

1 เฟส เอซี-ดีซี สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าสองทิศทาง
สำหรับอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

1 PHASE AC/DC BIDIRECTIONAL POWER FLOW SWITCHED
MODE CONVERTER FOR 3 PHASE INVERTER FED INDUCTION
MOTOR DRIVES

กัมล ศิริจันทร์พงศ์
KUMPON SIRICHANPONG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-628-2

1 เฟส เอช - ทู - ดีซี สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าสองทิศ
ทางสำหรับอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

1 PHASE AC/DC BIDIRECTIONAL POWER FLOW SWITCHED
MOED CONVERTER FOR 3 PHASE INVERTER FED INDUCTION
MOTOR DRIVES



กำพล ศิริจันทร์พงษ์
KUMPON SIRICHANPONG

เลขหม.....
เลขทะเบียน..... 47526 /
วัน, เดือน, ปี 19 ต.ค. 2546

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-628-2

**1 PHASE AC/DC BIDIRECTIONAL POWER FLOW SWITCHED
MOED CONVERTER FOR 3 PHASE INVERTER FED INDUCTION
MOTOR DRIVES**

KUMPON SIRICHANPONG

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

2002

ISBN 974-324-628-2

COPYRIGHT 2002

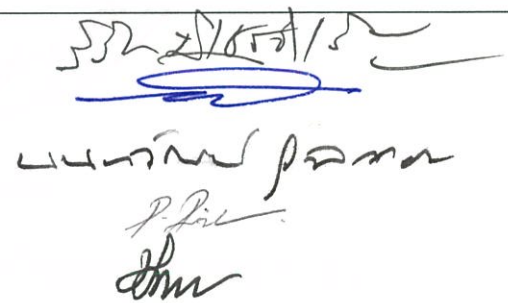
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ 1 เฟส เอซี-ทู-ดีซี สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าสองทิศทาง
สำหรับอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส
1 PHASE AC/DC BIDIRECTIONAL POWER FLOW SWITCHED MODE
CONVERTER FOR 3 PHASE INVERTER FED INDUCTION MOTOR
DRIVES

ชื่อนักศึกษา นายกำพล ศิริจันทร์พงศ์
รหัสประจำตัว 43061140
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วิริยะ	พิเชฐจำเริญ	
ผศ.พิชิต	ลำยอง	
ดร.นนทวัฒน์	จุลเดชะ	
รศ.ประภาส	ไพรสวรรณา	
ผศ.ดร.วิจิตร	กิณเรศ	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 27 พฤษภาคม 2546 เวลา 10.30-12.30 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-402)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ดร.บุญวัฒน์ อัทธู)
คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่.....๓๐.....เดือน.....พฤษภาคม.....พ.ศ.....๒๕๔๖.....

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญภาพ.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 วิธีการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตของงานวิจัย.....	3
1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์.....	3
1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากวิทยานิพนธ์.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐาน	5
2.1 บทนำทฤษฎีเบื้องต้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	5
2.1.1 หลักการของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	6
2.1.2 วงจรสมมูลย์.....	6
2.1.3 การวิเคราะห์วงจรสมมูลย์	9
2.2 วิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ	11
2.2.1 การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์	13
2.2.2 การควบคุมด้วยการเปลี่ยนแรงดันและความถี่.....	15
2.3 อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ	17
2.3.1 อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายกระแส	17
2.3.2 อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายแรงดัน.....	19
2.3.3 พีคิบบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์.....	19

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

2.3.4	การทำงานของ PWM ในย่านดัชนีการมอดูเลตเชิงเส้น	21
2.4	การเบรกแบบไดนามิกและการเบรกแบบคืนพลังงาน	22
2.4.1	มอเตอร์แบบเหนี่ยวนำขณะทำงานเป็นเครื่องกำเนิด.....	22
2.4.2	การเบรกแบบไดนามิก.....	24
2.4.3	การเบรกแบบคืนพลังงาน	26
2.5	สรุป.....	29
บทที่ 3	หลักการพื้นฐานการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าและคอนเวอร์เตอร์	30
3.1	พื้นฐานและชนิดของคอนเวอร์เตอร์	30
3.2	การวิเคราะห์สรมณะทางด้านอินพุท	30
3.2.1	รูปคลื่นที่ไม่เป็นรูปไซน์.....	30
3.2.2	ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสไซน์.....	30
3.2.3	กำลังและตัวประกอบกำลัง.....	33
3.3	ไดโอดบริดจ์เรกติไฟเลอร์แบบเฟสเดียว	35
3.3.1	ไดโอดบริดจ์เรกติไฟเลอร์ที่มีฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์	35
3.3.2	คุณลักษณะของเรกติไฟเลอร์ที่ $v_d(t) = V_d$	39
3.4	การปรับปรุงยูทิลิตีอินเตอร์เฟสแบบเฟสเดียว	43
3.4.1	วงจรพาสซีฟ	43
3.5	ทฤษฎีพื้นฐานการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า	44
3.5.1	หลักการการควบคุมวงจรแปลงผันที่พลังงานไหลได้ 2 ทิศทาง	46
3.6	เทคนิคการควบคุมแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส	52
3.6.1	หลักการงานของการเปรียบเทียบแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส	53
3.7	การส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า 2 ทิศทางโดยใช้สวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์	55
3.8	สรุป	65

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 ทฤษฎีและการออกแบบ	67
4.1 บทนำ	67
4.1.1 การวิเคราะห์หลักการการทำงานเทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตาม ขอบเขตฮีสเตอร์รีซิส	67
4.1.2 การวิเคราะห์และออกแบบ Adaptive current control.....	68
4.2 หลักการทำงานสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	72
4.3 การวิเคราะห์และจำลองเชิงคณิตศาสตร์ของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ ที่มีการป้อนกลับ.....	74
4.4 สรุป.....	82
บทที่ 5 การออกแบบและสร้าง	84
5.1 บทนำ.....	84
5.2 การออกแบบวงจรสร้างวงจรถูกกำลังอินเวอร์เตอร์.....	84
5.3 การออกแบบและสร้างวงจรประวิงเวลาสัญญาณ	85
5.4 การออกแบบวงจรคงค่าสัญญาณฟลอคต์เพื่อหยุดการขับนำชุดอินเวอร์เตอร์	86
5.5 การออกแบบวงจรตรวจจับแรงดัน.....	87
5.6 วงจรตรวจจับกระแส.....	88
5.7 วงจรคูณสัญญาณแรงดัน.....	88
5.8 การออกแบบวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง.....	89
5.9 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำในวงจรสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์.....	90
5.10 การออกแบบวงจรการเปรียบเทียบแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิส.....	92
5.11 การออกแบบวงจรตัวควบคุม พีไอ.....	93
5.12 สรุป.....	95

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 6 ผลการทดลอง.....	96
6.1 การทดสอบและตรวจสอบการทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์	96
6.2 การทดสอบสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการป้อนกลับทางด้าน แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง.....	100
6.3 การทดสอบหาประสิทธิภาพของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์เมื่อ ทำงานในโหมคเรกติไฟ์ล์อิ่ง	105
6.4 การทดสอบหาประสิทธิภาพของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์เมื่อ ทำงานในโหมคอินเวอร์ทิ่ง	109
6.5 ผลการจำลองทางโปรแกรม SIMULINK	111
6.6 การทดสอบเมื่อทำการต่อร่วมใช้งานกับอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์	114
บทที่ 7 บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง.....	117
7.1 วิจารณ์ผลการทดลอง	117
7.2 สรุป	118
7.3 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาต่อไป	119
เอกสารอ้างอิง.....	120
ภาคผนวก ก.....	122
ภาคผนวก ข.....	123
ภาคผนวก ค.....	125
ภาคผนวก ง.....	127
ประวัติผู้เขียน	

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
6.1 การทดสอบคอนเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ไดโอดเรกติไฟล์ที่ $V_{DC}=245$ โวลต์.....	105
6.2 การทดสอบคอนเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ไดโอดเรกติไฟล์ที่ $V_{DC}=275$ โวลต์	105
6.3 การทดสอบคอนเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ไดโอดเรกติไฟล์ที่ $V_{DC}=311$ โวลต์	106
6.4 การทดสอบคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์โหมคเรกติไฟล์ในโหมคเรกติไฟล์อิ่ง ที่ $V_{DC}=245$ โวลต์	106
6.5 การทดสอบคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์โหมคเรกติไฟล์ในโหมคเรกติไฟล์อิ่ง ที่ $V_{DC}=275$ โวลต์	106
6.6 การทดสอบคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์โหมคเรกติไฟล์ในโหมคเรกติไฟล์อิ่ง ที่ $V_{DC}=311$ โวลต์	107
6.7 การทดสอบคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์โหมคเรกติไฟล์ในโหมคอินเวอร์ทิ่ง ที่ $V_{DC}=245$ โวลต์	109
6.8 การทดสอบคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์โหมคเรกติไฟล์ในโหมคอินเวอร์ทิ่ง ที่ $V_{DC}=275$ โวลต์	110
6.9 การทดสอบคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์โหมคเรกติไฟล์ในโหมคอินเวอร์ทิ่ง ที่ $V_{DC}=311$ โวลต์	110

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	ลักษณะการวางขดลวดของมอเตอร์สามเฟส.....5
2.2	แสดงวงจรสมมูลย์ต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....7
2.3	วงจรสมมูลย์แบบใกล้เคียงของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....9
2.4	วงจรรายง่ายของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....10
2.5	กราฟความสัมพันธ์แรงบิด-ความเร็ว ขณะเร่งต้นและความถี่คงที่.....12
2.6	วงจรการควบคุมแรงต้นด้านสเตเตอร์.....14
2.7	กราฟแรงบิด-ความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....14
2.8	กราฟความสัมพันธ์แรงบิดความเร็วรอบเมื่อแปลงความถี่.....15
2.9	กราฟความสัมพันธ์แรงบิด ความเร็วรอบที่ตราส่วน $\frac{V_s}{\omega_b}$ คงที่.....15
2.10	การเปลี่ยนแปลงของแรงต้น,แรงบิด,กระแสสเตเตอร์กับความถี่.....16
2.11	บล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....17
2.12	วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส.....18
2.13	แรงต้นและกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส.....18
2.14	วงจรกำลังของพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์.....19
2.15	วงจรจำกัดกระแสอินรัช20
2.16	กระแสอินรัช.....20
2.17	รูปคลื่นแรงต้นพีดับบลิวเอ็มและสเปกตรัมฮาร์มอนิกส์21
2.18	ขนาดของสนามแม่เหล็กหมุนและทิศทางกระแส22
2.19	การไหลย้อนกลับของกระแสสู่แหล่งจ่ายกระแสตรง23
2.20	วงจรที่มีการเบรกแบบไดนามิก24
2.21	ความสามารถในการรับกำลังงานย้อนกลับเนื่องจากการเบรกของอินเวอร์เตอร์25
2.22	คอนเวอร์เตอร์ที่มีชุดรีคิไฟเลอร์ต่อแบบขนานกลับทิศเพื่อคืนพลังงานขณะเบรก27
2.23	คอนเวอร์เตอร์ที่มีชุดรีคิไฟเลอร์ต่อแบบสวิตซ์ที่ทำหน้าที่เพื่อคืนพลังงานขณะเบรก27

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.24	การเปรียบเทียบรูปคลื่นกระแสด้านขาเข้าของวงจรเรกติไฟ์เลอร์แบบขนาดกะทัดรัดทางกับเรกติไฟ์เลอร์แบบสวิตซ์ซิ่ง.....29
3.1	แสดงบล็อกไดอะแกรมของเรกติไฟ์เลอร์30
3.2	แสดงการผิดเพี้ยนรูปคลื่นของกระแส31
3.3	ความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้า33
3.4	ไดโอดบริดจ์เรกติไฟ์เลอร์ที่มีฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์36
3.5	วงจรที่เทียบเท่าของรูปที่ 3.436
3.6	รูปคลื่นในวงจรของรูปที่ 3.439
3.7	เรกติไฟ์เลอร์ที่มีแรงดันคัสซีเชื่อมโยงคองที่40
3.8	I_d แบบปกติต่อ V_d ในเรกติไฟ์เลอร์41
3.9	ค่าความผิดเพี้ยนรวมของฮาร์โมนิกส์ ค่า DPF และค่า PF ในเรกติไฟ์เลอร์42
3.10	V_d แบบปกติและ Crest factor ในเรกติไฟ์เลอร์42
3.11	พาสซีฟฟิลเตอร์ที่แก้ไขรูปคลื่น i_s43
3.12	แสดงการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่าง 2 บัส44
3.13	วงจรสวิตซ์โหมคคอนเวอร์เตอร์สำหรับการเชื่อมโยงกับการไฟฟ้า (AC)47
3.14	วงจรสมมูลของสวิตซ์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่ส่งถ่ายกำลัง 2 บัส47
3.15	การเรกติไฟ์และการอินเวอร์เตอร์48
3.16	บล็อกไดอะแกรมเทคนิคการควบคุมแบบติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีชีส52
3.17	แสดงรูปคลื่นกระแสแรงดันเอาท์พุท PWM และสัญญาณเทคนิคการควบคุมแบบติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีชีส52
3.18	วงจรการควบคุมการเปรียบเทียบเทคนิคการควบคุมแบบติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีชีส53
3.19	การเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณเออร์เรอ กับสัญญาณฮีสเตอร์รีชีส54
3.20	แผนภาพบล็อกไดอะแกรมเทคนิคการควบคุมแบบติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีชีส55
3.21	บล็อกไดอะแกรมของสวิตซ์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า 2 ทิศทาง56

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.22	การจำลองการทำงานการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์57
3.23	การทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดที่ 1.....58
3.24	การทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดที่ 259
3.25	การทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดที่ 360
3.26	การทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดที่ 461
3.27	การทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดที่ 562
3.28	การทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดที่ 663
3.29	การทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดที่ 764
3.30	การทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดที่ 865
4.1	บล็อกไดอะแกรมการควบคุมเทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีชีส.....67
4.2	หลักการการทำงานการเกิดรูปคลื่น PWM โดยใช้การควบคุมกระแสแบบติดตาม ขอบเขตฮีสเตอร์รีชีส68
4.3	สัญญาณการควบคุมของเทคนิค การควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีชีส แบบที่มีตัวเหนี่ยวนำเป็น โหลด72
4.4	บล็อกไดอะแกรมของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์และอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อน มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส72
4.5	สวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมการป้อนกลับทางแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง74
4.6	บล็อกไดอะแกรมทั่วไปของการควบคุมแบบที่มีการป้อนกลับ75
4.7	บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการป้อนกลับ76
4.8	บล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมแบบปิดเปิด77
4.9	บล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมแบบ พี78
4.10	บล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมแบบ ไอ78
4.11	บล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมแบบ พีไอ79
4.12	บล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมแบบ พีดี79
4.13	บล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมแบบ พีไอดี80

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.14 ผลการตอบสนองของกระบวนการอันดับหนึ่งที่ใช้เครื่องควบคุมแบบพี	81
4.15 ผลการตอบสนองของกระบวนการที่มีการควบคุมแบบพีไอและปรับค่า K_f	81
4.16 บล็อกไดอะแกรมของระบบที่มีการป้อนกลับแบบพีไอ	82
5.1 บล็อกแสดงส่วนประกอบของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์	84
5.2 ทราานซิสเตอร์โมดูลกำลังแบบ IGBT รุ่น PM25RSB120	85
5.3 วงจรประวิงเวลา	86
5.4 สัญญาณประวิงเวลาที่ออกจากวงจร	86
5.5 วงจรคงค้างสัญญาณฟลัดเพื่อหยุดการขับนำชุดอินเวอร์เตอร์	87
5.6 วงจรตรวจจับสัญญาณไซนัสจากระบบไฟฟ้า	87
5.7 วงจรตรวจจับกระแสจริงด้านกระแสสลับโดยใช้ LEM	88
5.8 วงจรคูณสัญญาณแรงดัน	88
5.9 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการแยกโคด	89
5.10 ผลการทดลองของความสัมพันธ์ระหว่าง V_{DC} กับ V_G ของการออกแบบค่าเกิน	90
5.11 แผนภาพเฟสเซอร์ในกรณีที่ $V_{CON1} = V_S$ และ $PF = \cos\left(\frac{\delta}{2}\right)$	91
5.12 วงจรเปรียบเทียบแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซีส	92
5.13 เส้นทางเดินรากของฟังก์ชันถ่ายโอนสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแบบพีไอ	93
5.14 ผลการตอบสนองจากการ Step responses ที่ค่า $K=36.4$	94
5.15 วงจรควบคุมแบบพีไอ	95
6.1 บล็อกไดอะแกรมการทดสอบของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์	96
6.2 การเปรียบเทียบการทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์แบบไม่มีการป้อนกลับทางด้านแรงดันกระแสตรงโดยการจำลองทางโปรแกรม SIMULINK กับการทดลองในโหมคเร็คติไฟลิ่ง	97
6.3 การเปรียบเทียบการทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์แบบไม่มีการป้อนกลับทางด้านแรงดันกระแสตรงโดยการจำลองทางโปรแกรม SIMULINK กับการทดลองในโหมคอินเวอร์ทิ่ง	98

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.4 ผลกระทบทางด้านแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยง V_{DC} เมื่อทำการเพิ่มกระแสอ้างอิง	99
6.5 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันที่ $V_{DC}=245$ V ที่สถานะไม่มีโหลด	100
6.6 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันที่ $V_{DC}=245$ V ที่สถานะมีโหลดเมื่อทำงานใน โหมดเรกติไฟ์ลิ่งเมื่อทำการจ่ายให้กับความต้านทาน	101
6.7 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันที่ $V_{DC}=245$ V ที่สถานะมีโหลดเมื่อทำงานใน โหมดอินเวอร์ทิงเมื่อทำการเพิ่ม V_{S2}	101
6.8 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันที่ $V_{DC}=275$ V ที่สถานะไม่มีโหลด	102
6.9 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันที่ $V_{DC}=275$ V ที่สถานะมีโหลดเมื่อทำงานใน โหมดเรกติไฟ์ลิ่งเมื่อทำการจ่ายให้กับความต้านทาน	102
6.10 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันที่ $V_{DC}=275$ V ที่สถานะมีโหลดเมื่อทำงานใน โหมดอินเวอร์ทิงเมื่อทำการเพิ่ม V_{S2}	103
6.11 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันที่ $V_{DC}=311$ V ที่สถานะไม่มีโหลด	104
6.12 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันที่ $V_{DC}=311$ V ที่สถานะมีโหลดเมื่อทำงานใน โหมดเรกติไฟ์ลิ่งเมื่อทำการจ่ายให้กับความต้านทาน	104
6.13 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันที่ $V_{DC}=311$ V ที่สถานะมีโหลดเมื่อทำงานใน โหมดอินเวอร์ทิงเมื่อทำการเพิ่ม V_{S2}	104
6.14 กราฟประสิทธิภาพการทดสอบคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์โหมด เมื่อทำงานในโหมดเรกติไฟ์ลิ่ง.....	107
6.15 กราฟการเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของบริดจ์ไดโอดเรกติไฟ์ลิ่งกับสวิตช์ โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันกระแสตรง 245 โวลท์	108
6.16 กราฟการเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของบริดจ์ไดโอดเรกติไฟ์ลิ่งกับสวิตช์ โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันกระแสตรง 275 โวลท์	108
6.17 กราฟการเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของบริดจ์ไดโอดเรกติไฟ์ลิ่งกับสวิตช์ โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันกระแสตรง 311 โวลท์	108
6.18 กราฟประสิทธิภาพการทดสอบสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมดอินเวอร์ทิง.....	111

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.19	ผลการจำลองการรักษาระดับแรงดันที่ 311 โวลต์ทางคณิตศาสตร์ โดยใช้โปรแกรม SIMULINK112
6.20	กระแสตรง I_{DC} และแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยง V_{DC} ที่ได้จากเพิ่มโหลด.....112
6.21	กระแสอินพุต i_s และแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยง V_{DC} ที่ได้จากเพิ่มโหลด.....113
6.22	กระแสอินพุต i_s และแรงดันอินพุต V_S ขณะเปลี่ยนโหมด จาก Rectifying เป็น โหมด Inverting113
6.23	วงจรกำลังเมื่อทำการทดสอบร่วมกับสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์.....114
6.24	การทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบที่ใช้คอนเวอร์เตอร์114
6.25	แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงของอินเวอร์เตอร์ขณะที่ลดความเร็วอย่างฉับพลัน.....115
6.26	แรงดันอินพุตและกระแสอินพุตขณะเกิด Regenerative operation.....115
6.27	แรงดัน $V_S (V_{base} = 320 \text{ V})$ และกระแส $i_s (i_{base} = 4.5 \text{ A})$ และกำลังไฟฟ้าทางด้าน อินพุตขณะที่มอเตอร์ทำงานในโหมด รีเจนเนอเรทีฟ116

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายในอุตสาหกรรม เช่น การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเหล่านี้จะเป็นแหล่งกำเนิดฮาร์มอนิกส์ให้กับระบบไฟฟ้ากำลัง [1] ส่งผลให้สัญญาณกระแสทางด้านอินพุตผิดเพี้ยนไปจากเดิม เป็นผลทำให้อุปกรณ์ไฟฟ้าอื่น ๆ ที่ต่อร่วมกับระบบไฟฟ้านั้นมีการทำงานผิดพลาดและยังทำให้อายุการใช้งานลดลง ถ้ามีฮาร์มอนิกส์นี้ปะปนเข้าไปในระบบ ซึ่งอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส เป็นอุปกรณ์ประเภทหนึ่งที่กำลังเกิดกระแสฮาร์มอนิกส์ออกมาโดยเฉพาะภาคคอนเวอร์เตอร์ที่ทำหน้าที่เปลี่ยนกระแสไฟฟ้าสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งประกอบด้วยไดโอดเรกติไฟเลอร์ที่ทำหน้าที่เป็นตัวเรียงกระแสและคาปาซิเตอร์ที่ทำหน้าที่กรองแรงดันให้ป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่เรียบ โดยคอนเวอร์เตอร์นี้เมื่อเพิ่มค่าคาปาซิเตอร์ทำการกรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงนั้นเรียบราบมากขึ้น ซึ่งส่งผลทำให้ค่าความผิดเพี้ยนของกระแสทางด้านอินพุต (%THD) สูงขึ้น ค่าตัวประกอบกำลัง (PF) ลดต่ำลง เป็นผลทำให้ประสิทธิภาพของระบบคอนเวอร์เตอร์ลดต่ำลงตามไปด้วย และเมื่อทำการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยใช้อินเวอร์เตอร์ปรับความเร็วที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสจะมีสภาวะการทำงานอยู่ในโหมดครีเจนเนอเรทีฟ เนื่องมาจากความเร็วซิงโครนัสนั้นต่ำกว่าความเร็วโรเตอร์ ส่งผลให้พลังงานไหลคืนย้อนกลับมายังแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง เป็นผลทำให้แรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์มีค่าสูงเกินพิกัด อาจทำให้อุปกรณ์สวิตช์หรือตัวเก็บประจุเกิดความเสียหาย ในการแก้ปัญหาที่นิยมใช้การลดระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงให้ต่ำลงเพื่อให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงเข้าสู่สภาวะปกติ ซึ่งวิธีการทำได้ 2 วิธี ที่นิยมใช้คือ วิธีแรกเป็นการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าเข้าสู่ระบบไฟฟ้ากำลังโดยตรง ซึ่งใช้อุปกรณ์ไทรสเตอร์ที่ต่อแบบคู่ออลคอนเวอร์เตอร์ (Dual Converter) ทำหน้าที่ในการส่งผ่านพลังงาน และวิธีนี้ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของกระแสทางด้านอินพุตสูง เนื่องมาจากการทำงานในสภาวะการคืนพลังงานของคู่ออลคอนเวอร์เตอร์ที่กำหนดให้มุมจุดชนวนของไทรสเตอร์มากกว่า 90 องศาทางไฟฟ้า [4] และอีกวิธีที่นิยมใช้คือการนำตัวต้านทานขนานเข้าไปในแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงและมีอุปกรณ์สวิตช์เป็นตัวควบคุมเพื่อสลายพลังงานนั้น วิธีนี้จึงทำให้ค่าการสูญเสียในระบบอินเวอร์เตอร์มีค่าสูงขึ้น และอีกทั้งในขณะที่ใช้งานกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสขนาดใหญ่ต้องเพิ่มขนาดพิกัดกำลังของความต้านทานสูงขึ้น จนเป็นเหตุทำให้ต้องใช้พื้นที่ในการติดตั้งเพิ่มขึ้นและทำให้มีราคาสูงขึ้น

จากปัญหาดังกล่าว จึงได้นำเสนอคอนเวอร์เตอร์ชนิด 1 เฟสที่ทำงานแบบสวิตช์โหมคเพื่อจ่ายกำลังให้กับอินเวอร์เตอร์เทนบริดจ์ไดโอดเรกติไฟล์ที่นิยมใช้ในปัจจุบัน [5][1] และอีกทั้งคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ ยังสามารถช่วยแก้ปัญหาทำให้ความผิดเพี้ยนของกระแสทางด้านอินพุตลดลง และตัวประกอบกำลังสูงขึ้น นอกจากนี้ยังสามารถควบคุมให้มีการทำงานในโหมคคืนพลังงานจากมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสให้กลับสู่ระบบไฟฟ้ากำลังได้

1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ในปัจจุบันนั้นนิยมใช้อินเวอร์เตอร์เป็นตัวปรับความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ซึ่งคอนเวอร์เตอร์ในอินเวอร์เตอร์นั้นนิยมใช้บริดจ์ไดโอดเรกติไฟล์เป็นตัวเรียงกระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งคอนเวอร์เตอร์แบบนี้จะส่งผลให้เกิดความผิดเพี้ยนทางด้านอินพุตสูงและทำให้ค่าตัวประกอบกำลังต่ำ ที่สำคัญในการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสที่ต้องมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วตลอดเวลา เช่นการควบคุมแบบเวกเตอร์คอนโทรล, การควบคุมแบบ V/F เป็นต้น การควบคุมดังกล่าวจะส่งผลให้มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสทำงานในโหมครีเจนเนอเรทีฟและส่งถ่ายพลังงานไหลย้อนกลับมายังแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยงเป็นผลทำให้แรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์สูง ทำให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงไม่คงที่อาจเป็นอันตรายต่อตัวเก็บประจุหรืออุปกรณ์สวิตซ์เช่น IGBT และทำให้ประสิทธิภาพของการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสลดลง

