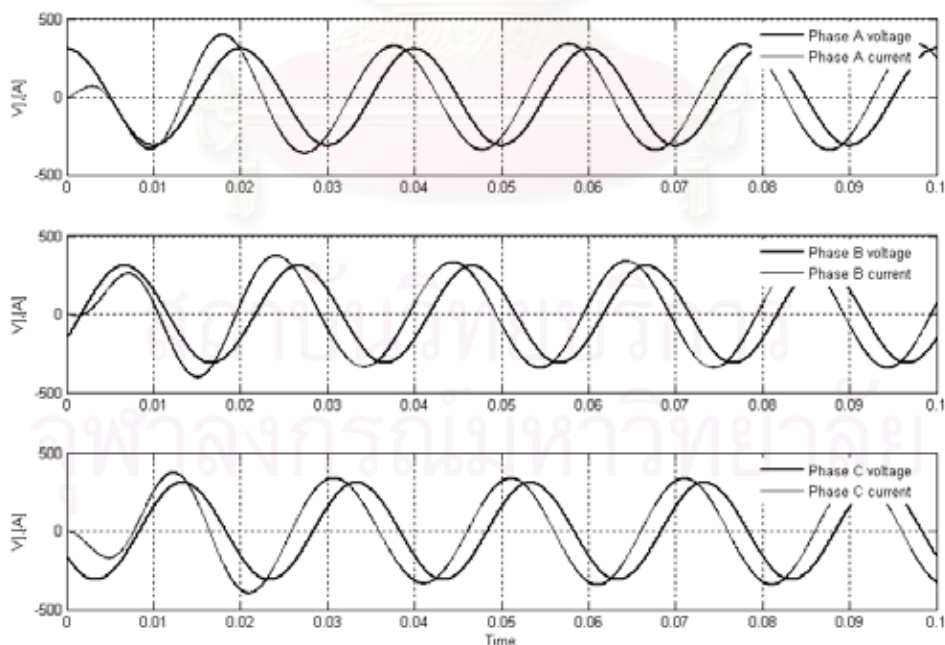
รูปที่ 5.12 การพลอตสมการที่ (3.59) เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 75 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=0.5$



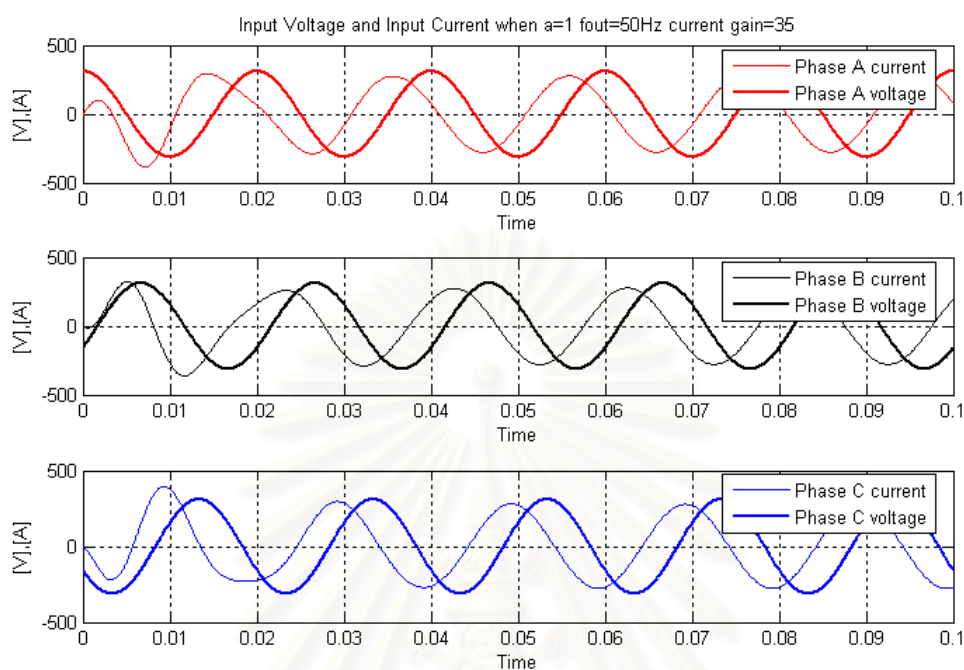
รูปที่ 5.13 ผลการจำลอง เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 75 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=0.5$



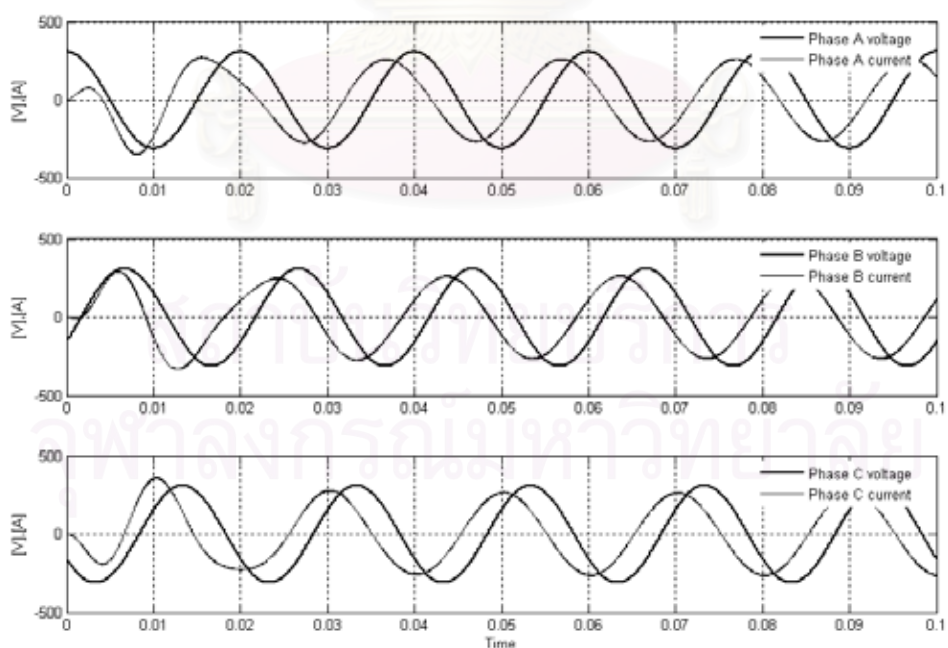
รูปที่ 5.14 การพลอตสมการที่ (3.59) เมื่อกำหนดให้ค่าความถี่ด้านออก 25 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=1$



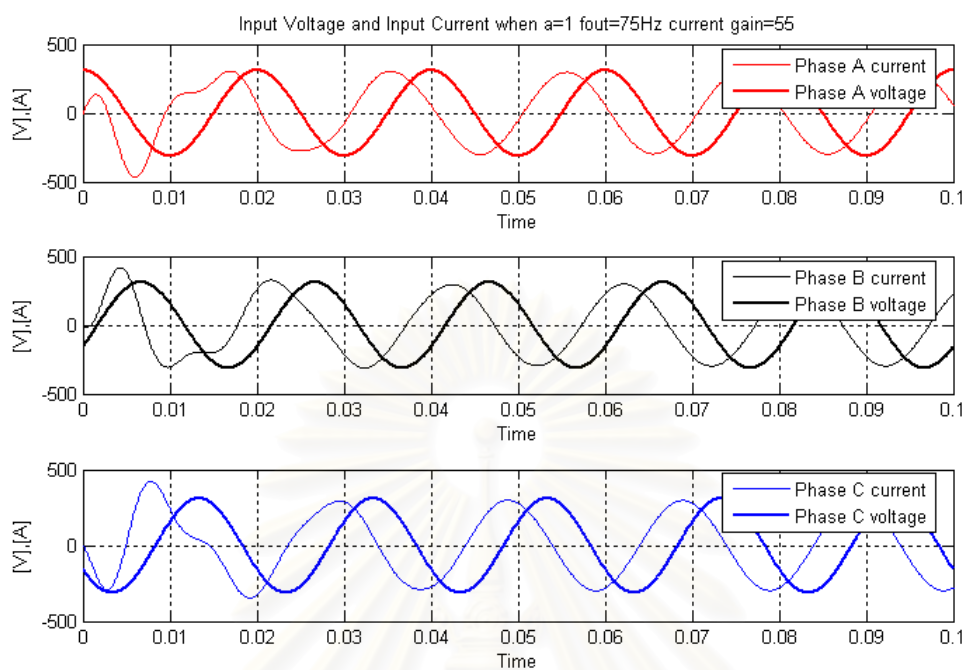
รูปที่ 5.15 ผลการจำลอง เมื่อกำหนดให้ค่าความถี่ด้านออก 25 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=1$



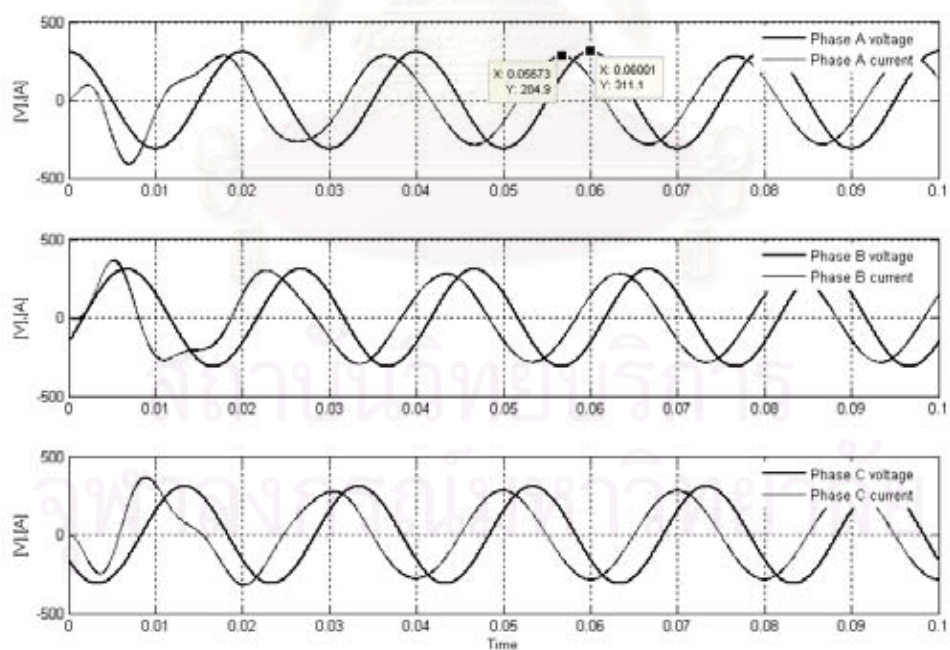
รูปที่ 5.16 การพลอตสมการที่ (3.59) เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 50 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=1$



รูปที่ 5.17 ผลการจำลอง เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 50 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=1$



รูปที่ 5.18 การพลอตสมการที่ (3.59) เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 75 เฮิร์ตซ์ และ ค่า $a=1$



รูปที่ 5.19 ผลการจำลอง เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 75 เฮิร์ตซ์ และ ค่า $a=1$

5.1.2 การจำลองการทำงานของวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่จะสร้างขึ้นจริง

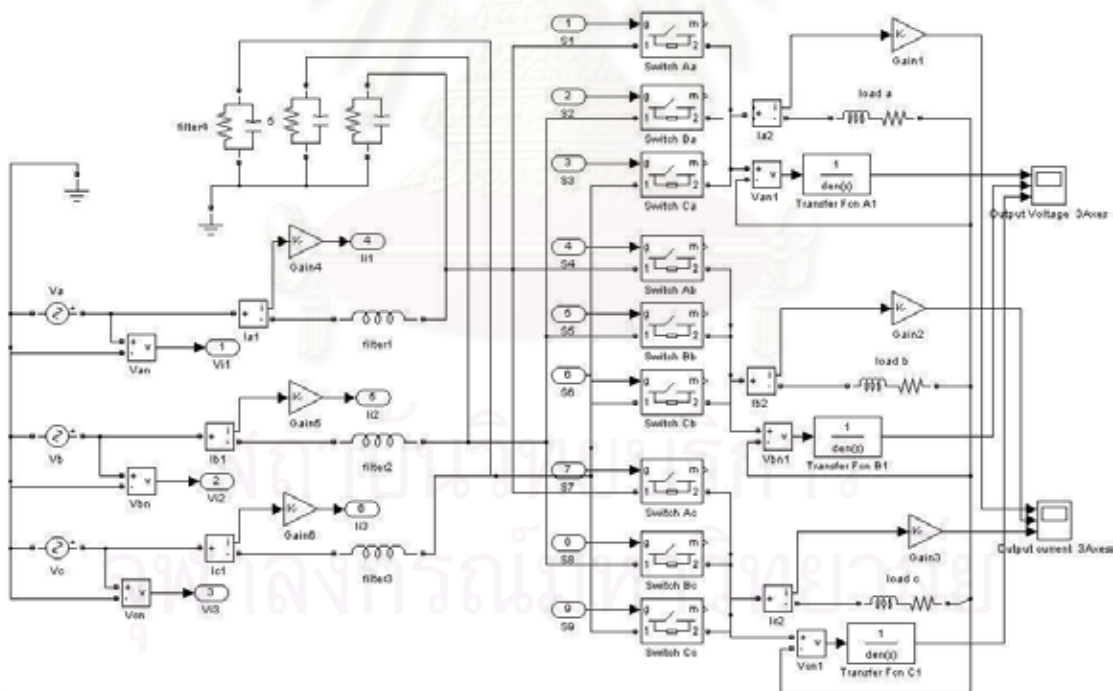
5.1.2.1 กรณีโหลดประเภทอินดักทีฟ

การจำลองวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นจริงนั้น จะแตกต่างจากการจำลองเพื่อยืนยันสมการที่ได้ทำการวิเคราะห์หามา ในส่วนของวงจรกรองด้านเข้า โดยการจำลองสำหรับหัวข้อนี้ จะใช้วงจรกรองด้านเข้า ดังรูปที่ 4.18 ที่มีค่าตัวเหนี่ยวนำในวงจรกรอง 4.7 mH , ตัวเก็บประจุในวงจรกรอง 4 uF และตัวต้านทานในวงจรกรอง 940 โอห์ม

ด้วยลักษณะดังกล่าว ทำให้กระแสที่ไหลจากแหล่งจ่าย จะเสมือนต่ออยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ ดังสมการที่ (5.3)

$$Z_i'(j\omega_i) = j(\omega_i \times \frac{4.7}{1000}) + \frac{Z_i(j\omega_i) \times (392.43 - j463.55)}{Z_i(j\omega_i) + (392.43 - j463.55)} \tag{5.3}$$

เมื่อ $Z_i(j\omega_i)$ คือ ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าที่โอนย้ายมาจากอิมพีแดนซ์ของโหลดที่ด้านออก



รูปที่ 5.20 วงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์จำลอง โดยใช้วงจรกรองด้านเข้าเป็นวงจรกรอง RLC ผ่านต่ำ

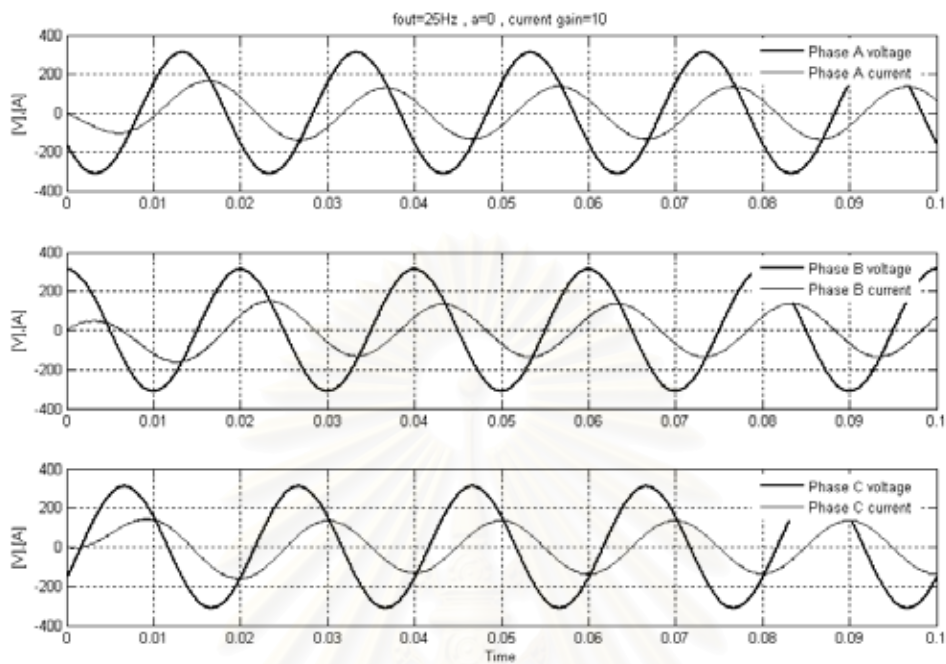
กำหนดให้เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ มีโพลประเภทอินดักทีฟที่มีความต้านทาน 3.3 โอห์มต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำที่มีค่า 30 mH ต่อเฟส ,แรงดันเฟสด้านเข้า 220 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ ,อัตราส่วนระหว่างแอมพลิจูดของแรงดันด้านออกต่อแรงดันด้านเข้า คือ $q=0.5$ จะมีผลการจำลองในกรณีต่างๆ ดังตารางที่ 5.2 และจะทำการเปรียบเทียบอิมพีแดนซ์ที่ได้จากผลการจำลอง และ อิมพีแดนซ์ที่ได้จากการคำนวณสมการที่ (5.3) ดังตารางที่ 5.3

ตารางที่ 5.2 สรุปผลการจำลองวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่จะสร้างขึ้นจริง กรณีโพลประเภทอินดักทีฟ

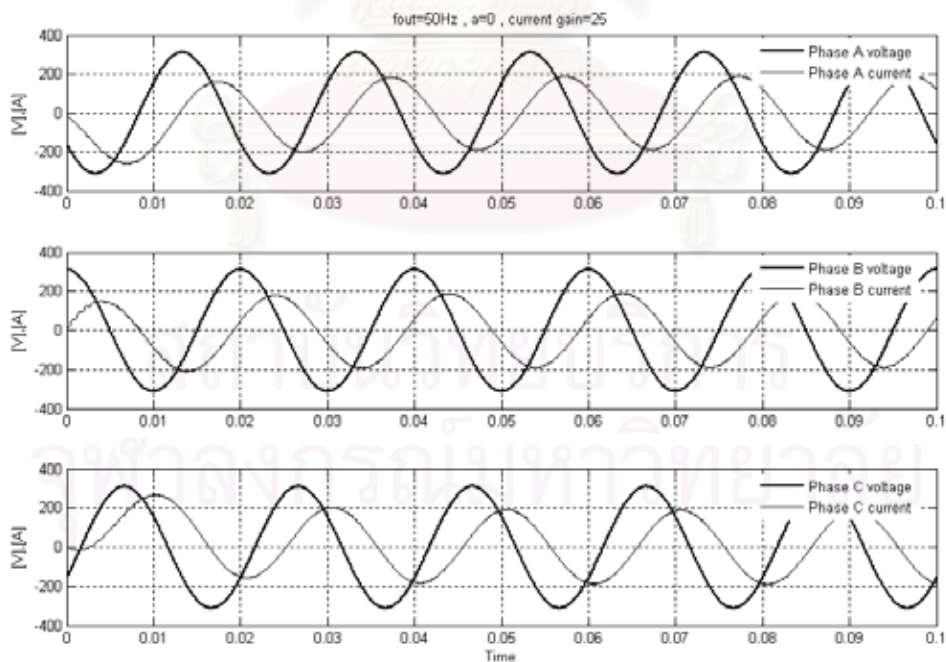
ความถี่ด้านออก (เฮิร์ตซ์)	การปรับค่า a		
	0	0.5	1
25	รูปที่ 5.21	รูปที่ 5.25	รูปที่ 5.29
50	รูปที่ 5.22	รูปที่ 5.26	รูปที่ 5.30
75	รูปที่ 5.23	รูปที่ 5.27	รูปที่ 5.31
100	รูปที่ 5.24	รูปที่ 5.28	รูปที่ 5.32

ตารางที่ 5.3 เปรียบเทียบระหว่างอิมพีแดนซ์ที่ได้จากผลการจำลอง และ อิมพีแดนซ์ที่ได้จากการคำนวณสมการที่ (5.3) กรณีโพลประเภทอินดักทีฟ

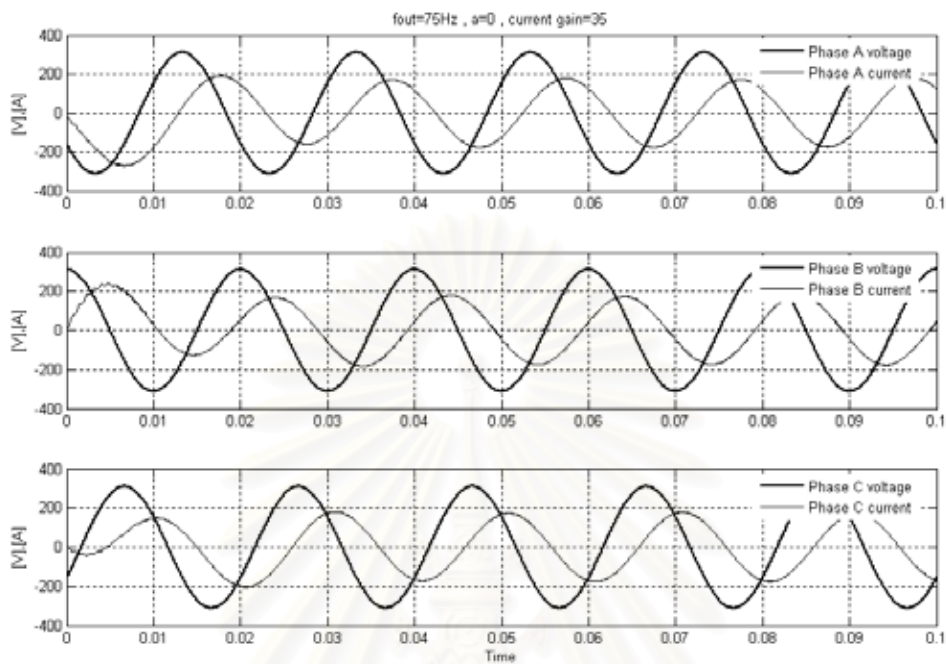
ความถี่ด้านออก (เฮิร์ตซ์)	ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า $Z_i(j\omega_i)$					
	$a=0$		$a=0.5$		$a=1$	
	การคำนวณ	การจำลอง	การคำนวณ	การจำลอง	การคำนวณ	การจำลอง
25	23.3∠60	22.6∠62	41.6∠-0.8	40.2∠-0.3	19.6∠-57	18.7∠-58
50	42.0∠71	41.1∠72	121.9∠-8.0	119.7∠-4.2	35.5∠-72	34.6∠-74
75	62.5∠75	61.3∠76	221.7∠-15	220.8∠-9	51.6∠-76	51.0∠-77
100	84.2∠76	83.1∠76	313.4∠-22	313.2∠-20	67.2∠-78	66.9∠-80