1.3 วิธีการวิจัย

1. ศึกษาและค้นคว้าทฤษฎีจากบทความ, จากวารสาร, เอกสารและตำราที่สามารถให้ข้อมูลเกี่ยวกับเทคนิคต่างๆที่ใช้ในการสร้างคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์โหมค
2. วิเคราะห์และออกแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของหลักการการควบคุมสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์
3. ออกแบบวงจรการทำงานโดยใช้การจำลองจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์
4. ศึกษาและทดลองวงจรควบคุม
5. สร้างและประกอบวงจรสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์
6. แก้ไขและปรับปรุงวงจรและทดสอบวงจรทั้งหมดร่วมกัน
7. เก็บผลที่ได้จากการทดลองกับการจำลอง
8. สรุปและวิจารณ์ผลการทดลองแล้วพิมพ์วิทยานิพนธ์

1.4 ขอบเขตของงานวิจัย

1. ทำการวิเคราะห์หลักการทำงานและหลักการควบคุมสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทางและทำการจำลองการทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์
2. ทำการออกแบบวงจรควบคุมและสร้างวงจรสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทาง
3. นำชุดต้นแบบสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าสองทิศทาง ต่อทำงานร่วมกับอินเวอร์เตอร์เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ขนาด 1kW

1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษา วิเคราะห์ วิจัย เพื่อออกแบบและทดลองสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์ที่ขับเคลื่อนมอเตอร์สามเฟส โดยมีรายละเอียดที่จะกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์และสามารถแบ่งได้เป็นแต่ละบทดังนี้

บทที่ 1 บทนำ ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหาจุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา วิธีการวิจัย ขอบเขตของการวิจัย โครงสร้างของวิทยานิพนธ์ ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ทฤษฎีพื้นฐานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส คุณสมบัติสมรรถนะของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส วิธีการปรับเปลี่ยนความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสด้วยอินเวอร์เตอร์ ชนิดและคุณสมบัติของ PWM อินเวอร์เตอร์ไครฟ์

บทที่ 3 AC/DC สวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์และหลักการส่งถ่ายกำลังงานไฟฟ้าพื้นฐานและชนิดของ AC/DC คอนเวอร์เตอร์ การวิเคราะห์สมรรถนะทางด้านอินพุตของคอนเวอร์เตอร์เช่น ความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุตและตัวประกอบกำลัง ทฤษฎีพื้นฐานการส่งถ่ายกำลังงานไฟฟ้าของคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์โหมค การวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์

บทที่ 4 หลักการเทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซีสเบน และแบบจำลองสำหรับการออกแบบโมเดลทางคณิตศาสตร์การควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซีสเบนและการวิเคราะห์ Adaptive PWM Current control โมเดลของคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์โหมคที่มีการป้อนกลับของแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยงและการวิเคราะห์ทางเดินของรากลของระบบป้อนกลับโดยใช้โปรแกรม MATLAB การจำลองการทำงานของระบบโดยใช้โปรแกรม MATLAB

บทที่ 5 การออกแบบและสร้างวงจรควบคุมและวงจรกำลังหลัก การออกแบบวงจรกำลัง AC / DC / AC คอนเวอร์เตอร์ การออกแบบโซ่ทางด้านอินพุตของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ การออกแบบวงจรขับเคลื่อน การออกแบบวงจรป้องกันต่างๆ การออกแบบ

วงจรสร้าง dead time การออกแบบวงจรควบคุมป้อนกลับของกระแสแบบ Adaptive PWM การออกแบบวงจรป้อนกลับ พีไอ ของการควบคุมแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยง

บทที่ 6 ผลการทดลองและทดสอบการทำงานของระบบ การทดสอบสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 2 โหมค การทำงานแบบไม่มีการป้อนกลับทางด้านแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยง การทดสอบสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 2 โหมค การทำงานแบบมีการป้อนกลับทางด้านแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยง การทดสอบสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ร่วมกับพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ขณะที่มีมอเตอร์ทำงานเมื่อมีโหลดปกติ การทดสอบสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ร่วมกับพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ขณะโหมครีเจนเนอร์เรทีฟ การทดสอบสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ร่วมกับพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ขณะที่มีการปรับเปลี่ยนความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำอย่างจับพัตัน

บทที่ 7 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

ภาคผนวก ก. ข้อมูลแผนป้ายมอเตอร์

ภาคผนวก ข. เครื่องมือที่ใช้ในการทำวิทยานิพนธ์

ภาคผนวก ค. เครื่องต้นแบบและภาพโครงการโดยรวมของโครงการวิจัย

ภาคผนวก ง. กล่าวถึงผลงานวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่ในการประชุมทางวิศวกรรม

1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากวิทยานิพนธ์

1. นำสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์แทนการใช้ไดโอดเรกติไฟล์และสามารถการส่งถ่ายพลังงานได้ 2 ทิศทาง
2. สามารถปรับปรุงตัวประกอบกำลัง (PF) และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุต (%THD_i) ของ คอนเวอร์เตอร์ให้ดีขึ้น
3. สามารถส่งผ่านพลังงานคืนระบบไฟฟ้ากำลังเมื่อมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสทำงานในโหมครีเจนเนอร์เรทีฟเบรกกิ้ง
4. การรักษาแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยงให้คงที่เมื่อโหลดเพิ่ม โดยนำการควบคุมแบบ PI มาใช้ในในการควบคุม

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐาน

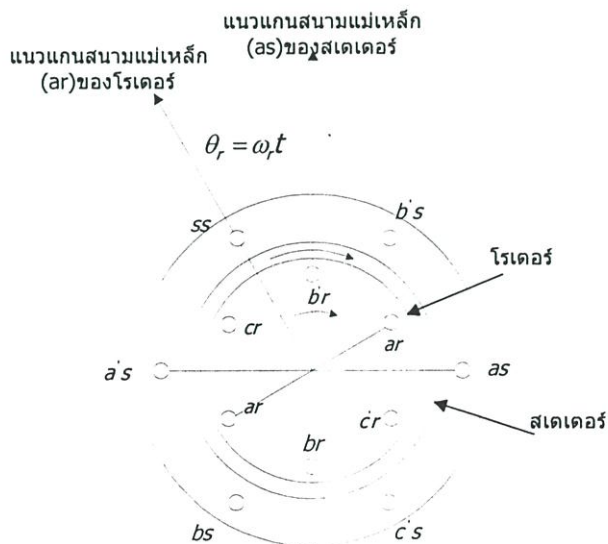
2.1 บทนำทฤษฎีเบื้องต้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำ (Induction Motor)

ในปัจจุบันมอเตอร์เหนี่ยวนำถูกนำมาใช้ในระบบปรับความเร็วรอบอย่างกว้างขวางและเพิ่มมากขึ้นในอุตสาหกรรมรูปที่ 2.1 แสดงมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบ 3 เฟส 2 ขั้วแม่เหล็กในอุดมคติ โดยมีส่วนประกอบที่สำคัญคือ ส่วนอยู่กับที่(Stator) และส่วนหมุน(Rotor)

- ส่วนอยู่กับที่มีหน้าที่ยึดขดลวดอาร์มาเจอร์(Armature)ที่บรรจุอยู่ในสล๊อท
- โรเตอร์แบ่งออกเป็นสองแบบคือ

1. แบบกรงกระรอก (Squirrel Cage rotor) แกนโรเตอร์ทำด้วยแผ่นเหล็กลามิเนตเซาะผิวด้านนอกให้เป็นร่องโดยรอบเรียกว่า สล๊อท(Slot) ตรงกลางแผ่นจะเจาะรูสำหรับสอดเพลลา เมื่อนำแผ่นเหล็กนี้มาอัดเข้าด้วยกันจะได้เป็นแกนโรเตอร์ นำแกนโรเตอร์ไปวางในพิมพ์เพื่อฉีดอลูมิเนียมเหลวเข้าไปจะได้อลูมิเนียมอัดแน่นอยู่ในร่องสล๊อท และมีครีบยื่นออกไปสองข้างเพื่อใช้เป็นใบพัดระบายความร้อน

2. แบบขดลวดพันรอบโรเตอร์ (Wound Rotor) โรเตอร์แบบนี้แตกต่างจากกรงกระรอกคือมีขดลวดทองแดงพันรอบโรเตอร์ ส่วนปลายของขดลวดนี้จะต่อกับสลลิปริง(Slip ring)ซึ่งมีแปรงถ่านอยู่ มีข้อจำกัดคือ โรเตอร์ต้องมีจำนวนขั้วเท่ากับจำนวนขั้วที่เกิดจากสเตเตอร์



รูปที่ 2.1 ลักษณะการวางขดลวดของมอเตอร์ 3 เฟส 2 ขั้วแม่เหล็กอย่างง่าย

2.1.1 หลักการของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำจะประกอบด้วยส่วนสเตเตอร์และส่วนโรเตอร์ เมื่อจ่ายไฟฟ้าให้ขดลวดบนสเตเตอร์จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนตัดผ่านขดลวดบนโรเตอร์ส่งผลให้เกิดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำและแรงบิดที่ทำให้โรเตอร์หมุน โดยส่วนโรเตอร์จะทำหน้าที่รับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟโดยผ่านส่วนสเตเตอร์ โดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กอยู่ในแอร์แกป (Air Gap) ซึ่งอยู่ระหว่างส่วนสเตเตอร์และโรเตอร์ สนามแม่เหล็กนี้จะหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส (Synchronous Speed) ตามสมการ

$$N_s = \frac{120f}{P} \quad (2.1)$$

โดยที่ N_s = ความเร็วซิงโครนัสของสนามแม่เหล็ก (rpm)

f = ความถี่ที่จ่ายให้ขดลวดสเตเตอร์ (Hz)

P = จำนวนขั้วแม่เหล็กของขดลวดสเตเตอร์

โดยขณะที่โรเตอร์อยู่กับที่จะมีการเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลในโรเตอร์ ซึ่งมีความถี่เดียวกันกับแหล่งจ่ายไฟ แต่ในขณะที่โรเตอร์มีความเร็วเท่ากับความเร็วซิงโครนัสของสนามแม่เหล็กจะไม่มีการเหนี่ยวนำขึ้นที่โรเตอร์ ดังนั้นจะไม่มีแรงบิด (Torque) เกิดขึ้นและขณะที่โรเตอร์มีความเร็ว N_r ใด ๆ ที่มีความแตกต่างจากความเร็ว N_s จะทำให้เกิดความเหนี่ยวนำขึ้นบน โรเตอร์และทำให้เกิดแรงบิด ความแตกต่างสัมพัทธ์ของความเร็วทั้ง 2 นี้เรียกว่า สลิป (Slip)

$$s = \frac{N_s - N_r}{N_s} \quad (2.2)$$

$$= \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$$

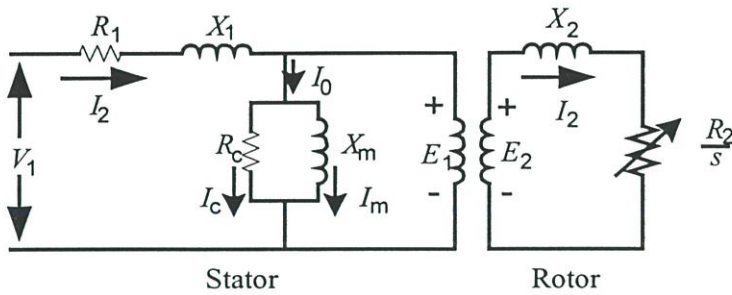
โดย ω_s คือ ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้าของสเตเตอร์ (Stator Angular Frequency)

ω_r คือ ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้าของ โรเตอร์ (Rotor Angular Frequency)

s คือ Slip

2.1.2 วงจรสมมูลย์

เนื่องจากว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำนี้อาศัยหลักการทำงานเช่นเดียวกับหม้อแปลง จะต่างกันก็ตรงที่มอเตอร์มีส่วนที่ 2 (Secondary) เคลื่อนที่หรือหมุนได้ ดังนั้นจึงเขียนวงจรสมมูลย์ได้เช่นเดียวกับหม้อแปลงธรรมดา ดังรูปซึ่งเป็นวงจรสมมูลย์ต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

จากรูปที่ 2.2 เป็นวงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำประกอบด้วยพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

- X_m คือ ค่ารีแอกแตนซ์ที่เกิดจากสนามแม่เหล็ก
- X_1 คือ ค่ารีแอกแตนซ์รั่วไหลของขดลวดสเตเตอร์
- X_2 คือ ค่ารีแอกแตนซ์รั่วไหลของขดลวดโรเตอร์
- R_1 คือ ค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์
- R_2 คือ ค่าความต้านทานของขดลวดโรเตอร์
- R_c คือ ค่าความต้านทานของแกนเหล็ก
- I_c คือ กระแสไฟฟ้าที่ทำให้เกิดกำลังสูญเสียในแกนเหล็ก
- I_m คือ กระแสไฟฟ้าที่สร้างสนามแม่เหล็ก

จากรูปที่ 2.2 กระแส I_0 ไหลในขดลวดสเตเตอร์เป็นกระแสส่วนที่ทำให้เกิดการสูญเสียในแกนเหล็ก (Core loss) และ การสูญเสียในขดลวด (Copper loss) การเปลี่ยนแปลงมีค่าน้อยมากไม่ว่า โหลดของมอเตอร์จะเปลี่ยนแปลงอย่างไรก็ตาม ดังนั้นถ้าย้ายวงจรขนานที่ I_0 ไหลผ่านมาไว้ที่ ต้นทางของวงจรสมมูลจะทำให้วิเคราะห์ทฤษฎีที่เกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำง่ายขึ้น โดยมีเหตุผลดังนี้คือ

1. การย้ายวงจรขนานที่กระแส I_0 ไหลผ่านนี้จะทำให้ค่าที่ได้จากการคำนวณคลาดเคลื่อนเพียงเล็กน้อยเพราะ R_1 และ X_1 มีค่าต่ำมากเมื่อเทียบกับ X_m แต่จะได้วงจรสมมูลที่พิจารณาง่าย
2. วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าขณะไม่มีโหลดจะไม่คิดค่า I_0 ซึ่งเป็นส่วนประกอบเล็ก ๆ เมื่อเทียบกับกระแสไฟฟ้าที่พิกัด แต่ในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำทำเช่นนั้นไม่ได้ เพราะค่า I_0 มีค่าถึง 30-50% ของกระแสไฟฟ้าที่พิกัด ทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อม X_m เป็นจำนวนมากจึงต้องคงค่า X_m ไว้ในวงจรสมมูล

วงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงไฟฟ้าสามารถย้ายข้างรวมกันได้ ถ้าทราบค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิกับขดลวดทุติยภูมิ ในทำนองเดียวกันถ้าทราบค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนรอบของขดลวดที่สเตเตอร์กับโรเตอร์ (Turn ratio : a) ก็จะย้ายค่าในวงจรสมมูลย์ของขดลวดทั้งสองมารวมกันได้เช่นกัน

ในที่นี้ต้องการย้ายค่าของวงจรเทียบเคียงโรเตอร์มายังวงจรเทียบเคียงสเตเตอร์ซึ่งหาค่าต่าง ๆ ของวงจรสมมูลย์ได้ดังนี้คือ

$$E'_2 = aE_2 = E_1$$

เมื่อ $E'_2 =$ แรงดันไฟฟ้าขณะโรเตอร์อยู่กับที่ที่ย้ายค่ามายังด้านสเตเตอร์

$$I'_2 = \frac{I_2}{a} \quad (2.3)$$

เมื่อ $I'_2 =$ กระแสของโรเตอร์ที่ย้ายค่ามายังด้านสเตเตอร์

$$R'_2 = a^2 R_2 \quad (2.4)$$

$$X'_2 = a^2 X_2 \quad (2.5)$$

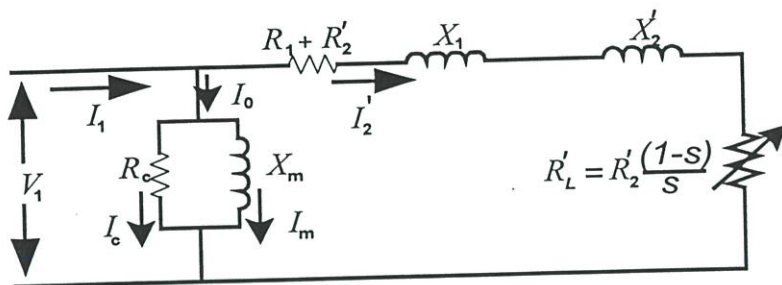
เมื่อ $R'_2 =$ ความต้านทานของโรเตอร์ที่ย้ายค่ามายังด้านสเตเตอร์

$X'_2 =$ รีแอกแตนซ์ของโรเตอร์ที่ย้ายค่ามายังด้านสเตเตอร์

จากรูปที่ 2.2 ค่าของ $\frac{R_2}{s}$ สามารถแยกเทอมออกได้เป็น

$$\begin{aligned} \frac{R_2}{s} &= R_2 + \frac{R_2}{s} + R_2 \\ &= R_2 + R_2 \frac{(1-s)}{s} \end{aligned} \quad (2.6)$$

นำค่าที่ได้จากสมการ (2.2 – 2.6) มาเขียนวงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะได้ดังรูป



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลแบบไกล์เคียงของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

จากรูปที่ 2.3 ส่วนโหลดความต้านทาน R'_L มีค่าเท่ากับ

$$R'_L = R'_2 \frac{(1-s)}{s} \quad (2.7)$$

2.1.3 การวิเคราะห์ห้วงจรสมมูล

กำลังขาเข้าของมอเตอร์

$$P_m = 3V_1 I_1 \cos \theta \quad (2.8)$$

กำลังสูญเสียที่ขดลวดสเตเตอร์

$$P_{ls} = 3I_1^2 R_1 \quad (2.9)$$

กำลังไฟฟ้าที่ส่งผ่านช่องว่างอากาศ(air gap)

$$P_g = 3I_2'^2 R_2' \quad (2.10)$$

กำลังสูญเสียที่ขดลวดโรเตอร์

$$P_{lr} = 3I_2'^2 R_2' \quad (2.11)$$

กำลังไฟฟ้าขาออก

$$P_o = P_g - P_{lr}$$

$$= \frac{3I_2'^2 R_2' (1-s)}{s} \quad (2.12)$$

กำลังที่เพลลา

$$P_{sh} = P_o - P_{fw} \quad (2.13)$$

P_{fw} คือ กำลังที่สูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทานและกำลังลมต้าน

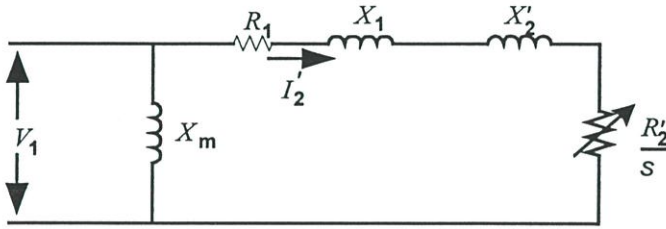
$$\text{แรงบิดของมอเตอร์} \quad T_e = \frac{P_o}{\omega_r} = \frac{3I_2'^2 R_2' (1-s)}{s(1-s)\omega_s} = \frac{3I_2'^2 R_2'}{s\omega_s} \quad (2.14)$$

ซึ่ง
$$\omega_s = \frac{2\pi N_s}{60} = \frac{2\pi}{60} \left[\frac{120f}{P} \right] = \frac{4\pi f}{P} \quad (2.15)$$

โดย P คือ จำนวนขั้วของมอเตอร์

แทนสมการ (2.14) ในสมการที่ (2.15) จะได้

แรงบิดของมอเตอร์
$$T_e = \frac{3I_2'^2 R_2' P}{4\pi f S} \quad (2.16)$$



รูปที่ 2.4 วงจรอย่างง่ายของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

วงจรสมมูลที่อยู่ในรูปที่ 2.3 สามารถทำให้ง่ายขึ้นดังในรูปที่ 2.4 ซึ่งกระแส I_2' สามารถหาได้ดังนี้

$$I_2' = \frac{V_s}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{S} \right)^2 + (X_1 + X_2')^2}} \quad (2.17)$$

สามารถหาค่าสลิปที่แรงบิดสูงสุดจากสมการดิฟเฟอเรนเชียลได้

$$S_m = \frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2}} \quad (2.18)$$

เมื่อไม่คำนึงถึงผลของพารามิเตอร์ทางด้านสเตเตอร์คือ R_1 และ X_1 ซึ่งไม่มีผลต่อผลรวมของกำลังเอาต์พุทของมอเตอร์ จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$I_2' = \frac{V_s}{\sqrt{\left(\frac{R_2'}{S} \right)^2 + (X_2')^2}} = \frac{S V_s}{\sqrt{R_2'^2 + S^2 X_2'^2}} \quad (2.19)$$

$$S_m = \frac{R'_2}{X'_2} \quad (2.20)$$

นำสมการที่ (2.19) และ(2.20) แทนในสมการ(2.16) จะได้แรงบิดสูงสุดคงสมการ

$$T_m = \frac{3PV_s^2}{8\pi f X'_2} \quad (2.21)$$

$$\text{โดยที่ } \omega = 2\pi f \\ X'_2 = 2\pi f L_2$$

ทำการแทนค่าต่าง ๆ ลงในสมการ (2.21) จะได้

$$T_m = \frac{3P \left(\frac{V_s}{f} \right)^2}{16\pi^2 L_2} \quad (2.22)$$

จะเห็นได้ว่าแรงบิดสูงสุดมีค่าคงที่ที่ต่อเมื่อ (V_s / f) หรือ ϕ คงที่ เนื่องจากความสัมพันธ์ จาก $E = k\phi f$ หรือ $E/f = k\phi$ นั่นเอง ทำให้ได้ว่าในการควบคุมความเร็วโดยการให้แรงบิดคงที่สามารถทำได้โดยรักษาให้ E/f มีค่าคงที่นั่นเอง

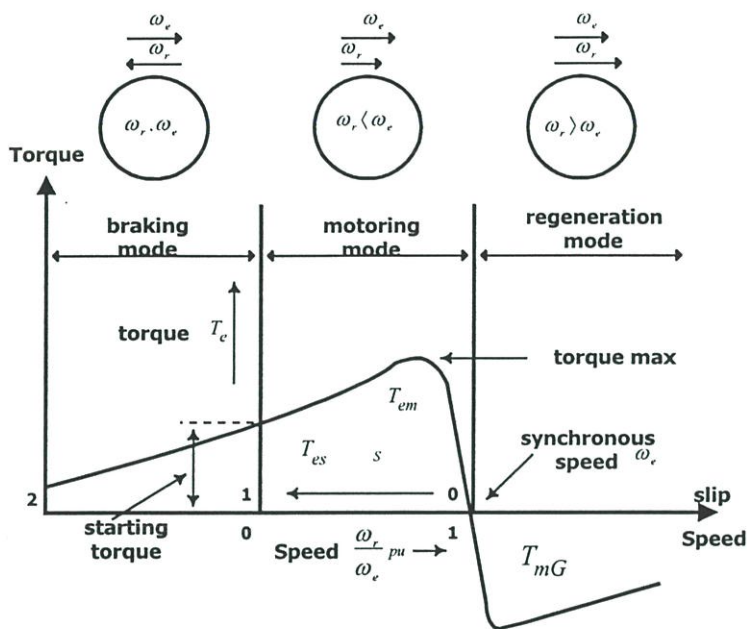
2.2 วิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

วิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำนี้ เมื่อพิจารณาจากสมการความเร็วของมอเตอร์สมการ (2.23) ซึ่งมาจากสมการ (2.1) และ (2.2)

$$N_r = (1-S) \frac{(120f)}{P} \quad (2.23)$$

ดังนั้นการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ทำได้โดยการควบคุมความถี่ของแรงดันไฟฟ้า (f) สลิปของโรเตอร์ (S) และจำนวนขั้วของสเตเตอร์ (p) จากสมการ (2.16) เราสามารถนำมาเขียนกราฟได้ดังรูปที่ 2.5 โดยกำหนดให้แรงดันและความถี่คงที่ จากค่าของสลิปในช่วงต่าง ๆ ทำให้เราสามารถแบ่งการทำงานของมอเตอร์ได้เป็น 3 ช่วง คือ ช่วงปกติคือช่วงที่ $0 < S < 1$. ช่วงเบรก (plugging

mode) คือช่วงที่ $1 < S < 2$ และช่วงเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำ (regeneration mode) ถึงช่วงที่ $S < 0$ ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 กราฟความสัมพันธ์แรงบิด-ความเร็ว ขณะแรงดันและความถี่คงที่

จากรูปที่สามารถหาแรงบิดเริ่มแรง (starting torque) โดยแทน $S = 1$ ในสมการ (2.16) จะได้แรงบิดเริ่มสตาร์ท

$$T_{es} = \frac{3I_2'^2 R_2' P}{4\pi f} \tag{2.24}$$

ในช่วงปกติ (Motoring) มอเตอร์จะทำงานตามปกติ คือรับไฟฟ้า 3 เฟสมาสร้างสนามแม่เหล็กหมุนและทำให้โรเตอร์หมุนตาม สำหรับช่วงเบรก (Plugging) จะเกิดขึ้นได้ในตัวอย่าง เช่น การกลับลำดับเฟสของระบบไฟฟ้า 3 เฟสที่จ่ายให้มอเตอร์แบบทันทีทันใด มีผลทำให้สนามแม่เหล็กบนสเตเตอร์หมุนสวนกับการหมุนของโรเตอร์ ส่งผลให้เกิดการเบรกของโรเตอร์ แต่ผลที่ตามมาอีกอย่างหนึ่งก็คือ กระแสจะสูงมาก ๆ ทำให้มอเตอร์ร้อนจนเกิดความเสียหายได้ ส่วนในช่วงของการคืนพลังงาน (Regeneration) จะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อ เครื่องจักรกลอีกตัวหนึ่งมาหมุนโรเตอร์ในทิศทางเดิมที่หมุนอยู่ แต่แรงความเร็วของโรเตอร์ไปจนเกินความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนบนสเตเตอร์ ผลก็คือโรเตอร์จะมองว่าสนามแม่เหล็กที่หมุนตัดผ่านตัวมันถูกกลับทิศทางตามหลักการความเร็วสัมพันธ์ กระแสเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นบนโรเตอร์จึงกลับทิศทางไปด้วย ส่งผลให้กระแสในสเตเตอร์

กลับทิศทาง ทำให้กำลังเป็นลบ และมอเตอร์จะกลายเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดยแปลงพลังงานกลจากเครื่องต้นกำลังที่นำมาหมุนตัวมันให้กลายเป็นพลังงานไฟฟ้าไหลกลับเข้าระบบ (line) ปรากฏการณ์นี้จะเกิดขึ้นในระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์อยู่เสมอ เพราะเมื่อใดก็ตามที่เราลดความถี่ลงเพื่อปรับให้มอเตอร์หมุนช้า ด้วยผลของความเฉื่อยที่โหลดมีอยู่ จะทำให้ โรเตอร์หมุนเร็วกว่าสนามแม่เหล็กหมุนบนสเตเตอร์ซึ่งเปลี่ยนแปลงตามความถี่ที่เรากำหนด ปรากฏการณ์คืนพลังงานสู่ระบบ (Regeneration) ก็จะเกิดขึ้นเมื่อนำสมการที่ (2.18) แทนในสมการ (2.22) จะได้แรงบิดสูงสุดของช่วงที่ทำงานเป็นมอเตอร์จะได้ตาม (Motoring break-down torque)

$$T_m = \frac{3P \left(\frac{V_s}{f} \right)^2}{16\pi^2 L_2} \quad (2.25)$$

และเมื่อความเร็วโรเตอร์ (N_r) มากกว่าความเร็วสนามแม่เหล็กหมุนบนสเตเตอร์ (N_s) ทำให้ค่าสลิปติดลบและเมื่อแทนในสมการที่ 2.22 จะได้แรงบิดสูงสุดของช่วงที่ทำงานเป็นเครื่องกำเนิด (regeneration breakdown torque)

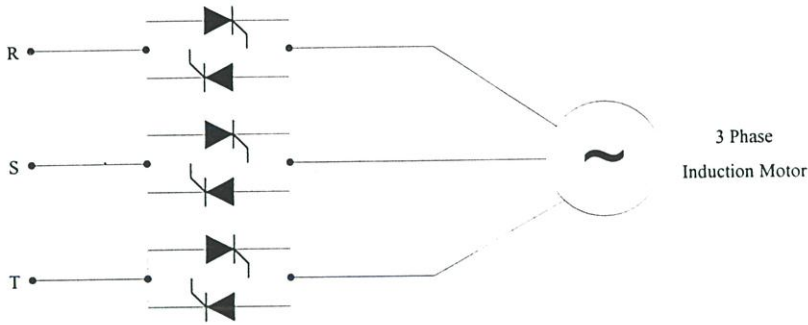
$$T_{mG} = \frac{3P \left(\frac{V_s}{f} \right)^2}{16\pi^2 L_2} \quad (2.26)$$

T_{mG} = แรงบิดสูงสุดของช่วงเป็นเครื่องกำเนิด

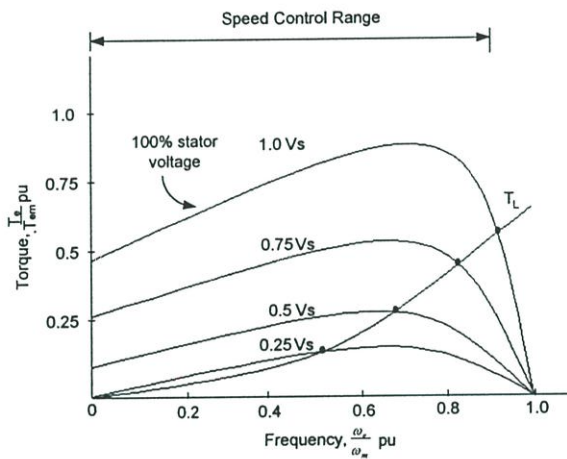
ดังนั้นในการควบคุมมอเตอร์ถ้ามีการควบคุมให้ความเร็วของโรเตอร์ N_r มีความเร็วสูงกว่าความเร็วซิงโครนัสจะทำให้มอเตอร์กลายเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำป้อนพลังงานย้อนเข้าสู่แหล่งจ่ายไฟฟ้าทำให้มีแรงบิดต้านกลับขึ้นในเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำลดความเร็วลง

2.2.1 การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์

เมื่อทำการควบคุมแรงดันของสเตเตอร์การควบคุมเช่นนี้จะสามารถควบคุมความเร็วได้ในช่วงแคบ และไม่เหมาะสมกับงานที่ต้องการแรงบิดเริ่มต้นสูง สำหรับกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด - ความเร็ว ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ได้จากการควบคุมแรงดันสเตเตอร์นี้แสดงดังรูปที่ 2.5 ซึ่งแรงบิดจะเปลี่ยนตามแรงดันที่จ่ายให้ขดสเตเตอร์ของมอเตอร์ วงจรการควบคุมแรงดันทางด้านสเตเตอร์แสดงดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.6 วงจรการควบคุมแรงดันด้านสเตเตอร์



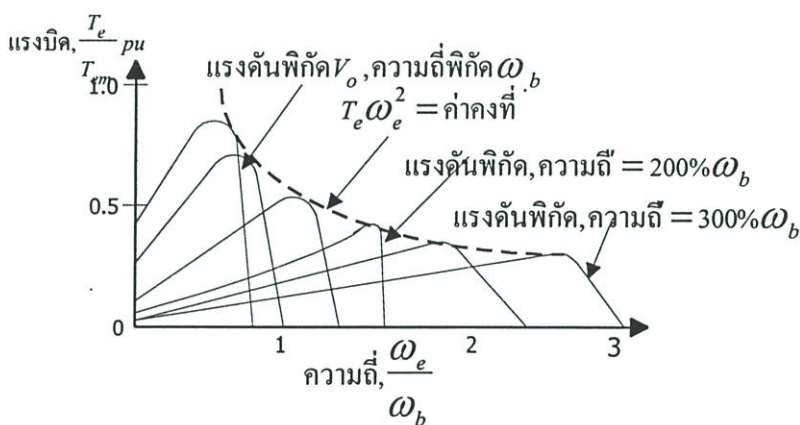
รูปที่ 2.7 กราฟแรงบิด – ความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยการควบคุมแรงดันของสเตเตอร์จะใช้การควบคุมแบบควบคุมเฟส (Phase Control) ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.6 เป็นวิธีที่ทำได้ง่าย และมีราคาถูกแต่ระบบจะมีประสิทธิภาพต่ำ เนื่องจากเปอร์เซ็นต์ของกำลังสูญเสียในโรเตอร์ของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นตามค่าของสลลิป (s) นอกจากนี้แล้วการสูญเสียในสเตเตอร์จะเพิ่มขึ้นด้วยเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของกระแสในสเตเตอร์ เมื่อสลลิปเพิ่มขึ้นทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์รวมทั้งแรงบิดจะลดลงมากโดยเฉพาะที่ความเร็วต่ำเพราะมีค่าสลลิปสูง นอกจากนี้วิธียังทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ขึ้นทั้งใน AC LINE และในตัวมอเตอร์เอง ทำให้มีการสูญเสียเพิ่มมากขึ้นและยังทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์ (Power factor) ของระบบลดลงตามความเร็วของมอเตอร์ด้วย

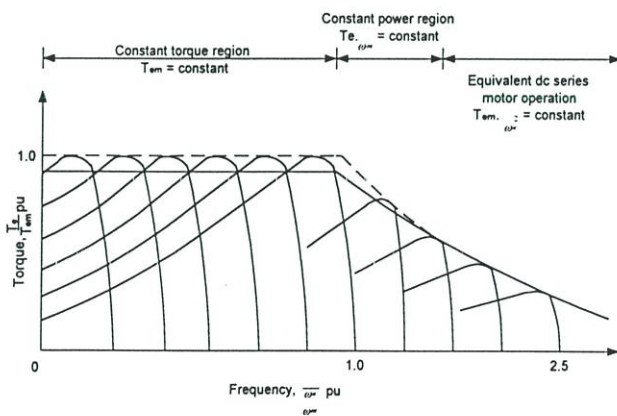
จากข้อเสียที่ได้กล่าวมาทำให้การใช้งานของระบบควบคุมความเร็วโดยใช้การควบคุมแรงดันทางด้านสเตเตอร์ถูกจำกัดอยู่เฉพาะในระบบที่มีขนาดเล็กและขนาดกลาง ซึ่งต้องการราคาถูกมากกว่าประสิทธิภาพและเพาเวอร์แฟคเตอร์ โดยทั่วไปจะใช้กับโหลดที่ต้องการแรงบิดเริ่มต้นต่ำ เช่น พัดลมหรือปั๊ม ซึ่งจะมีแรงบิดเพิ่มตามความเร็วกำลังสองทำให้ระบบมีเสถียรภาพมากขึ้น

2.2.2 การควบคุมด้วยการเปลี่ยนแรงดันและความถี่ (Variable Voltage, Variable Frequency: VVVF)

เป็นเทคนิคที่รู้จักกันดีและเหมาะสมที่สุดสำหรับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งจะใช้อินเวอร์เตอร์เป็นตัวควบคุมแรงดันและความถี่ทางด้านเอาต์พุตให้เป็นไปตามที่ต้องการของหลักการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ ผลของการเปลี่ยนแปลงความถี่ ถ้านำสมการ (2.16) มาเขียนกราฟโดยเปลี่ยนแปลงความถี่ให้มากกว่าความถี่พิกัดในขณะที่แรงดันคงที่ ผลที่ได้จะเป็นดังรูปที่ 2.8 ซึ่งจะเห็นว่าค่าแรงบิดสูงสุดจะลดลงเรื่อย ๆ เมื่อความถี่เพิ่มมากขึ้น เหตุที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากการที่ความถี่เพิ่มมากขึ้นทำให้ค่าแรงดันมากขึ้น มีผลทำให้กระแสลดลง เมื่อกระแสลดลงฟลักซ์แม่เหล็กในช่องว่างอากาศ (air gap flux) ซึ่งเป็นผลผลิตโดยตรงของกระแสก็จะลดลงตาม แรงบิดของมอเตอร์ซึ่งเกิดจากแรงปฏิกิริยาของสนามแม่เหล็กก็จะลดลงด้วย



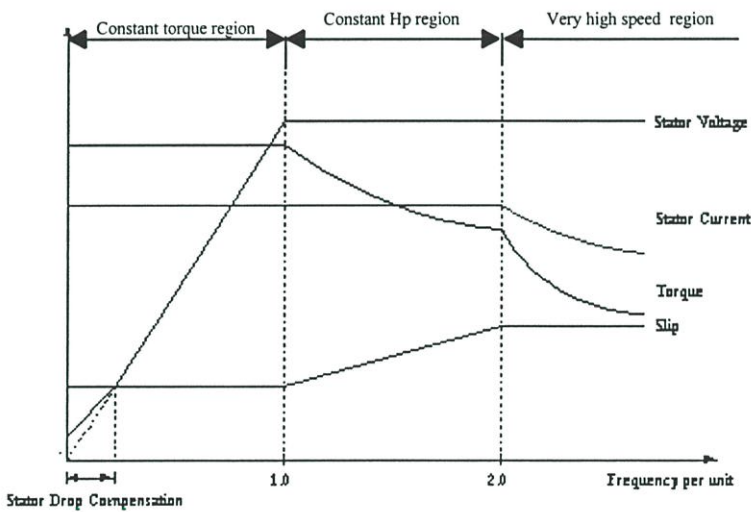
รูปที่ 2.8 กราฟความสัมพันธ์แรงบิดกับความถี่รอบเมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่



รูปที่ 2.9 กราฟความสัมพันธ์แรงบิด ความถี่รอบที่อัตราส่วน $\frac{V_s}{\omega_b}$ คงที่

ในทางตรงกันข้ามถ้าลดความถี่ลงในขณะที่คงค่าแรงดันไว้ ผลก็คือความเร็วลดลง ซึ่งจะส่งผลให้กระแสมากขึ้น เป็นสาเหตุให้ฟลักซ์แม่เหล็กในช่องว่างอากาศมากขึ้นเรื่อย ๆ และเกิดการอิ่ม

ตัว (Saturate) ในที่สุด นอกจากนี้กระแสที่มากขึ้นจะทำให้มอเตอร์ร้อนกว่าปกติ ดังนั้นการปรับความถี่ในพื้นที่ของกราฟที่ต่ำกว่าความถี่พิกัดนั้น จึงจำเป็นที่จะต้องลดค่าแรงดันลง เพื่อคงค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กไว้ไม่ให้มากเกินไป รูปที่ 2.9 แสดงกราฟความสัมพันธ์แรงบิดความเร็วรอบ ซึ่งเป็นผลจากการคงค่า ให้คงที่ไว้ค่าแรงบิดสูงสุดซึ่งคำนวณได้จากสมการ (2.16) จึงมีค่าคงที่ ยกเว้นที่บริเวณความถี่ต่ำๆ ซึ่งบริเวณนั้นแรงดันที่ต่ำด้วยเป็นผลทำให้สัดส่วนของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานในขดลวดต่อแรงดันที่ป้อนมีค่าเด่นชัดขึ้น กระแสที่ควรจะคงที่จึงตกลง ซึ่งเป็นผลให้ความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กตกลง และแรงบิดก็ตกลงในที่สุด เพื่อเป็นการแก้ปัญหาในย่านความถี่ต่ำ จึงมักจะเพิ่มแรงดันเข้าไป เพื่อให้มากกว่าแรงดันตกคร่อม (Voltage drop) ที่เกิดขึ้นที่สเตเตอร์ ซึ่งเรียกแรงดันในส่วนนี้ว่า “Boost Voltage” โดยทั่วไปแล้วเราจะเรียกระบบควบคุมมอเตอร์ด้วยวิธีเปลี่ยนแปลงทั้งแรงดันและความถี่ว่า VVVF (Variable Voltage, Variable Frequency)



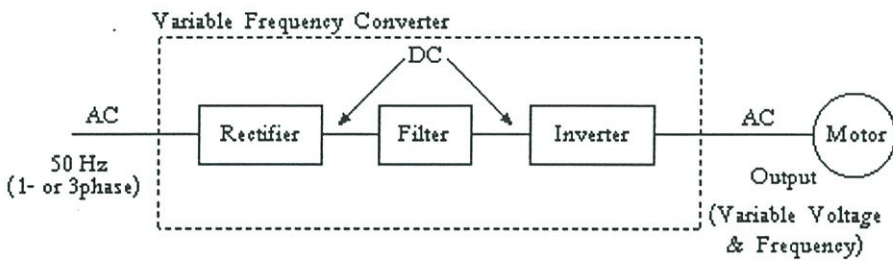
รูปที่ 2.10 การเปลี่ยนแปลงของแรงดัน,แรงบิด,กระแสสเตเตอร์กับความถี่

ชนิดมอเตอร์ที่ใช้ต้องมีคุณสมบัติสลิปต่ำ ซึ่งจะเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพและความเร็วมอเตอร์ จะเปลี่ยนตามการเปลี่ยนแปลงความเร็วเชิง โครนัสของสนามแม่เหล็กในแอร์แกปที่อยู่ระหว่าง ส่วนสเตเตอร์และ โรเตอร์ ซึ่งการที่จะเปลี่ยนความเร็วเชิง โครนัสสามารถทำได้โดยการแปรเปลี่ยน ความถี่ของอินเวอร์เตอร์ การเพิ่มความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยการเปลี่ยนความถี่ของอินเวอร์เตอร์อย่างเดียวนี้อาจทำให้สนามแม่เหล็กในแอร์แกปของมอเตอร์ลดลงด้วย

2.3 อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำจะต้องสามารถเปลี่ยนแปลงแรงดันและความถี่ซึ่งจะทำหน้าที่เชื่อมโยงระหว่างระบบจ่ายไฟและมอเตอร์ ดังนั้นอินเวอร์เตอร์ที่ดีต้องมีคุณสมบัติพื้นฐานที่สอดคล้องกับความต้องการของมอเตอร์ดังต่อไปนี้

1. สามารถที่จะปรับความถี่ได้เป็นสัดส่วนกับความเร็วรอบที่ต้องการ
2. สามารถปรับแรงดันเอาต์พุตเพื่อรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ (V/f) ให้คงที่ตลอดช่วงแรงบิดคงที่ตามต้องการ
3. สามารถจ่ายกระแสได้ตามพิกัดที่ความถี่ใด ๆ ซึ่งอยู่ในช่วงแรงบิดคงที่ที่ต้องการ



รูปที่ 2.11 บล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ในรูปที่ 2.11 แสดงหลักการพื้นฐานซึ่งแหล่งจ่ายไฟเข้า เอชอี จะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดัน ดีซี โดยการใช้อินเวอร์เตอร์ที่สามารถควบคุมแรงดันได้ หรือควบคุมไม่ได้ก็ได้ (Controlled Or Uncontrolled Rectifier) และอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟ ดีซี ให้เป็น เอชอี ที่สามารถเปลี่ยนแรงดันและความถี่ได้ โดยทั่วไประบบอินเวอร์เตอร์สามารถจำแนกออกตามชนิดของอินเวอร์เตอร์ได้เป็น 2 ประเภท คือ

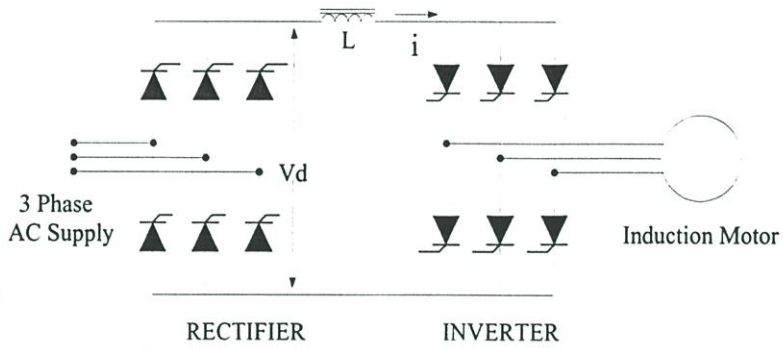
- 1 อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายกระแส (Current-Source Inverter : CSI)
- 2 อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายแรงดัน (Voltage-Source Inverter: VSI)

โดยอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบนี้จะให้คุณสมบัติ และลักษณะของรูปคลื่นของกระแสและ แรงดันที่แตกต่างกัน และเหมาะสมกับการใช้งานที่แตกต่างกันออกไปด้วย

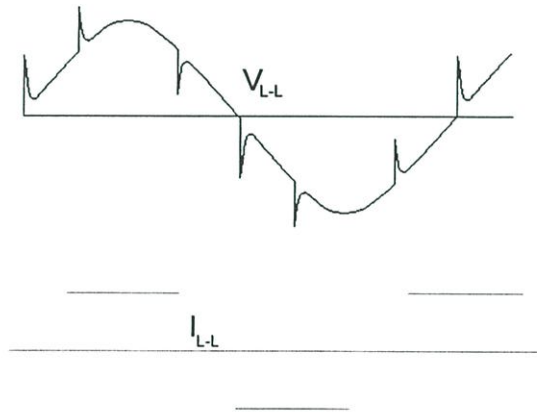
2.3.1 อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายกระแส (Current-Source Inverter: CSI)

วงจรถูกกำลังของแหล่งจ่ายกระแส (Current source) อินเวอร์เตอร์แสดงในรูปที่ 2.12 จะประกอบด้วยไทรสเตอร์เรกติไฟเออร์ที่สามารถควบคุมได้ โดยการควบคุมเฟสของเอชอีไลน์ และยังมีอินคัลเตอร์ขนาดใหญ่ต่ออนุกรมอยู่ แต่ไม่มีตัวเก็บประจุต่อขนานอยู่ด้วยเพื่อสร้างแหล่งจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นข้อแตกต่างของโครงสร้างทางวงจรถ้าจาก Voltage-source Inverter และในส่วนของอินเวอร์เตอร์จะมีไทรสเตอร์เพื่อทำหน้าที่ควบคุมกระแสที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้เพื่อจ่ายให้

กับมอเตอร์ รูปร่างของกระแสที่จ่ายออกทางด้านเอาต์พุต จะขึ้นอยู่กับแพทเทิร์น(Pattern)ของการควบคุมที่อินเวอร์เตอร์ ซึ่งอาจจะเป็น 6 สเต็ป หรือ พีคดับบลิวเอ็ม ก็ได้ แต่ลักษณะของแรงดันเอาต์พุตจะมีรูปร่างเข้าใกล้รูปไซน์ (ซึ่งเป็นข้อแตกต่างจากแบบจ่ายแรงดันในเรียงของรูปคลื่น) นอกจากนี้ แรงดันทางด้านเอาต์พุตจะเกิดการสไปคี้ เนื่องจากการคอมมิวเตทด้วย



รูปที่ 2.12 วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส



รูปที่ 2.13 แรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส

ถึงแม้ว่า จะมีข้อดีมากมายดังที่ได้กล่าวมาแล้วสำหรับอินเวอร์เตอร์จ่ายกระแส (Current-Source Inverter) แต่ก็ยังมีข้อจำกัดอีกมากคือ ช่วงความถี่ของอินเวอร์เตอร์ที่สามารถปรับค่าได้ค่อนข้างต่ำ และไม่สามารถทำงานได้ในสภาวะไร้โหลด ซึ่งต้องมีกระแสไหลคอดอย่างน้อยที่สุดที่จะทำให้มีการคอมมิวเตทในอินเวอร์เตอร์ได้ และนอกจากนี้ขนาดของดีซีลิงค์อินดักแตนซ์ และตัวเก็บประจุของการคอมมิวเตทจะใหญ่ ทำให้อินเวอร์เตอร์แบบนี้ค่อนข้างมีราคาแพง การตอบสนองของไดร์ฟนี้ค่อนข้างช้า และมีแนวโน้มที่จะมีปัญหาของการมีเสถียรภาพที่โหลดต่ำ

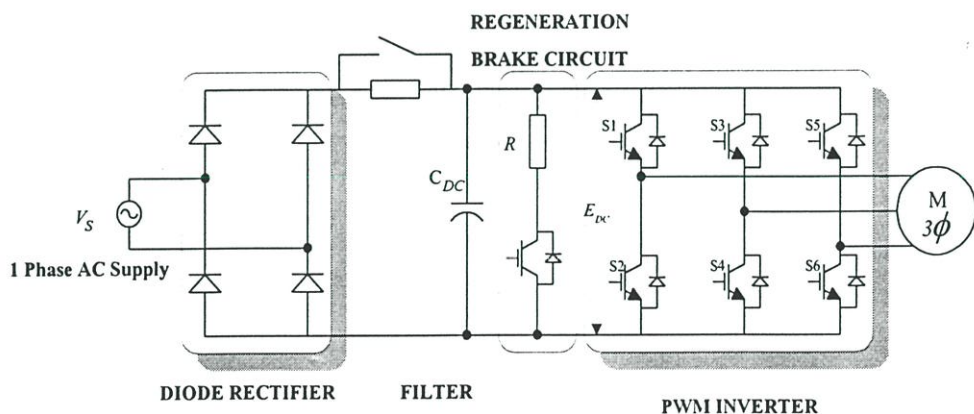
2.3.2 อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายแรงดัน (Voltage-Source Inverter: VSI)

โครงสร้างแรงดันดีซีลิงค์มีขนาดตัวเก็บประจุที่มีค่ามาก อาจกล่าวได้ว่าแรงดันอินพุตของ อินเวอร์เตอร์มีค่าคงที่ ทำให้แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์คงที่ไม่ขึ้นอยู่กับโหลด และโดยทั่วไป แบ่งออกเป็น 2 ชนิดด้วยกันคือ 6-สแต็ปอินเวอร์เตอร์ และ พีคดับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ ข้อดีของ อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายแรงดันคือ สามารถควบคุมแรงดันและความถี่ได้ง่าย ปรับความถี่ได้ในย่าน กว้าง ส่วนข้อเสีย มักมีปัญหาในเรื่องการลัดวงจรของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งในกึ่งเดียวกันของ อินเวอร์เตอร์ ในทางปฏิบัติใช้วงจรลอคเอาท์ที่มีการสร้างเดดไทม์ (Dead Time) เป็นส่วนช่วยในการป้องกัน

ในที่นี้จะขอกกล่าวเพียงชนิด พีคดับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์เท่านั้น ทั้งนี้เพราะในการศึกษาครั้งนี้ เป็นการสร้างอินเวอร์เตอร์บนพื้นฐานของพีคดับลิวเอ็ม ซึ่งโดยทั่วไปจะไม่นิยมใช้อินเวอร์เตอร์ ชนิด 6-สแต็ป เพราะมีข้อเสียมากกว่าชนิดพีคดับลิวเอ็ม

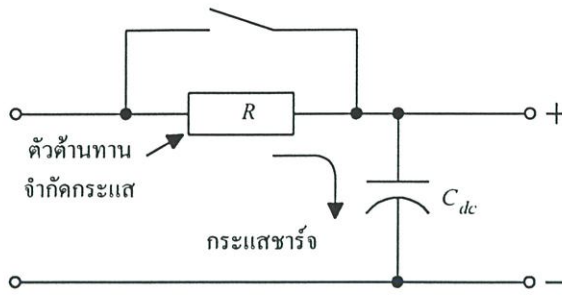
2.3.3 พีคดับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ (PWM Inverter)

โครงสร้างของพีคดับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ ซึ่งโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ประกอบด้วยวงจร คอนเวอร์เตอร์ (Converter) โดยทั่วไปนิยมใช้โคโอดเรคตีไฟเออร์ซึ่งเป็นวงจรเปลี่ยนแรงดัน กระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง ป้อนให้กับพีคดับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์และใน ส่วนของคอนเวอร์เตอร์ยังต้องมีวงจรจำกัดกระแสอินรัช (In rush current suppression) จากรูปที่ 2.14 เมื่อเปิดสวิตช์

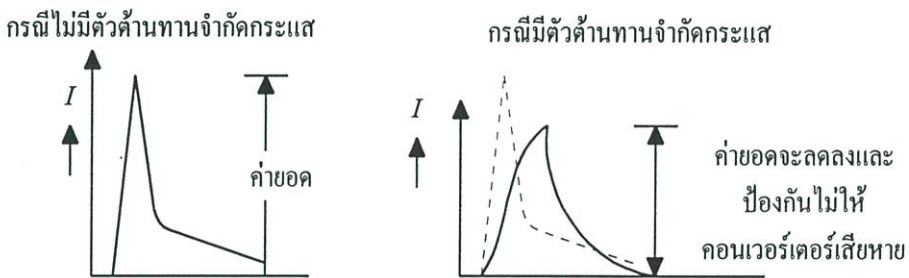


รูปที่ 2.14 วงจรกำลังของพีคดับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์

ดังนั้นครั้งแรกจะต้องชาร์จประจุให้คาปาซิเตอร์จึงทำให้มีกระแสจำนวนมากไหลเข้ามาในวงจร ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการจำกัดกระแสอินรัชนี้ โดยใช้วงจรรูปที่ 2.16