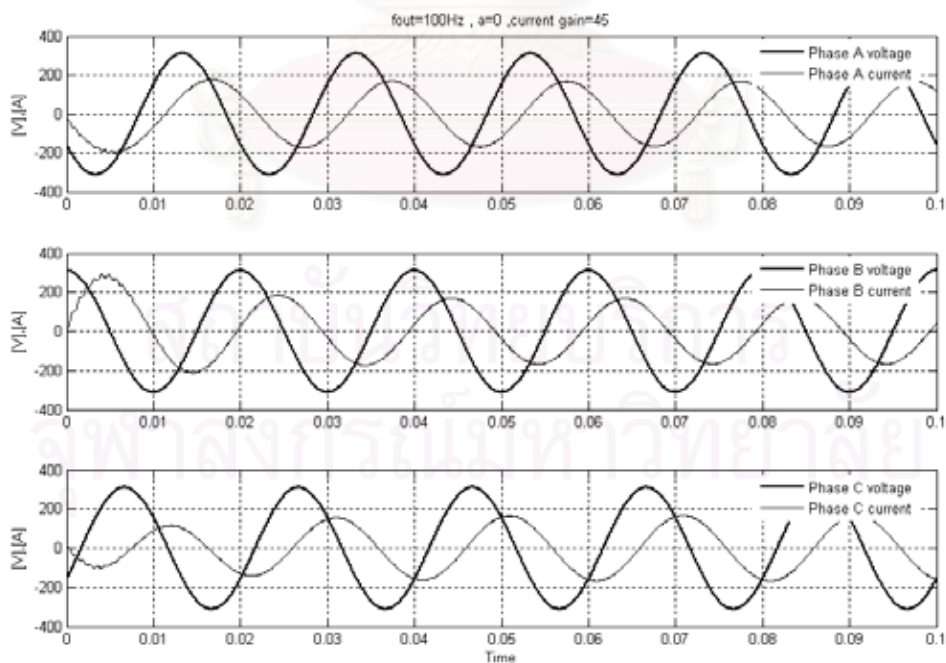
รูปที่ 5.21 ผลการจำลองการทำงานกรณีโพลอินดักทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 25 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=0$



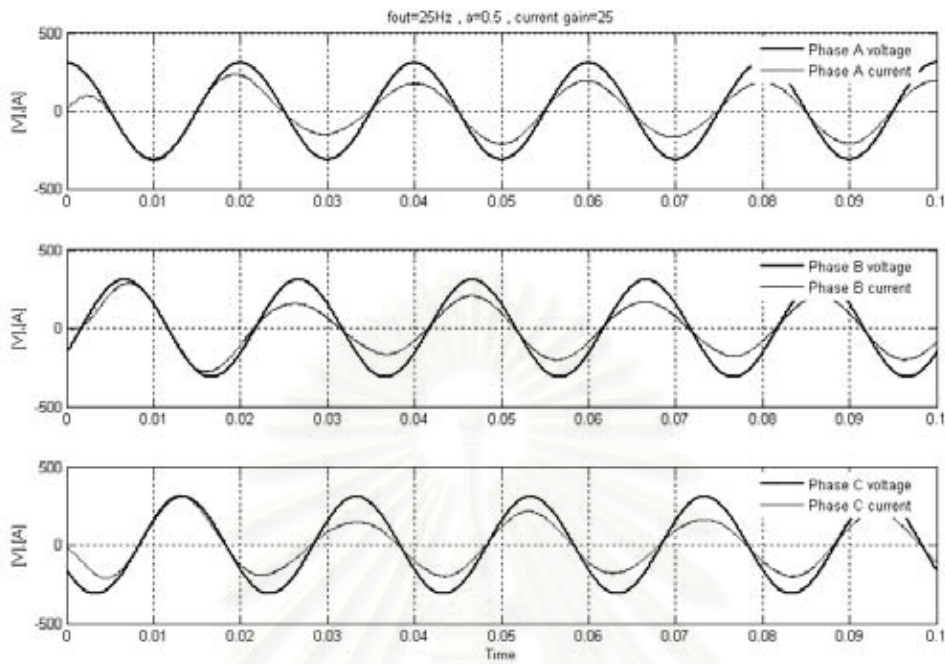
รูปที่ 5.22 ผลการจำลองการทำงานวงจรกรณีโพลอินดักทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 50 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=0$



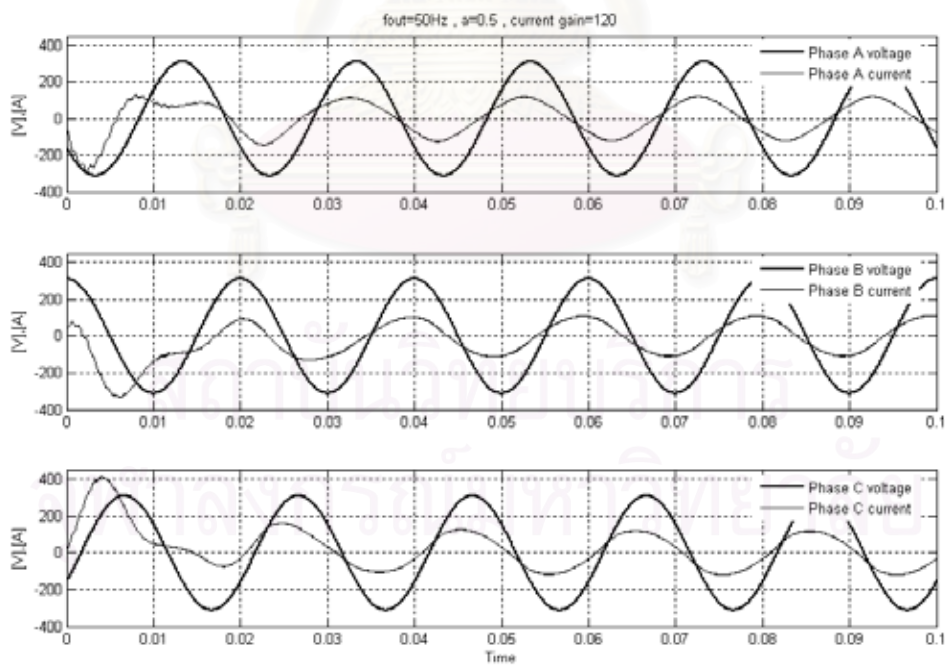
รูปที่ 5.23 ผลการจำลองการทำงานวงจรหม้อแปลงอินเวอร์ตที่ฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 75 เฮิร์ตซ์ และ ค่า $a=0$



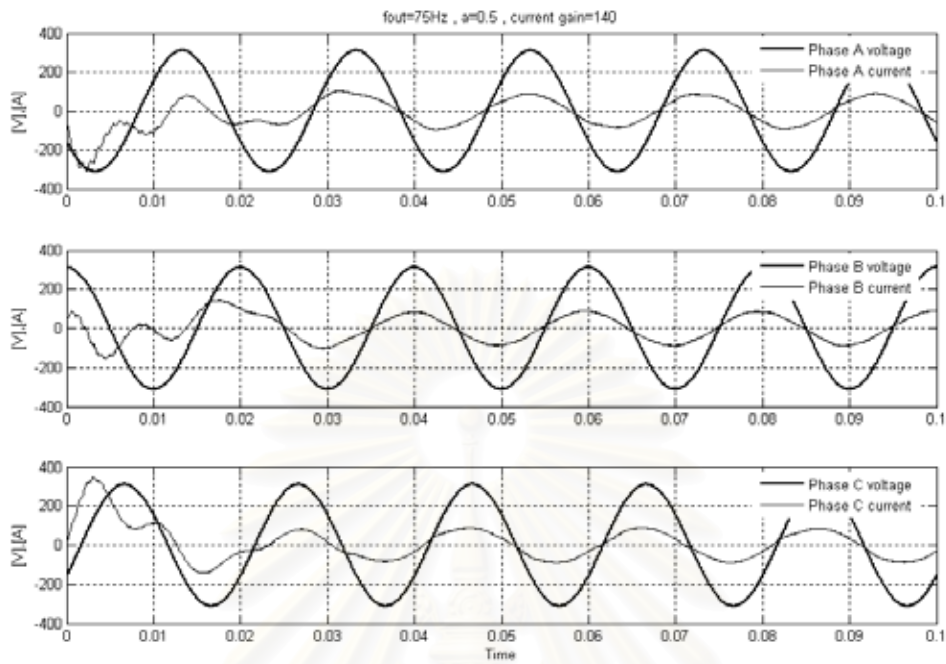
รูปที่ 5.24 ผลการจำลองการทำงานวงจรหม้อแปลงอินเวอร์ตที่ฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 100 เฮิร์ตซ์ และ ค่า $a=0$



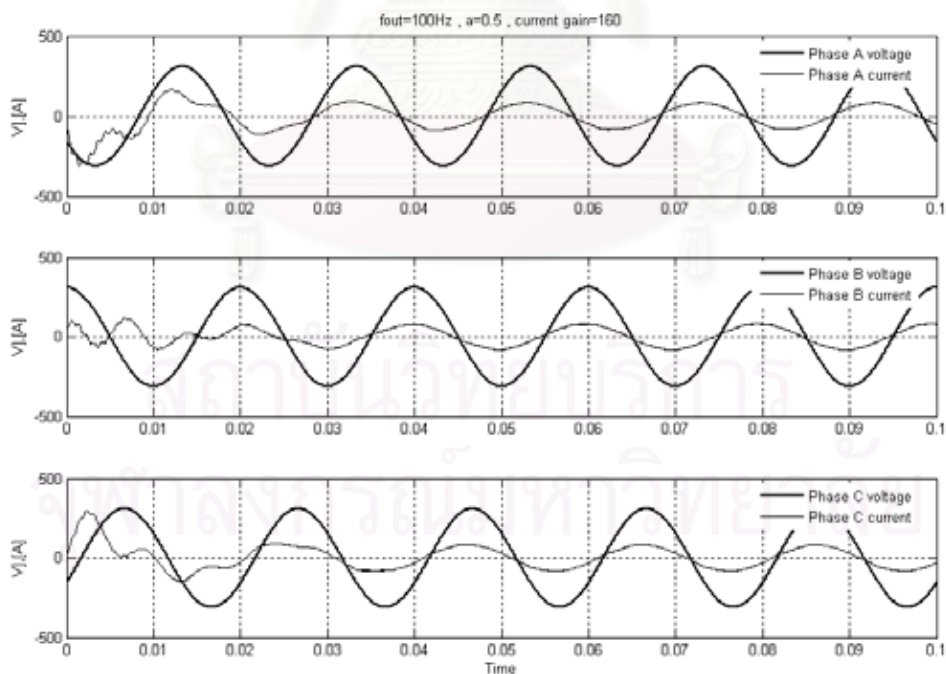
รูปที่ 5.25 ผลการจำลองการทำงานวงจรฉนวนโพลีโพลอินดักทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 25 เฮิร์ตซ์ และ ค่า $a=0.5$



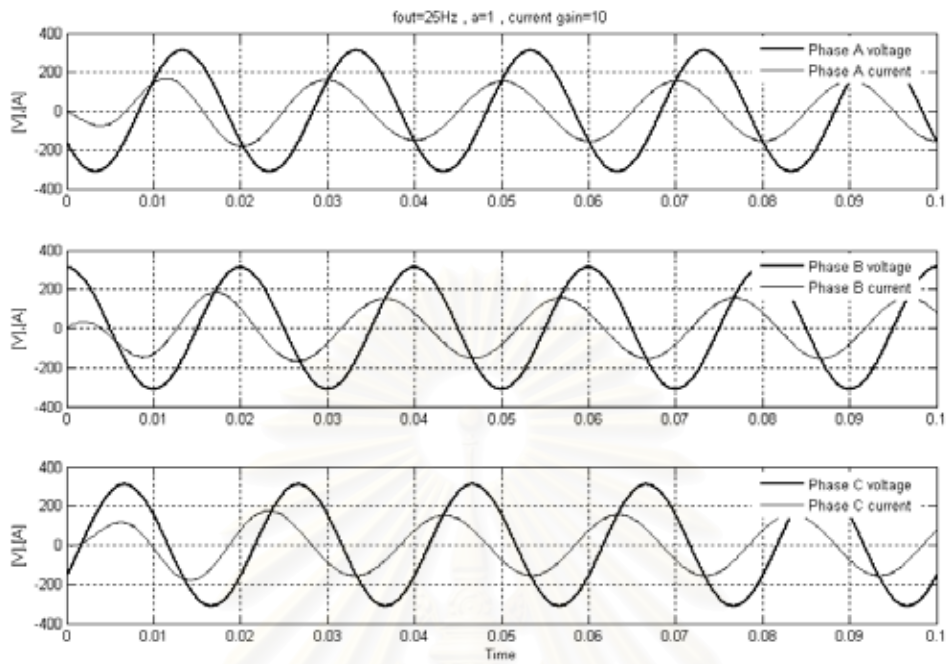
รูปที่ 5.26 ผลการจำลองการทำงานวงจรฉนวนโพลีโพลอินดักทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 50 เฮิร์ตซ์ และ ค่า $a=0.5$



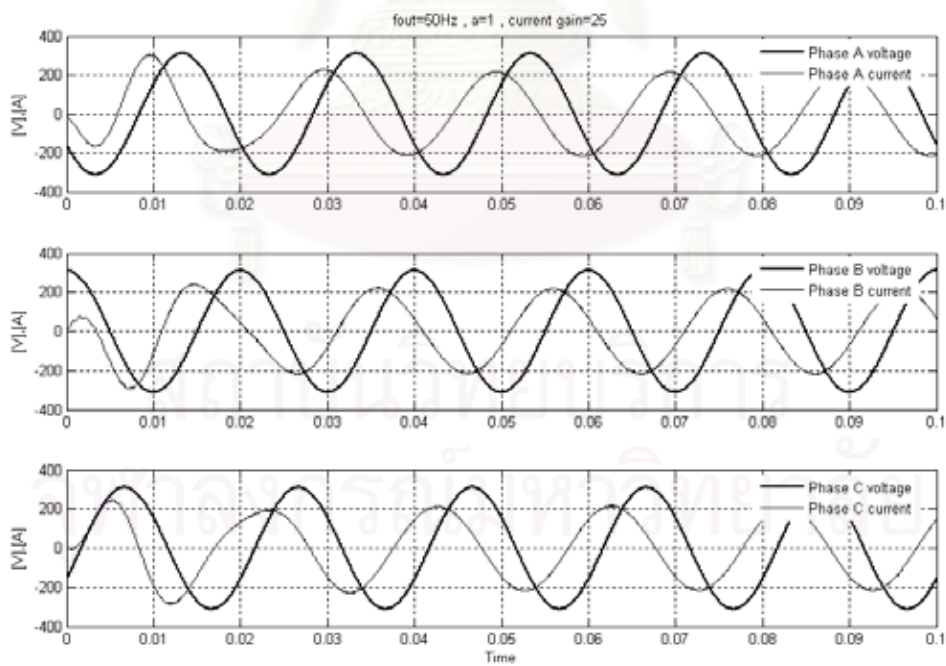
รูปที่ 5.27 ผลการจำลองการทำงานวงจรหม้อแปลงอินดักทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 75 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=0.5$



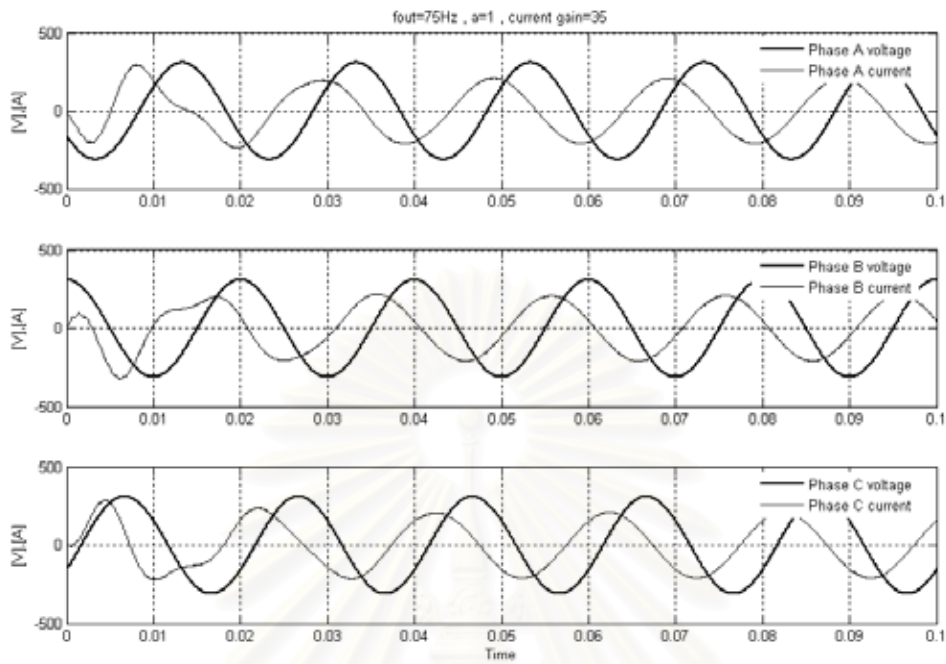
รูปที่ 5.28 ผลการจำลองการทำงานวงจรหม้อแปลงอินดักทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 100 เฮิรตซ์และ ค่า $a=0.5$



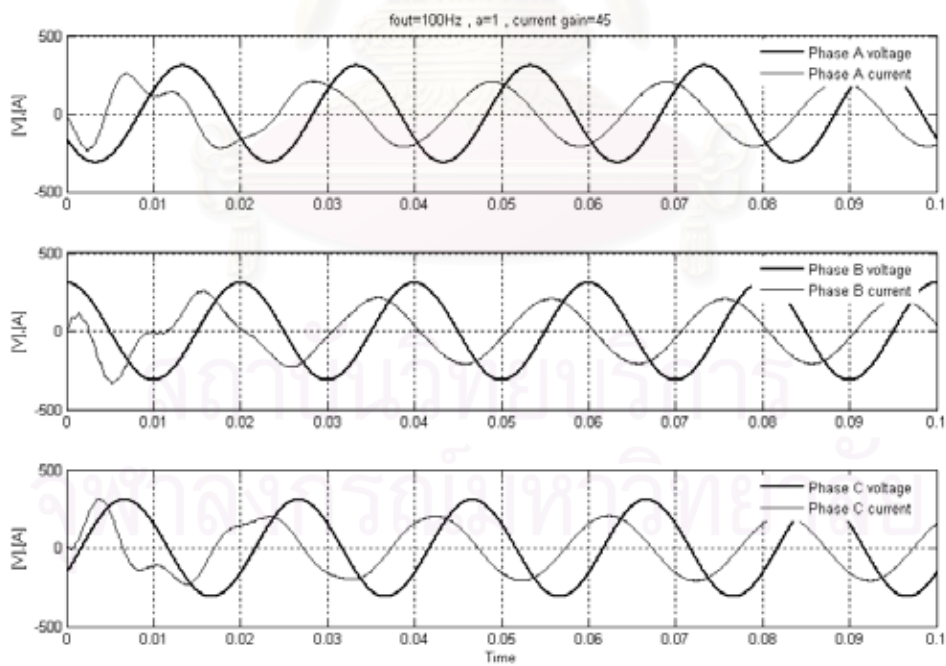
รูปที่ 5.29 ผลการจำลองการทำงานวงจรฉนวนโพลอินดักทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 25 เฮิร์ตซ์ และ ค่า $a=1$



รูปที่ 5.30 ผลการจำลองการทำงานวงจรฉนวนโพลอินดักทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 50 เฮิร์ตซ์ และ ค่า $a=1$

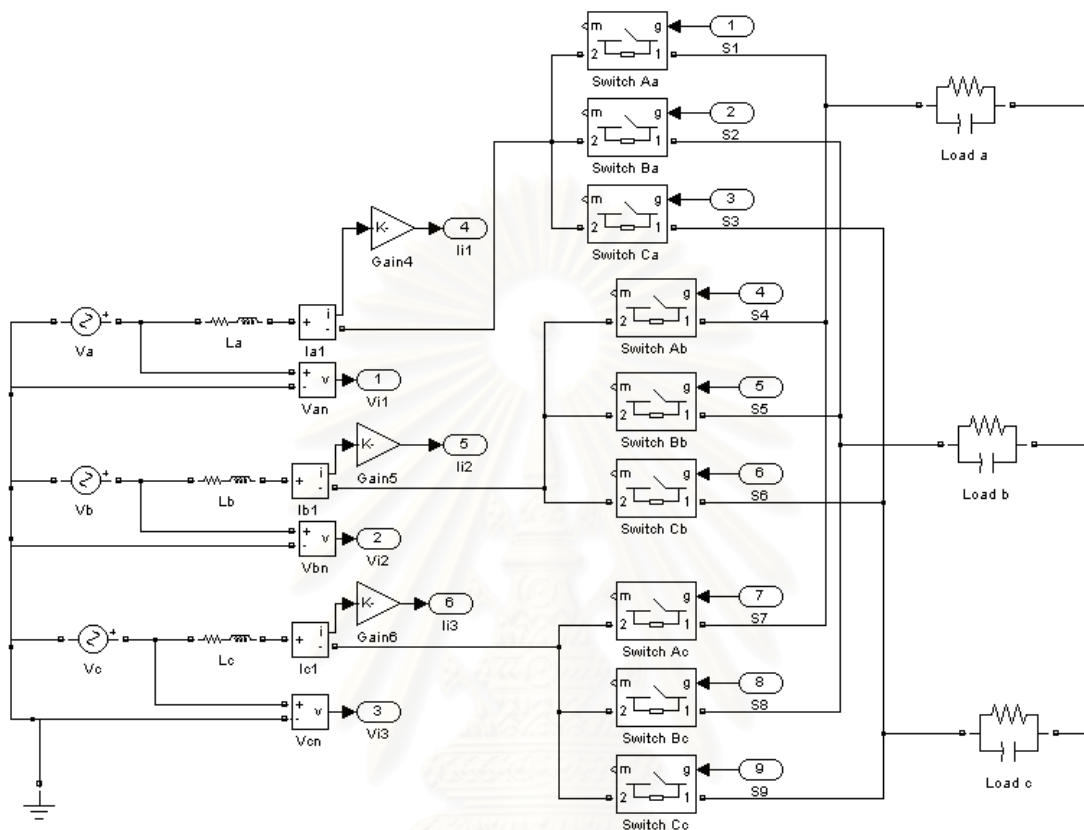


รูปที่ 5.31 ผลการจำลองการทำงานวงจรหม้อแปลงอินเวอร์เตอร์เฟสสามเฟส เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 75 เฮิร์ตซ์ และ ค่า $a=1$