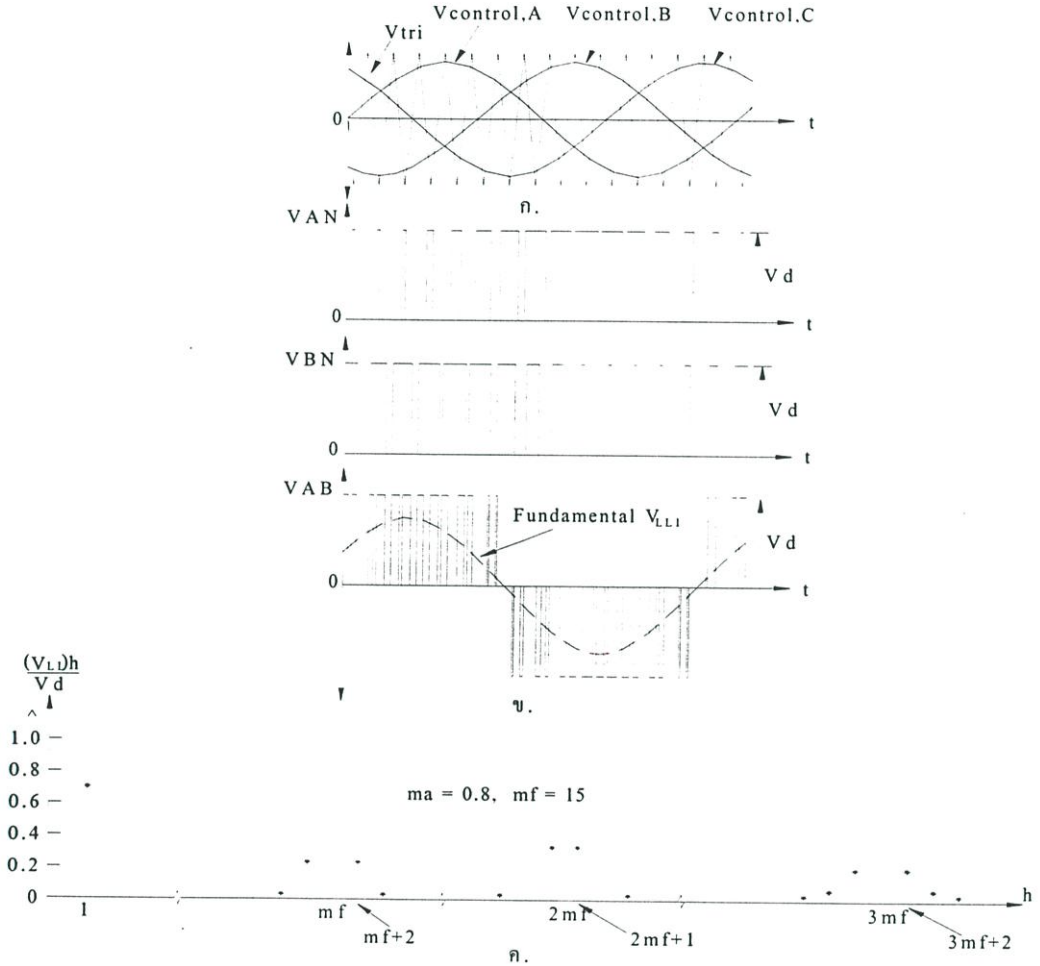
รูปที่ 2.15 วงจรจำกัดกระแสอินรัช



รูปที่ 2.16 กระแสอินรัช

เมื่อกระแสประจุคาปาซิเตอร์จนเต็มแล้วจึงใช้หน้าสัมผัสของรีเลย์ลัดวงจรตัวต้านทานจำกัดกระแส ในส่วนของพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันนี้จะเป็นส่วนที่ทำหน้าที่ควบคุมทั้งความถี่และแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์ หลักการหนึ่งที่ใช้ในการกำเนิดสัญญาณควบคุมสวิทช์ของอินเวอร์เตอร์ก็คือจะใช้การเปรียบเทียบระหว่าง แรงดันควบคุมที่เป็นรูปคลื่นไซน์ 3 เฟส (V control) ที่มีเฟสต่างกัน 120° องศาทางไฟฟ้าและมีคุณสมบัติที่สามารถปรับแอมพลิจูดให้แปรผันไปตามความถี่ได้ด้วย โดยจะนำสัญญาณควบคุมนี้ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม (Triangle waveform) ที่มีความถี่เท่ากับความถี่ของการสวิทช์ดังที่แสดงในรูปที่ 2.17 จากนั้นจึงนำสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบไปควบคุมลำดับของการสับสวิทช์อีกทีเมื่อพิจารณาแรงดันทางด้านเอาต์พุต อินเวอร์เตอร์ใช้พีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส คือการควบคุมแรงดันเอาต์พุตและความถี่ด้วยการคงที่แรงดันดีซี อินพุตการกำเนิดสัญญาณพีดับบลิวเอ็มจะใช้รูปคลื่นสามเหลี่ยมเดียวกัน และเปรียบเทียบกับแรงดันควบคุมแบบไซน์ซึ่งมีมุมต่างเฟสกัน 120 องศาซึ่งแสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.17 เพื่อต้องการให้แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสนั้นสมดุลย์ ในรูปที่ 2.17 ขแสดงให้เห็นถึงจำนวนขององค์ประกอบแรงดันดีซีเฉลี่ย และแรงดันเอาต์พุต V_{AN} และ V_{BN} ซึ่งได้จากการวัดเมื่ออ้างอิงกับด้านลบของแรงดันเชื่อมโยงดีซี และจะสังเกตเห็นว่าแรงดันเอาต์พุต V_{AB} จะไม่มีองค์ประกอบของแรงดัน ดีซี เนื่องจากถูกหักลบกันหมดไป(ถ้าแรงดัน V_{AN} และ V_{BN}

นั้นสมมูล) เนื่องจากแรงดัน V_{AB} นั้นเกิดจากแรงดัน $V_{AN} - V_{BN}$ ซึ่งจะเห็นว่าหลักการนี้เหมือนกับอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวที่ใช้เทคนิคการสวิตช์แบบ PWM.



รูปที่ 2.17 รูปคลื่นแรงดันพีคดับทิวเอ็ม และสเปกตรัมฮาร์มอนิกส์

2.3.4 การทำงานของ PWM ในย่านดัชนีการมอดูเลตเชิงเส้น ($m_a \leq 1.0$)

ในย่านการมอดูเลตที่เป็นเชิงเส้น $m_a \leq 1.0$ องค์ประกอบของความถี่พินดามเมนทอลในแรงดันเอาท์พุทจะเปลี่ยนแปลงเป็นเชิงเส้น กับอัตราส่วนการมอดูเลต (m_a) จากรูปที่ 2.17ข. ค่าสูงสุดขององค์ประกอบความถี่พินดามเมนทอล ในกึ่งหนึ่งของแรงดันพินดามเมนทอลคือ

$$\hat{V}_{AN1} = m_a \frac{V_d}{2} \tag{2.27}$$

คังนั้นแรงดันโวลต์ที่ความถี่พินคาเมนทอล ซึ่งต่างเฟสกัน 120 องศา สามารถเขียนความสัมพันธ์ได้เป็น

$$V_{LL1} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_{AN1} \quad (2.28)$$

$$= \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_d$$

$$\approx 0.612 m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0)$$

องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ ของแรงดันโวลต์ในลำดับต่างๆสามารถคำนวณได้ ซึ่งฮาร์โมนิกส์บางตัว จะถูกกำจัดออกไปจากแรงดันโวลต์ ซึ่งแรงดันฮาร์โมนิกส์อาร์เอ็มเอสก็สามารถคำนวณได้เช่นกัน[1]

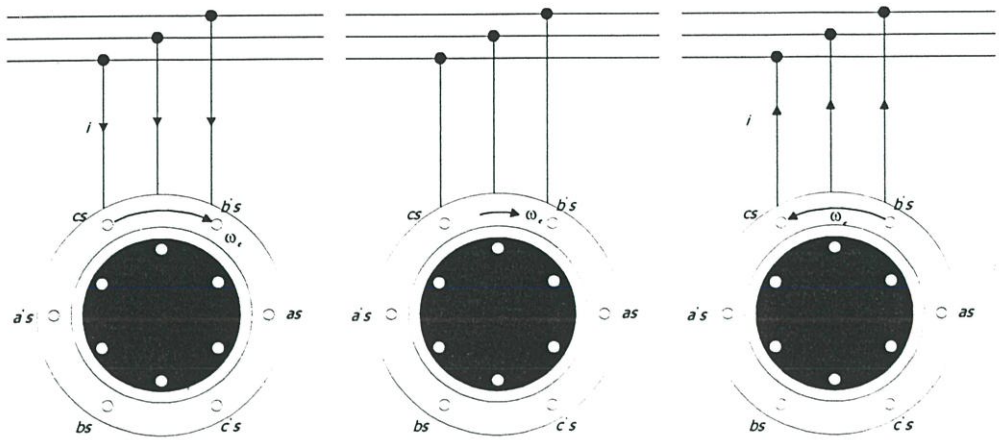
2.4 การเบรกแบบไดนามิก (Dynamic Braking) และการเบรกแบบคืนพลังงาน

(Regenerative Braking)

ก่อนที่จะกล่าวถึงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ทำให้เกิดการเบรกจะขอกล่าวถึงมอเตอร์ในขณะที่ทำงานเป็นเครื่องกำเนิดก่อนทั้งนี้จะพูดถึงมอเตอร์ทั้ง 2 ประเภทคือมอเตอร์แบบเหนี่ยวนำและซิงโครนัสมอเตอร์

2.4.1 มอเตอร์แบบเหนี่ยวนำขณะทำงานเป็นเครื่องกำเนิด

ถ้าจะมองกันอย่างง่าย ๆ แล้วสภาพการทำงานเป็นเครื่องกำเนิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถพิจารณาได้จากรูปที่ 2.18 จากรูปพิจารณากรณีที่เครื่องจักรกลไฟฟ้าทำงานเป็นมอเตอร์ก่อน (Motoring mode) ในโหมดการทำงานนี้ ค่าความเร็วเชิงมุมของสนามแม่เหล็กหมุน ω_e จะมีค่ามากกว่าความเร็วเชิงมุมของตัวโรเตอร์ ω_1 ส่งผลให้เกิดการเหนี่ยวนำและแรงปฏิกิริยาให้ตัวโรเตอร์หมุนตาม ซึ่งเป็นการจ่ายกำลังให้กับมอเตอร์ กระแสที่ไหลเข้ามอเตอร์ก็จะล้าหลังแรงดันไม่เกิน 90 องศาทางไฟฟ้าซึ่งจะทำให้ $P = VI \cos \theta$ มีค่าเป็นบวกซึ่งอาจมองง่าย ๆ ว่ากระแสมีทิศทางไหลเข้าหาโหลดหรือมอเตอร์ในทางกลับกันเมื่อหาเครื่องต้นกำลังมาขับให้โรเตอร์หมุนเร็วกว่าสนามแม่เหล็กหมุนขณะที่เรายังจ่ายไฟให้มอเตอร์อยู่นั้น มีผลทำให้โรเตอร์กับสนามแม่เหล็ก ที่เคยหมุนตามเข็มนาฬิกา จะกลายเป็นหมุนทวนเข็มนาฬิกา ซึ่งหลักการนี้ก็คือหลักการความเร็วสัมพันธ์ ในทฤษฎีทางฟิสิกส์นั่นเองดังนั้นกระแสที่ไหลเข้ามอเตอร์ก็จะกลายเป็นไหลออกจากมอเตอร์เข้าหาแหล่งจ่าย หลักการดังกล่าวนี้เองได้ถูกนำมาใช้ในการเบรกของอินเวอร์เตอร์



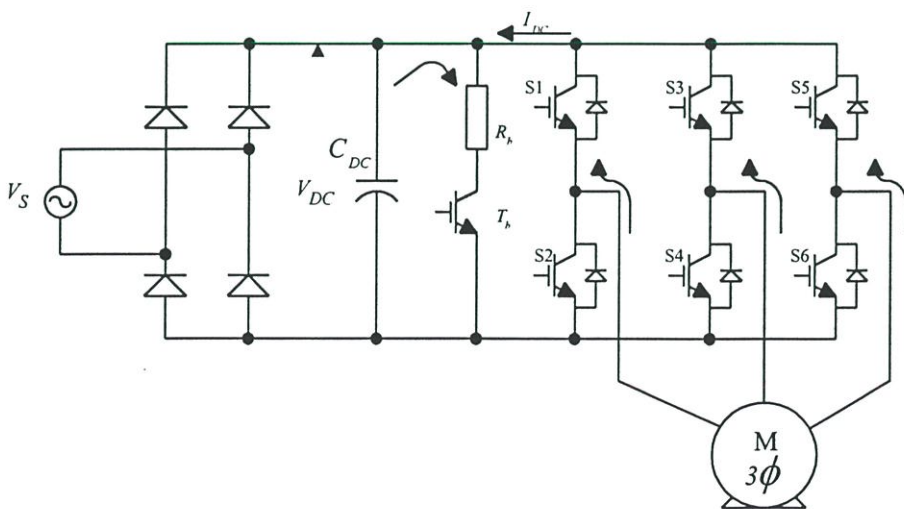
(ก) เมื่อ $\omega_s > \omega_r$

(ข) เมื่อ $\omega_s = \omega_r$

(ค) เมื่อ $\omega_s < \omega_r$

รูปที่ 2.18 ขนาดของสนามแม่เหล็กหมุนและทิศทางการแส

โดยการนำไดโอดมาขนานกับทรานซิสเตอร์ในลักษณะการต่อขนานกลับทิศทาง (Inverse-parallel) เพื่อรับกระแสย้อนกลับจากตัวมอเตอร์ขณะทำงานในโหมดเครื่องกำเนิด โดยจะเกิดขึ้นได้เมื่อลดความเร็วของอินเวอร์เตอร์ลง ผลก็คือ ω_e ที่สเตรเตอร์ของตัวมอเตอร์ลดลง แต่ ω_1 ซึ่งเป็นความเร็วเชิงมุมของโรเตอร์ยังไม่สามารถลดลงได้ทันทีทันใด เนื่องจากตัวโรเตอร์ซึ่งมีน้ำหนักมากจะมีความเฉื่อยสูง ผลก็คือ จะเกิดสภาวะที่ทำให้มอเตอร์ทำงานในโหมดของเครื่องกำเนิด ทำให้เกิดกระแสย้อนกลับซึ่งเราจะไม่ยอมให้กระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์ เพราะจะทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหาย แต่จะให้กระแสดังกล่าวนี้ไหลผ่านไดโอดที่ต่อไว้กลับเข้าสู่แหล่งจ่ายภาค DC แทนดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.19

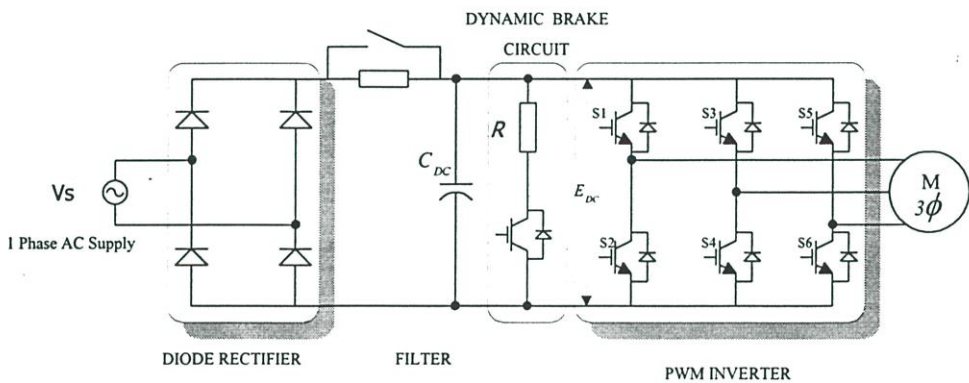


รูป 2.19 การไหลย้อนกลับของกระแสสู่แหล่งจ่ายกระแสตรง

จากลักษณะการคืนพลังงานของมอเตอร์แบบดังกล่าวข้างต้นจะทำให้เกิดกระแสไหลย้อนกลับเข้าวงจรเชื่อมโยงกระแสตรง ซึ่งถ้าภาคเรกติไฟเป็นแบบธรรมดาทั่วไป คือต่อแบบบริดจ์ 4 ตัว สำหรับไฟเฟสเดียว และ 6 ตัวสำหรับไฟ 3 เฟสกระแสจะไม่สามารถย้อนกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายได้ กระแสดังกล่าวจะไปชาร์จคาปาซิเตอร์ซึ่งต่ออยู่กับวงจรเชื่อมโยงกระแสตรงให้มีแรงดันสูงขึ้นเรื่อย ๆ ดังนั้นจึงต้องทำการถ่ายเทพลังงานดังกล่าวซึ่งถูกเก็บอยู่ในรูปของประจุในคาปาซิเตอร์ออกไป เพื่อป้องกันคาปาซิเตอร์เสียหาย วิธีที่นิยมใช้เพื่อถ่ายเทพลังงานดังกล่าวมี 2 วิธีคือ การเบรกแบบไดนามิกและการเบรกแบบคืนพลังงาน

2.4.2 การเบรกแบบไดนามิก(Dynamic Breaking)

การเบรกแบบนี้คาปาซิเตอร์จะคายประจุให้กับตัวต้านทานเพื่อปล่อยพลังงานในรูปของความร้อน โดยกำลังที่ถ่ายออกมามีค่าเท่ากับ $I^2 R$ วิธีนี้เรียกว่า การเบรกแบบไดนามิก โดยมีลักษณะของวงจรแสดงไว้ในรูปที่ 2.20

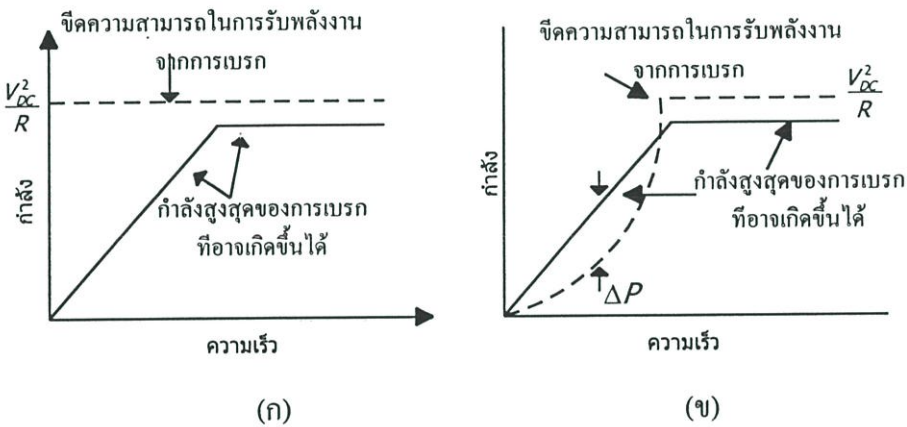


รูปที่ 2.20 วงจรที่มีการเบรกแบบไดนามิก

ไอจีบีที (IGBT) ที่ต่ออนุกรมกับ R มีหน้าที่เป็นอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งเพื่อเปิดวงจรให้คาปาซิเตอร์ถ่ายประจุให้กับ R โดยการวงจรควบคุมการสวิตช์การถ่ายกำลังไฟฟ้านั้นจะควบคุมไม่ให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงสูงมากเกินไปเพราะแรงดันสูงจะทำให้คาปาซิเตอร์และอุปกรณ์สวิตช์ (IGBT) เกิดความเสียหายได้

สำหรับความสามารถในการรับกำลังงานย้อนกลับของแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยงนั้น ความสามารถของอินเวอร์เตอร์แบบ PWM จะมีมากกว่าอินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม เนื่องจากแรงดันของวงจรกระแสตรงเชื่อมโยงที่ ดังนั้นภาควงจรกระแสตรงเชื่อมโยงของชุดคอนเวอร์เตอร์จะสามารถรับกำลังงานย้อนกลับเนื่องจากการเบรกได้คงที่เท่ากับ $\frac{V_{DC}^2}{R}$ ในทุกความเร็วรอบของมอเตอร์ เมื่อ V_{DC} คือแรงดันของวงจรกระแสตรงเชื่อมโยง และ R คือความต้านทานที่นำมาต่อ

ขนานกับ คาปาซิเตอร์ C_{DC} เมื่อพิจารณาความสามารถในการรับกำลังงานย้อนกลับเนื่องจากผลการเบรกของอินเวอร์เตอร์รูปคลื่นสี่เหลี่ยม จะพบว่าความสามารถในการรับกำลังงานย้อนกลับเป็นแบบกราฟพาราโบลาเนื่องจากการแปรผันตามแรงดันกำลังสองของแรงดันที่วงจรกระแสตรงเชื่อมโยงที่ไม่คงที่แต่จะแปรผันตรงกับความเร็วมอเตอร์เพื่อรักษา $\frac{V}{f}$ ให้คงที่ นี่คือข้อได้เปรียบอีกอย่างหนึ่งของอินเวอร์เตอร์แบบ PWM ที่มีต่ออินเวอร์เตอร์รูปคลื่นสี่เหลี่ยม ได้แสดงความสามารถในการรับกำลังงานย้อนกลับเนื่องจากการเบรกของอินเวอร์เตอร์ [4]



รูปที่ 2.21 ความสามารถในการรับกำลังงานย้อนกลับเนื่องจากการเบรกของอินเวอร์เตอร์

จากรูปกราฟในแต่ละรูปจะแบ่งออกเป็น 2 ช่วง คือช่วงแรกแรงบิดคงที่และช่วงกำลังคงที่เส้นประแสดงถึงความสามารถในการรับกำลังงานย้อนกลับของวงจรเชื่อมโยงกระแสตรงซึ่งจะเห็นว่าของ PWM นั้นความสามารถในการรับกำลังงานจะคงที่ต่อเนื่องกันทั้ง 2 ช่วง ในขณะที่ของอินเวอร์เตอร์รูปคลื่นสี่เหลี่ยมจะเป็นพาราโบลาในช่วงแรงบิดคงที่ซึ่งเป็นผลจากแรงดันที่แปรผันตลอดย่านความเร็วแต่จะไปคงที่เมื่อพ้นความเร็วพิกัดเพราะจุดนั้นแรงดันของวงจรเชื่อมโยงกระแสตรงจะคงที่แล้ว

สำหรับกำลังของมอเตอร์ในแต่ละความเร็วนั้นถูกแสดงไว้ด้วยเส้นทึบซึ่งจะเห็นว่า ในช่วงแรงบิดคงที่ที่กำลังจะแปรผันเป็นเชิงเส้นเทียบความเร็วรอบ ตามสมการ $P = T\omega$ จนกระทั่งถึงความเร็วพิกัดและเริ่มเข้าสู่การทำงานแบบกำลังคงที่ การแปรผันนั้นจึงจะหยุดลง จากรูปจะเห็นได้ว่าอินเวอร์เตอร์แบบ PWM สามารถรับกำลังเนื่องจากการเบรกได้ทุกกระยะถ้าเราเลือกค่า R ให้สามารถรับกำลังสูงสุดได้ แต่อินเวอร์เตอร์รูปคลื่นสี่เหลี่ยมจะไม่สามารถรับได้ทั้งหมดในช่วงแรงบิดคงที่ กำลังการเบรกที่เกินความสามารถในการรับของตัวอินเวอร์เตอร์จะส่งผลให้แรงดันที่วงจรเชื่อมโยงกระแสตรงสูงขึ้น และส่งผลเสียหายต่อคอนเวอร์เตอร์และตัวมอเตอร์เอง

สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ PWM ที่มีวงจรถูกเรกติไฟเออร์เป็นแบบสวิตชิ่งนั้นความสามารถในการรับกำลังงานจากการเบรกจะมีมากกว่าอินเวอร์เตอร์แบบ PWM ที่มีภาคเรกติไฟเออร์เป็นวงจรบริดจ์ไดโอดตามปกติ เนื่องจากว่าเราสามารถกำหนดให้แรงดันที่วงจรเชื่อมโยงกระแสตรงของคอนเวอร์เตอร์ที่มีเรกติไฟเออร์เป็นแบบสวิตชิ่งมีค่าสูงกว่าปกติได้ เมื่อค่าแรงดันที่วงจรเชื่อมโยงกระแสตรงมีค่ามากกว่า ก็หมายความว่ากำลังงานที่รับได้มีค่ามากขึ้นด้วยยกตัวอย่างเช่น ถ้าแรงดันที่วงจรเชื่อมโยงกระแสตรงของเรกติไฟเออร์แบบสวิตชิ่งมีค่ามากกว่าปกติ 10% ก็จะรับพลังงานเพิ่มได้เท่ากับ

$$P_b = \frac{(1.1V_2)^2}{R} = \frac{1.21V_d^2}{R} \quad (2.29)$$

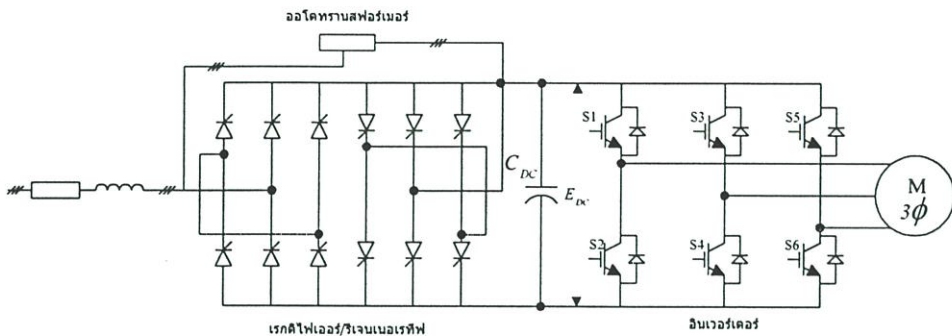
ส่งผลให้ระบบของอินเวอร์เตอร์การขับเคลื่อนมอเตอร์มีผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงที่ดีที่สุด

2.4.3 การเบรกแบบคืนพลังงาน (Regenerative Braking)

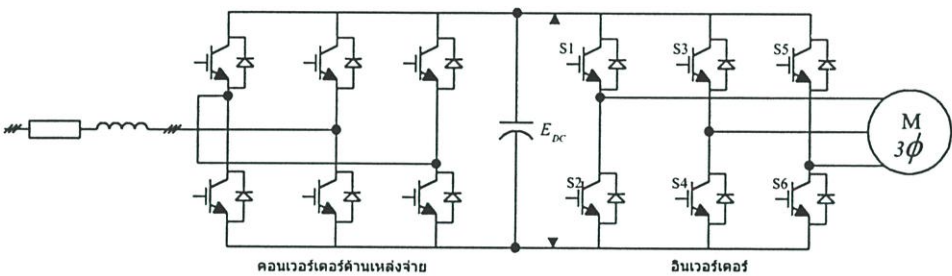
เมื่อทำการควบคุมความเร็วมอเตอร์อินดักชันนั้นเมื่อความเร็วรอบโรเตอร์สูงกว่าความเร็วรอบซึ่งโค่นต์ในสภาวะนี้จะทำให้มอเตอร์ทำตัวเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าโดยจ่ายพลังงานย้อนกลับทำให้แรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์มีค่าสูงจากวิธีในการลดแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยงหรือการเบรกมอเตอร์นั้น จากหลักการที่กล่าวมาในข้างต้นนั้นจะใช้วิธีการนำพลังงานจ่ายให้กับความต้านทาน R ในการทำวิธีนี้ทำให้เกิดการสูญเสียและเป็นการนำพลังงานไปใช้ประโยชน์อย่างเต็มที่ แต่สำหรับการเบรกคืนพลังงานนั้น จะนำพลังงานที่ได้จากการเบรกกลับไปใช้ประโยชน์ โดยทั่วไปจะแบ่งได้ 2 วิธี คือ 1. การนำพลังงานที่ได้จากการเบรกกลับคืนสู่แหล่งจ่าย และ 2. การนำพลังงานที่ได้จากเบรกไปให้อินเวอร์เตอร์ชุดอื่นที่ต่ออยู่ในวงจรกระแสตรงเชื่อมโยงในภาคเรกติไฟเออร์ร่วมกัน การนำพลังงานที่ได้จากการเบรกกลับคืนให้แหล่งจ่าย ในปัจจุบันวงจรเรกติไฟเออร์ที่ถูกนำมาใช้เพื่อคืนพลังงานให้กับแหล่งจ่ายมีอยู่ 2 ลักษณะ คือ เรกติไฟเออร์ที่มีวงจรบริดจ์ไทรสเตอร์ 2 ชุดต่อขนานกลับทิศทางซึ่งกันและกัน (Inverse parallel) และเรกติไฟเออร์แบบสวิตชิ่ง (Switch mode rectifier) ดังแสดงในรูปที่ 2.22 และ 2.23 ตามลำดับ

ลักษณะการต่อวงจรเพื่อการคืนพลังงานของคอนเวอร์เตอร์ตามรูปที่ 2.22 นั้นถือเป็นเทคโนโลยีแบบเก่าซึ่งใช้กันมานาน และได้ผลดีในระดับหนึ่งหลักการทำงานของวงจรนี้ก็คือในขณะที่มอเตอร์ทำงานเป็นมอเตอร์ (Motoring mode) วงจรบริดจ์ไทรสเตอร์ชุด A จะทำหน้าที่เป็นเรกติไฟเออร์ผ่านพลังงานจากระบบไฟฟ้ากระแสสลับของแหล่งจ่ายมายังวงจรเชื่อมโยงกระแสตรง แต่ในช่วงเบรกมอเตอร์ทำงานเป็นเครื่องกำเนิด (Generative mode) วงจรบริดจ์ไทร

ทรিসเตอร์ชุด B จะทำหน้าที่เป็นอินเวอร์เตอร์ผ่านพลังงานจากวงจรเชื่อมโยงกระแสตรงไปยังระบบไฟฟ้ากระแสสลับของแหล่งจ่าย



รูปที่ 2.22 คอนเวอร์เตอร์ที่มีชุดเรกติไฟ์เออร์ต่อแบบขนานกลับทิศเพื่อคืนพลังงานขณะเบรก



รูปที่ 2.23 คอนเวอร์เตอร์ที่มีชุดเรกติไฟ์เออร์ต่อแบบสวิตชิงทำหน้าที่เพื่อคืนพลังงานขณะเบรก

โดยผ่านออตโททรานสฟอเมอร์ เพื่อปรับระดับแรงดันให้เหมาะสมกับการคืนพลังงานสู่แหล่งจ่าย วิธีนี้ก็ถือเป็นวิธีที่ใช้งานได้ดีในอดีตแต่มีข้อเสียหลัก ๆ อยู่ 2 ประการ คือ 1. กระแสด้านขาเข้าไม่เป็นรูปไซน์ทั้งขณะรับพลังงานและคืนพลังงานและ 2. พิวส์ด้านขาเข้ามักขาดอยู่เสมอถ้าแรงดันของแหล่งจ่ายตกในขณะที่คอนเวอร์เตอร์กำลังคืนพลังงานกลับสู่ระบบ ข้อเสียในข้อแรกนั้นถือเป็นเรื่องปกติที่ต้องเกิดขึ้นเนื่องจากคุณสมบัติของตัวไทรสเตอร์เอง ส่วนข้อเสียข้อที่สองนั้นก็ถือเป็นเรื่องปกติที่ต้องเกิดขึ้นและต้องออกแบบมาเพื่อยอมให้พิวส์ขาด สาเหตุที่เหตุการณ์ตามข้อสองนี้เกิดขึ้นเนื่องจากว่าในขณะที่มอเตอร์กำลังคืนพลังงานกลับเข้าสู่วงจรเชื่อมโยงกระแสตรงนั้น แรงดันที่วงจรเชื่อมโยงกระแสตรงไม่ได้ขึ้นอยู่กับแหล่งจ่าย เนื่องจากไทรสเตอร์ชุด A ไม่ทำงานแต่จะขึ้นกับพลังงานที่ไหลออกมาจากตัวมอเตอร์ ดังนั้นแรงดันที่วงจรเชื่อมโยงกระแสตรงจะยังมีค่าตามปกติเพื่อผลักให้กระแสไหลกลับเข้าแหล่งจ่าย ในขณะที่เดียวกันนั้นถ้าสมมุติว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายเกิดตกลง หรือหายไปแบบทันทีทันใด แม้ว่าจะเป็นช่วงขณะก็ตามจะส่งผลให้ไม่มีแรงดันจากแหล่งจ่ายมาต้านกับแรงดันที่วงจรเชื่อมโยงกระแสตรง กระแสที่ไหลจากวงจรเชื่อมโยงกระแสตรงกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วในลักษณะของกระแสลัดวงจร โดยมีอิมพีแดนซ์ใน

วงจรคือความต้านทานและรีแอคแตนซ์ของ ออโตทรานสฟอร์มเมอร์,รีแอคเตอร์,ความต้านทาน และรีแอคแตนซ์ของหม้อแปลงด้านแหล่งจ่ายผลที่เกิดขึ้นนี้จึงทำให้พีวส์ขาด เพราะผู้ผลิตต้องออกแบบพีวส์มาเพื่อป้องกันกระแสลัดวงจรนี้ด้วย ไม่เช่นนั้น ไทริสเตอร์ชุด B และทรานซิสเตอร์ของชุดอินเวอร์เตอร์ก็จะเสียหายได้ ข้อเสียที่สำคัญทั้ง 2 ประการข้างต้นของคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2.23 สามารถแก้ไขได้เมื่อใช้คอนเวอร์เตอร์ที่มีภาคเรกติไฟเออร์เป็นแบบสวิตซ์ซึ่งตามรูปที่ 2.23 โดยระบบจะประกอบด้วยคอนเวอร์เตอร์ที่มีลักษณะเหมือนกันทั้ง 2 ชุด คือคอนเวอร์เตอร์ทางด้านมอเตอร์ และคอนเวอร์เตอร์ทางด้านแหล่งจ่าย ในขณะที่มอเตอร์รับพลังงานไปขับโหลดคอนเวอร์เตอร์ทางด้านแหล่งจ่ายจะทำหน้าที่เป็นเรกติไฟเออร์และคอนเวอร์เตอร์ด้านมอเตอร์จะทำหน้าที่เป็นอินเวอร์เตอร์จ่ายพลังงานให้กับมอเตอร์ แต่ถ้ามอเตอร์ทำงานเป็นเครื่องกำเนิดในช่วงเบรกคอนเวอร์เตอร์ด้านมอเตอร์จะเปลี่ยนกลับมาทำหน้าที่เป็นเรกติไฟเออร์แทนเพื่อถ่ายพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับจากมอเตอร์มายังวงจรเชื่อมโยงกระแสตรงส่วนคอนเวอร์เตอร์ด้านแหล่งจ่ายก็จะเปลี่ยนการทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์เพื่อถ่ายพลังงานจากวงจรเชื่อมโยงกระแสตรงมายังแหล่งจ่ายกระแสสลับอีกต่อหนึ่ง และเนื่องจากเราสามารถควบคุมการทำงานของชุดทรานซิสเตอร์ได้อย่างอิสระ ทำให้มีกระแสขาเข้าและขาออกจากคอนเวอร์เตอร์มีรูปร่างที่ใกล้เคียงคลื่นรูปไซน์เป็นอย่างมากดังในรูปที่ 2.24 แสดงการเปรียบเทียบรูปร่างกระแสขาเข้าวงจรเรกติไฟเออร์แบบไทริสเตอร์ขนานกับทิศทางการบวกรเรกติไฟเออร์แบบสวิตซ์ซึ่ง

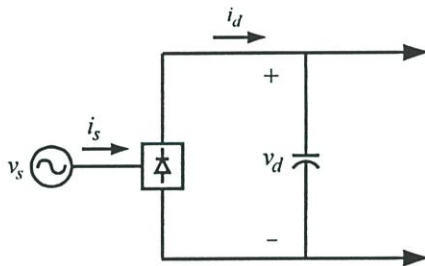
ในช่วงของข้อเสียข้อหลังนั้น เรกติไฟเออร์แบบสวิตซ์สามารถจำกัดกระแสที่ไหลกลับคืนแหล่งจ่ายได้ถ้าเกิดแรงดันที่แหล่งจ่ายตกหรือหายไปแบบทันทีทันใด เนื่องจากเราสามารถกำหนดช่วงเวลาทำงาน (Duration time) ของการเปิด-ปิด ทรานซิสเตอร์เพื่อควบคุมการไหลของกระแสได้ตลอด ซึ่งไม่สามารถทำได้ในกรณีของไทริสเตอร์เพราะหลังจากจุดชนวนให้นำกระแสแล้ว ก็ต้องปล่อยให้กระแสไหลจนกว่าแรงดันของเฟสอื่นจะมากพอที่จะให้เราจุดชนวนไทริสเตอร์ตัวอื่นมาเปลี่ยนการนำกระแสของไทริสเตอร์ตัวปัจจุบันได้ ซึ่งเป็นสาเหตุสำคัญที่ทำให้เราไม่สามารถควบคุมกระแสลัดวงจรเมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายตกหรือหายไปขณะกินพลังงานได้

บทที่ 3

หลักการพื้นฐานการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าและคอนเวอร์เตอร์

3.1 พื้นฐานและชนิดของคอนเวอร์เตอร์

ทฤษฎีของรูปคลื่นที่ไม่เป็นรูปไซน์และ เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียวในการนำอิเล็กทรอนิกส์กำลังมาประยุกต์ใช้ในงานส่วนใหญ่ นั้น กำลังทางด้านอินพุตจะอยู่ในรูปของคลื่นไซน์ 50 Hz หรือ 60 Hz เมื่อมีการเปลี่ยนระบบไฟฟ้าจากกระแสสลับมาเป็นไฟฟ้ากระแสตรงส่วนใหญ่ นิยมใช้ไดโอดเรกติไฟ์ลด์ดังรูปที่ 3.1 ตัวอย่างการนำมาประยุกต์ใช้ในงาน เช่น แหล่งจ่ายกำลังดีซี, การขับเคลื่อนมอเตอร์เอช, การขับเคลื่อนดีซีเซอร์โว โดยแรงดันเอาต์พุตกระแสตรงของเรกติไฟ์ลด์เออร์ที่ได้จะมีริบเปิล ด้วยเหตุนี้จึงได้นำคาปาซิเตอร์ขนาดใหญ่ต่อร่วมกับวงจร เสมอเสมือนเป็นตัวฟิลเตอร์ในกระแสตรง เป็นผลทำให้กระแสอินพุตที่มีการผิดเพี้ยนไปจากเดิม



รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเรกติไฟ์ลด์เออร์

3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะทางด้านอินพุต

3.2.1 รูปคลื่นที่ไม่เป็นรูปไซน์

ในวงจรเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ที่เป็นวงจรเอช/ดีซีนั้น โดยคุณสมบัติแล้วจะทำให้กระแสอินพุตเกิดการผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ ดังนั้นจึงได้นำกระแสอินพุตมาวิเคราะห์เพื่อที่จะวิเคราะห์หาปริมาณองค์ประกอบของความถี่มูลฐานและองค์ประกอบที่มีความถี่สูงกว่าความถี่มูลฐาน โดยองค์ประกอบเหล่านี้สามารถถูกนำมาคำนวณจากการเฉลี่ยของการวิเคราะห์แบบฟูเรียร์ของรูปคลื่น

3.2.2 ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส

จากรูปที่ 3.2 แสดงรูปคลื่นกระแส i_s ที่เกิดจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ทำให้เกิดการผิดเพี้ยนจากรูปคลื่นไซน์ กระแสที่ผิดเพี้ยนนี้สามารถก่อให้เกิดการผิดเพี้ยนในแรงดันด้วย แต่อย่างไร

ก็ตามการคิดเพิ่มขึ้นในแรงดันมักจะมึขนาดเล็กน้อย ดังนั้นในการวิเคราะห์เพื่อให้่าย สมมุติให้แรงดันอินพุตเป็นคลื่นไซน์เท่านั้น ที่ความถี่พื้นฐาน ดังสมการ (3.1) ($\omega_1 = \omega$ และ $f_1 = f$)

$$V_S = \sqrt{2}V_S \sin \omega_1 t \quad (3.1)$$

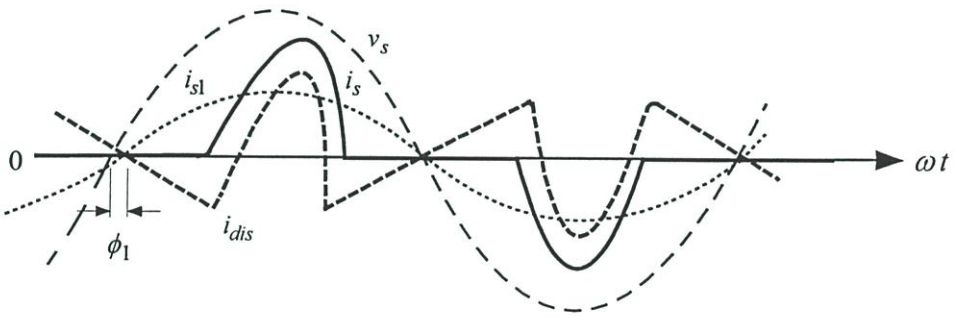
กระแส i_S คือ

$$i_S(t) = i_{S1}(t) + \sum_{h \neq 1} i_{Sh}(t) \quad (3.2)$$

เมื่อ i_{S1} เป็นส่วนประกอบพื้นฐาน

i_{Sh} เป็นส่วนประกอบที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่ $f_h (= hf_1)$ ซึ่งส่วนประกอบของกระแสเหล่านี้แสดงดังสมการที่ (3.10) คือ

$$i_S(t) = \sqrt{2}I_{S1} \sin(\omega_1 t - \phi_1) + \sum_{h \neq 1} \sqrt{2}I_{Sh} \sin(\omega_h t - \phi_h) \quad (3.3)$$



รูปที่ 3.2 แสดงการคิดเพิ่มรูปคลื่นของกระแส

เมื่อ ϕ_1 เป็นมุมเฟสระหว่างแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ที่ v_S และ i_{S1} (ϕ_1 หมายถึงกระแส i_{S1} ตามแรงดัน) ค่าอาร์เอ็มเอสของกระแส I_S สามารถคำนวณจากการกำหนดค่าอาร์เอ็มเอสตามสมการที่ 3.12 และได้รูปคลื่นกระแส i_S ดังสมการต่อไปนี้

$$I = \left(\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt \right) \quad (3.4)$$

$$I_s = \left(\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} i_s^2(t) dt \right)^{1/2} \quad (3.5)$$

เมื่อ

$$T_1 = \frac{1}{f_1} = \frac{2\pi}{\omega_1}$$

การแทนค่า i_s จากสมการ (3.10) ในสมการ (3.13) จะสังเกตเห็นได้ว่าอินทิกรัลของเทอม Cross-product ทั้งหมดเป็นศูนย์ดังสมการ

$$I_s = \left(I_{s1}^2 + \sum_{h \neq 1} I_{sh}^2 \right)^{1/2} \quad (3.6)$$

การผิดเพี้ยนในแรงดันหรือรูปคลื่นกระแสเป็นคุณสมบัติจากค่าเฉลี่ยของดัชนีที่เรียกว่า การผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกส์โดยรวม Total harmonic distortion (THD) ส่วนของค่าการผิดเพี้ยน i_{di} ของกระแสจากสมการที่ 3.10 แสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$i_{dis}(t) = i_s(t) - i_{s1}(t) = \sum_{h \neq 1} i_{sh}(t) \quad (3.7)$$

จากในรูปที่ 3.2 แสดงค่าของอาร์เอ็มเอส ได้ดังนี้

$$I_{dis} = \left[I_s^2 - I_{s1}^2 \right]^{1/2} = \left(\sum_{h \neq 1} I_{sh}^2 \right)^{1/2} \quad (3.8)$$

และค่า THD ในกระแสถูกกำหนดให้เป็น

$$\begin{aligned} \%THD_i &= 100 \times \frac{I_{dis}}{I_{s1}} \\ &= 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$= 100 \times \sqrt{\sum_{h \neq 1} \left(\frac{I_{sh}}{I_{s1}} \right)^2}$$

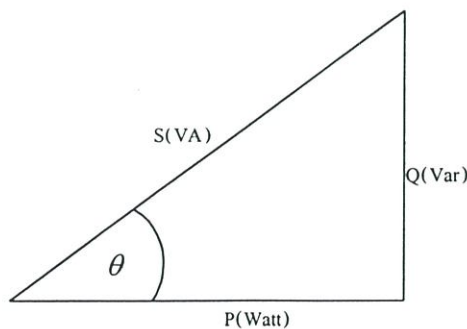
เมื่อค่ายอด $I_{s,peak}$ ของรูปคลื่น i_s ในรูปที่ 3.2 เป็นอัตราส่วนของกระแสอาร์เอ็มเอสทั้งหมดซึ่ง I_S เป็นอัตราส่วน คือ [1]

$$\text{Crest factor} = \frac{I_{s,peak}}{I_S} \quad (3.10)$$

3.2.3 กำลังและตัวประกอบกำลัง

โดยทั่วไปอุปกรณ์ที่นำมาใช้งานกับระบบไฟฟ้าจะเกิดกำลังไฟฟ้าใน 2 ลักษณะคือ กำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นแล้วสามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้และกำลังไฟฟ้าที่สูญเสียไปโดยไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้ เช่น สูญเสียในรูปความร้อน สูญเสียในรูปกำลังไฟฟ้าซึ่งกำลังไฟฟ้าสามารถแยกได้เป็น 3 ประเภทคือ

1. กำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับวงจรหรือโหลดได้จากการถอดรากที่สองของ $P^2 + Q^2$ เรียกกำลังไฟฟ้านี้ว่ากำลังไฟฟ้าปรากฏ (Apparent power) หรือค่า S มีหน่วยเป็น โวลท์แอมป์ (VA)
2. กำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นกับโหลดที่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้หรือกำลังไฟฟ้าจริง (Active power) หรือ P จากสูตร $VI \cos\theta$ มีหน่วยเป็นวัตต์ (W)
3. กำลังไฟฟ้าที่ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้หรือกำลังไฟฟ้าที่สูญเสีย (Reactive power) หรือค่า Q จากสูตร $VI \sin\theta$ มีหน่วยเป็น โวลท์แอมป์รีแอกทีฟหรือวาร์ (VAR) ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าทั้ง 3 แบบ ได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 ความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้า (Power triangle)

จากที่กล่าวมาข้างต้นจะส่งผลต่อค่าตัวประกอบกำลัง (Power factor หรือ PF) ค่าตัวประกอบ การกระจัด (Displacement power factor หรือ DPF) เมื่อเพาเวอร์แฟคเตอร์คือ อัตราส่วนของกำลัง งานจริง / กำลังงานปรากฏและมีค่า ตั้งแต่ 0 ถึง 1 = $\frac{\text{kW}}{\text{kVA}}$ หรือจากรูปที่ 3.3 จะได้ว่า $PF = \cos \theta$ โดยที่ค่า PF อาจเป็นแบบนำหน้าหรือตามหลังขึ้นอยู่กับทิศทางการไหลของกำลังงานที่ทำให้เกิดงาน ตรีแอกทีฟ ถ้ากำลังงานทั้งสองส่วนนี้ไหลไปในทิศทางเดียวกันค่า PF จะเป็นแบบตามหลังและถ้า ไหลไปคนละทิศทาง ค่า PF จะเป็นแบบนำหน้า เนื่องจากตัวคาปาซิเตอร์เป็นแหล่งกำเนิดพลังงาน ตรีแอกทีฟเพียงอย่างเดียวจึงมีค่า PF แบบนำหน้าสำหรับตัวเหนี่ยวนำมีค่า PF แบบตามหลัง ดังนั้นค่า PF เป็นการบ่งบอกถึงความสามารถในการนำกำลังไฟฟ้ามาใช้งานให้เกิดประโยชน์ได้มาก น้อยเพียงใด ซึ่งการกำหนดกำลังโดยเฉลี่ย ในรูปที่ 3.3 คือ

$$P = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} p(t) dt = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} v_s(t) i_s(t) dt \quad (3.11)$$

การใช้ v_s จากสมการ (3.1) และ i_s จากสมการ (3.3) จะสังเกตได้ว่าอินทิกรัลของเทอม C ผลคูณ แนวขวางทั้งหมดเป็นศูนย์ดังสมการ

$$P = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} \sqrt{2} V_s \sin \omega_1 t \cdot \sqrt{2} I_{s1} \sin(\omega_1 t - \phi_1) dt = V_s I_{s1} \cos \phi_1 \quad (3.12)$$

หากสังเกตจะพบว่าส่วนประกอบของกระแสที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ไม่ได้มีส่วนของกำลังเฉลี่ย จากแหล่งแรงดันไซน์ชวยอดคัล v_s โดยกำลังปรากฏ S ที่พบเป็นผลที่ได้จากแรงดันอาร์เอ็มเอสของ V_s กับกระแสอาร์เอ็มเอสของ I_s ดังสมการ

$$S = V_s I_s \quad (3.13)$$

โดยเพาเวอร์แฟคเตอร์ PF ที่มีเป็นลักษณะใกล้เคียงกับไซน์ชวยอดคัลที่สุดแสดงได้ดังในสมการ ที่ (3.14)

$$PF = \frac{P}{S} \quad (3.14)$$

จากสมการที่ (3.12) ถึง (3.14)

$$PF = \frac{V_S I_{S1} \cos \phi_1}{V_S I_S} = \frac{I_{S1}}{I_S} \cos \phi_1 \quad (3.15)$$

เพาเวอร์แฟคเตอร์ที่เคลื่อนที่ (DPF) ที่เป็นลักษณะเดียวกันกับเพาเวอร์แฟคเตอร์ในวงจรเชิงเส้นซึ่งมีแรงดันและกระแสไหลชอยคัล ถูกกำหนดเป็นโคไซน์ของมุม ϕ_1

$$DPF = \cos \phi_1 \quad (3.16)$$

ดังนั้นเพาเวอร์แฟคเตอร์ของกระแสที่ไม่ใช่รูปคลื่นไซน์ คือ

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} DPF \quad (3.17)$$

จากสมการ (3.16) จะสังเกตเห็นว่าการบิดเบี้ยวของรูปคลื่นกระแสส่งผลในรูปของ I_{s1}/I_s และเพาเวอร์แฟคเตอร์เมื่อนำสมการ (3.17) แทนในสมการ (3.17) มีค่าเท่ากับ

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i^2}} DPF \quad (3.18)$$

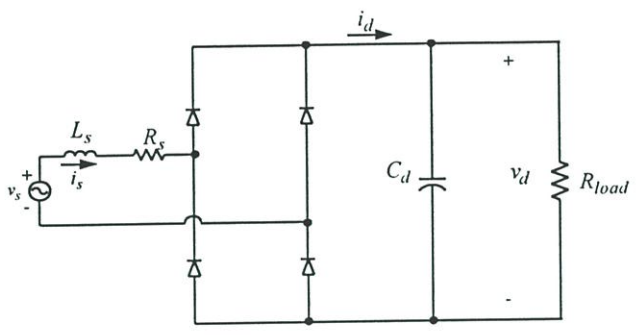
ดังนั้นในการวิเคราะห์ค่า PF ที่มีความบิดเบี้ยวไปจากรูปคลื่นมาตรฐานสามารถหาได้จากสมการ (3.18)

3.3 ไดโอดบริดจ์เรกติไฟเออร์แบบเฟสเดียว (Single-phase diode bridge rectifiers)

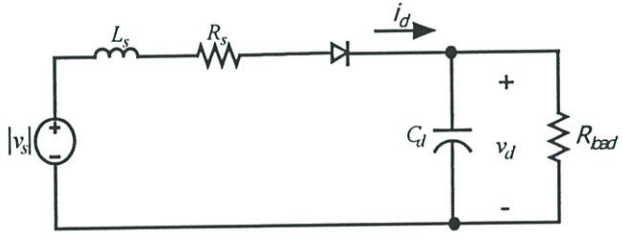
3.3.1 ไดโอดบริดจ์เรกติไฟเออร์ที่มีฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์

การทำงานของไดโอดบริดจ์เรกติไฟเออร์แบบทั่วไปดังแสดงในรูปที่ 3.4 ที่มีคาปาซิเตอร์เป็นฟิลเตอร์ที่แรงดันคิซีเชื่อมโยงโดยจำลองแหล่งจ่ายยูทิลิตี้เป็นแหล่งแรงดันไซน์ชอยคัล v_s พร้อมทั้งอิมพีแดนซ์ภายใน ซึ่งในทางปฏิบัติเป็นการเหนี่ยวนำเบื้องต้น ดังนั้นจึงแทนค่าด้วย L_s ตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งมีการวิเคราะห์ห้วงจรและสมมุติฐานเพื่อความเข้าใจในการทำงานของวงจรในรูปที่ 3.4 เมื่อโหลดถูกแทนด้วยความต้านทานที่เทียบเท่า R_{load} และในวงจรนี้มีรีปเปลที่แรงดันคาปาซิเตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์รูปคลื่นของวงจรและมีการคำนวณที่ใช้ในการวิเคราะห์ภายใต้กระแสที่ไม่ต่อ