รูปที่ 5.32 ผลการจำลองการทำงานวงจรหม้อแปลงอินเวอร์เตอร์เฟสสามเฟส เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 100 เฮิร์ตซ์ และ ค่า $a=1$

5.1.2.1 กรณีโหลดประเภทคาปาซิทีฟ



รูปที่ 5.33 วงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์จำลอง สำหรับ โหลดประเภทคาปาซิทีฟ

สำหรับโหลดประเภทคาปาซิทีฟนั้น จะทำการสลับที่กันระหว่างด้านแหล่งจ่ายและด้าน โหลด ของวงจรโหลดประเภทอินดักทีฟ ทำให้ด้านโหลดของการต่อวงจรโหลดประเภทคาปาซิทีฟ มีลักษณะ เป็นกึ่งแรงดัน และที่ด้านแหล่งจ่ายจะทำการต่อตัวเหนี่ยวนำอนุกรมเพื่อให้มีลักษณะเป็นกึ่งกระแส ใน ขณะที่มีการจัดวางสวิทช์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์จะเป็นแบบเดียวกัน

กำหนดให้ด้านแหล่งจ่ายต่ออนุกรมกับความต้านทาน 3.3 โอห์มต่อเฟส และตัวเหนี่ยวนำ 15 mH ต่อเฟส เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ต่ออยู่กับโหลดความต้านทาน 940 โอห์มต่อเฟส ที่ขนานกับตัวเก็บ ประจุ 14 uF ต่อเฟส

ด้วยลักษณะดังกล่าว ทำให้กระแสที่ไหลจากแหล่งจ่าย จะเสมือนต่ออยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ ดังสม การที่ (5.4)

$$Z_i''(j\omega_i) = 3.3 + 4.7j + Z_i(j\omega_i) \quad (5.4)$$

เมื่อ $Z_i(j\omega_i)$ คือ ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าที่โอนย้ายมาจากอิมพีแดนซ์ของโหลดที่ด้านออก

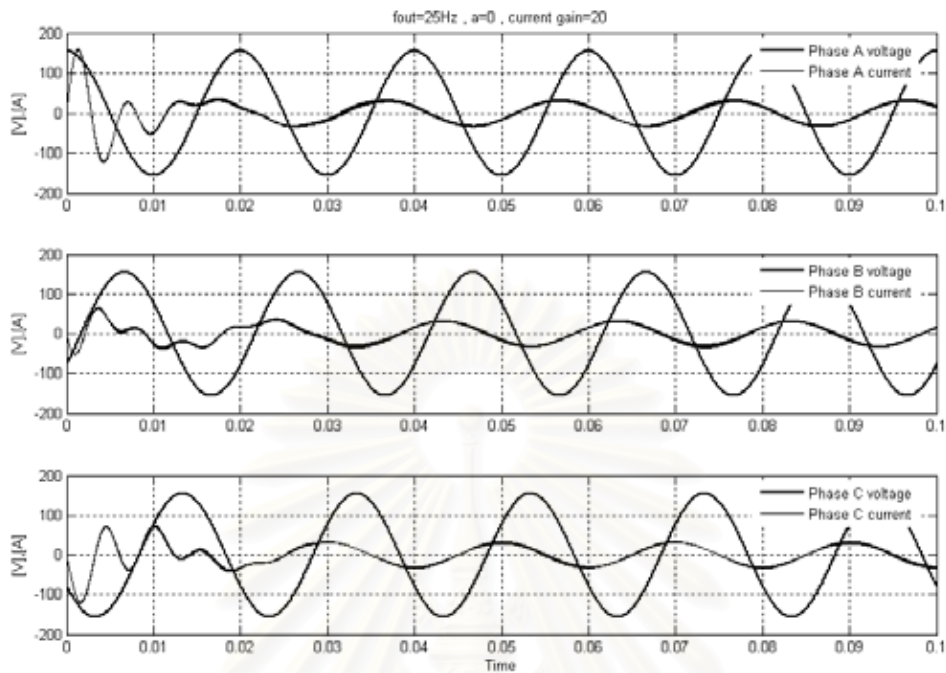
เงื่อนไขการจำลองจะกำหนดให้ สำหรับกรณี $a=0$ และ $a=1$ แหล่งจ่ายจะมีแรงดันเฟสเท่ากับ 110 โวลต์ และสำหรับกรณี $a=0.5$ แหล่งจ่ายจะมีแรงดันเฟสเท่ากับ 55 โวลต์ มีอัตราส่วนระหว่างแอมพลิจูดของกระแสด้านออกต่อกระแสด้านเข้า คือ $q=0.5$ จะมีผลการจำลองในกรณีต่างๆ ดังตารางที่ 5.4 และจะทำการเปรียบเทียบอิมพีแดนซ์ที่ได้จากผลการจำลอง และ อิมพีแดนซ์ที่ได้จากการคำนวณสมการที่ (5.4) ดังตารางที่ 5.5

ตารางที่ 5.4 สรุปผลการจำลองวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่จะสร้างขึ้นจริง กรณีโหลดประเภทคาปาซิทีฟ

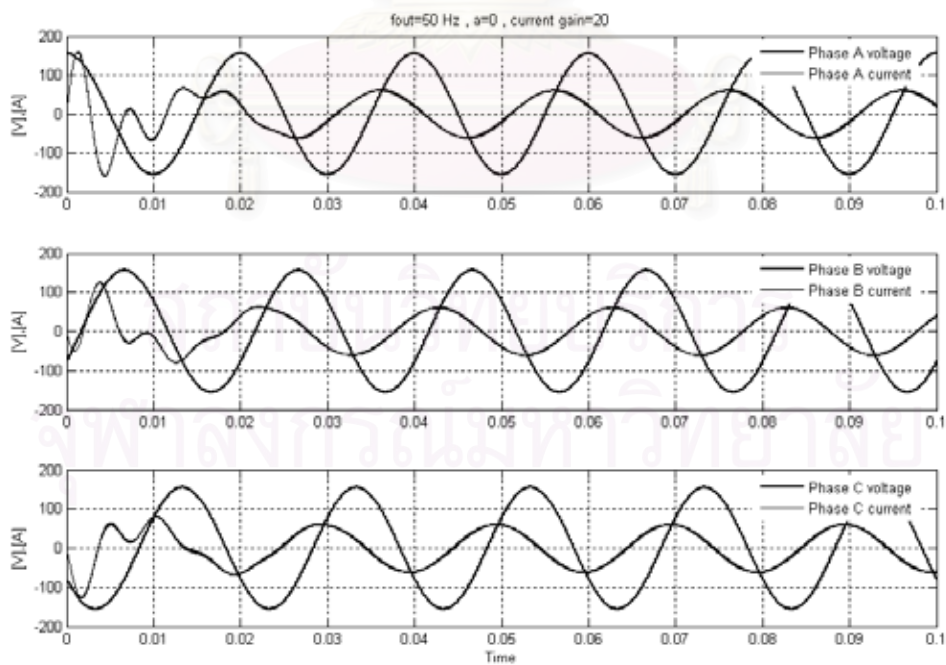
ความถี่ด้านออก (เฮิรตซ์)	การปรับค่า a		
	0	0.5	1
25	รูปที่ 5.34	รูปที่ 5.38	รูปที่ 5.42
50	รูปที่ 5.35	รูปที่ 5.39	รูปที่ 5.43
75	รูปที่ 5.36	รูปที่ 5.40	รูปที่ 5.44
100	รูปที่ 5.37	รูปที่ 5.41	รูปที่ 5.45

ตารางที่ 5.5 เปรียบเทียบระหว่างอิมพีแดนซ์ที่ได้จากผลการจำลอง และ อิมพีแดนซ์ที่ได้จากการคำนวณสมการที่ (5.4) กรณีโหลดประเภทคาปาซิทีฟ

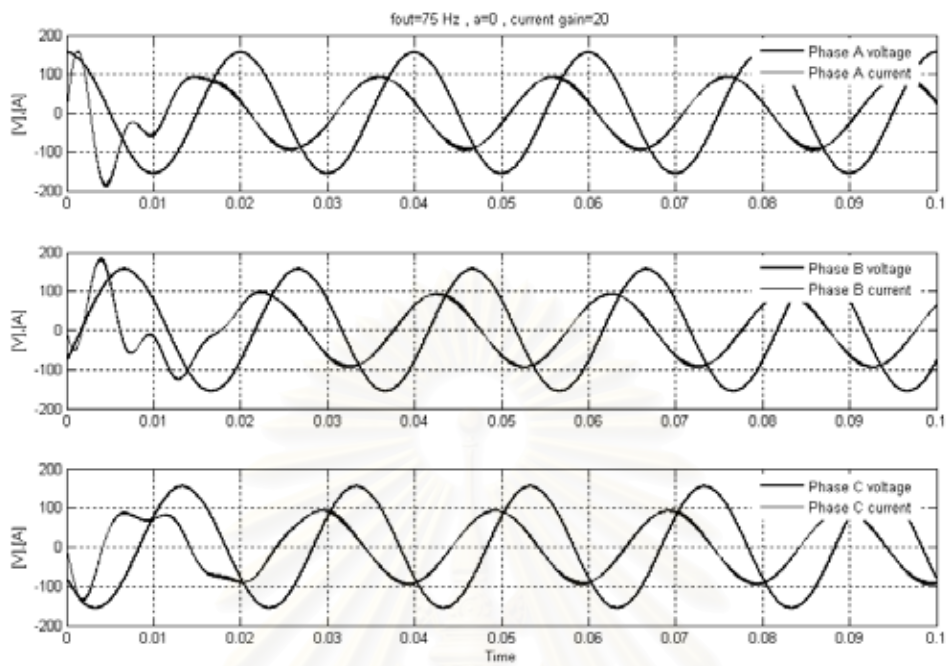
ความถี่ด้านออก (เฮิรตซ์)	ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า $Z_i''(j\omega_i)$					
	$a=0$		$a=0.5$		$a=1$	
	การคำนวณ	การจำลอง	การคำนวณ	การจำลอง	การคำนวณ	การจำลอง
25	99.6∠-61.3	95.4∠-68.1	48.1∠5.6	47.1∠4.2	108∠63.7	100.1∠64.2
50	51.6∠-71.6	49.3∠-77.4	17∠16.1	16.2∠14.3	60.6∠74.4	59.3∠75.2
75	33.5∠-74	30.5∠-75.2	10.4∠27	9.6∠20	42.7∠77.5	41.9∠77
100	24.2∠-74	20.2∠-77.4	8.2∠35.2	7.2∠31.4	33.4∠78.5	33.4∠78.5



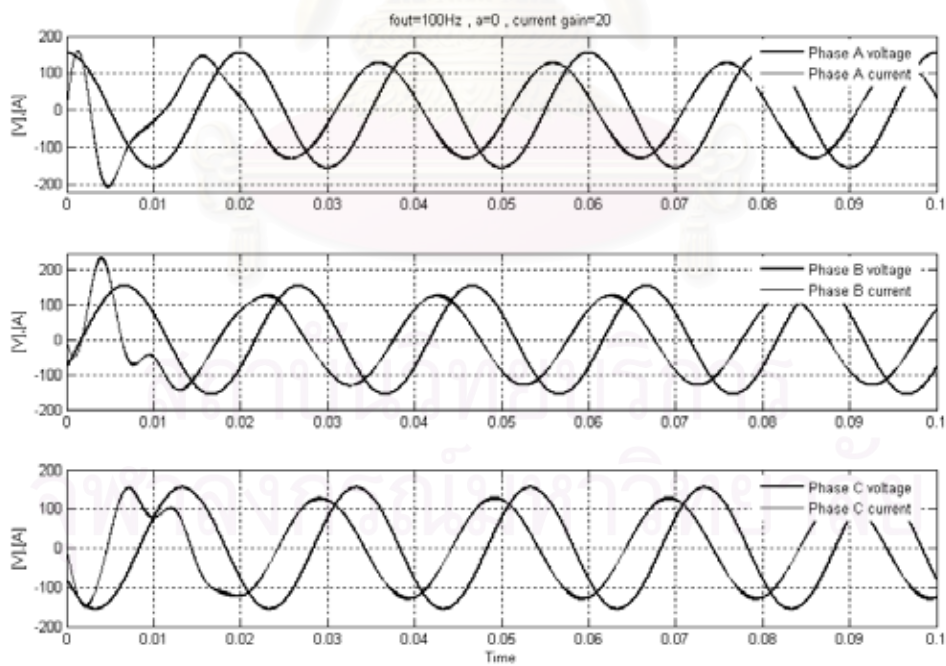
รูปที่ 5.34 ผลการจำลองการทำงานวงจรฉนวนโหลดคาปาซิทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 25 เฮิร์ตซ์ และ ค่า $a=0$



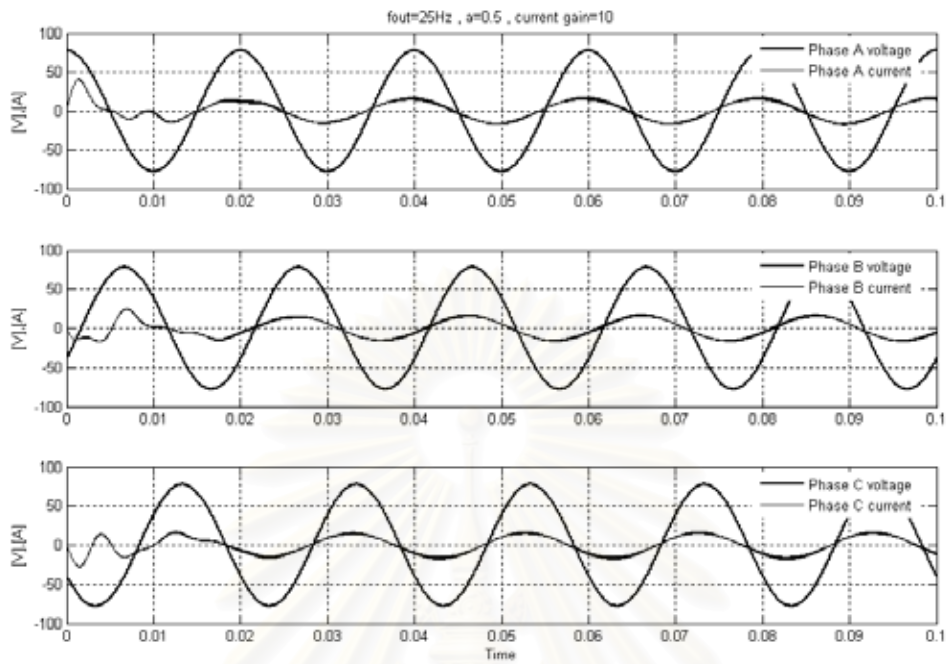
รูปที่ 5.35 ผลการจำลองการทำงานวงจรฉนวนโหลดคาปาซิทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 50 เฮิร์ตซ์ และ ค่า $a=0$



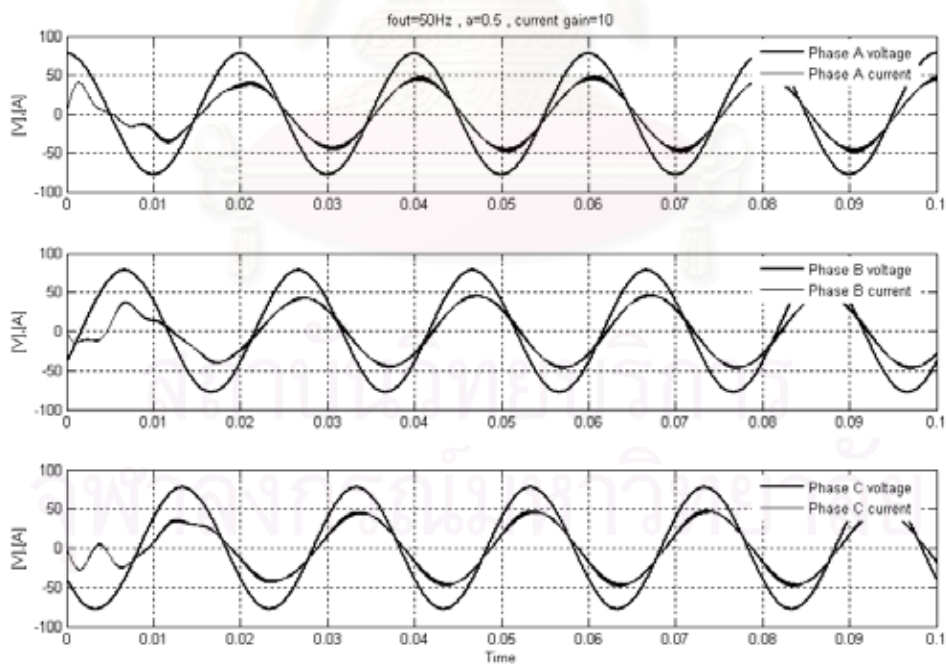
รูปที่ 5.36 ผลการจำลองการทำงานวงจรหม้อแปลงไฟฟ้าเมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 75 เฮิร์ตซ์ และ ค่า $a=0$



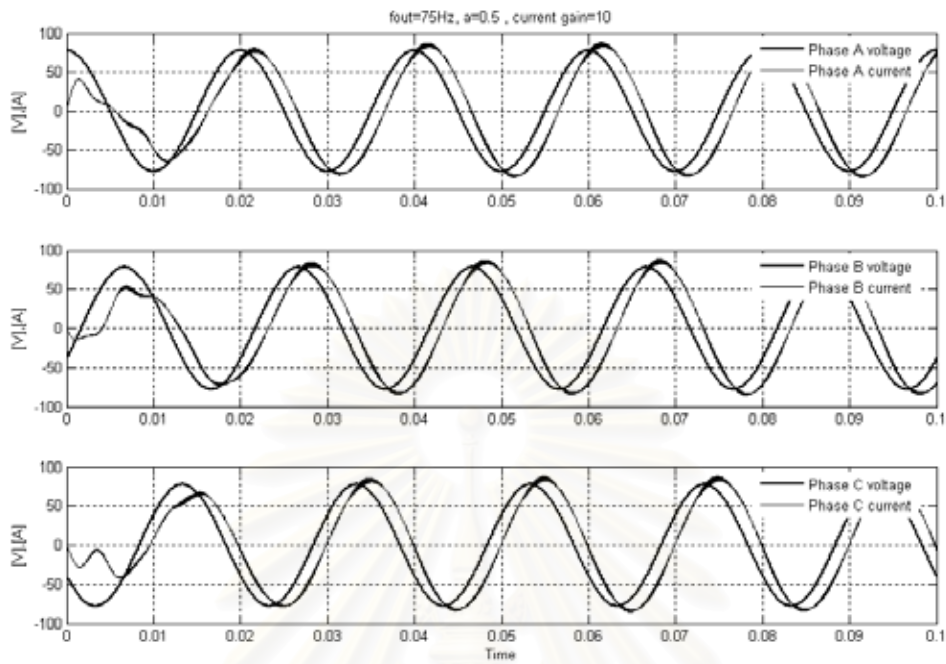
รูปที่ 5.37 ผลการจำลองการทำงานวงจรหม้อแปลงไฟฟ้าเมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 100 เฮิร์ตซ์ และ ค่า $a=0$



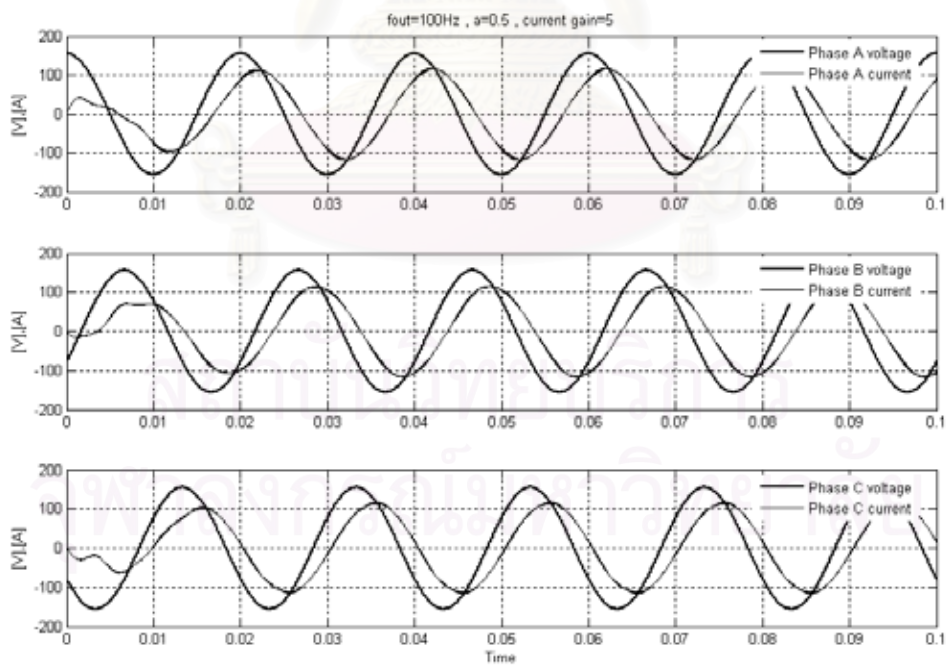
รูปที่ 5.38 ผลการจำลองการทำงานวงจรหม้อแปลงไฟฟ้าชนิดสามเฟสเมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 25 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=0.5$