เนื่อง เื่อนไขการทำงานของวงจรถูกตั้งสมมติฐานเพื่อใช้ได้ในความไม่ต่อเนื่องของกระแส i_d ซึ่งคล้ายคลึงกับรูปคลื่นในรูปที่ 3.6(ข) ที่ i_d เป็นศูนย์และที่ v_s ใดๆ ครึ่งรอบ หลังจากวงจรที่เทียบเท่าของรูปที่ 3.5 นำมาใช้เพื่อคำนวณแรงดันและกระแสในรูปที่ 3.6 สถานะของตัวแปรที่ถูกเลือกให้เป็นกระแสเหนี่ยวนำ i_d และแรงดันคาปาซิเตอร์ v_d ระหว่างในแต่ละครึ่งรอบของความถี่ในไลน์ที่มีช่วงแตกต่างกัน 2 ช่วงคล้ายกับรูปที่ 3.7(ก) เมื่อ $t_b = \theta_b / \omega$ และ $t_f = \theta_f / \omega$



รูปที่ 3.4 ไดโอดบริดจ์เรกติไฟเออร์ที่มีฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์



รูปที่ 3.5 วงจรที่เทียบเท่าของรูปที่ 3.4

(a) $t_b < t < t_f$ เมื่อกระแสไหลระหว่าง $t_b < t < t_f$ เมื่อ t_b เป็นจุดเริ่มต้นของการนำกระแส และ t_f เป็นเวลาการนำกระแสสุดท้ายดังสมการของความถี่ในไลน์

$$|v_s| = R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} + v_d \tag{3.19}$$

และ

$$i_d = C_d \frac{dv_d}{dt} + \frac{v_d}{R_{load}} \tag{3.20}$$

เมื่อใช้กฎ KVL และ KCL เป็นกฎแรงดันและกระแสของ Kirchhoff การนำสมการที่กล่าวมาในข้างต้นมาจัดรูปแบบใหม่ในรูปของตัวแปร ระหว่าง $t_b < t < t_f$ จะได้

$$\begin{bmatrix} -\frac{di_d}{dt} \\ \frac{dv_d}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C_d} & -\frac{1}{C_d R_{load}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ v_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} |v_s| \quad (3.21)$$

สถานะที่แปรผันของเวกเตอร์ x ประกอบด้วย i_d และ v_d ในรูปเมตริก คือ

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C_d} & -\frac{1}{C_d R_{load}} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

และ

$$b = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$x(t) = Mx(t-\Delta t) + N \left[|v_s(t)| - |v_s(t-\Delta t)| \right] \quad (3.24)$$

เมื่อ

$$M = \left[I - \frac{\Delta t}{2} A \right]^{-1} \cdot \left[I + \frac{\Delta t}{2} A \right]$$

$$N = \left[I - \frac{\Delta t}{2} A \right]^{-1} \frac{\Delta t}{2} b \quad (3.25)$$

(b) $t_f < t < t_b + \frac{1}{2}T$ ระหว่างช่วง $t_f < t < t_b + \frac{1}{2}T$ เมื่อบริดจ์เร็คติไฟเออร์ไม่ถูกนำ

กระแส

$$i_d = 0$$

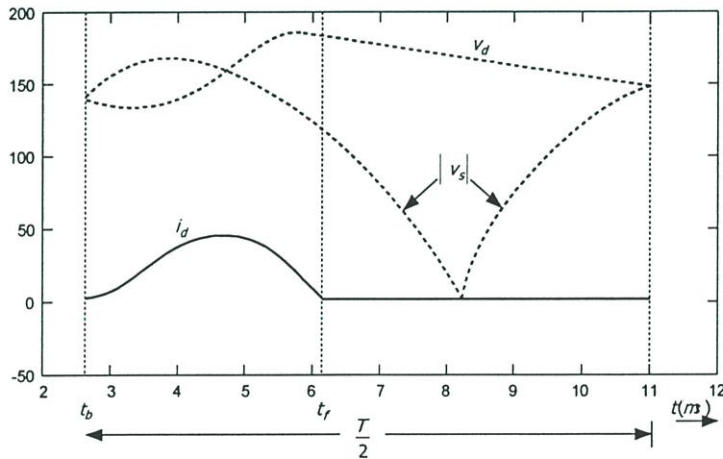
และ

$$\frac{dv_d}{dt} = -\frac{1}{C_d R_{load}} v_d \quad (3.26)$$

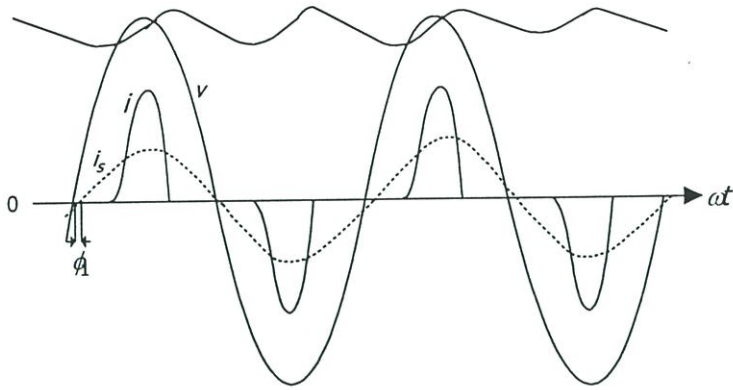
ดังนั้นจากสมการ(3.34) จะได้

$$v_d(t) = v_d(t_f) e^{-(t-t_f)/(C_d R_{load})} \quad (3.27)$$

จากสมการ(3.32) และ(3.35) ต้องใช้เวลาคงที่ t_b ซึ่งเริ่มต้นการนำกระแส ค่า t_b ที่แท้จริงเป็นผลในการเริ่มต้นของการนำกระแสที่เป็นไปอย่างช้าๆจากค่าที่ถูกเลือกเดิมจนกระทั่งได้ค่าที่แท้จริงภายในค่าที่ยอมรับได้



(ก)



(จ)

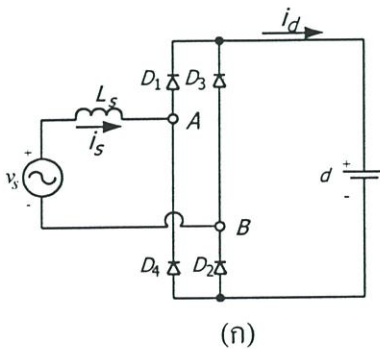
รูปที่ 3.6 รูปคลื่นในวงจรเรียงกระแสของรูปที่ 3.4

3.3.2 คุณลักษณะของเรกติไฟเออร์ที่ $v_d(t) = V_d$

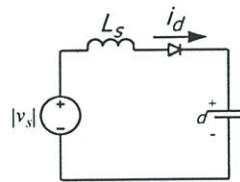
จากวงจรในรูปที่ 3.7(ก) คือวงจรเรกติไฟ์ที่แรงดันดีซีเชื่อมโยงกับคาปาซิเตอร์ที่สถานะของวงจรกระแส i_d เท่ากับศูนย์ดังในรูปที่ 3.7(ค) ภายใต้สภาวะดังกล่าววงจรที่เทียบเท่าดังในรูปที่ 3.7(จ) จากรูปคลื่นในรูปที่ 3.7(ค) เมื่อค่า v_s มากกว่า V_d ที่ θ_b ไคโอดตัวที่ 1 และ 2 เริ่มนำกระแสไปสู่ค่าสูงสุดที่ θ_p ซึ่ง v_L จะเปลี่ยนเป็นลบ กระแสจะเป็นศูนย์ที่ θ_f เมื่อพื้นที่ Volt-second A และ B มีค่าเท่ากันหรือต่างมีค่าเท่ากับค่าติดลบ กระแสยังคงเป็นศูนย์จนถึง $\pi + \theta_b$ และค่า V_d ที่ถูกกำหนด ค่าเฉลี่ย I_d ของกระแสดีซีโดย

- มุม θ_b สามารถคำนวณได้จากสมการ

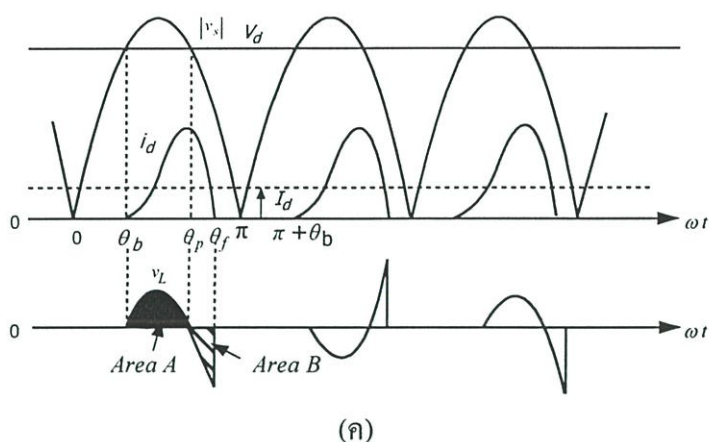
$$V_d = \sqrt{2}V_s \sin \theta_b \quad (3.28)$$



(ก)



(จ)



(ก)

รูปที่ 3.7 (ก) เร็คติไฟเออร์ที่แรงดันดีซีเชื่อมโยงคงที่

(ข) วงจรเทียบเท่า

(ค) รูปคลื่น

จากรูปที่ 3.7(ก) แรงดันเหนี่ยวนำเริ่มต้นศูนย์ที่ θ_b และเปลี่ยนเป็นศูนย์ที่ θ_p ก่อนจะเป็นค่าลบจากความสมมาตรในรูปที่ 3.7(ค)

$$\theta_p = \pi + \theta_b$$

เมื่อเกิดการไหลของกระแสแรงดันเหนี่ยวนำ v_L จะถูกกำหนดโดย

$$v_L = L_s \frac{di_d}{dt} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega t) - V_d \quad (3.29)$$

และอินทิกรัลที่เกี่ยวข้องกับ ωt สามารถเขียนเป็น

$$\omega L_s \int_{\theta_b}^{\theta} di_d = \int_{\theta_b}^{\theta} (\sqrt{2}V_s \sin \omega t - V_d) d(\omega t) \quad (3.30)$$

เมื่อ $\theta > \theta_b$ จะได้ i_d ที่ θ_b เป็นศูนย์ ดังสมการที่ 3.38 จะได้ว่า

$$i_d(\theta) = \frac{1}{\omega L_s} \int_{\theta_b}^{\theta} (\sqrt{2}V_s \sin \omega t - V_d) d(\omega t) \quad (3.31)$$

มุม θ_f ซึ่ง i_d เป็นศูนย์ จากสมการ (3.38) คือ

$$0 = \int_{\theta_b}^{\theta_f} (\sqrt{2}V_s \sin \omega t - V_d) d(\omega t) \quad (3.32)$$

ซึ่งสอดคล้องกับพื้นที่ A = พื้นที่ B ดังในรูปที่ 3.7(c)

ค่าเฉลี่ย I_d ของกระแสที่หาได้จากการอินทิเกรต $i_d(\theta)$ จาก θ_b ถึง θ_f และหารด้วย π

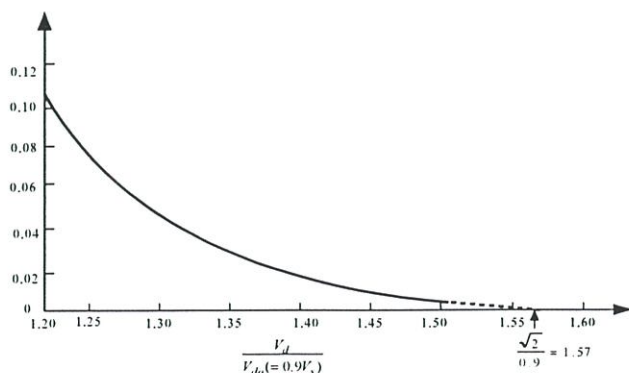
$$I_d = \frac{\int_{\theta_b}^{\theta_f} i_d(\theta) d\theta}{\pi} \quad (3.33)$$

การกำหนดค่าพารามิเตอร์ของวงจรนั้น I_d จะขึ้นอยู่กับค่าของ V_d เพื่อนำเสนอความสัมพันธ์ระหว่างทั้ง 2 ในวิธีต่างๆ ไป ให้ V_d เป็นแบบปกติโดย V_{do} และ I_d จาก $I_{short\ circuit}$ เมื่อ

$$I_{short\ circuit} = \frac{V_s}{\omega L_s} \quad (3.34)$$

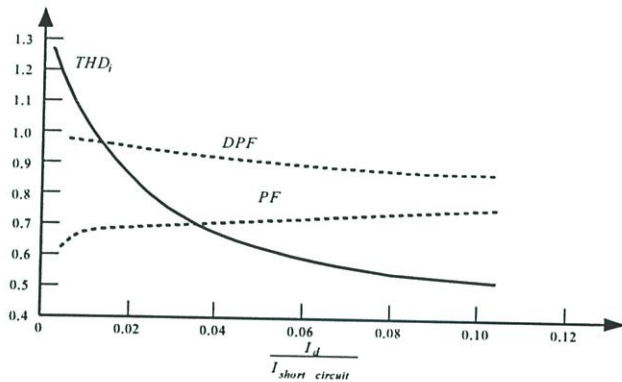
เป็นกระแสอาร์เอ็มเอสที่แหล่งแรงดันเอซี v_s ถัดวงจรไปสู่ L_s ผลที่ได้จากการปฏิบัติในช่วงคืนที่กล่าวมานั้นถูกนำมาพล็อตในรูปที่ 3.8 เมื่อกระแสถึงศูนย์ ค่า V_d ไปสู่ค่าสูงสุดของแรงดันอินพุตเอซี

$$\frac{I_d}{I_{short\ circuit}} \left(= \frac{V_s}{\omega L_s} \right)$$

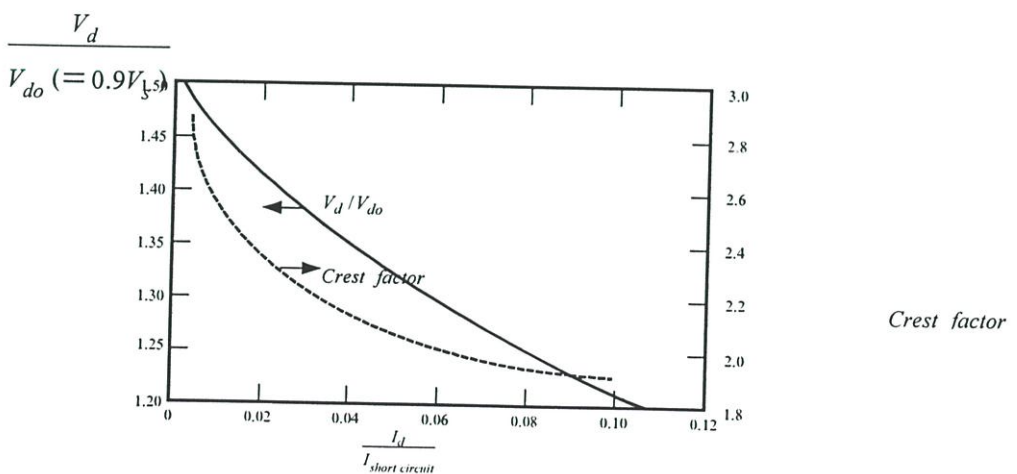


รูปที่ 3.8 I_d ต่อ V_d ในเรกติไฟเออร์รูปที่ 3.7(ก) กับแรงดันดีซีเชื่อมโยงคงที่

การประมาณค่าของแรงดันดีซีเชื่อมโยงที่คงที่ $v_d(t)=V_d$ อาจเป็นเหตุผลว่าวงจรที่สามารถใช้ เป็นประโยชน์ได้มีสูงจากรูปที่ 3.7(ก) หากว่าโหลดถูกเปลี่ยนโดยความต้านทานที่เทียบเท่า R_{load} ในรูปที่ 3.4 ค่าคงที่เวลา $C_d R_{load}$ มากกว่าค่าเวลาของความถี่ในไลน์เป็นผลให้รีปเปิลมีขนาดเล็ก มากใน v_d การประมาณเป็นการนำเสนอลักษณะของเรกติไฟเออร์ในแบบทั่วไปดังรูปที่ 3.8 และ 3.9 เป็นการพล็อตฟังก์ชันของกระแสดีซี I_d สำหรับการกำหนดค่า I_d การเพิ่ม L_s ผลใน $I_{short\ circuit}$ ที่ต่ำและด้วยเหตุนี้ $I_d / I_{short\ circuit}$ ที่สูง ดังนั้นรูปที่ 3.9 และ 3.10 แสดงการเพิ่ม L_s เป็นผลในการปรับปรุงรูปคลื่น i_s ซึ่งมี THD ต่ำกว่าทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์ดีขึ้นและ Crest factor (ที่ปรับปรุง) ต่ำกว่า ตามรูป



รูปที่ 3.9 ค่าความผิดเพี้ยนรวมของฮาร์โมนิกส์ ค่า DPF และค่า PF ในเรกติไฟเออร์ของรูปที่ 3.7(ก) ซึ่งมีแรงดันดีซีเชื่อมโยงคงที่



รูปที่ 3.10 V_d แบบปกติและ Crest factor ในเรกติไฟเออร์ของรูปที่ 3.7(ก) ซึ่งมีแรงดันดีซีเชื่อมโยงคงที่

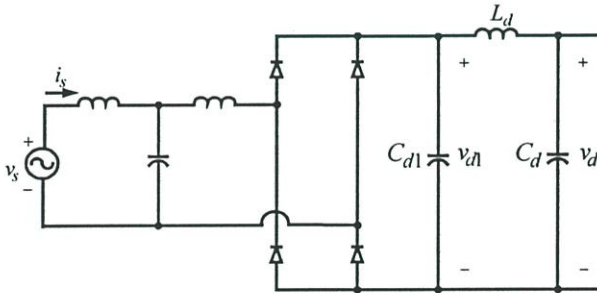
3.4 การปรับปรุงขุทธิลิตีคอนเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียว

เพื่อเป็นการปรับปรุงขุทธิลิตีคอนเวอร์เตอร์ของอุปกรณ์เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ดังนี้

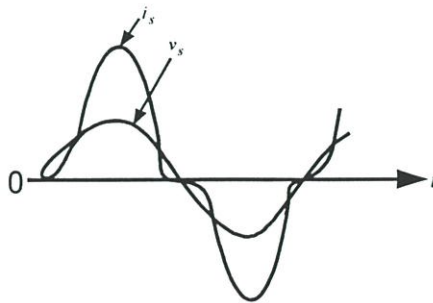
3.4.1 วงจรพาสซีฟ

ตัวเหนี่ยวนำและคาปาซิเตอร์ถูกนำมาใช้ในการเชื่อมไดโอดบริดจ์เรกติไฟเออร์เพื่อแก้ไขรูปคลื่นของกระแสจาก Utility Grid โดยการเพิ่มตัวเหนี่ยวนำใน ac side ของบริดจ์เรกติไฟเออร์ในรูปแบบที่ 3.1 ผลที่ได้คือ ค่าอินดักแตนซ์ L_s ทำให้ ac side มีประสิทธิภาพสูง ซึ่งเป็นการปรับปรุงเพาเวอร์แฟกเตอร์และลดฮาร์โมนิกส์ ซึ่งผลกระทบของการเพิ่มตัวเหนี่ยวนำ สรุปได้ดังนี้

- เนื่องจากการแก้ไขรูปคลื่นกระแสเพาเวอร์แฟกเตอร์ถูกแก้ไขจากค่าต่ำที่ให้อยอมรับได้
- แรงดันเอาต์พุต V_d ขึ้นอยู่กับเอาต์พุตของโหลดและต่ำกว่ามาก (~10%) เปรียบเทียบกับกรณีไม่มีตัวเหนี่ยวนำ
- ตัวเหนี่ยวนำและ C_d ในรูปที่ 3.1 จากวงจรกรองแบบ Low pass filter ริปเปิลขดขดในแรงดันเอาต์พุตของเรกติไฟเออร์ V_d ที่มีค่าน้อย
- ประสิทธิภาพพลังงานยังคงเหมือนเดิม มีการเพิ่มการสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำ หากแต่ว่าการสูญเสียการนำในไดโอดน้อยมาก



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.11 พาสซีฟฟิลเตอร์ที่ แก้ไขรูปคลื่น i_s

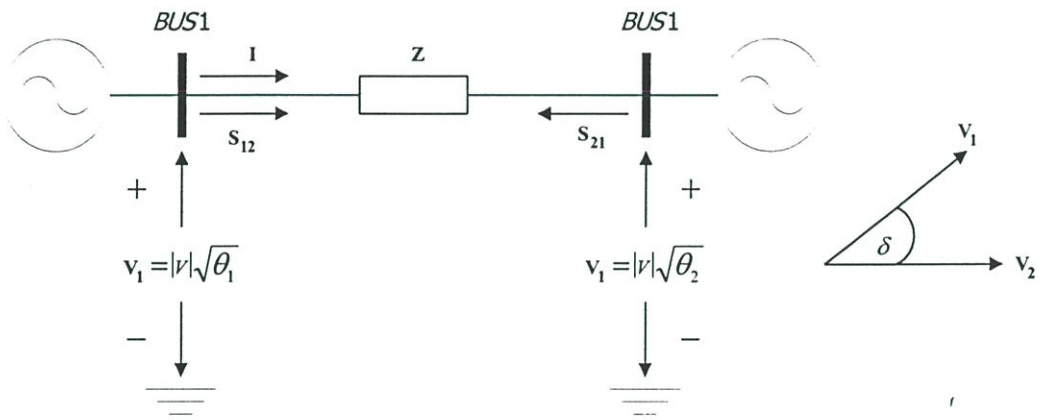
(ก) การจัดเรียงพาสซีฟฟิลเตอร์

(ข) รูปคลื่นของกระแส

มีความเป็นไปได้ว่าการแก้ไขรูปคลื่นกระแสอินพุตของรูปที่ 3.11(ข) จากการจัดเรียงวงจรในรูปที่ 3.11(ก) ที่ประกอบด้วย C_{d1} ในบริจรีคตีไฟเออร์ ซึ่งมีความสัมพันธ์กับ C_d ซึ่งยอมให้เกิดริบเบิลใน V_{d1} แต่ผลในรูปคลื่นที่แก้ไข i_s ริบเบิล V_{d1} ถูกกรองออกจากวงจรแบบ Low-pass filter ที่ประกอบด้วย L_d และ C_d ข้อเสียของการจัดเรียงเช่นนี้ คือ ต้นทุน ขนาด การสูญเสีย ที่ขึ้นอยู่กับค่าเฉลี่ยของแรงดันคิซีเชื่อมโยง V_d ในวงจรกำลัง

3.5 ทฤษฎีพื้นฐานการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า

จากการวิเคราะห์ทางเวกเตอร์การทำงานทั้ง 2 โหมด ได้อาศัยทฤษฎีการจ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างบัส 2 บัส มาเปรียบเทียบให้เห็นดังนี้



(ก) แสดงการส่งกำลังไฟฟ้าระหว่าง 2 บัส

(ข) เฟสเซอร์ไดอะแกรม

รูปที่ 3.12 หลักการการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่าง 2 บัส

ในการวิเคราะห์การไหลของกำลังไฟฟ้า โดยมีทิศทางการไหลของกระแสและกำลังไฟฟ้าตามรูปที่ 3.12 ซึ่งเป็นวันไลน์ไดอะแกรมแทนระบบส่งกำลังไฟฟ้าระหว่างบัส 1 กับบัส 2 และมีค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งเป็น $Z = R + jX$ ต่ออยู่ระหว่างบัสทั้งสอง ซึ่งมีสมการในการวิเคราะห์ดังต่อไปนี้

$$S_{12} = P_{12} + jQ_{12} = V_1 (I^*) \quad (3.35)$$

$$S_{21} = P_{21} + jQ_{21} = V_2 (-I^*) \quad (3.36)$$

$$I = \frac{V_1 - V_2}{Z} \quad (3.37)$$

โดย:

- S_{12} = คือ กำลังไฟฟ้ารวมที่ไหลจากบัส 1 ไป บัส 2
- S_{21} = คือ กำลังไฟฟ้ารวมที่ไหลจากบัส 2 ไป บัส 1
- P_{12} = คือ กำลังไฟฟ้าปรากฏที่ไหลจากบัส 1 ไป บัส 2
- P_{21} = คือ กำลังไฟฟ้าปรากฏที่ไหลจากบัส 2 ไป บัส 1
- Q_{12} = คือ กำลังไฟฟ้าเสมือนที่ไหลจากบัส 1 ไป บัส 2
- Q_{21} = คือ กำลังไฟฟ้าเสมือนที่ไหลจากบัส 2 ไป บัส 1
- V_1, V_2 = คือ แรงดันไฟฟ้าที่บัส 1 และบัส 2 ตามลำดับ
- I = คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลจากบัส 1 ไปบัส 2
- Z = คือ อิมพีแดนซ์ของสายส่ง

จากสมการที่ (3.35) และ (3.37) ได้

$$S_{12} = V_1 \left(\frac{V_1^* - V_2^*}{Z^*} \right)$$

$$S_{12} = \frac{|V_1|^2 - |V_1||V_2|\cos\theta_2 - \theta_1}{R - jX} \quad (3.38)$$

กำหนดให้ $\theta_1 - \theta_2 = \delta$

เมื่อ δ คือ มุมเฟสแวลอร์เองเกิด (Power angle) ซึ่งเป็นมุมต่างเฟสกันระหว่างแรงดันไฟฟ้าทั้งสองจะได้สมการดังนี้

$$P_{12} = \frac{1}{R^2 + X^2} (R|V_1|^2 - R|V_1||V_2|\cos\delta + X|V_1||V_2|\sin\delta) \quad (3.39)$$

$$Q_{12} = \frac{1}{R^2 + X^2} (X|V_1|^2 - X|V_1||V_2|\cos\delta - R|V_1||V_2|\sin\delta) \quad (3.40)$$

ในการทำงานเดียวกัน

$$P_{21} = \frac{1}{R^2 + X^2} (R|V_1|^2 - R|V_1||V_2|\cos\delta - X|V_1||V_2|\sin\delta) \quad (3.41)$$

$$Q_{21} = \frac{1}{R^2 + X^2} (X|V_1|^2 - X|V_1||V_2|\cos\delta + R|V_1||V_2|\sin\delta) \quad (3.42)$$