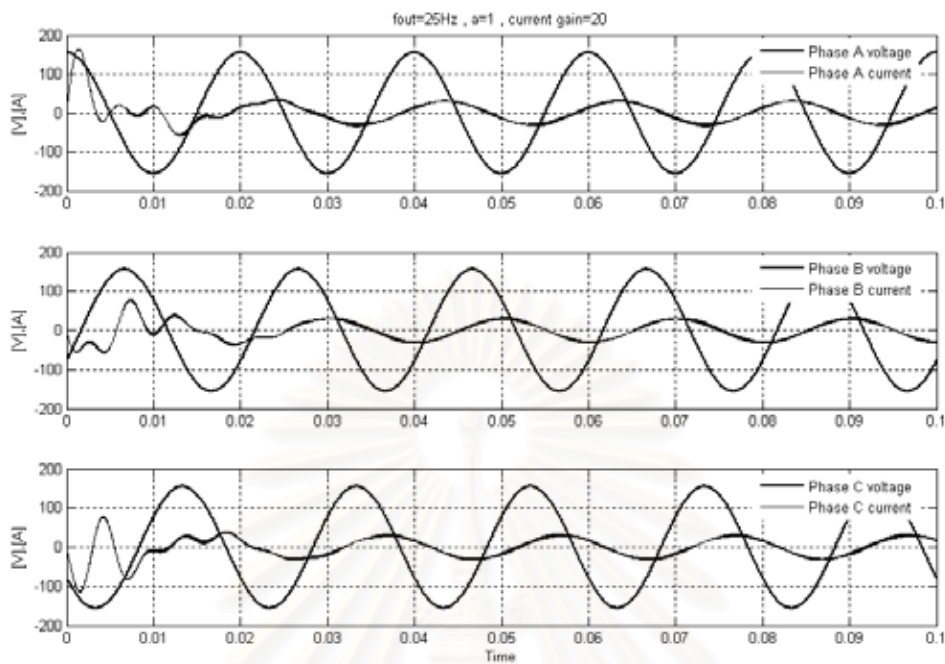
รูปที่ 5.39 ผลการจำลองการทำงานวงจรหม้อแปลงไฟฟ้าชนิดสามเฟสเมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 50 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=0.5$



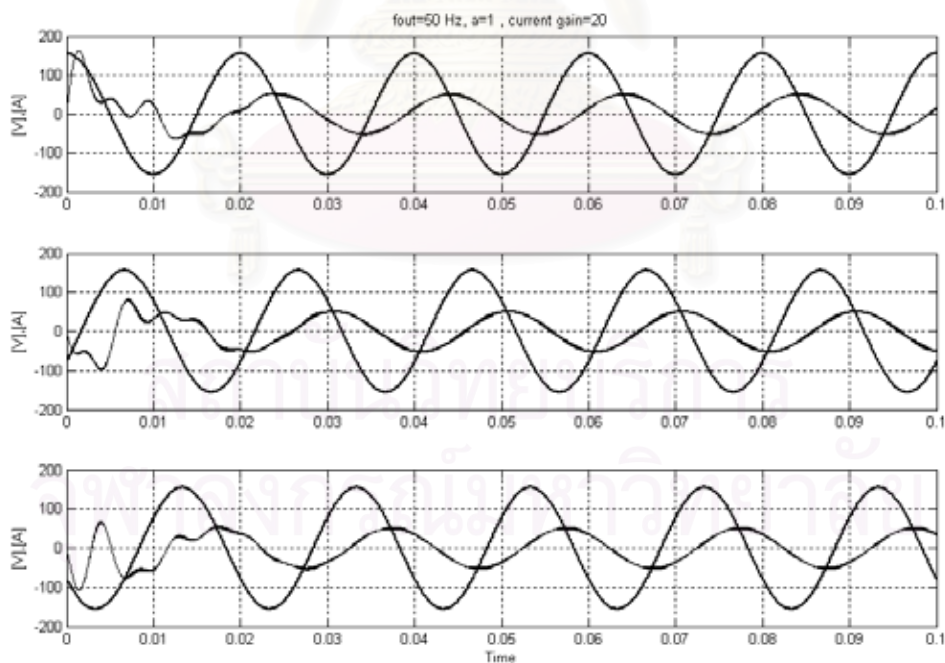
รูปที่ 5.40 ผลการจำลองการทำงานวงจรหม้อแปลงไฟฟ้าเมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 75 เฮิร์ตซ์ และ ค่า $a=0.5$



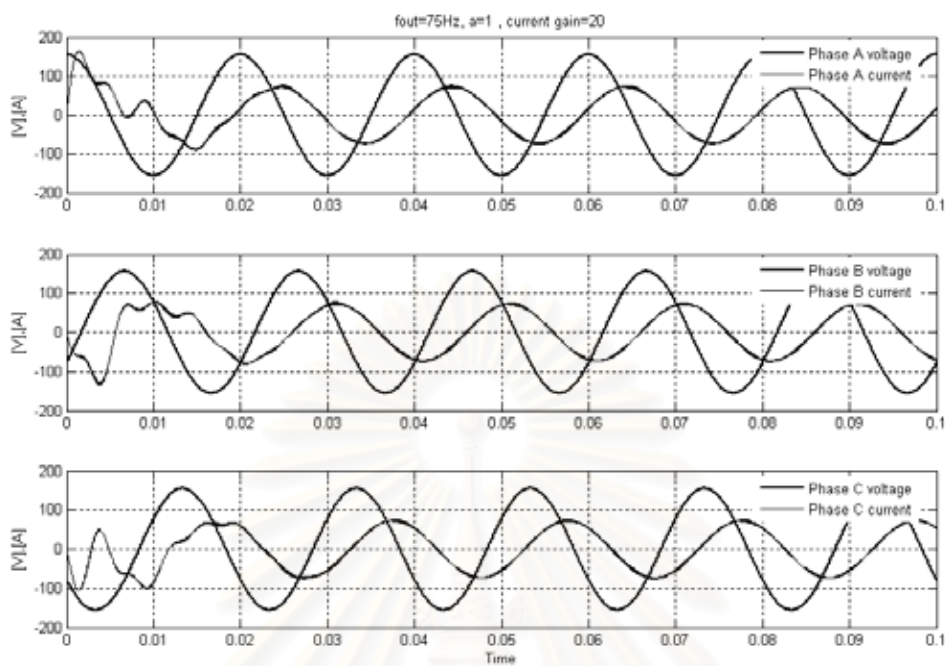
รูปที่ 5.41 ผลการจำลองการทำงานวงจรหม้อแปลงไฟฟ้าเมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 100 เฮิร์ตซ์และค่า $a=0.5$



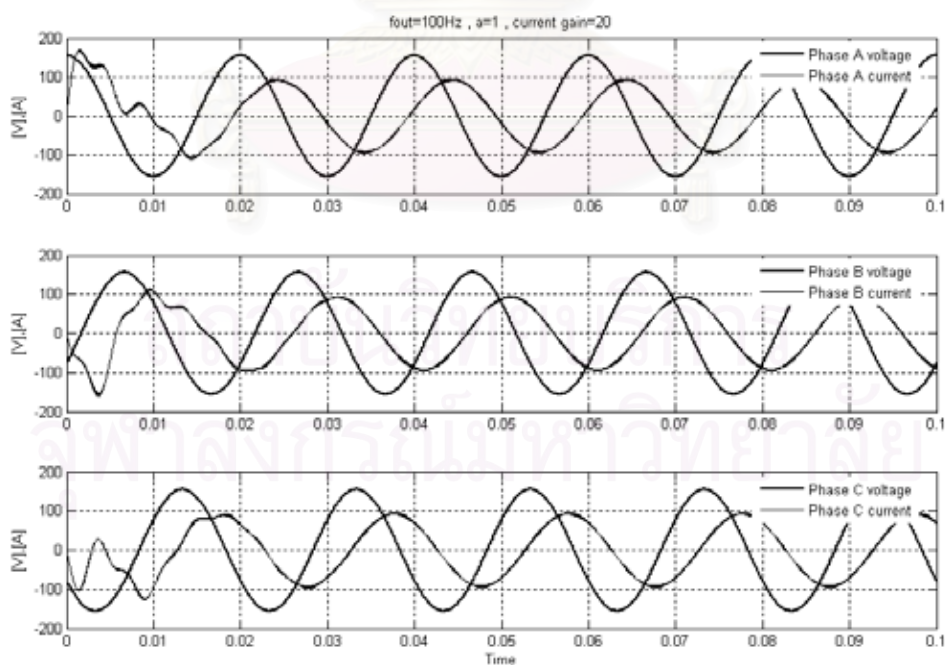
รูปที่ 5.42 ผลการจำลองการทำงานวงจรหม้อแปลงไฟฟ้าชนิดคานาซิทัพ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 25 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=1$



รูปที่ 5.43 ผลการจำลองการทำงานวงจรหม้อแปลงไฟฟ้าชนิดคานาซิทัพ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 50 เฮิรตซ์ และ ค่า $a=1$



รูปที่ 5.44 ผลการจำลองการทำงานวงจรหม้อแปลงไฟฟ้า โหลดคาปาซิทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 75 เฮิร์ตซ์ และ ค่า $a=1$



รูปที่ 5.45 ผลการจำลองการทำงานวงจรหม้อแปลงไฟฟ้า โหลดคาปาซิทีฟ เมื่อกำหนดให้ความถี่ด้านออก 100 เฮิร์ตซ์ และ ค่า $a=1$

จากผลการจำลองทั้ง กรณีโหลดประเภทอินดักทีฟ และกรณีโหลดประเภทคาปาซิทีฟ จะเห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์ที่คำนวณได้จะมีความแตกต่างจากค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้มาจากการจำลอง ซึ่งผลความแตกต่างดังกล่าวเกิดจากผลของวงจรที่ต่อทางด้านเข้า โดยจะสามารถสรุปได้ดังนี้

1) กรณีโหลดประเภทอินดักทีฟ

แรงดันที่ปรากฏทางด้านเข้าของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ จะเป็นแรงดันที่แตกต่างจากแรงดันของแหล่งจ่ายที่มีความเป็นอุดมคติที่นำมาใช้วิเคราะห์ อันเนื่องมาจากผลของวงจรกรอง RLC ผ่านต่ำ

2) กรณีโหลดประเภทคาปาซิทีฟ

เนื่องจากในความเป็นจริงไม่มีแหล่งจ่ายกระแสที่เป็นอุดมคติ จึงนำตัวเหนี่ยวนำมาต่ออนุกรมกับแหล่งจ่ายแรงดัน ซึ่งผลจากตัวเหนี่ยวนำดังกล่าวทำให้กระแสที่ไหลเข้าเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ เป็นกระแสที่แตกต่างจากแหล่งจ่ายกระแสที่มีความเป็นอุดมคติที่นำมาใช้วิเคราะห์

แต่อย่างไรก็ตาม จากทั้งตารางที่ 5.3 และ 5.5 เมื่อทำการเปรียบเทียบระหว่างค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการคำนวณและผลการจำลอง ก็จะเห็นว่ามีความแตกต่างกันเพียงเล็กน้อยเท่านั้น

5.2 ผลการทดลอง

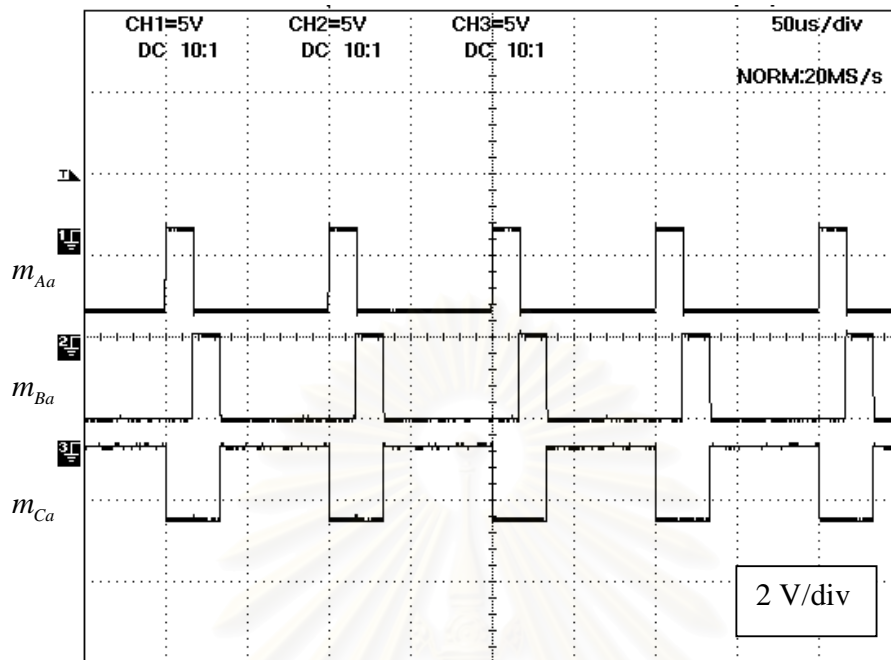
5.2.1 ผลการทดลองของวงจรควบคุม

รูปที่ 5.46 แสดงสัญญาณขับนำ 3 สัญญาณจาก DSP Controller ที่ขับนำสวิตช์อุดมคติ 3 สวิตช์ในโหนดชุดเดียวกัน แต่เนื่องจากขณะที่ DSP Controller หยุดการทำงานจะให้สัญญาณตรรกะเป็น HIGH ดังนั้นเพื่อป้องกันความผิดพลาดขณะหยุดการทำงาน จึงจะสร้างสัญญาณที่มีตรรกะกลับกันจากสัญญาณที่ต้องการ โดยการนำเสนอเพื่อให้เข้าใจง่าย จะทำการกลับสัญญาณที่สร้างขึ้นด้วยเครื่องมือวัด ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสัญญาณที่จะนำไปขับนำสวิตช์จริงๆ นั้น จะไม่มีตรรกะเป็น HIGH พร้อมกัน

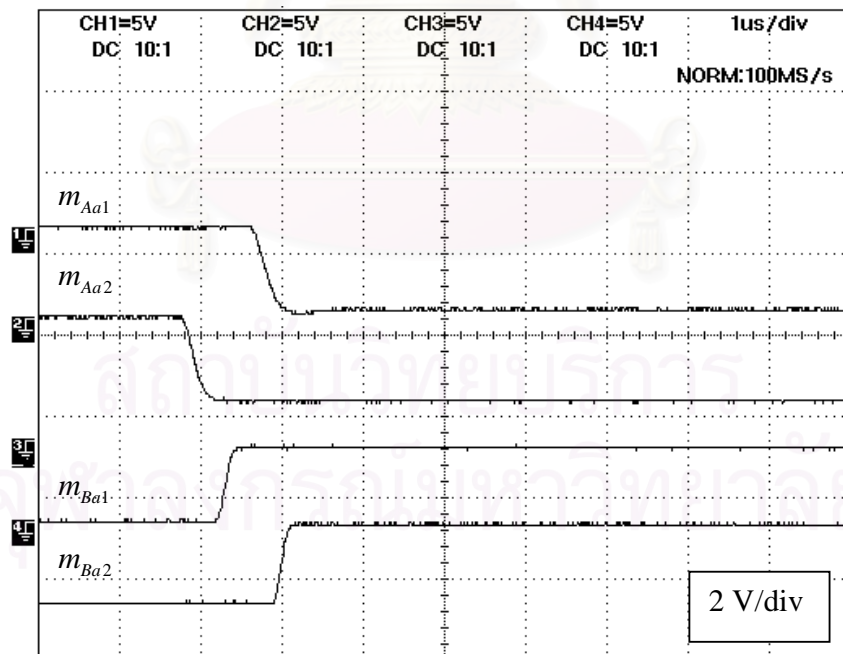
รูปที่ 5.47 ลักษณะของสัญญาณขับนำที่ผ่านกระบวนการสับเปลี่ยนกระแส แบบตรวจจับทิศทางของกระแสไหล

รูปที่ 5.48 ลักษณะของสัญญาณขับนำที่จะไปขับนำสวิตช์ IGBT แต่ละตัว ในสวิตช์กำลังชุดเดียวกัน

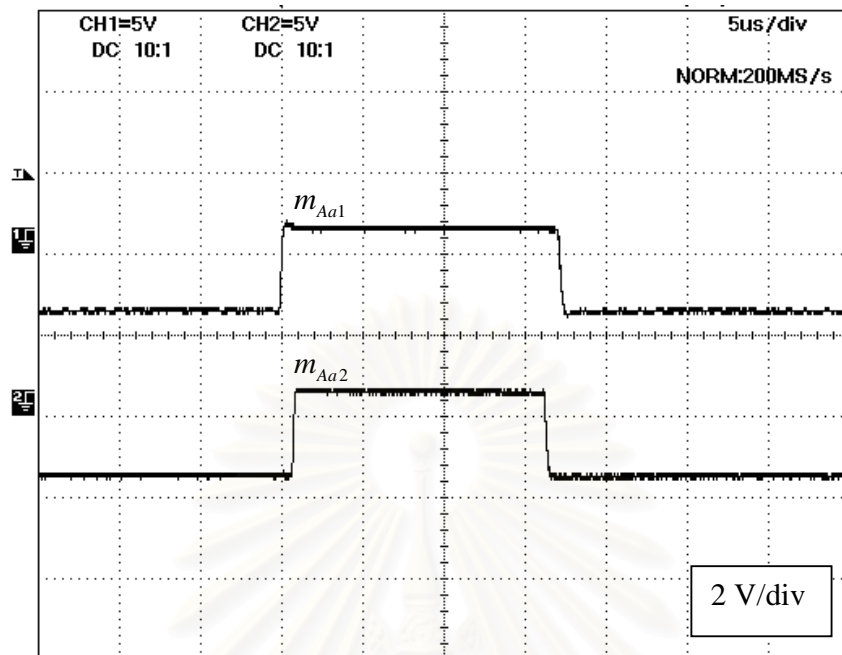
รูปที่ 5.49 รูปแบบการตรวจจับกระแสไหล ซึ่งจะเห็นว่าถ้าหากกระแสไหลมีค่าบวก สัญญาณบอกทิศทางของกระแสจะมีตรรกะเป็น HIGH และถ้าหากกระแสไหลมีค่าเป็นลบ



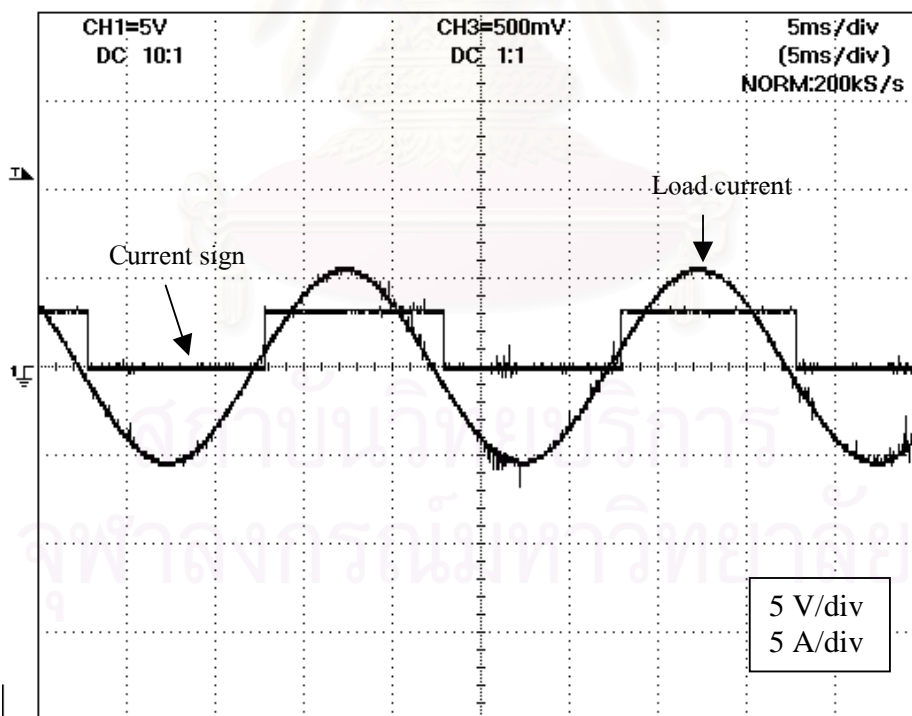
รูปที่ 5.46 ลักษณะของสัญญาณที่สร้างขึ้นจาก DSP Controller
สำหรับขับนำสวิตช์แต่ละชุด ที่ต่ออยู่กับโหลดเฟสเดียวกัน



รูปที่ 5.47 ลักษณะของสัญญาณขับนำที่จะไปขับนำสวิตช์แต่ละชุด ที่ต่ออยู่กับโหลดเฟสเดียวกัน
เมื่อผ่านกระบวนการสับเปลี่ยนกระแส แบบตรวจจับทิศทางของกระแสโหลด



รูปที่ 5.48 ลักษณะของสัญญาณสำหรับขับนำสวิตช์ IGBT แต่ละตัว ที่ต่ออยู่กับสวิตช์กำลังชุดเดียวกัน



รูปที่ 5.49 ลักษณะของสัญญาณบอกทิศทางของกระแส

5.2.2 ผลการทดลองของวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ กรณีโหลดประเภทอินดักทีฟ

กำหนดให้เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ มีโหลดต่อเฟส คือ ตัวต้านทาน 3.3 โอห์ม อนุกรมกับ ตัวเหนี่ยวนำ 30 mH มีค่าอัตราส่วนระหว่างแรงดันด้านออกต่อแรงดันด้านเข้า คือ $q=0.5$ โดยในแต่ละกรณีจะเลือกทำการปรับค่าแรงดันด้านเข้าจนกระทั่งกระแสโหลดด้านออกมีค่าเท่ากับ 3.5 แอมแปร์

รูปที่ 5.50 ถึง 5.53 เป็นผลการทดลองเมื่อทำการวัดแรงดันเฟส A และกระแสเฟส A ปรับค่า $a=0$ และปรับความถี่ด้านออกเท่ากับ 25 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.50 , 50 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.51 , 75 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.52 และ 100 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.53 ซึ่งจะเห็นได้ว่ากรณีนี้ แรงดันด้านเข้าจะมีมุมเฟสนำกระแสด้านเข้าอยู่ และมุมเฟสทางด้านเข้าจะมีค่ามากขึ้น ตามการปรับความถี่ด้านออกที่มีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งจะทำให้อิมพีแดนซ์ของ โหลดตัวเหนี่ยวนำมีค่าเพิ่มขึ้น

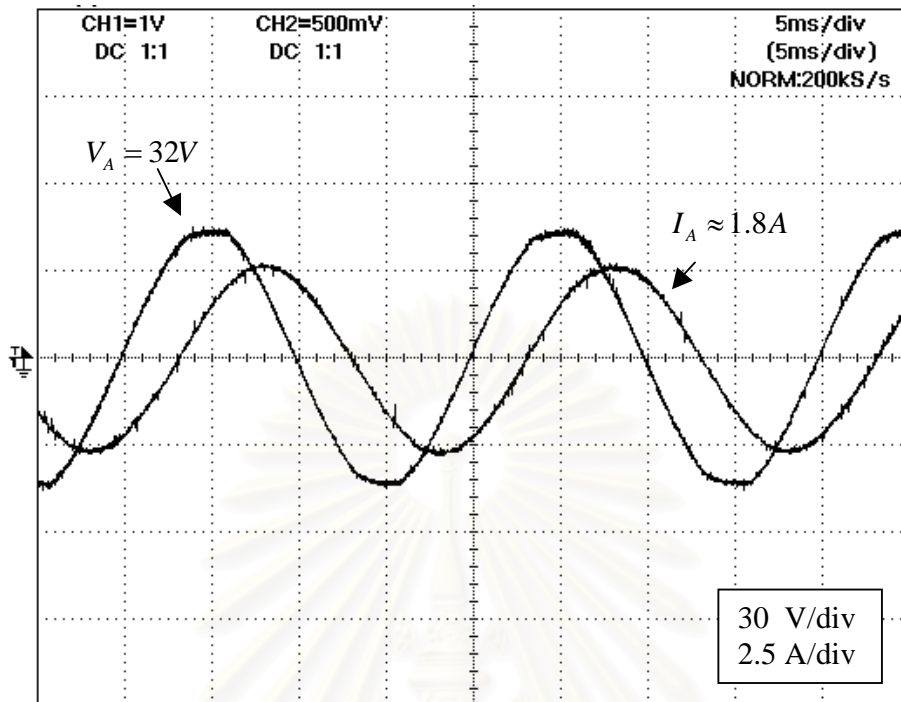
รูปที่ 5.54 ถึง 5.57 เป็นผลการทดลองเมื่อทำการวัดแรงดันเฟส A และกระแสเฟส A ปรับค่า $a=1$ และปรับความถี่ด้านออกเท่ากับ 25 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.54 , 50 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.55 , 75 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.56 และ 100 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.57 ซึ่งจะเห็นได้ว่ากรณีนี้ แรงดันด้านเข้าจะมีมุมเฟสตามกระแสด้านเข้าอยู่ เสมือนต่ออยู่กับ โหลดประเภทตัวเก็บประจุ และเมื่อปรับความถี่ด้านออกให้มีความถี่เพิ่มขึ้น ค่าอิมพีแดนซ์ของ โหลดก็จะเป็นตัวเก็บประจุมากยิ่งขึ้นอีกด้วย

รูปที่ 5.58 ถึง 5.61 เป็นผลการทดลองเมื่อทำการวัดแรงดันเฟส A และกระแสเฟส A ปรับค่า $a=0.5$ และปรับความถี่ด้านออกเท่ากับ 25 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.58 , 50 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.59 , 75 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.60 และ 100 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.61 ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ จะสามารถปรับค่าตัวประกอบกำลังได้ใกล้เคียงเท่ากับ 1

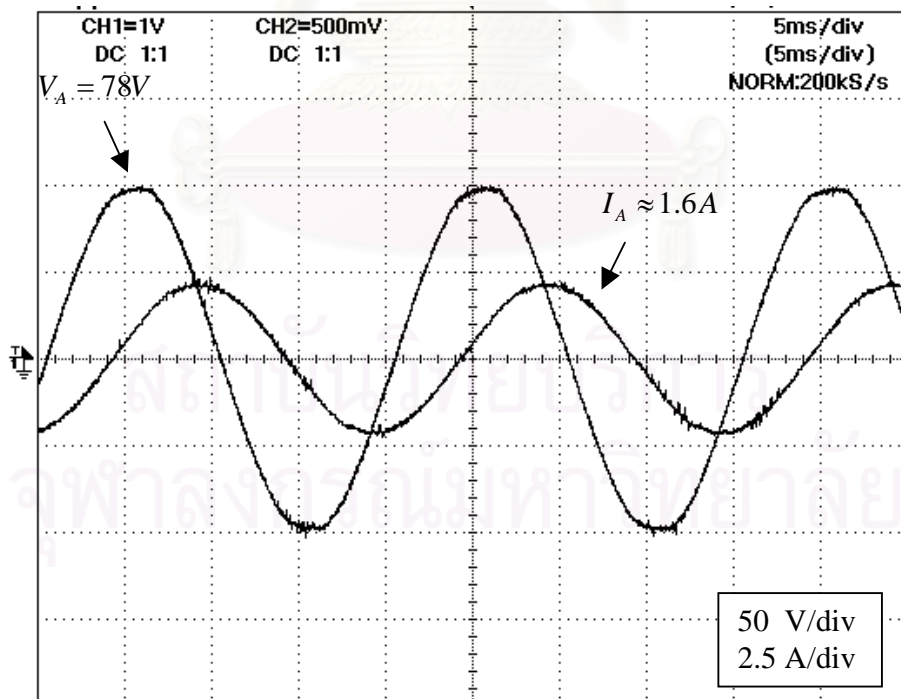
รูปที่ 5.62 ถึง 5.65 เป็นผลการทดลองเมื่อทำการวัดกระแสด้านออก 3 เฟส ซึ่งทุกการปรับค่า a ก็จะทำให้ผลเช่นเดียวกันสำหรับแต่ละความถี่ เมื่อปรับความถี่ด้านออกเท่ากับ 25 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.62 , 50 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.63 , 75 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.64 และ 100 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.65

รูปที่ 5.66 ถึง 5.68 เป็นผลการทดลองเมื่อทำการวัดแรงดันด้านออก ที่จะไม่ผ่านการกรองโดยจะยกตัวอย่างสำหรับเฟส a เมื่อทำการปรับความถี่ด้านออก 100 เฮิร์ตซ์ และค่า $a=1$

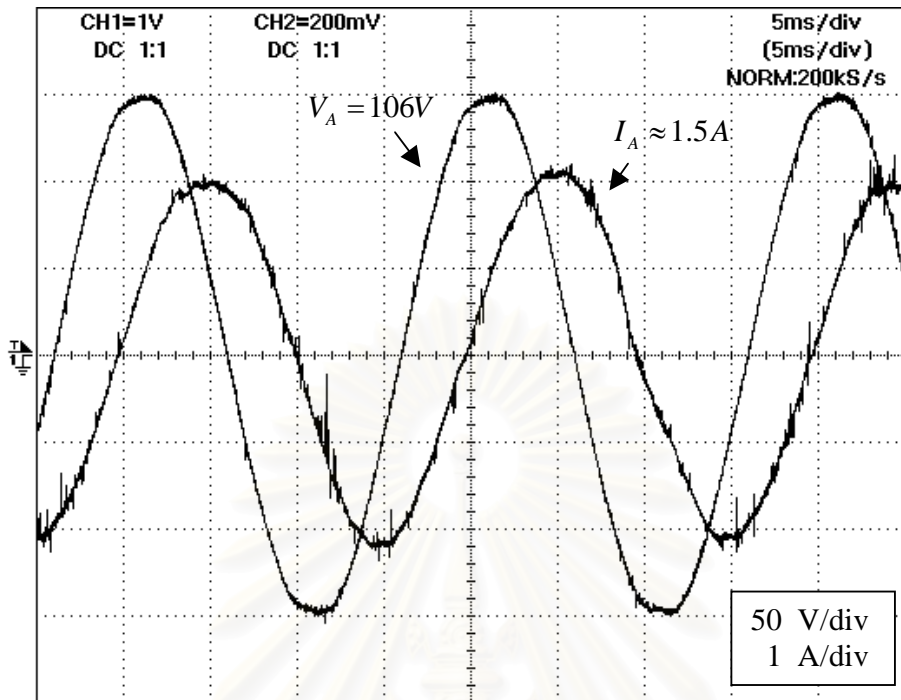
รูปที่ 5.69 เป็นผลการทดลองเมื่อทำการวัดกระแสด้านเข้าทั้ง 3 เฟส ที่ไหลในวงจรกรอง RLC ผ่านตัว



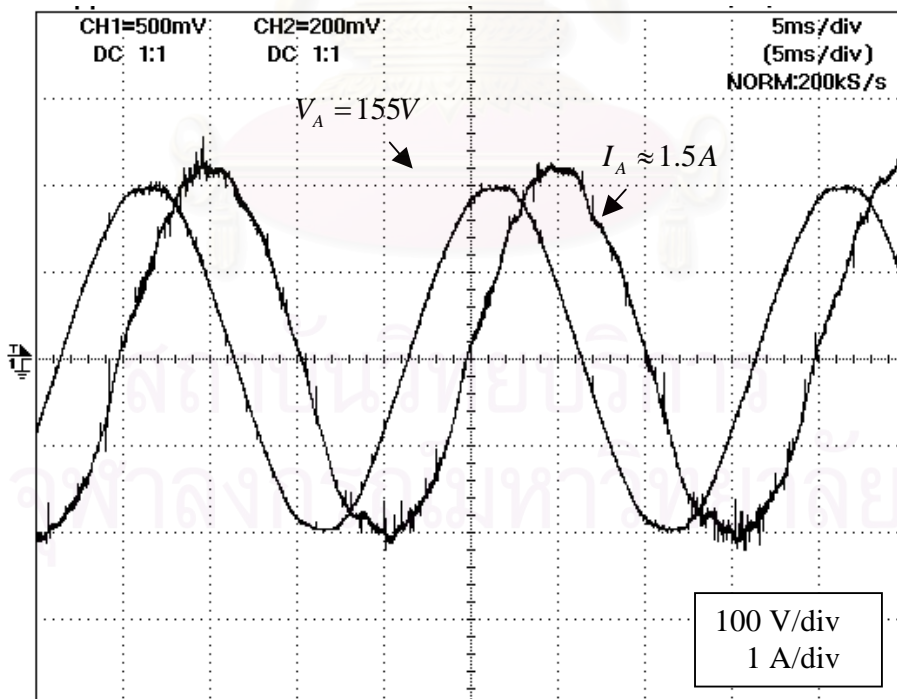
รูปที่ 5.50 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ กรณี โทลคอินคักทีฟ เมื่อปรับความถี่ด้านออก 25 เฮิร์ตซ์ $a=0$



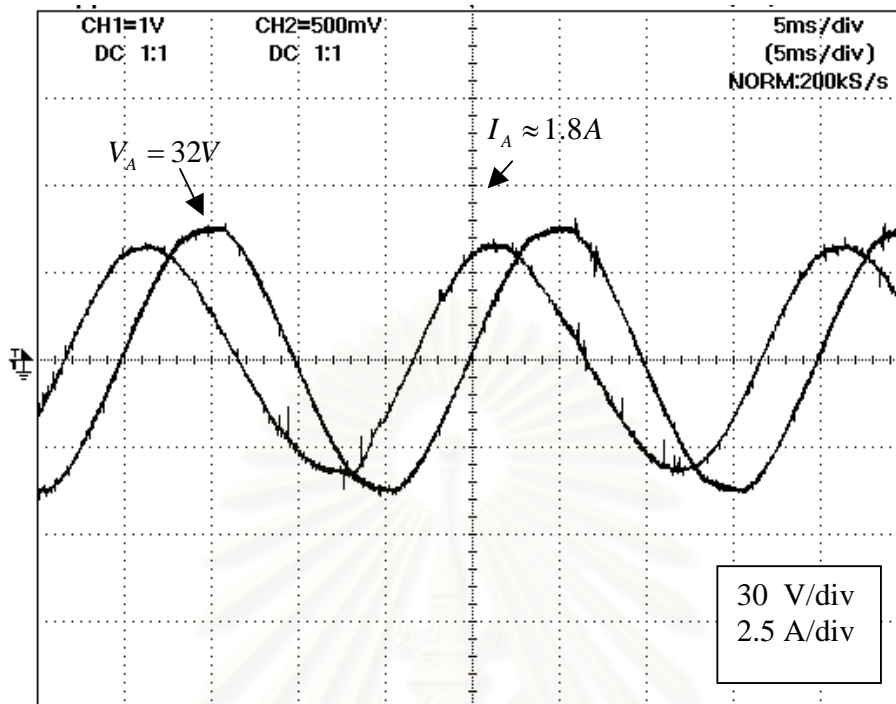
รูปที่ 5.51 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ กรณี โทลคอินคักทีฟ เมื่อปรับความถี่ด้านออก 50 เฮิร์ตซ์ $a=0$



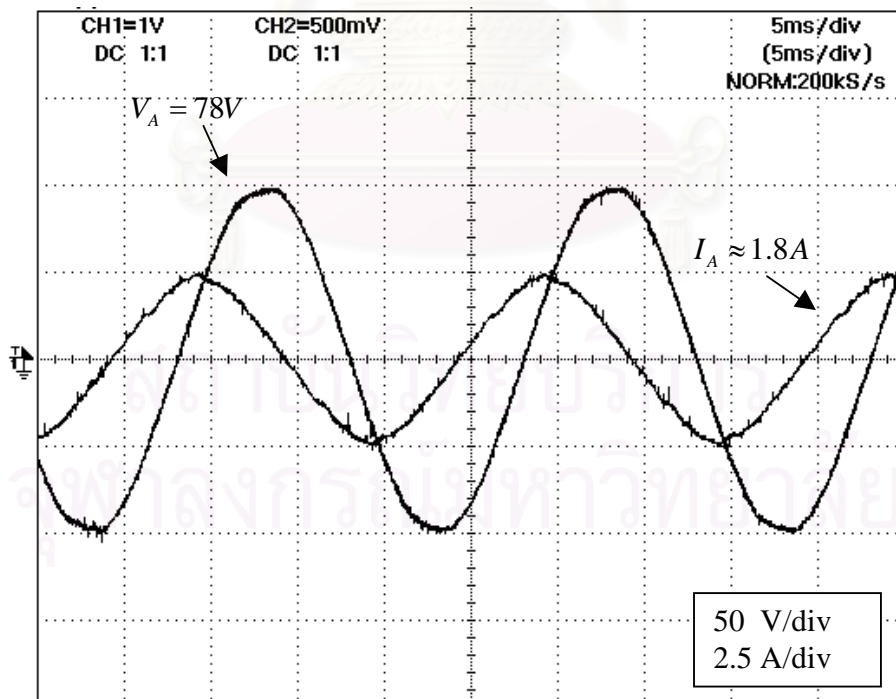
รูปที่ 5.52 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของมอเตอร์กระแสตรงคอนเวอร์เตอร์ 6 โพลอินดักทีฟ เมื่อปรับความถี่ด้านออก 75 เฮิรตซ์ $a=0$



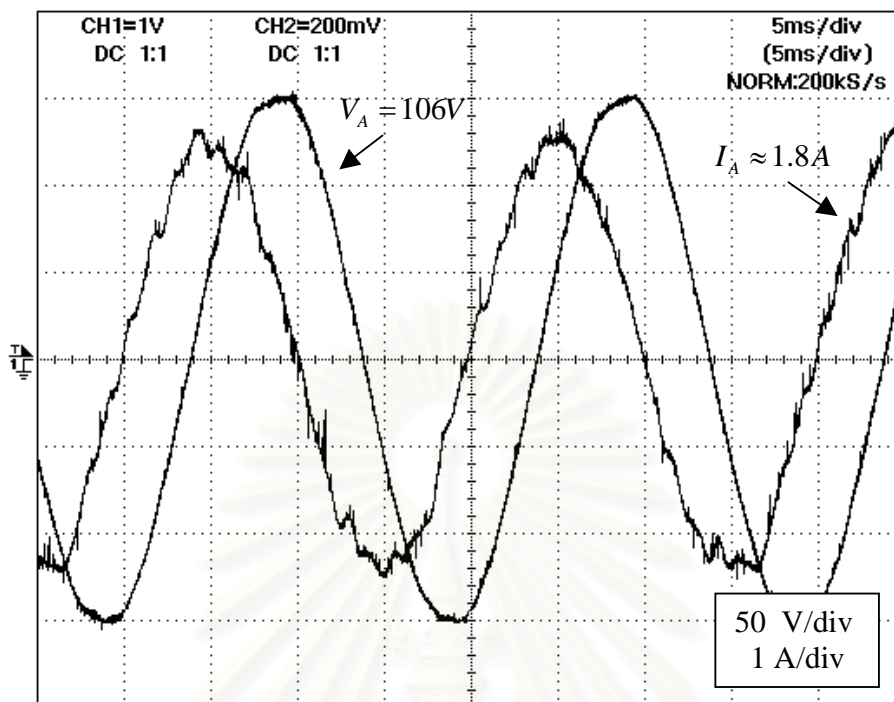
รูปที่ 5.53 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของมอเตอร์กระแสตรงคอนเวอร์เตอร์ 6 โพลอินดักทีฟ เมื่อปรับความถี่ด้านออก 100 เฮิรตซ์ $a=0$



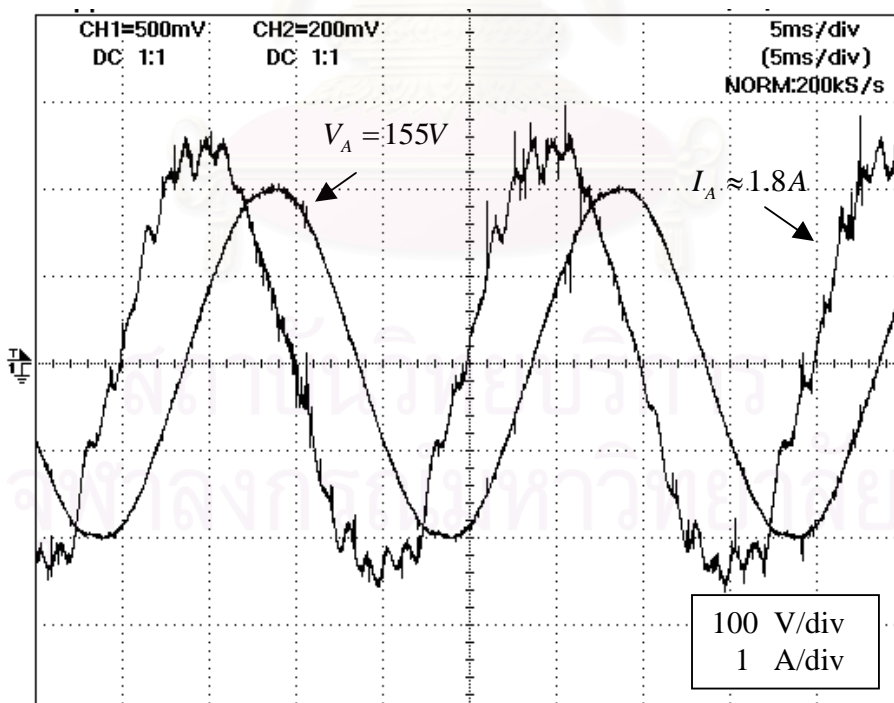
รูปที่ 5.54 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ igrณี โทลคอดินดักทีฟ
เมื่อปรับความถี่ด้านออก 25 เฮิร์ตซ์ $a=1$



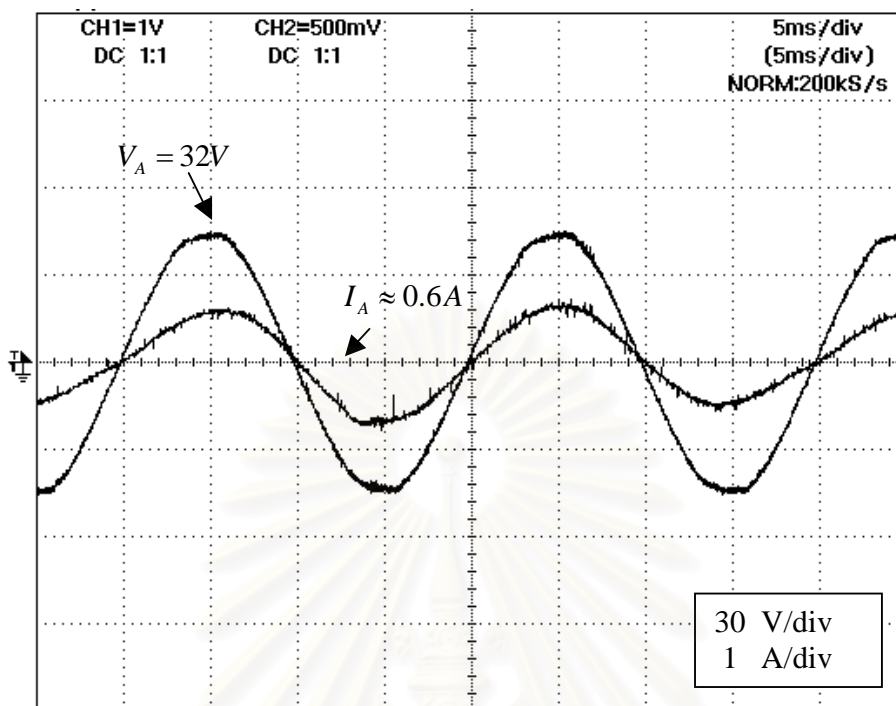
รูปที่ 5.55 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ igrณี โทลคอดินดักทีฟ
เมื่อปรับความถี่ด้านออก 50 เฮิร์ตซ์ $a=1$