ซึ่งโดยทั่วไป $X \gg R$

$$P_{12} = \frac{|V_1||V_2|}{X} \sin\delta \quad (3.43)$$

$$Q_{12} = \frac{|V_1|^2 - |V_1||V_2|}{X} \cos\delta \quad (3.44)$$

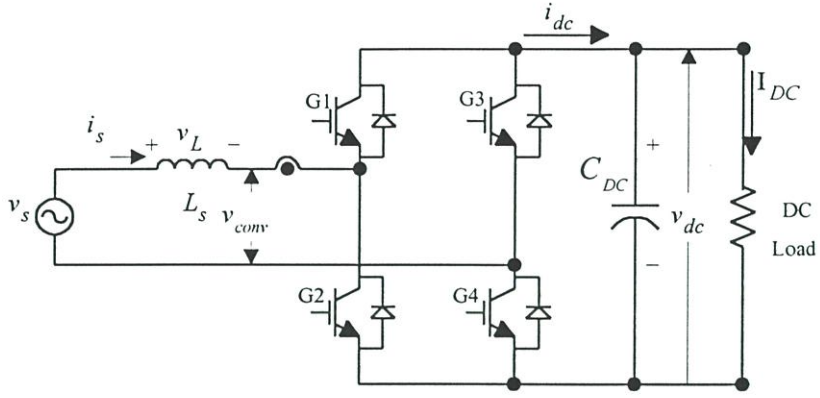
$$P_{21} = -\frac{|V_1||V_2|}{X} \sin\delta \quad (3.45)$$

$$Q_{21} = \frac{|V_2|^2 - |V_1||V_2|}{X} \cos\delta \quad (3.46)$$

จากรูปที่ 3.12 เมื่อต้องการส่งกำลังไฟฟ้าจาก บัสที่ 1 ไปยังบัสที่ 2 หรือจากบัสที่ 2 ไปยังบัสที่ 1 ในการส่งกำลังไฟฟ้านี้สามารถใช้วิธีควบคุมมุม δ ตามสมการที่ (3.43) และ (3.45) [8]

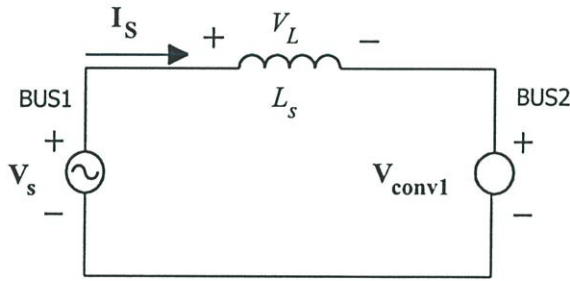
3.5.1 หลักการการควบคุมวงจรแปลงผันที่พลังงานไหลได้ 2 ทิศทาง

ในการควบคุมการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้วงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ตามรูปที่ 3.18 เพื่อแปลงผัน V_S ให้เป็น V_{DC} และวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงอีกทั้งยังสามารถยกระดับแรงดันให้สูงขึ้นได้และยังสามารถที่จะส่งกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทางตามหลักการที่ได้นำเสนอข้างต้นและเมื่อวิเคราะห์หลักการการส่งกำลังไฟฟ้าของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์

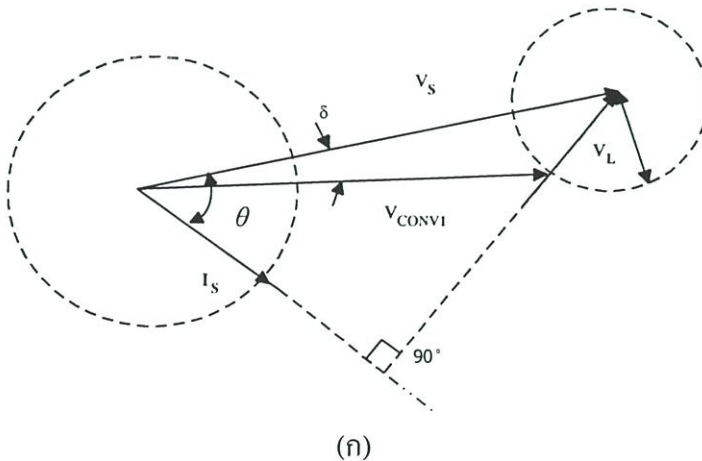


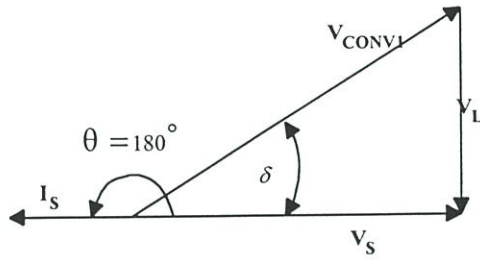
รูปที่ 3.13 วงจรสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์สำหรับการเชื่อมโยงกับการไฟฟ้า (AC)

จากรูปที่ 3.13 สามารถที่จะเขียนวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 3.14 ในการวิเคราะห์การไหลของกำลังไฟฟ้าระหว่าง 2 บัส ซึ่งประกอบด้วยแหล่งจ่ายสองแหล่งโดยบัสที่ 1 คือ V_s และบัสที่ 2 คือ V_{conv1} ดังแสดงในรูปที่ 3.14 [1][5][7]

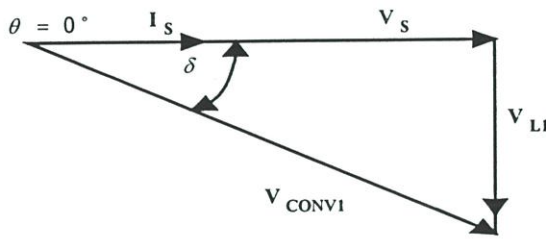


รูปที่ 3.14 วงจรสมมูลของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่ส่งกำลัง 2 บัส





(ข)



(ค)

รูปที่ 3.15 การเรคตีไฟร์ และการอินเวเตอร์

- (ก) เฟสเซอร์ไดอะแกรมทั่วไป
- (ข) อินเวเตอร์ $PF = -1$
- (ค) เร็คตีไฟล์ ที่ $PF = 1$

จากรูปที่ 3.14 วงจรสมมูลของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์เมื่อนำมาวิเคราะห์ทางเวกเตอร์นั้นสามารถเขียนได้ดังรูปที่ 3.15(ค) ซึ่งเป็นเฟสเซอร์ไดอะแกรมทั่วไปของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์เมื่อนำมาวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$v_s = v_{conv1} + v_L$$

$$v_L = L_s \frac{di_s}{dt}$$

เมื่อกำหนดให้ V_s เป็นรูปไซน์และเป็นค่าอ้างอิง พิจารณาที่องค์ประกอบมูลฐานจะได้ว่า

$$V_s = V_{conv1} + V_L$$

$$V_L = j\omega L_s I_{s1}$$

$$-V_{conv1} \sin(-\delta) = V_{conv1} \sin\delta \quad (3.47)$$

$$V_s - V_L \sin \theta = V_{conv1} \sin \delta \quad (3.48)$$

$$V_L \sin(90^\circ - \theta) = V_L (\sin 90^\circ \cos \theta - \cos 90^\circ \sin \theta) = V_L \cos \theta \quad (3.49)$$

$$V_L \cos(90^\circ - \theta) = V_L (\cos 90^\circ \cos \theta + \sin 90^\circ \sin \theta) = V_L \sin \theta \quad (3.50)$$

จากรูปที่ 3.15 (ก) จะได้

$$V_{L1} \cos \theta = \omega L_s I_{s1} \cos \theta = V_{conv1} \sin \delta \quad (3.51)$$

$$V_L \sin \theta = \omega L_s I_s \sin \theta = V_s - V_{COV1} \cos \delta \quad (3.52)$$

จากสมการ (3.59) และ (3.60) สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$I_{s1} \cos \theta = \frac{V_{conv1} \sin \delta}{\omega L_s} \quad (3.53)$$

$$I_{s1} \sin \theta = \frac{V_s - V_{conv1} \cos \delta}{\omega L_s} \quad (3.54)$$

จาก

$$P = V_s I_{s1} \cos \theta \quad (3.55)$$

$$Q = V_s I_{s1} \sin \theta \quad (3.56)$$

นำสมการ (3.53) แทนในสมการ (3.55) และสมการ (3.54) แทนใน (3.56) จะได้

Real Power

$$P = \frac{V_s (V_{conv1} \sin \delta)}{\omega L_s} = \frac{V_s^2 (V_{conv1} \sin \delta)}{\omega L_s V_s} \quad (3.57)$$

Reactive Power

$$Q = \frac{V_s (V_s - V_{conv1} \cos \delta)}{\omega L_s} = \frac{V_s^2 (1 - V_{conv1} \cos \delta)}{\omega L_s V_s} \quad (3.58)$$

Mode Rectifier

กำลังไฟฟ้าจริง (P) ที่ถูกจ่ายจากแหล่งจ่าย (AC) ไปยัง converter หรือกำลังไฟฟ้าจริงที่ไหลจากบัส 1 ไปบัส 2 (P_{12}) คือ

$$P_{12} = V_s I_s \cos \theta \quad (3.59)$$

เมื่อ $V_L \cos \theta = \omega L_s I_{s1} \cos \theta = V_{conv1} \sin \theta$ จะได้

$$P_{12} = \frac{(|V_s| |V_{conv1}| \sin \delta)}{X_L} = \frac{V_s^2 (V_{conv1} \sin \delta)}{\omega L_s V_s} = \frac{|V_1| |V_2| \sin \delta}{X_L} \quad (3.60)$$

กำลังไฟฟ้าเสมือนที่จ่ายจากแหล่งจ่าย (AC) ไปยัง converter หรือ กำลังไฟฟ้าเสมือนที่ไหลจากบัส 1 ไปยังบัส 2 (Q_{12}) คือ

$$Q_{12} = V_s I_s \sin \theta \quad (3.61)$$

เมื่อ $V_s - \omega L_s \sin \theta = V_{conv1} \cos \delta$ จะได้

$$Q_{12} = \left(\frac{|V_s|^2 - |V_s| |V_{conv1}| \cos \delta}{X_L} \right) = \frac{|V_1|^2 - |V_1| |V_2| \cos \delta}{\omega L_s} \quad (3.62)$$

จาก

$$v_s = v_L + v_{conv1}$$

ฉะนั้น

$$I_{s1} = \frac{V_s - V_{conv1}}{j\omega\Omega} \quad (3.63)$$

Mode Inverter

$$P_{21} = -P_{12}$$

เพราะฉะนั้น

$$I_s = \frac{V_{conv1} - V_s}{j\omega L_s} \quad (3.64)$$

จากการเปรียบเทียบและวิเคราะห์ทางเวกเตอร์ของทั้ง 2 โหมดการทำงาน กับทฤษฎี 2 บัส เป็นจริงตามสมการที่แสดง เพราะฉะนั้นสมการที่นำไปใช้ในการควบคุมสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์คือ

$$P = V_s I_{s1} \cos\theta \quad (3.65)$$

$$P = \frac{(|V_s| |V_{conv1}| \sin\delta)}{X_L} = \frac{V_s^2 (V_{conv1} \sin\delta)}{\omega L_s V_s} = \frac{|V_1| |V_2| \sin\delta}{X_L} \quad (3.66)$$

$$Q = V_s I_{s1} \sin\theta \quad (3.67)$$

$$Q = \frac{(|V_s|^2 - |V_s| |V_{conv1}| \cos\delta)}{X_s} = \frac{(|V_1|^2 - |V_1| |V_2| \cos\delta)}{\omega L_s} \quad (3.68)$$

จะได้

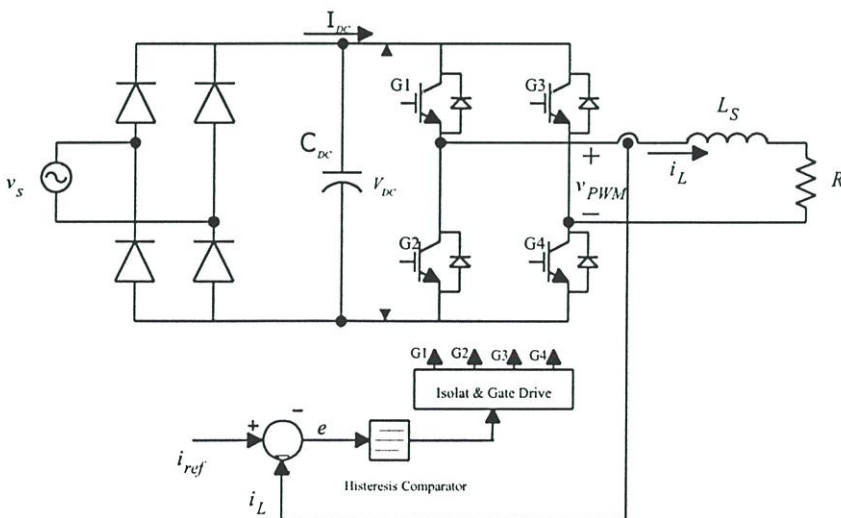
$$I_{s1} = \frac{V_s - V_{conv1}}{j\omega L_s} \quad (3.69)$$

ดังนั้นในการควบคุมปริมาณกำลังไฟฟ้าที่ส่งถ่ายต้องทำการควบคุมกระแส I_{s1} โดยได้นำเทคนิคของ Adaptive Current Control มาควบคุม ในการทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ ต้องมีการออกแบบความถี่สวิตซ์เพื่อให้เหมาะกับการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า ดังนั้นจึงมีความสำคัญอย่างยิ่งที่มีการออกแบบตัวเหนี่ยวนำในวงจรสวิตซ์โหมคคอนเวอร์เตอร์เพื่อความเหมาะสมกับระบบ

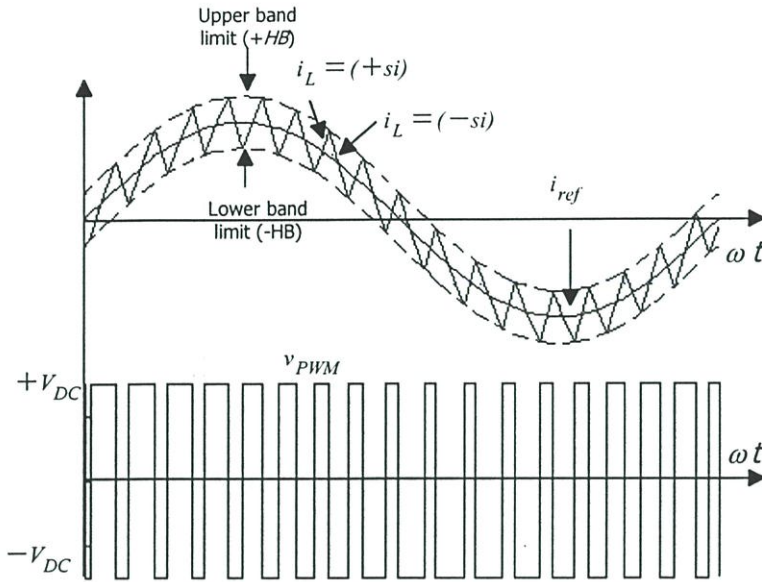
ในการนำสวิตซ์โหมคคอนเวอร์เตอร์มาประยุกต์ใช้ได้หลากหลายชนิด ดังตัวอย่างเช่น ในการเบรคมอเตอร์แบบ Regenerative กำลังไฟฟ้าจะไหลผ่าน Converter แบบ Reverse ที่ต่อกับระบบการไฟฟ้าซึ่ง พลังงานจลน์จากแรงเฉื่อยของ Motor และ load จะเปลี่ยนรูปเป็นพลังงานไฟฟ้าและไหลย้อนกลับสู่การไฟฟ้าโดยใช้ Switch-Mode Converter ขณะที่ทำงานในโหมคเรกติไฟร์ พลังงานจะไหลจากด้าน AC ไปยัง DC และขณะที่ทำงานในโหมคอินเวอร์เตอร์ พลังงานจะไหลจากด้าน DC ไปยังด้าน AC ในการควบคุมการไหลของพลังงานนั้น จะใช้วิธีการควบคุมกระแสให้อินเฟสหรือเอาท์เฟสกับแรงดันดังนั้นและวิธีการควบคุมกระแสยังปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ให้เข้าใกล้หนึ่งอีกด้วย

3.6 เทคนิคการควบคุมแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส (Adaptive Hysteresis band current control)

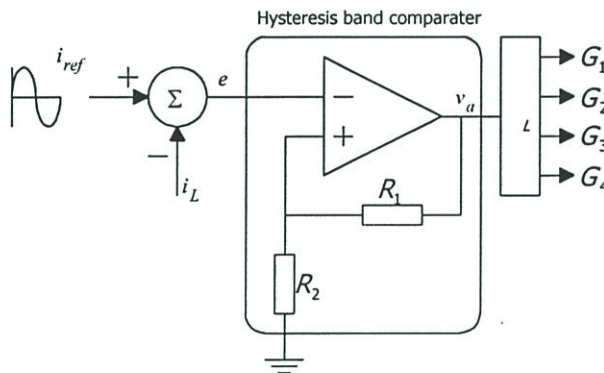
จากหลักการ การสร้างสัญญาณ พัลส์บวลิเอ็ม (PWM) เพื่อควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter) หรือ VSI โดยใช้เทคนิคสัญญาณไซน์เปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม และยังมีอีกวิธีที่สามารถควบคุมอินเวอร์เตอร์ได้เหมือนกันคือ เทคนิคการควบคุมแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส (Adaptive Hysteresis band current control) ดังแสดงในรูปที่ 3.16 โดยอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคการควบคุมแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสโดยเทคนิคนี้จะประกอบด้วยส่วนประกอบสำคัญหลายส่วนด้วยกัน คือส่วนแรกคืออินเวอร์เตอร์ที่ทำหน้าที่เชื่อมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงโดยอุปกรณ์ที่อาจจะเป็น ไอจีบีที (IGBT) หรือ ทรานซิสเตอร์ (Transister) แล้วแต่จะเลือกใช้ตามคุณสมบัติของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งเพื่อให้เหมาะกับงาน โดยในส่วนของอินเวอร์เตอร์นี้จะมีลักษณะการต่อได้ 2 แบบคือแบบฮาร์ฟบริดจ์และแบบฟูลบริดจ์โดยการต่อแบบฮาร์ฟบริดจ์จะได้แรงดันเอาต์พุตเป็นครึ่งหนึ่งของแรงดันเอาต์พุตที่ต่อแบบฟูลบริดจ์ ส่วนที่สองคือโหลดตัวเหนี่ยวนำ (Inductor load) เนื่องจากการควบคุมเช่นนี้ต้องมีโหลดตัวเหนี่ยวนำต่อตลอดเวลา เพราะจะอาศัยหลักการพื้นฐานการอินทิเกรตกระแส (i_L) ตามสูตร $i_L = \frac{1}{L} \int v_L dt$ เพื่อที่จะเอาการเปลี่ยนแปลงสัญญาณจากกระแสรูปสี่เหลี่ยมให้เป็นกระแสรูปสามเหลี่ยมไปใช้ในการควบคุมเพื่อให้ติดตามสัญญาณอ้างอิงดังกล่าวในหัวข้อต่อไป ส่วนที่สามเป็นส่วนการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขต ฮิสเตอร์รีซิสในบล็อกนี้จะประกอบด้วยวงจรถบโดยจะนำสัญญาณกระแสอ้างอิง (i_{ref}) มาทำการลบกับกระแสโหลด (i_L) ที่ตรวจจับได้ โดยใช้ฮอเอฟเฟก จะได้ผลลัพธ์คือสัญญาณเออร์เลอร์ (e) เพื่อนำสัญญาณนี้ไปเปรียบเทียบกับแบบฮิสเตอร์รีซิส เพื่อให้ได้สัญญาณ PWM ไปขับอุปกรณ์สวิตซ์



รูปที่ 3.16 แสดงรูปบล็อกไดอะแกรมเทคนิคการควบคุมแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส



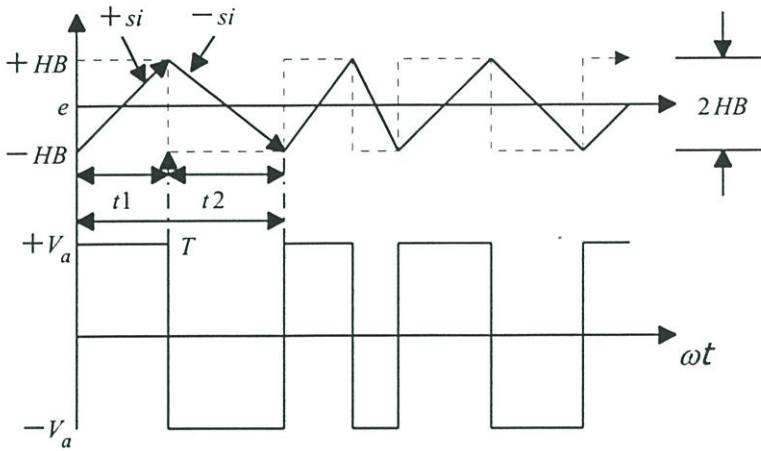
รูปที่ 3.17 แสดงรูปคลื่นกระแสแรงดันเอาต์พุต PWM และสัญญาณเทคนิคการควบคุมแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส



รูปที่ 3.18 แสดงวงจรการควบคุมการเปรียบเทียบเทคนิคการควบคุมแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส

3.6.1 หลักการทำงานของเปรียบเทียบแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส

จากรูปที่ 3.18 จะเป็นโครงสร้างทั้งหมดของการควบคุมที่ใช้เทคนิคการควบคุมแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส โดยในส่วนของวงจรเปรียบเทียบฮิสเตอร์รีซิสนั้น จะใช้ออปแอมป์เพียงหนึ่งตัว ในการเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างสัญญาณเออร์เรอ (e) กับสัญญาณที่ลดระดับแรงดัน v_a ตามหลักการแบ่งแรงดัน (Voltage divider) ตามรูปที่ 3.19 หรือเรียกว่าสัญญาณฮิสเตอร์รีซิส ลักษณะการเปรียบเทียบแบบฮิสเตอร์รีซิสแบบ โดยไม่มีหลักการดังนี้

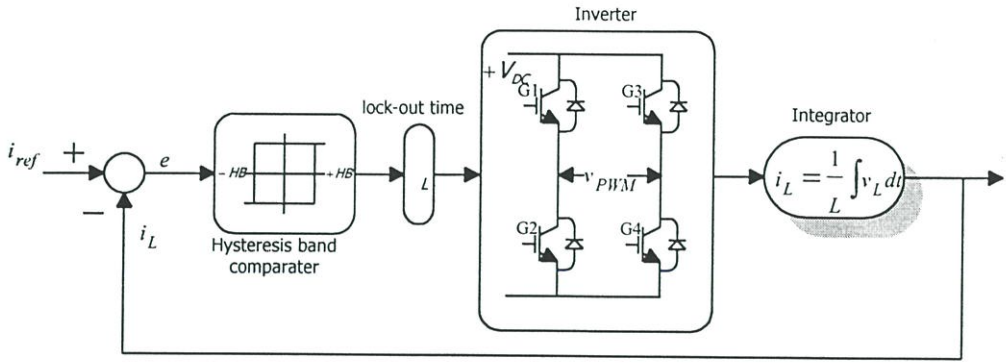


รูปที่ 3.19 การเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณเออร์เรอ (e) กับสัญญาณฮิสเตอร์รีซิส (HB)

จากรูปคลื่นการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณเออร์เรอ (e) กับสัญญาณฮิสเตอร์รีซิส (HB) โดยสัญญาณฮิสเตอร์รีซิสจะประกอบด้วยขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสล่างกับขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสบน ดังนั้นขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis band) มีค่าเท่ากับ

$$2HB = \frac{V_a * R_2}{R_2 + R_1} \quad (3.70)$$

จากรูปที่ 3.19 เมื่อสัญญาณ เออร์เรอ (e) มีค่ามากกว่าสัญญาณฮิสเตอร์รีซิสขอบเขตบน ($+HB$) แรงดัน เอาท์พุทออปเปอเรต v_a จะมีค่าเท่ากับลบ $-V_a$ ทำให้สัญญาณ ฮิสเตอร์รีซิสขอบเขตบน ($+HB$) เปลี่ยนเป็นสัญญาณ ฮิสเตอร์รีซิสขอบเขตล่าง ($-HB$) ทันที หรือกล่าวได้อีกอย่างหนึ่ง สัญญาณเออร์เรอ (e) วิ่งชนขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสขอบเขตบนสวิตช์จะเปลี่ยนเป็นลบทำให้ชุดสวิตช์ IGBT G_2, G_3 ทำงานได้แรงดันเอาท์พุท v_{pwm} เป็นลบ $-V_{DC}$ เป็นผลให้กระแสเอาท์พุทมีความชันเป็นลบ $-si$ เมื่อสัญญาณกระแสถูกอินทิเกรต และเมื่อสัญญาณเออร์เรอ (e) มีค่าน้อยกว่าสัญญาณ ฮิสเตอร์รีซิสขอบเขตล่าง ($-HB$) แรงดัน เอาท์พุทออปเปอเรต v_a จะมีค่าเท่ากับบวก $+V_a$ ดังนั้นสัญญาณ ฮิสเตอร์รีซิสขอบเขตล่าง ($-HB$) จะเปลี่ยนเป็นสัญญาณ ฮิสเตอร์รีซิสขอบเขตบน ($+HB$) ทันที หรือสัญญาณเออร์เรอ (e) วิ่งชนขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสขอบเขตล่างสวิตช์จะเปลี่ยนเป็นลบทำให้ชุดสวิตช์ IGBT G_1, G_4 ทำงานได้แรงดันเอาท์พุท v_{pwm} เป็นบวก $+V_{DC}$ ทำให้กระแสเอาท์พุทมีความชันเป็นบวก $+si$ เมื่อสัญญาณกระแสถูกอินทิเกรต ดังนั้นในการกำหนดขนาดขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสสามารถกำหนดได้จากค่า R_1 และ R_2 ถ้าขอบเขตยิ่งน้อยค่าความถี่สวิตช์ซึ่งจะมากขึ้นตามในทางกลับกันถ้าขอบเขตยิ่งมากค่าความถี่สวิตช์ซึ่งจะน้อย

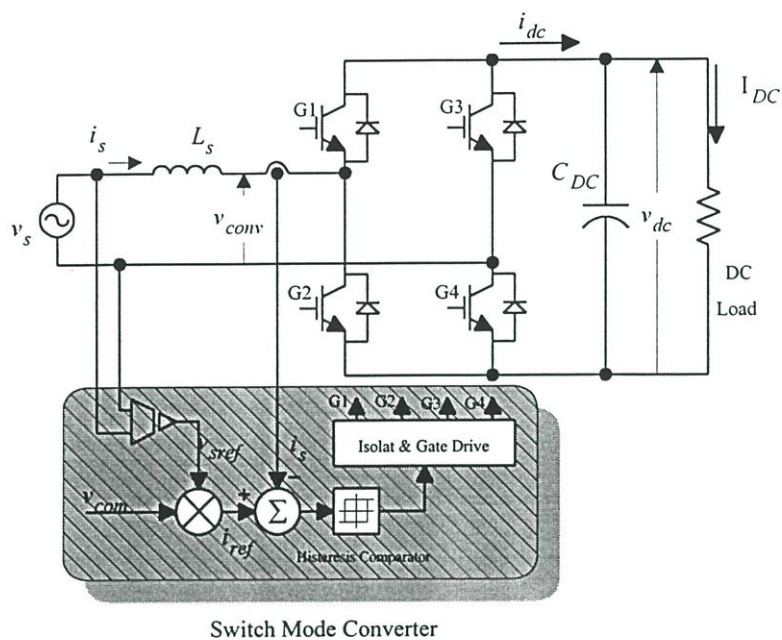


รูปที่ 3.20 แผนภาพบล็อกไดอะแกรมเทคนิคการควบคุมแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส

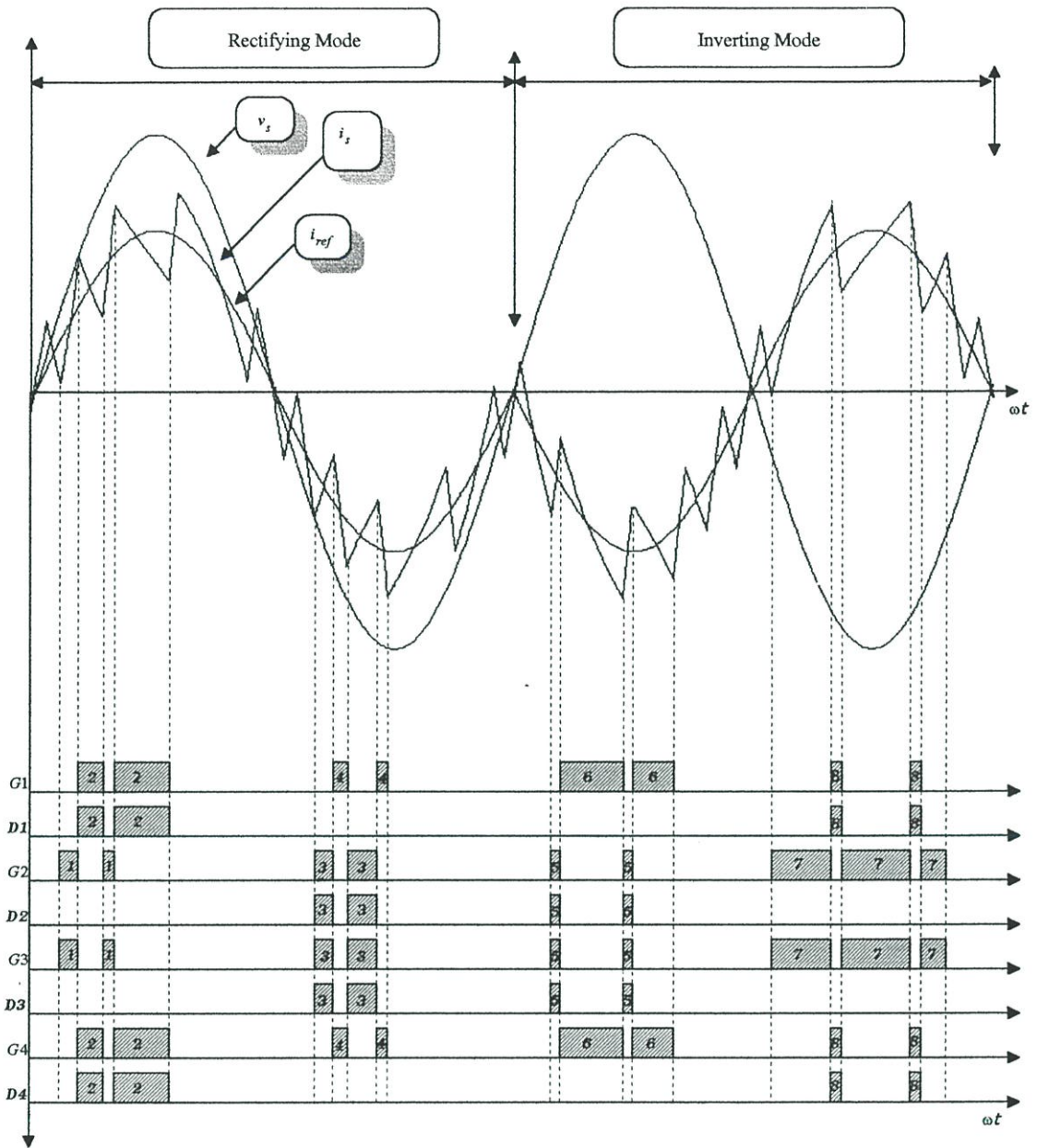
จากนั้นก็เกิดเหตุการณ์ในลักษณะซ้ำๆ เดิมอีกครั้ง ดังนั้นสัญญาณกระแสย้อนกลับ i_L จะออกสวิตชเลตอยู่ในความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสและถ้าขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสนั้นมีช่องแคบ ก็จะทำให้ i_L เข้าใกล้ i_{ref} มากขึ้น ดังนั้นในการควบคุมขนาดกระแสอ้างอิงของสัญญาณไซน์อ้างอิงก็จะควบคุมกระแสโหลดด้วยคุณสมบัติการควบคุมแบบควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส (Adaptive Hysteresis band current control) นี้จึงสามารถควบคุมกระแสโหลดได้

3.7 การส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า 2 ทิศทางโดยใช้สวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์

การควบคุมกำลังไฟฟ้าจากบัสที่ 1 ไปยังบัส 2 ตามรูปที่ 3.14 ต้องควบคุมกระแสให้มีมุมอินเฟสกับแรงดันบัสที่ 1 แต่ถ้าต้องการควบคุมให้กำลังไฟฟ้าให้ส่งถ่ายจากบัสที่ 2 มาที่บัส 1 ต้องควบคุมกระแสให้มีมุมต่างเฟสกับแรงดันบัสที่ 1 เป็นมุม 180° องศาทางไฟฟ้าจากหลักการนี้ได้นำมาประยุกต์ใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังช่วยส่งถ่ายกำลังไฟฟ้างดแสดงในรูปที่ 3.21 ในการควบคุมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า 2 ทิศทางจะใช้หลักการการควบคุมกระแสแบบติดตามฮิสเตอร์รีซิสเพื่อควบคุมการไหลของกระแสจากหลักการการควบคุมกระแสแบบติดตามฮิสเตอร์รีซิสซึ่งเป็นหลักการทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามฮิสเตอร์รีซิส ในการทำงานการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าเมื่อต้องการควบคุมให้คอนเวอร์เตอร์ส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าจาก v_s ไปสู่ v_{conv} ต้องควบคุมกระแสให้มีมุมต่างเฟสกับแรงดัน v_s เป็นมุม 0° องศาทางไฟฟ้าและเมื่อต้องการให้กำลังไฟฟ้าส่งถ่ายกำลังจาก v_{conv} ไปหา v_s ต้องควบคุมกระแสมีมุมต่างเฟสกับ v_s เป็นมุม 180° องศาทางไฟฟ้าในส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า v_{conv} จากไปสู่ v_s นั้นต้องให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงมีค่าสูงกว่าแอมป์จูดของ v_s [7] ดังนั้นจึงได้มีการจำลองการทำงานส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าโดยโปรแกรม SIMULINK บนโปรแกรมพื้นฐาน MATLAB ดังแสดงในรูปที่ 3.22



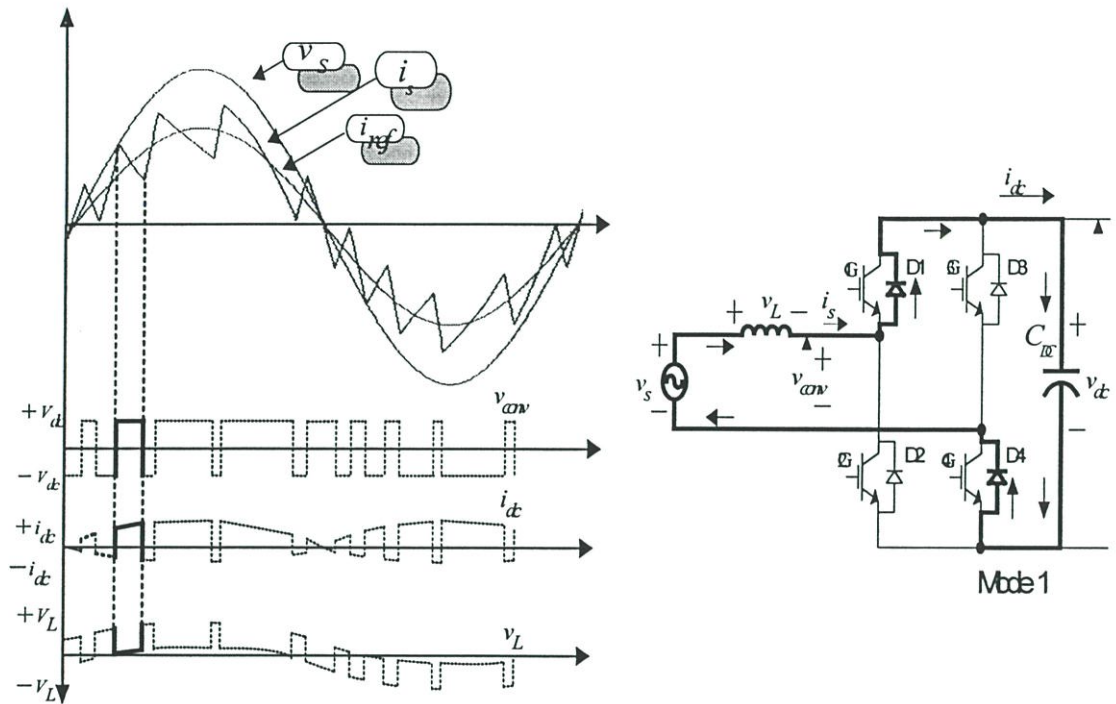
รูปที่ 3.21 บล็อกไดอะแกรมของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่มีการส่งกำลังไฟฟ้า 2 ทิศทาง



รูปที่ 3.22 การจำลองการทำงานการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 3.22 จะมีการทำงานของการสวิตช์อยู่ทั้ง 8 โหมด ในการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าจาก v_s ไปสู่ v_{conv} เรียกว่าเรกติไฟลิ่งโหมด โดยจะควบคุมกระแสให้อินเฟสกับแรงดัน v_s จะมีลักษณะการสวิตช์ทั้งหมด 4 โหมดจากรูปที่ 3.23 ถึง 3.26 คือการทำงานโหมดที่ 1 ถึงโหมดที่ 4 และเมื่อควบคุมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าจาก v_{conv} ไปสู่ v_s เรียกว่าอินเวอร์ติ้งโหมดโดยจะควบคุมกระแสเอาท์เฟสกับ v_s และจะเริ่มการทำงานจากโหมดที่ 5 ถึงโหมดที่ 8 ดังแสดงในรูปที่ 3.27 ถึง 3.30

การทำงานในโหมดที่ 1



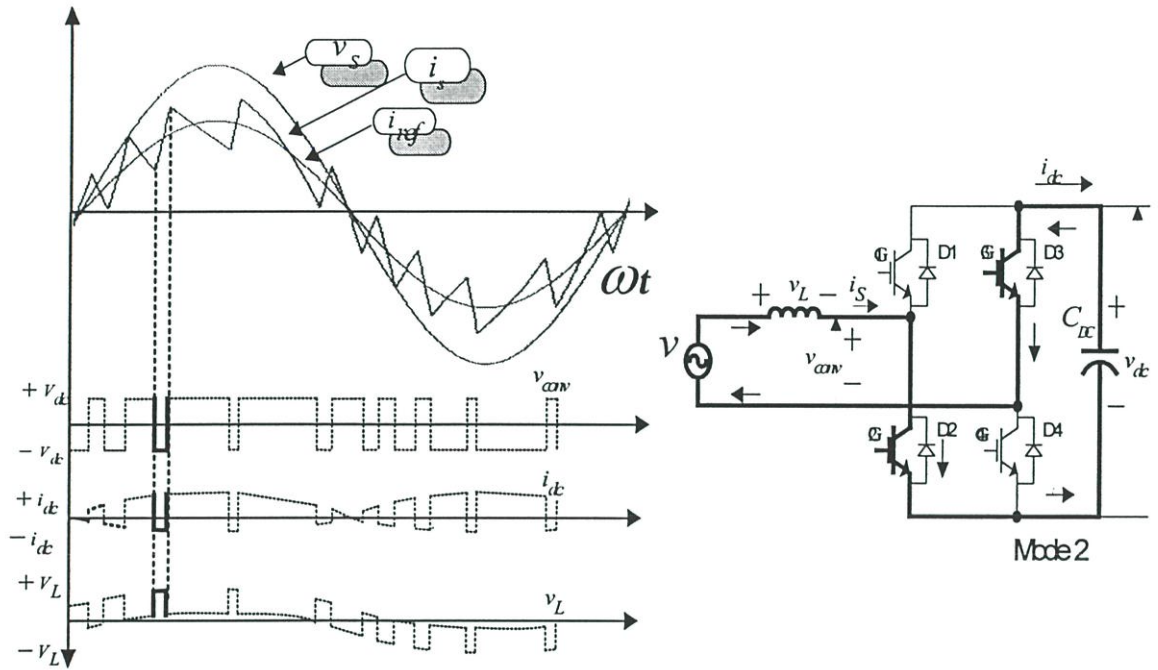
รูปที่ 3.23 การทำงานของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ในโหมดที่ 1

โดยในโหมดนี้จะทำงานอยู่ในช่วง 0° ถึง 180° องศาทางไฟฟ้า โหมดนี้จะทำงานเป็นเรกติไฟลิ่งโหมด เริ่มต้นจากกระแส i_s จะวิ่งผ่านไดโอด D1 กับ D4 เพื่อที่จะทำการชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ โดยในขณะนี้ V_{conv} เท่ากับ $+V_{dc}$ และ แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำที่ลดลง ส่งผลให้ความชันของกระแสลดลงตามสมการ

$$\begin{aligned}
 -v_s + v_L + v_{conv} &= 0 \\
 v_L &= v_s - v_{dc} \\
 i_s &= \frac{1}{L} \int (v_s - v_{dc}) dt
 \end{aligned}
 \tag{3.71}$$

ดังนั้นจากสมการ(3.71)เมื่อแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำลดทำให้ความชันกระแส i_s ลดลง

การทำงานในโหมดที่ 2



รูปที่ 3.24 การทำงานของสวิตซ์โหมคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดที่ 2

ในโหมดที่ 2 นี้จะทำงานอยู่ในช่วง 0° ถึง 180° องศาทางไฟฟ้า โดยในโหมดนี้จะทำงานในเรกติไฟลิง โหมค (Rectifying mode) ในการทำงานนั้นสวิตซ์ (G_2, G_3) ON โดยในขณะนี้แรงดัน v_{conv} มีค่าเท่ากับ $-V_{dc}$ ดังนั้นกระแส i_s จะไหลผ่าน (G_2, G_3) จ่ายออกมาทางแหล่งจ่าย v_s ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวคาปาซิเตอร์ลดลง และในขณะเดียวกันแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นทำให้ความชันกระแสมีค่าเป็นบวก

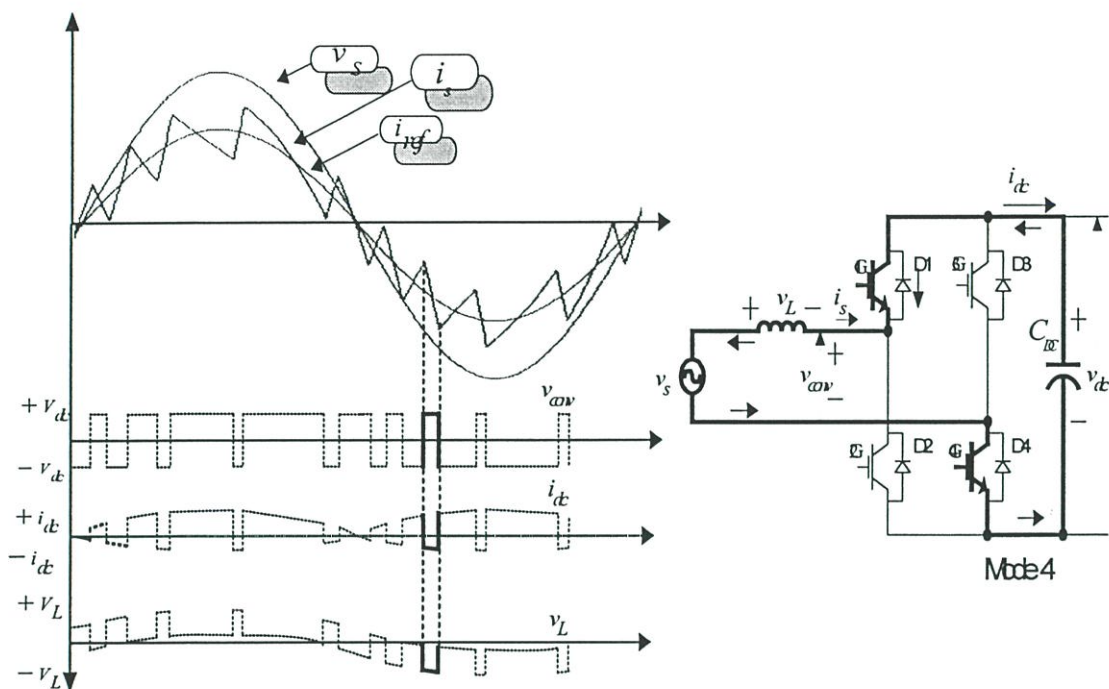
$$-v_s + v_L + v_{conv} = 0$$

เมื่อ
$$v_L = v_s + v_{dc} \tag{3.72}$$

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

ในการทำงานของ โหมค 1 จะทำหน้าที่ซาร์ทประจุและ โหมคที่ 2 จะทำหน้าที่คายประจุ โดยทั้งสอง โหมคนี้จะทำงานสลับกันและเกิดซ้ำๆกันตั้งแต่ มุม 0 องศา จนถึง 180 องศา จากรูป 3.24 กระแส i_{dc} จะมีค่าเฉลี่ยเป็นบวกเนื่องจากกำลังไฟฟ้าจะถูกส่งจ่ายจาก v_s ไปสู่ V_{dc}

การทำงานของโหมดที่ 4



รูปที่ 3.26 การทำงานของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ในโหมดที่ 4

ในโหมดที่ 4 นี้จะทำงานอยู่ในช่วง 180° ถึง 360° องศาทางไฟฟ้า โดยในโหมดนี้จะทำงานในเร็คติไฟลิ่งในการทำงานนั้นสวิตช์ (G_1, G_4) ON โดยในขณะนี้แรงดัน v_{conv} มีค่าเท่ากับ V_{dc} ดังนั้นกระแส i_s จะไหลผ่าน (G_1, G_4) จ่ายออกมาทางแหล่งจ่าย $-v_s$ ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวคาปาซิเตอร์ลดลง และในขณะเดียวกันแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นลบทำให้ความชันกระแสนั้นลดลง

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

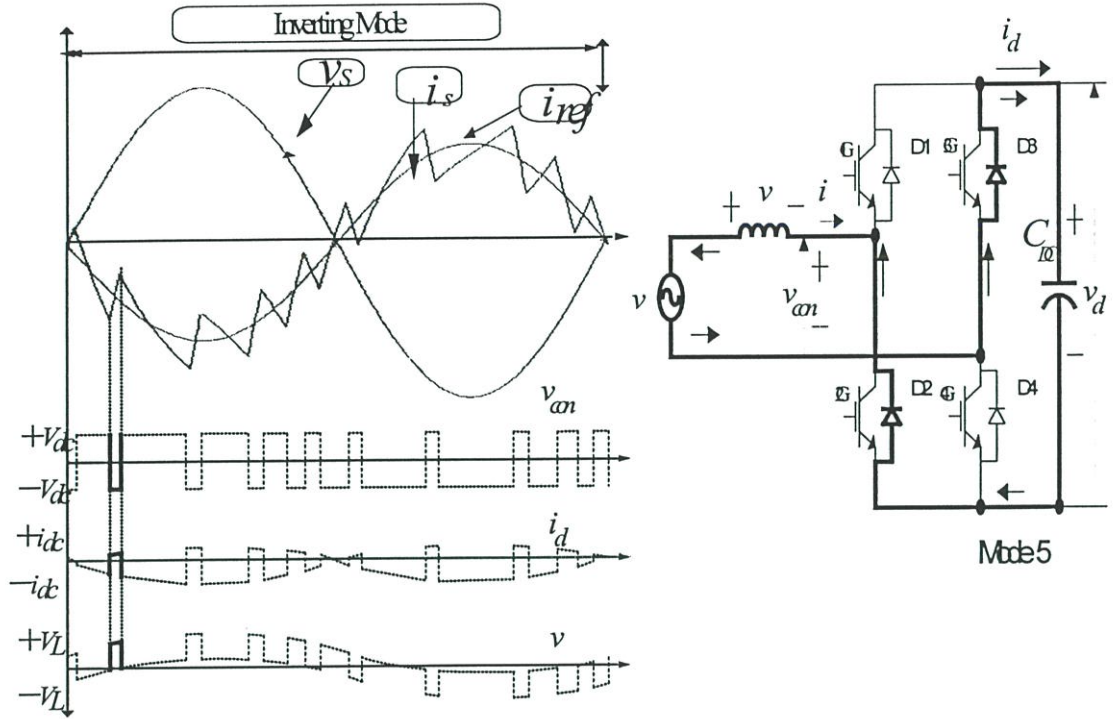
$$v_L = -v_s - v_{dc} \quad (3.74)$$

ดังนั้น

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

ในการทำงานของโหมด 3 จะทำหน้าที่ซาร์ทประจุและโหมดที่ 4 จะทำหน้าที่คายประจุโดยทั้งสองโหมดนี้จะทำงานสลับกันและเกิดซ้ำๆกันตั้งแต่ มุม 180 องศา จนถึง 360 องศาจากรูป 3.26 กระแส i_{dc} จะมีค่าเฉลี่ยเป็นบวกเนื่องจากกำลังไฟฟ้าจะถูกส่งจ่ายจาก v_s ไปสู่ V_{dc}

โหมดที่ 5



รูปที่ 3.27 การทำงานของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ในโหมดที่ 5

โดยในโหมดนี้จะทำงานในช่วง 0° ถึง 180° องศาทางไฟฟ้า โหมดนี้จะทำงานเป็นอินเวอร์ตที่ เริ่มต้นจากกระแส i_s จะวิ่งผ่านไดโอด D3 กับ D2 เพื่อที่จะทำการชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ โดยในขณะนี้ V_{conv} เท่ากับ $-V_{dc}$ และแรงดัน v_s มีค่าเป็นบวกทำให้แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำที่เพิ่มเป็นบวก ส่งผลให้ความชันของกระแสเพิ่มขึ้นตามสมการ

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

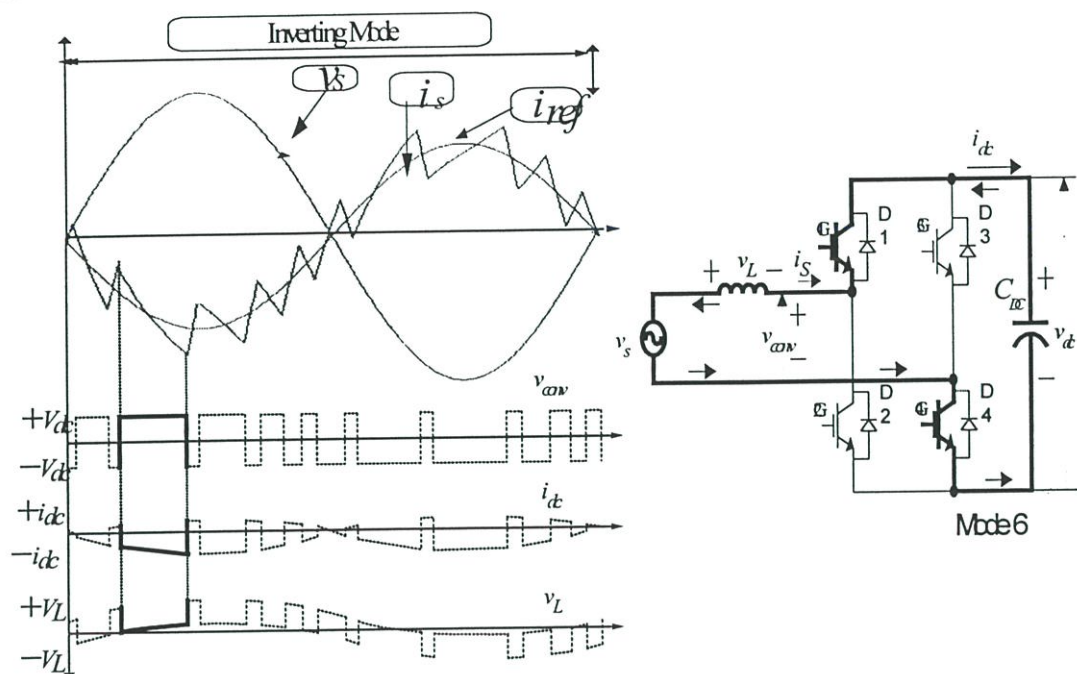
$$v_L = v_s + v_{dc} \quad (3.75)$$

ดังนั้น

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

ดังนั้นจากสมการ (3.75) เมื่อแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นบวก ทำให้ความชันกระแส i_s เพิ่มขึ้น

โหมดที่ 6



รูปที่ 3.28 การทำงานของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ในโหมดที่ 6

ในโหมดที่ 6 จะเป็นการทำงานอยู่ในช่วง 0° ถึง 180° องศาทางไฟฟ้า โดยในโหมดนี้จะทำงานในอินเวอร์ตี่ง ในการทำงานนั้นสวิตช์ (G_1, G_4) ON โดยในขณะนี้แรงดัน v_{conv} มีค่าเท่ากับ V_{dc} ดังนั้นกระแส i_s จะไหลผ่าน (G_1, G_4) จ่ายออกมาทางแหล่งจ่าย v_s ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวคาปาซิเตอร์ลดลง และในขณะเดียวกันแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นทำให้ความชันกระแสมีค่าเป็นบวกในโหมดนี้จะควบคุมกระแส i_s ให้มีมุมต่างเฟสกับแรงดัน v_s เป็นมุม 180 องศา

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