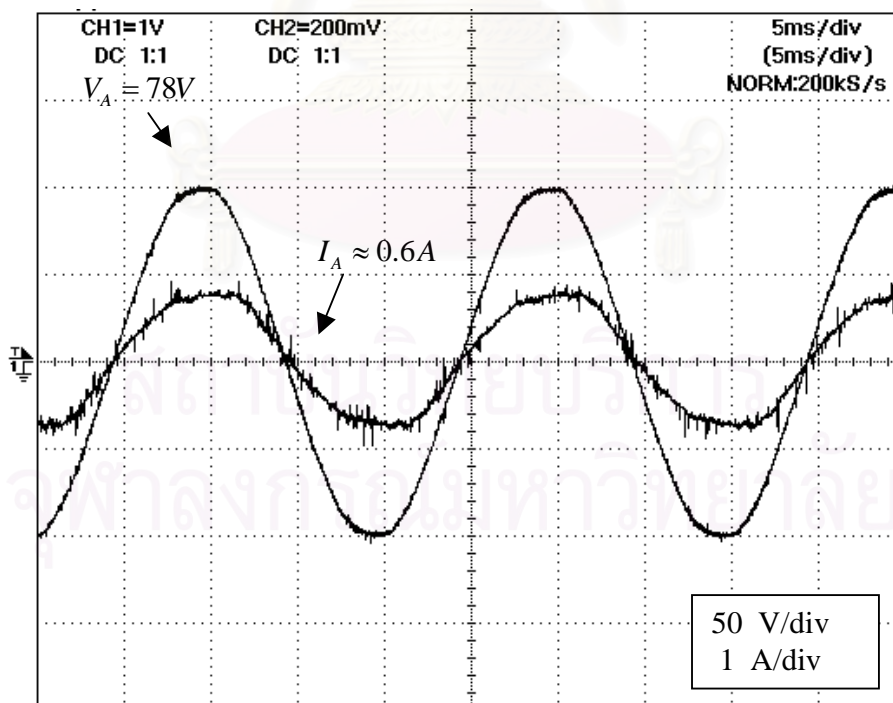
รูปที่ 5.56 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ กรณี โหลดอินดักทีฟ เมื่อปรับความถี่ด้านออก 75 เฮิร์ตซ์ $a=1$



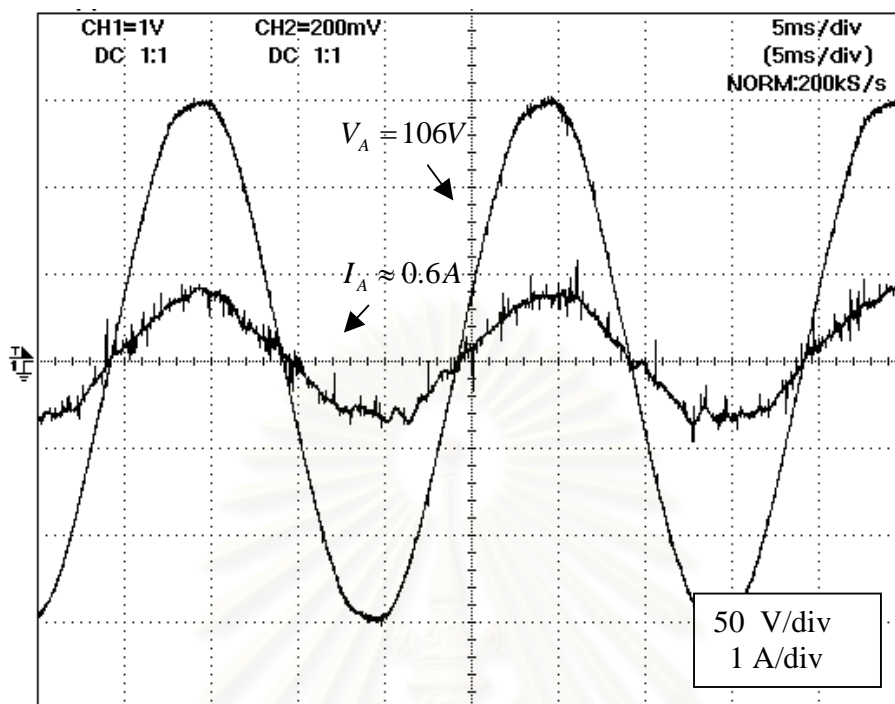
รูปที่ 5.57 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ กรณี โหลดอินดักทีฟ เมื่อปรับความถี่ด้านออก 100 เฮิร์ตซ์ $a=1$



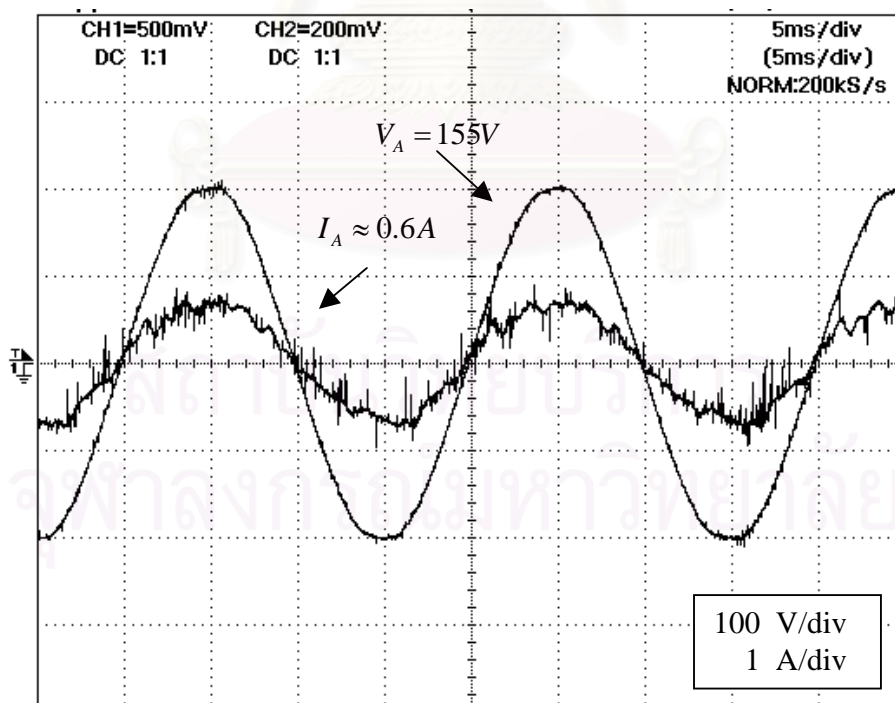
รูปที่ 5.58 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ กรณี โทลคอินดักทีฟ
เมื่อปรับความถี่ด้านออก 25 เฮิร์ตซ์ $a=0.5$



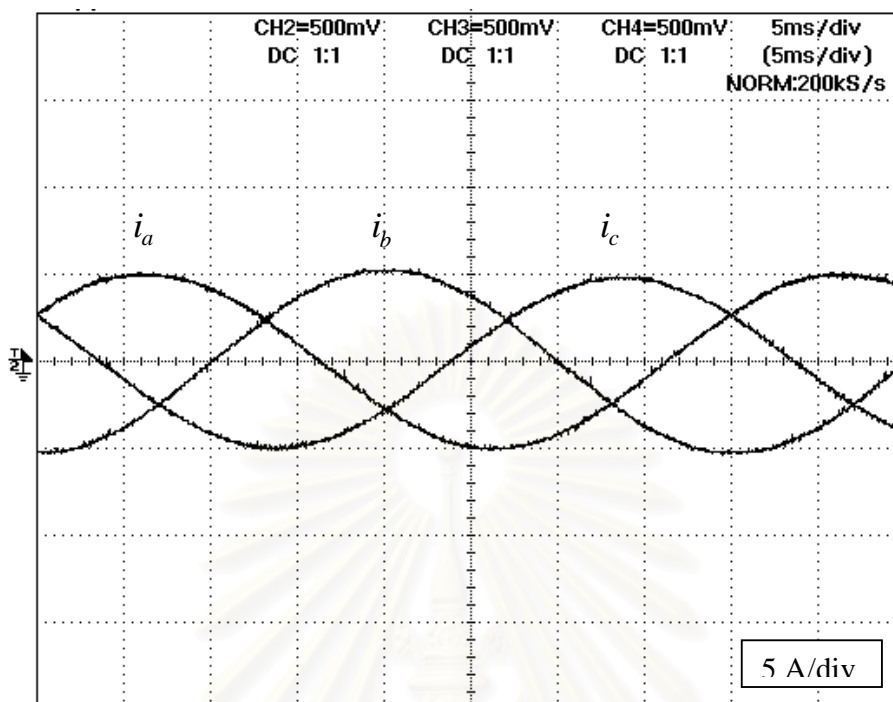
รูปที่ 5.59 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ กรณี โทลคอินดักทีฟ
เมื่อปรับความถี่ด้านออก 50 เฮิร์ตซ์ $a=0.5$



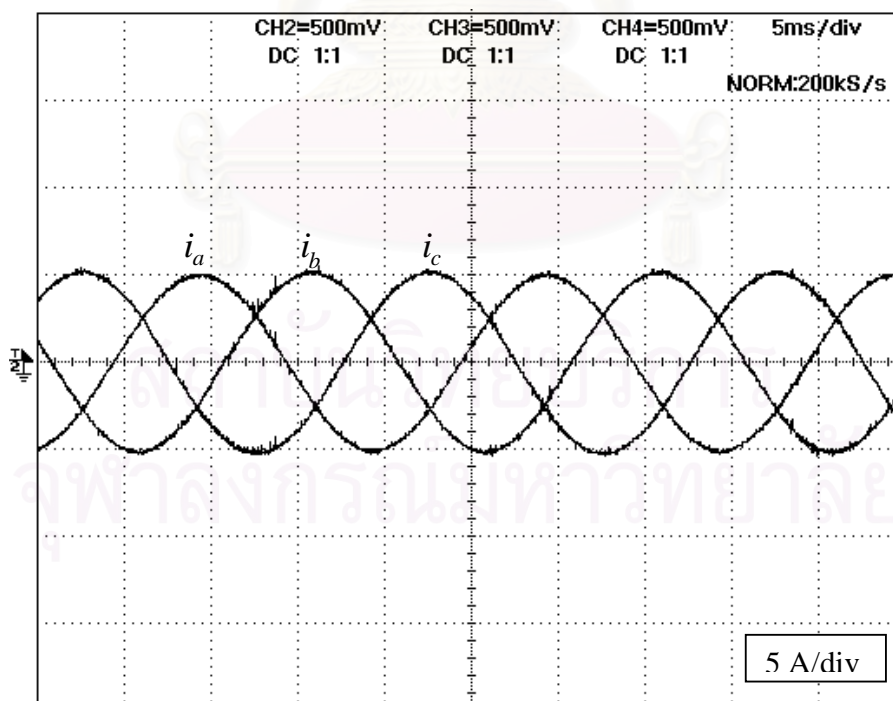
รูปที่ 5.60 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ กรณี โหลดอินดักทีฟ
เมื่อปรับความถี่ด้านออก 75 เฮิรตซ์ $a=0.5$



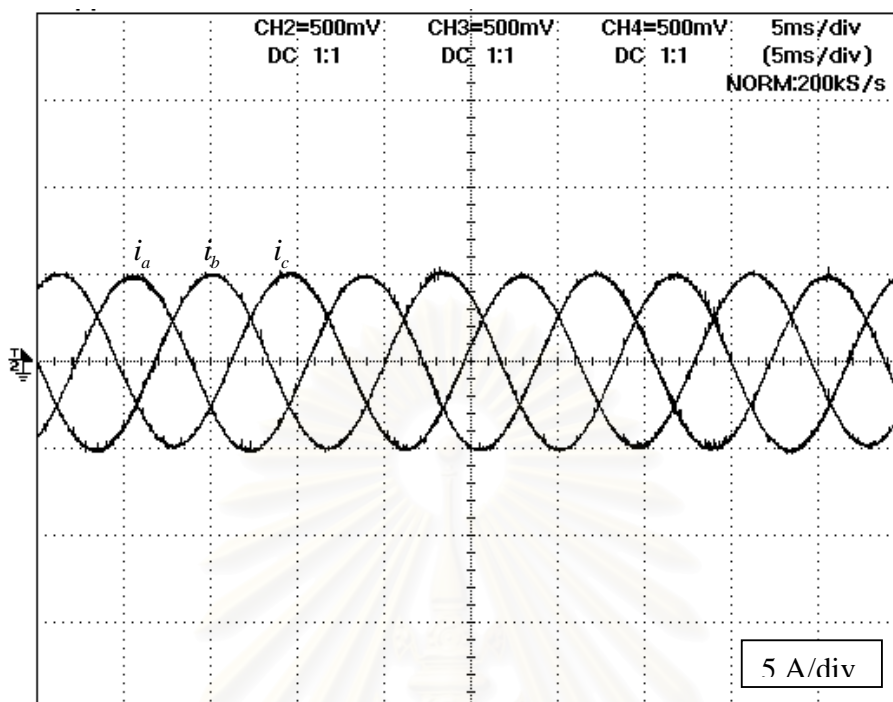
รูปที่ 5.61 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ กรณี โหลดอินดักทีฟ
เมื่อปรับความถี่ด้านออก 100 เฮิรตซ์ $a=0.5$



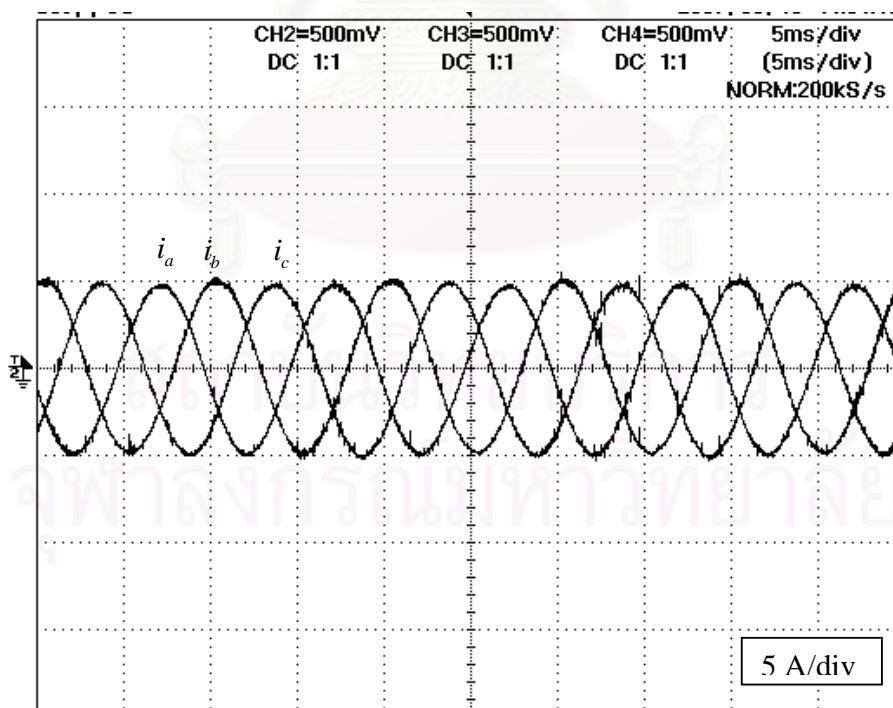
รูปที่ 5.62 กระแสด้านออก 3 เฟส เมื่อทำการปรับความถี่ด้านออก 25 เฮิรตซ์



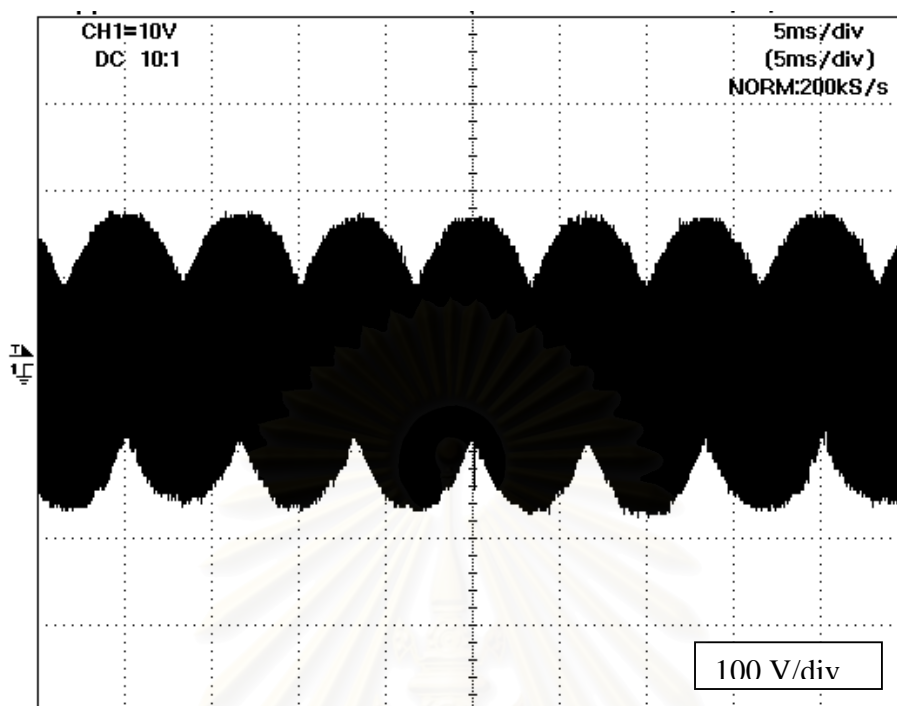
รูปที่ 5.63 กระแสด้านออก 3 เฟส เมื่อทำการปรับความถี่ด้านออก 50 เฮิรตซ์



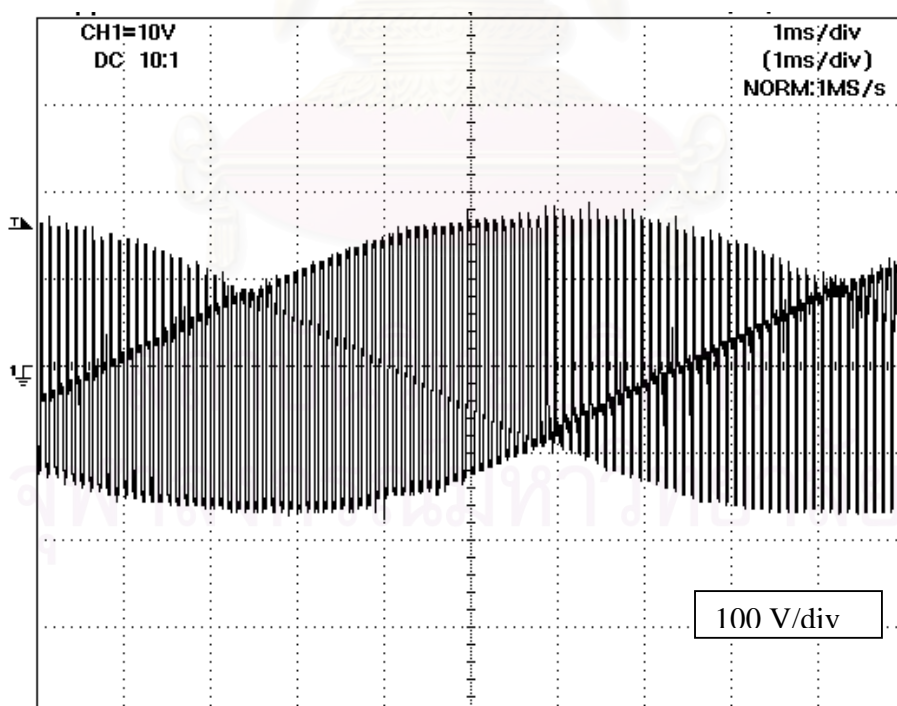
รูปที่ 5.64 กระแสด้านออก 3 เฟส เมื่อทำการปรับความถี่ด้านออก 75 เฮิร์ตซ์



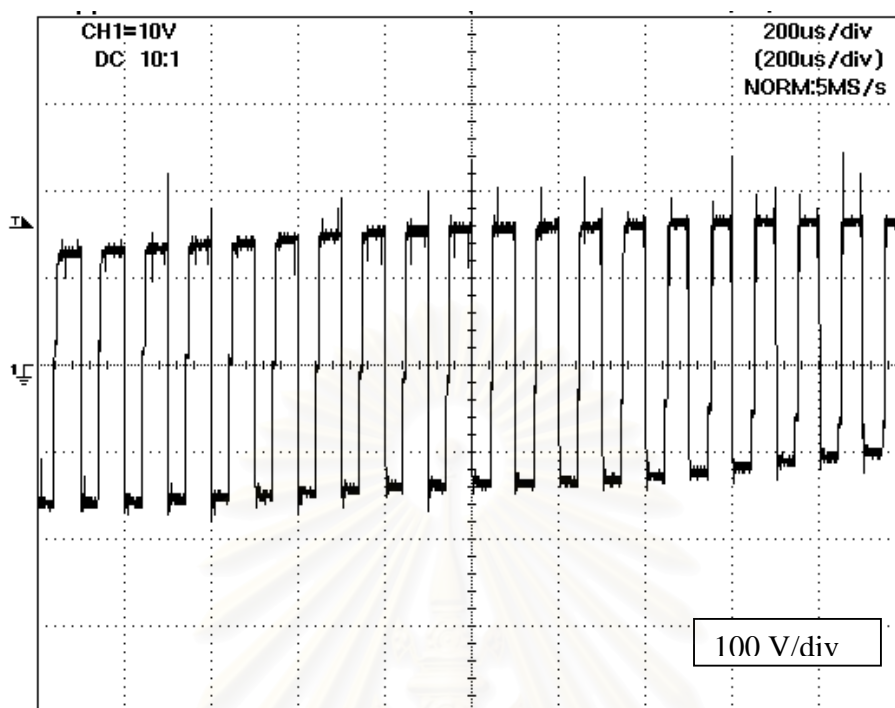
รูปที่ 5.65 กระแสด้านออก 3 เฟส เมื่อทำการปรับความถี่ด้านออก 100 เฮิร์ตซ์



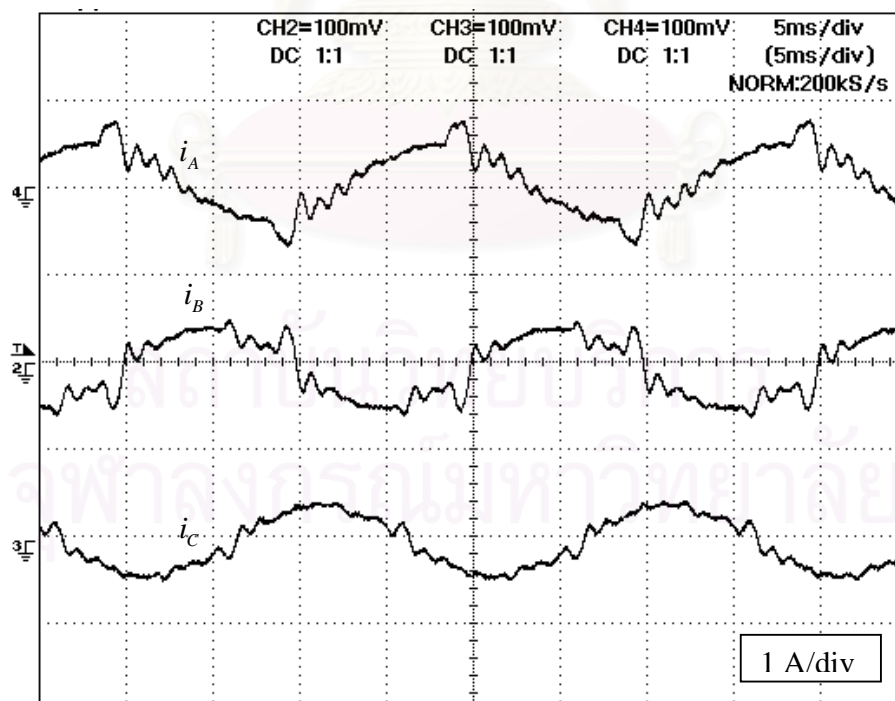
รูปที่ 5.66 แรงดันด้านออก เฟส α ที่ไม่ผ่านการกรอง



รูปที่ 5.67 รูปขยายของรูปที่ 5.66 5 เท่า



รูปที่ 5.68 รูปขยายของรูปที่ 5.66 25 เท่า

รูปที่ 5.69 กระแสที่ไหลเข้าวงจรกรอง RLC ผ่านตัว ทั้ง 3 เฟส

5.2.3 ผลการทดลองของวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ กรณีโหลดประเภทคาปาซิทีฟ

กำหนดให้ระหว่างแหล่งจ่ายและเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ มี ตัวต้านทาน 3.3 โอห์ม อนุกรมกับ ตัวเหนี่ยวนำ 15 mH มีค่าอัตราส่วนระหว่างกระแสด้านออกต่อกระแสด้านเข้า คือ $q=0.5$ โดยในแต่ละกรณีจะเลือกทำการปรับค่าแรงดันด้านเข้าจนกระทั่งแรงดันเฟสด้านโหลดมีค่าเท่ากับ 165 โวลต์

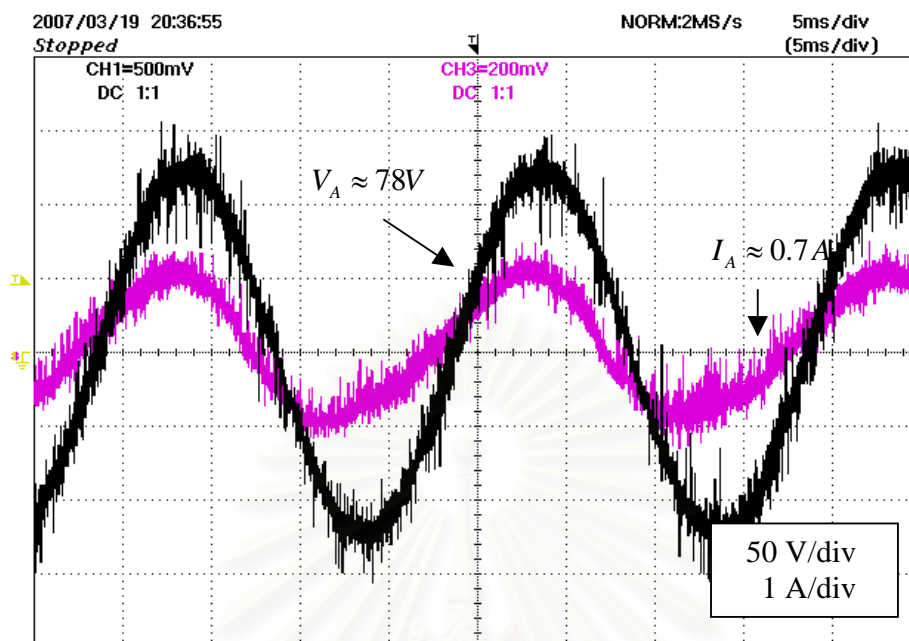
รูปที่ 5.70 ถึง 5.73 เป็นผลการทดลองเมื่อทำการวัดแรงดันเฟส A และกระแสเฟส A ปรับค่า $\alpha=0$ และปรับความถี่ด้านออกเท่ากับ 25 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.70 , 50 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.71 , 75 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.72 และ 100 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.73 ซึ่งจะเห็นได้ว่ากรณีนี้ แรงดันด้านเข้าจะมี มุมเฟสตามกระแสด้านเข้าอยู่ และมุมเฟสทางด้านเข้าจะมีค่าคิดลบเพิ่มขึ้นขึ้น ตามการปรับความถี่ด้าน ออกที่มีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งจะทำให้อิมพีแดนซ์ของ โหลดตัวเก็บประจุมีค่าเพิ่มขึ้น

รูปที่ 5.74 ถึง 5.77 เป็นผลการทดลองเมื่อทำการวัดแรงดันเฟส A และกระแสเฟส A ปรับค่า $\alpha=1$ และปรับความถี่ด้านออกเท่ากับ 25 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.74 , 50 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.75 , 75 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.76 และ 100 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.77 ซึ่งจะเห็นได้ว่ากรณีนี้ แรงดันด้านเข้าจะมี มุมเฟสนำกระแสด้านเข้าอยู่ เสมือนต่ออยู่กับ โหลดประเภทตัวเหนี่ยวนำ และเมื่อปรับความถี่ด้านออก ให้มีค่าเพิ่มขึ้น ค่าอิมพีแดนซ์ของ โหลดก็จะเป็นตัวเหนี่ยวนำมากยิ่งขึ้นอีกด้วย

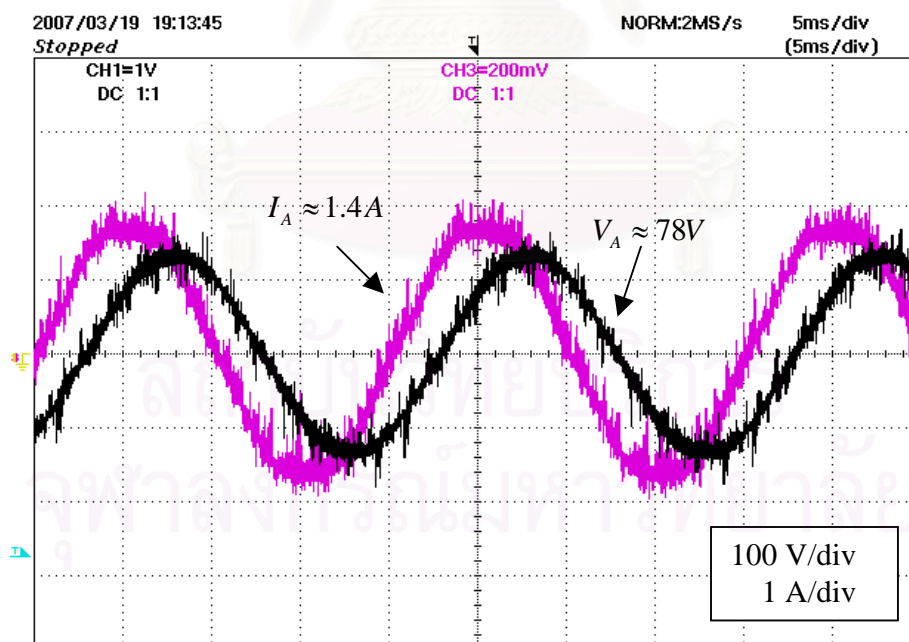
รูปที่ 5.78 ถึง 5.81 เป็นผลการทดลองเมื่อทำการวัดแรงดันเฟส A และกระแสเฟส A ปรับค่า $\alpha=0.5$ และปรับความถี่ด้านออกเท่ากับ 25 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.78 , 50 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.79 , 75 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.80 และ 100 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.81 ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ จะ สามารถปรับค่าตัวประกอบกำลังได้ใกล้เคียงเท่ากับ 1

รูปที่ 5.82 ถึง 5.85 เป็นผลการทดลองเมื่อทำการวัดแรงดันด้านออก 3 เฟส ซึ่งทุกการปรับค่า α ก็จะทำให้ผลเช่นเดียวกันสำหรับแต่ละความถี่ เมื่อปรับความถี่ด้านออกเท่ากับ 25 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.82 , 50 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.83 , 75 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.84 และ 100 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.85

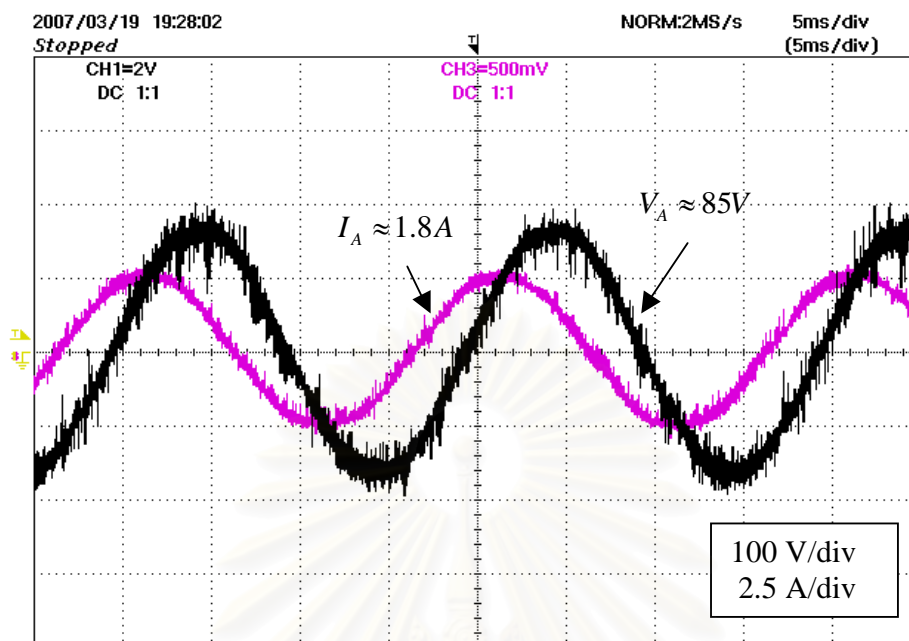
รูปที่ 5.86 ถึง 5.89 เป็นผลการทดลองเมื่อทำการวัดแรงดันด้านออก 3 เฟส ซึ่งทุกการปรับค่า α ก็จะทำให้ผลเช่นเดียวกันสำหรับแต่ละความถี่ เมื่อปรับความถี่ด้านออกเท่ากับ 25 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.86 , 50 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.87 , 75 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.88 และ 100 เฮิร์ตซ์ สำหรับรูปที่ 5.89



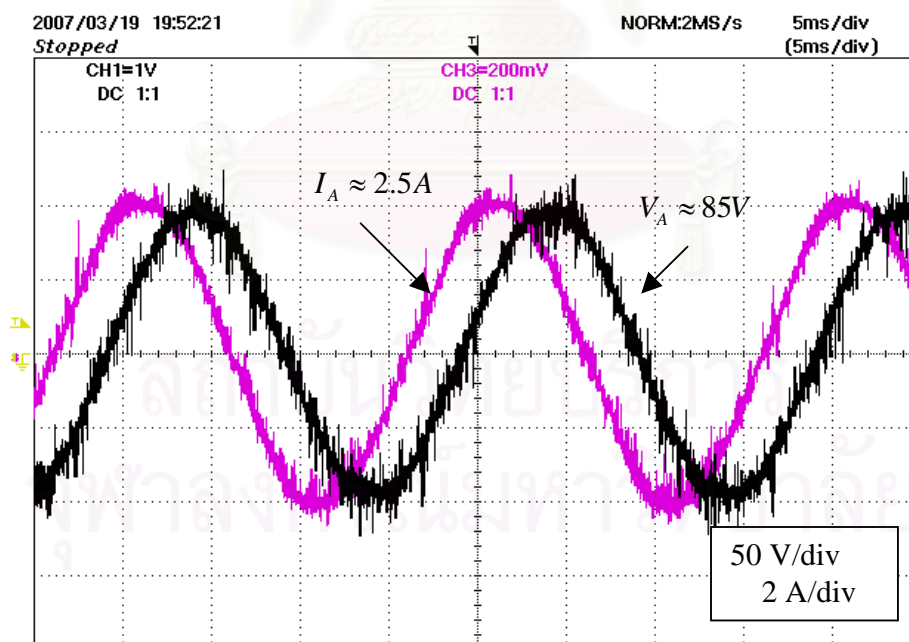
รูปที่ 5.70 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ กรณีโหลดคาปาซิทีฟ เมื่อปรับความถี่ด้านออก 25 เฮิร์ตซ์ $a=0$



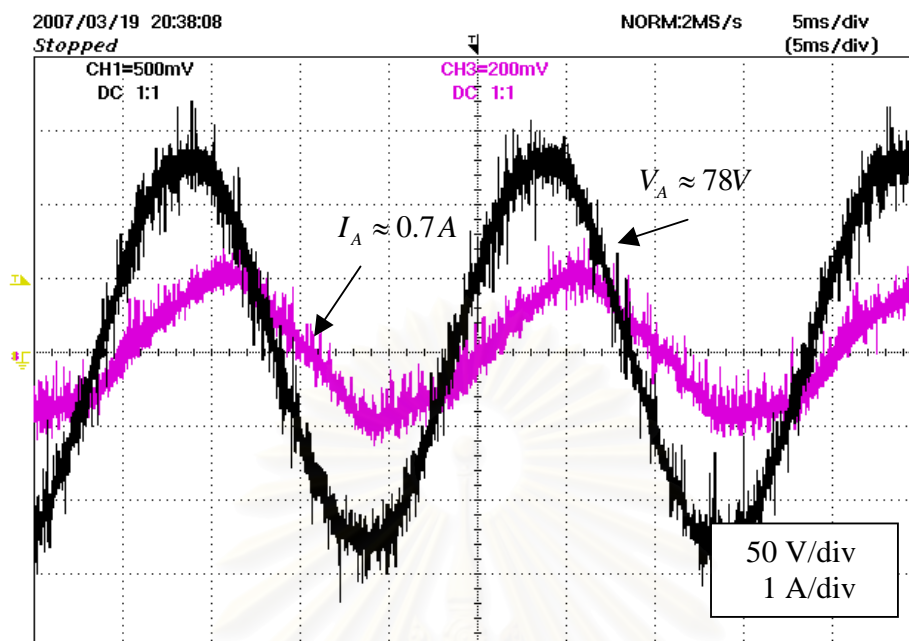
รูปที่ 5.71 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ กรณีโหลดคาปาซิทีฟ เมื่อปรับความถี่ด้านออก 50 เฮิร์ตซ์ $a=0$



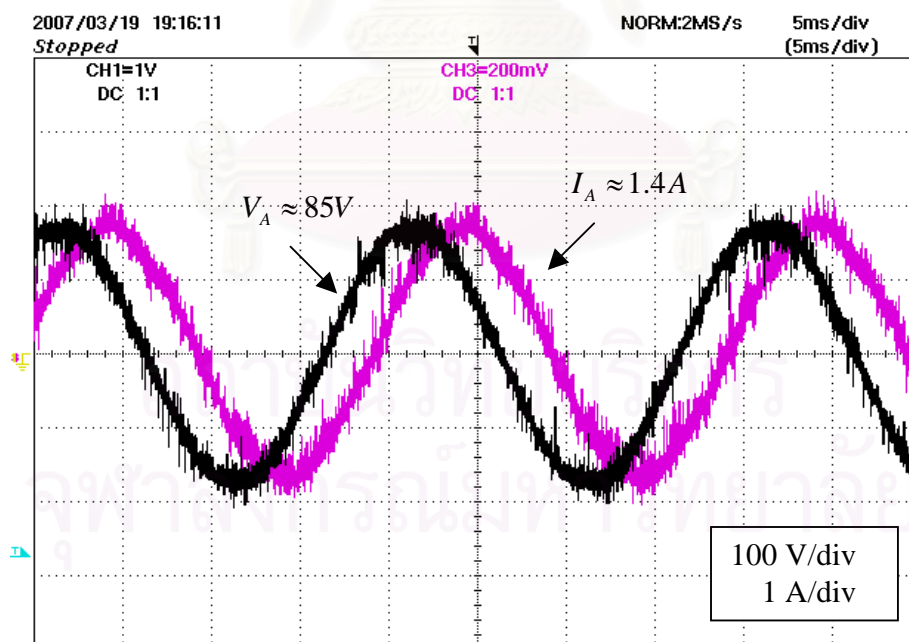
รูปที่ 5.72 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ กรณีโหลดคาปาซิทีฟ เมื่อปรับความถี่ด้านออก 75 เฮิร์ตซ์ $a=0$



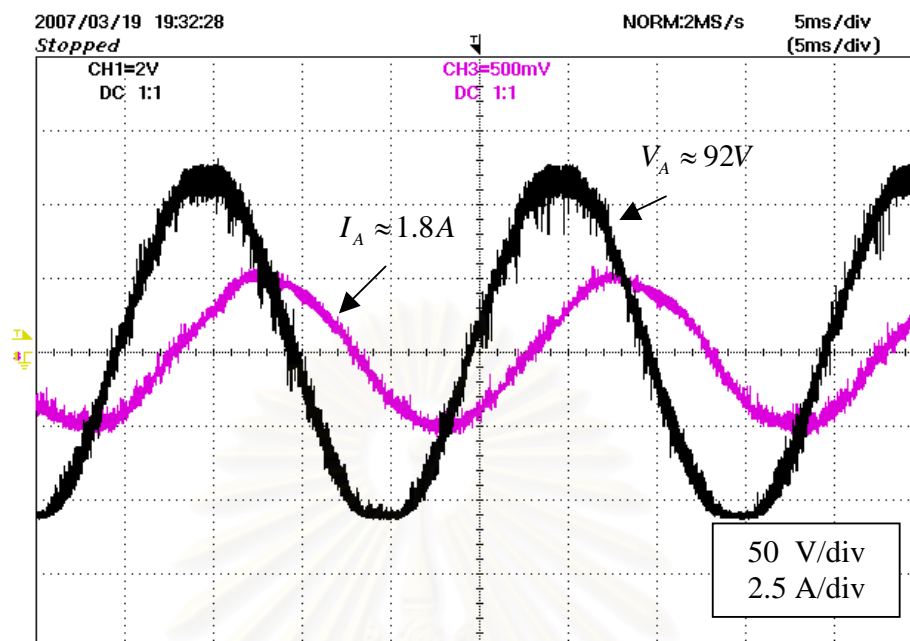
รูปที่ 5.73 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ กรณีโหลดคาปาซิทีฟ เมื่อปรับความถี่ด้านออก 100 เฮิร์ตซ์ $a=0$



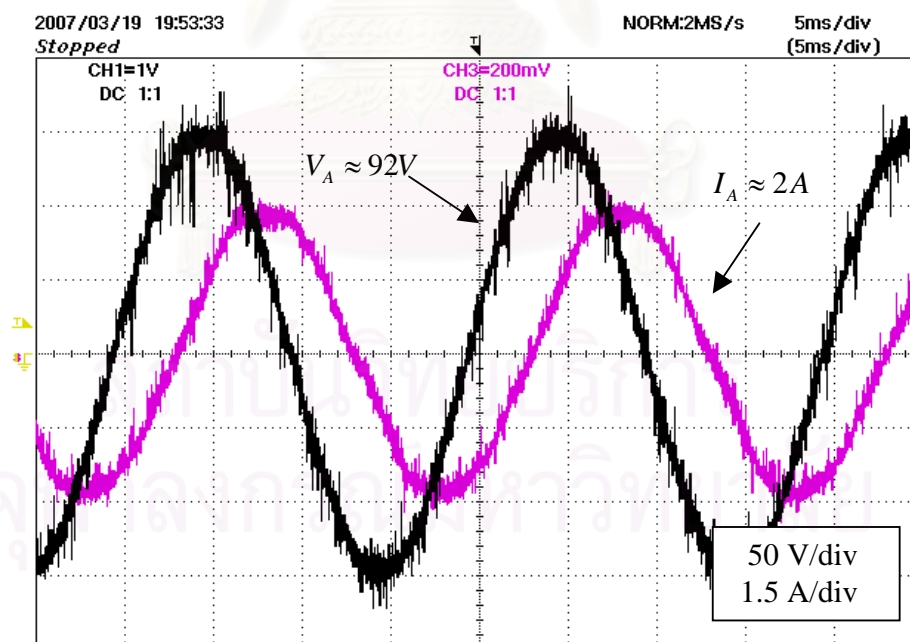
รูปที่ 5.74 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ กรณีโหลดคาปาซิทีฟ เมื่อปรับความถี่ด้านออก 25 เฮิร์ตซ์ $a=1$



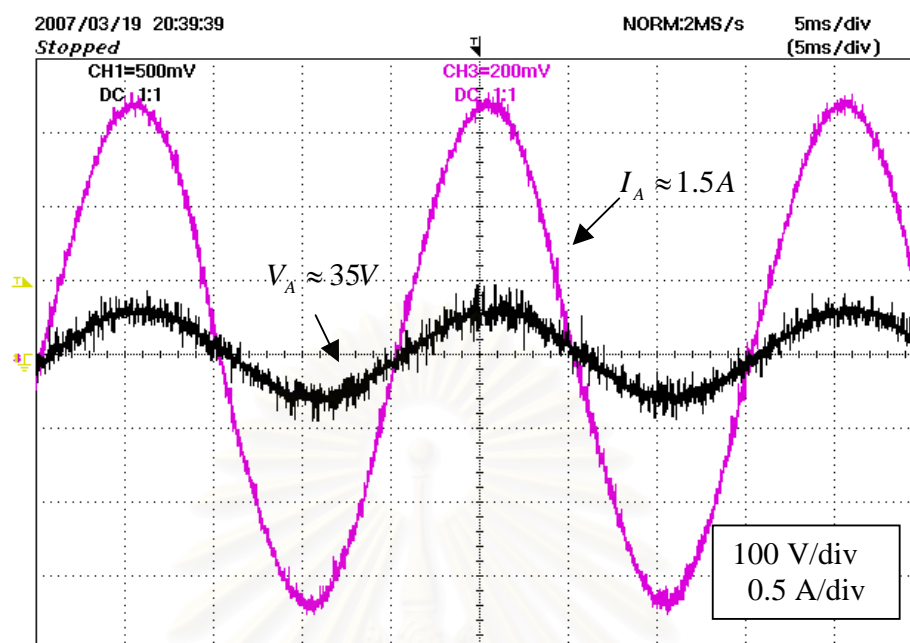
รูปที่ 5.75 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ กรณีโหลดคาปาซิทีฟ เมื่อปรับความถี่ด้านออก 50 เฮิร์ตซ์ $a=1$



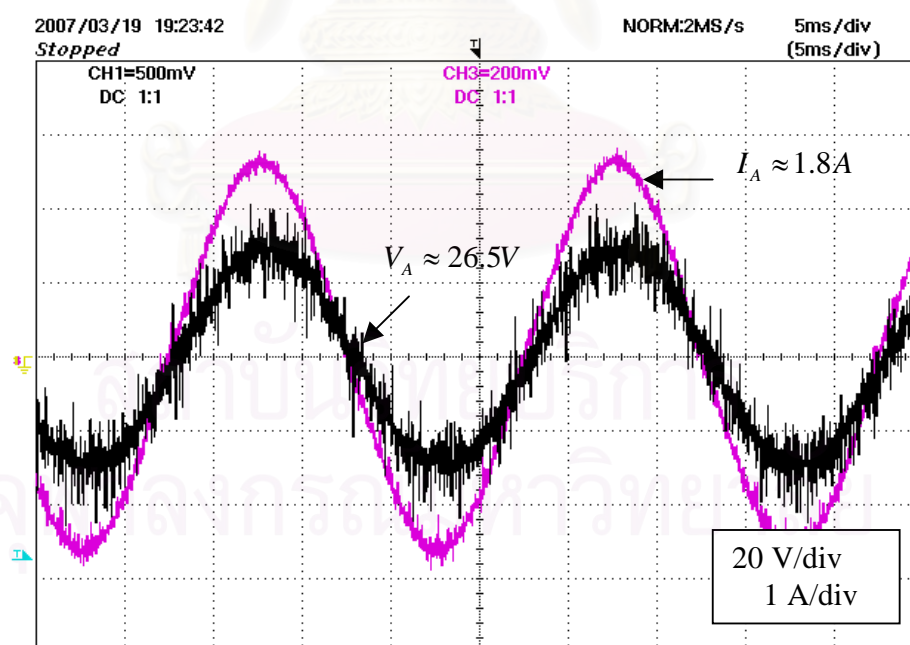
รูปที่ 5.76 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ กรณีโหลดคาปาซิทีฟ
เมื่อปรับความถี่ด้านออก 75 เฮิรต์ซ์ $a=1$



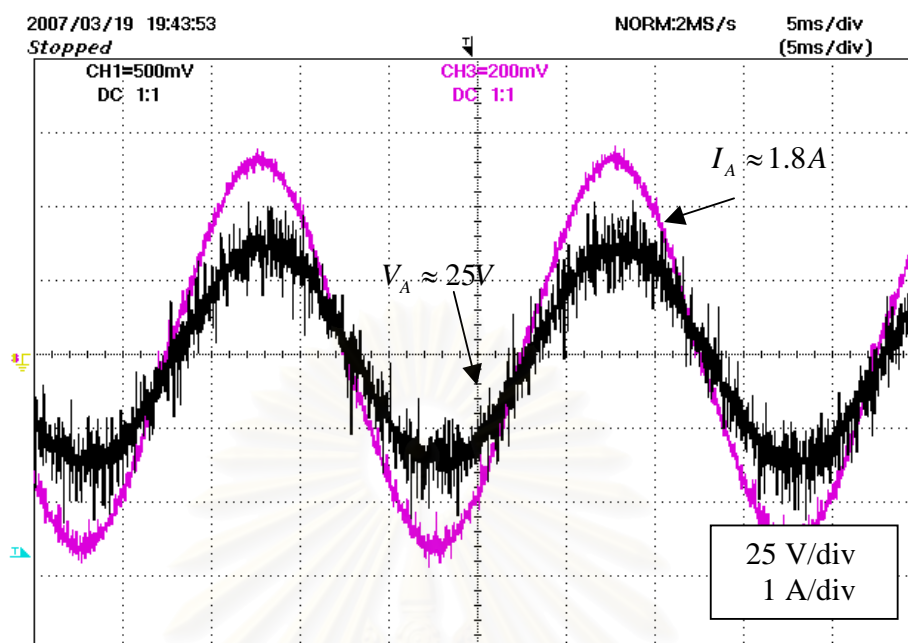
รูปที่ 5.77 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ กรณีโหลดอินดักทีฟ
เมื่อปรับความถี่ด้านออก 100 เฮิรต์ซ์ $a=1$



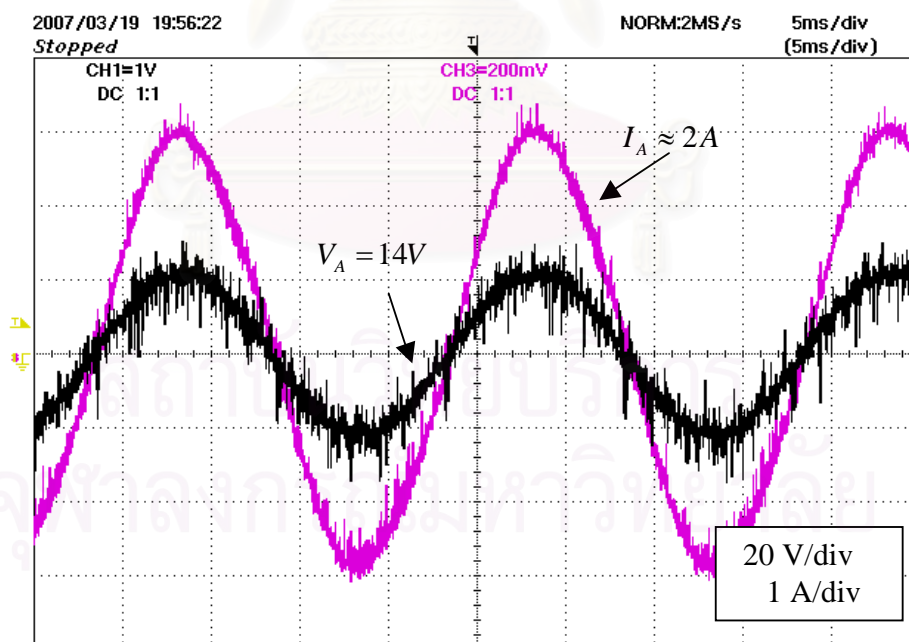
รูปที่ 5.78 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ กรณีโหลดคาปาซิทีฟ
เมื่อปรับความถี่ด้านออก 25 เฮิร์ตซ์ $a=0.5$



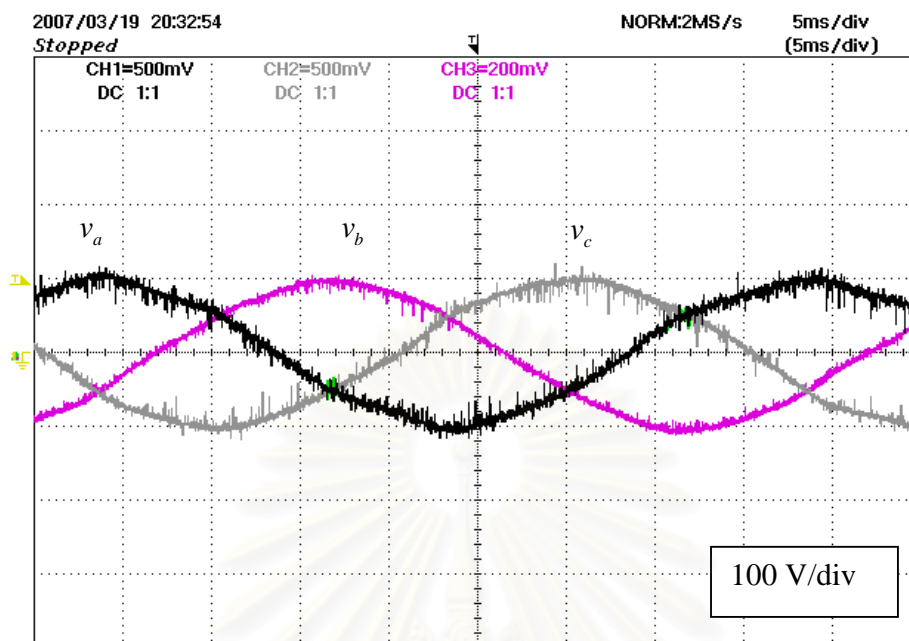
รูปที่ 5.79 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ กรณีโหลดอินดักทีฟ
เมื่อปรับความถี่ด้านออก 50 เฮิร์ตซ์ $a=0.5$



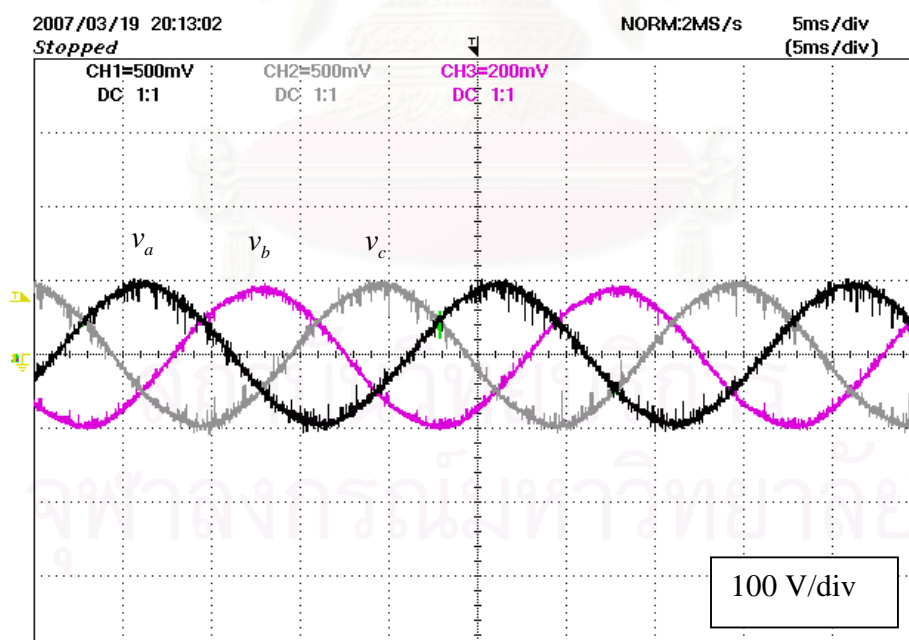
รูปที่ 5.80 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ 6 โวลต์ โหลดคาปาซิทีฟ เมื่อปรับความถี่ด้านออก 75 เฮิรตซ์ $a=0.5$



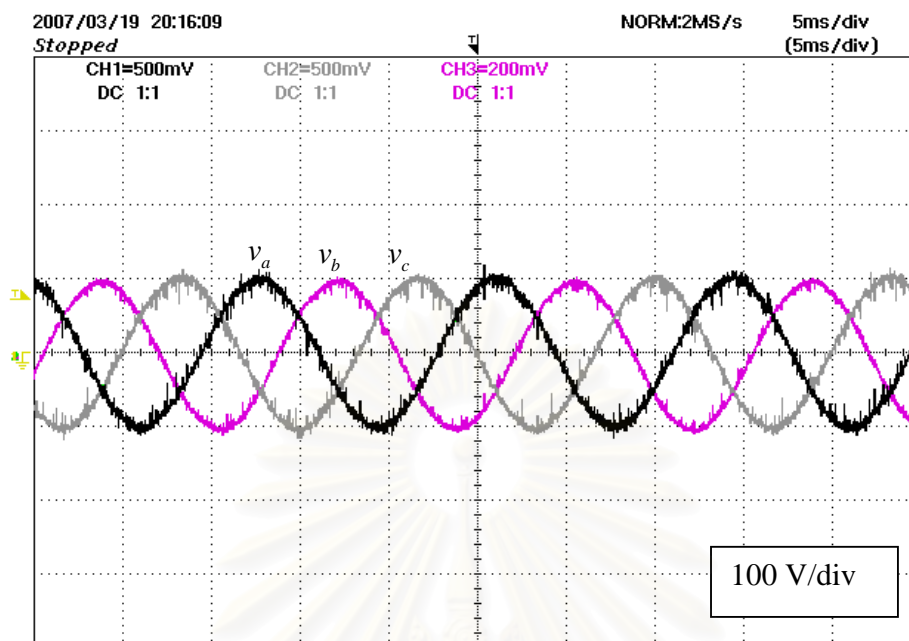
รูปที่ 5.81 แรงดันและกระแสด้านเข้า เฟส A ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ 6 โวลต์ โหลดคาปาซิทีฟ เมื่อปรับความถี่ด้านออก 100 เฮิรตซ์ $a=0.5$



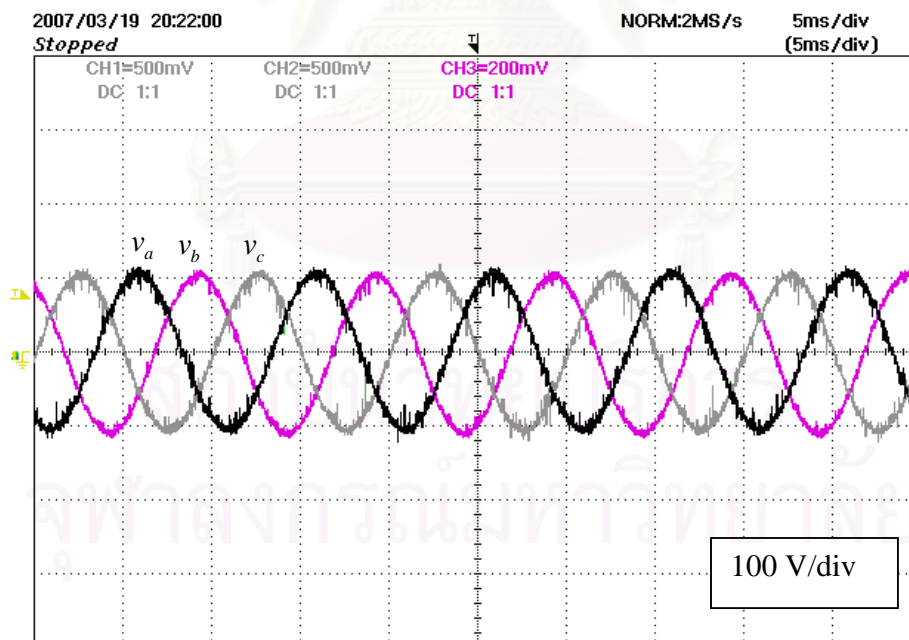
รูปที่ 5.82 แรงดันด้านออก 3 เฟส เมื่อทำการปรับความถี่ด้านออก 25เฮิรต์ซ์



รูปที่ 5.83 แรงดันด้านออก 3 เฟส เมื่อทำการปรับความถี่ด้านออก 50เฮิรต์ซ์



รูปที่ 5.84 แรงดันด้านออก 3 เฟส เมื่อทำการปรับความถี่ด้านออก 75 เฮิรตซ์



รูปที่ 5.85 แรงดันด้านออก 3 เฟส เมื่อทำการปรับความถี่ด้านออก 100 เฮิรตซ์

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลงานวิจัย

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่าง อิมพีแดนซ์ด้านเข้าต่ออิมพีแดนซ์ด้านออกของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ โดยจะทำการวิเคราะห์ทั้งกรณีโพลประเภทอินดักทีฟ และ กรณีโพลประเภทคาปาซิทีฟ รวมทั้งได้แสดงการวิเคราะห์ผลกระทบถ้าหากแหล่งจ่ายมีองค์ประกอบของฮาร์มอนิก ซึ่งจากการวิเคราะห์สามารถสรุปได้ว่าเมื่อใช้เมทริกซ์การสวิตซ์ทั้ง Asymmetric Mode และ Symmetric Mode ร่วมกันเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์สามารถปรับมุมเฟสของกระแสด้านเข้าที่อยู่ในช่วงระหว่าง $-\phi_0$ จนถึง ϕ_0 นอกจากนี้ยังได้วิเคราะห์ผลในเรื่องของพลังงาน ที่แสดงให้เห็นว่าการปรับความถี่ให้มีความถี่สูงขึ้น จะสามารถลดขนาดของอุปกรณ์ประเภทตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุที่จะนำมาเป็นโพลได้

จากการวิเคราะห์จะเห็นว่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ จะถูกกำหนดด้วยตัวแปรหลัก 3 ชนิด ได้แก่ ค่าอัตราส่วนระหว่างแรงดันด้านออกสูงสุดต่อแรงดันด้านเข้าสูงสุด , อิมพีแดนซ์ด้านออก ซึ่งจะสามารถเปลี่ยนแปลงได้ตามการปรับความถี่ด้านออก และการปรับค่า a เพื่อเลือกใช้รูปแบบของเมทริกซ์การสวิตซ์ เมื่อทราบปฏิสัมพันธ์ระหว่างด้านออกและด้านเข้าของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ดังนี้ ก็จะช่วยให้ลดความยุ่งยากและขั้นตอนในการวิเคราะห์วงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ลงได้

6.2 ข้อเสนอแนะสำหรับการวิจัยในลำดับถัดไป

เนื่องจากวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นจริงนั้น จะมีองค์ประกอบของความไม่แน่นอนคืออยู่หลายส่วน การจะหาวงจรสมมูลของวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นจริง ก็จะต้องทำการหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่จะสามารถชดเชยความไม่แน่นอนได้ดี และจากการที่เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ มีด้านเข้าเป็นลักษณะแหล่งจ่ายแรงดัน และด้านออกเป็นลักษณะแหล่งจ่ายกระแส ทำให้ที่กระแสที่ด้านเข้าจริงๆ เป็นกระแสที่มีความถี่การสวิตซ์ปนอยู่ และแรงดันที่ด้านออกจริงๆ ก็จะเป็นแรงดันที่มีความถี่การสวิตซ์ปนอยู่เช่นเดียวกัน ดังนั้นการออกแบบวงจรจริงจึงเป็นส่วนสำคัญและมีความละเอียดอ่อนอย่างยิ่ง เพื่อที่จะนำเสนอกระแสด้านเข้าและแรงดันด้านออกให้ได้ตามทฤษฎี เนื่องจากวงจรจริงก็จะถูกมองเสมือนเป็นโพลของแหล่งจ่ายและบางกรณีการทำงานของวงจรจริงก็จะสามารถรบกวนการทำงานของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ได้

รายการอ้างอิง

- [1] สมชาติ มุมแดง. การออกแบบและสร้างวงจรเอชซีชอปเปอร์แบบ 3 เฟส 4 สาย เพื่อใช้ทดแทนหม้อแปลงแบบอโต้. วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2549.
- [2] L. GYUGYI and B.R. PELLY. STATIC POWER FREQUENCY CHANGERS. 1st Edition. USA : John Wiley and Sons, 1976.
- [3] Sergio Franco. DESIGN WITH OPERATIONAL AMPLIFIERS AND ANALOG INTEGRATED CIRCUITS. 3rd Edition. Singapore : Mc Graw Hill, 2002.
- [4] P.W.Wheeler, J.Rodriguez, J.C. Clare, L. Empringham, and A. Weinstein. Matrix Converters A Technology Review. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, APRL 2002 : pp.276-288.
- [5] L.Empringham, P.W. Wheeler, and J.C. Clare. Intelligent Commutation of Matrix Converter Bi-directional Switch Cells using Novel Gate Drive Techniques. Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Volume 1, 17-22 May 1998 : pp.707-713.
- [6] Miro Milanovic, and Bojan Dobaj. Unity Input Displacement Factor Correction Principle for Direct AC to AC Matrix Converters Based on Modulation Strategy. IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS, Febuary 2000 : pp. 221-229.
- [7] Yanhui Xie, and Yongde Ren. Implementation of DSP-based three-phase AC-AC matrix converter. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. Apec'04 19th Annual IEEE Volume 2, 2004 : pp.843-847.
- [8] Lixiang Wei, T.A.Lipo. A novel matrix converter topology with simple commutation. Industry Applications Conference, 2001. 36th IAS Annual Meeting, Conference Record of the 2001 IEEE Volume 3, 30 Sept-4Oct. 2001 : pp.1749-1754 .
- [9] มงคล เดชนครินทร์. คณิตศาสตร์ วิศวกรรมไฟฟ้า. พิมพ์ครั้งที่ 2. โรงพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย :, 2538.
- [10] William H. Hayt, and Jr. Jack E. Kemmerly. Engineering Circuit Analysis. 3rd Edition. Japan : Mc Graw Hill, 1978.
- [11] Leonard S. Bobrow. Elementary Linear Circuit Analysis. 1st Edition. Japan : Holt Saunders, 1981.

[12] Norman S. Nise. CONTROL SYSTEMS ENGINEERING. 3rd Edition. USA : John Wiley and Sons, 2000.



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายนันท์ทัต กลิ่นจำปา เกิดเมื่อวันที่ 28 กันยายน พ.ศ. 2526 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ปีการศึกษา 2547 และได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2548

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

นันท์ทัต กลิ่นจำปา, สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์ “การแปลงอิมพีแดนซ์ด้วยเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 29, พฤศจิกายน 2549



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย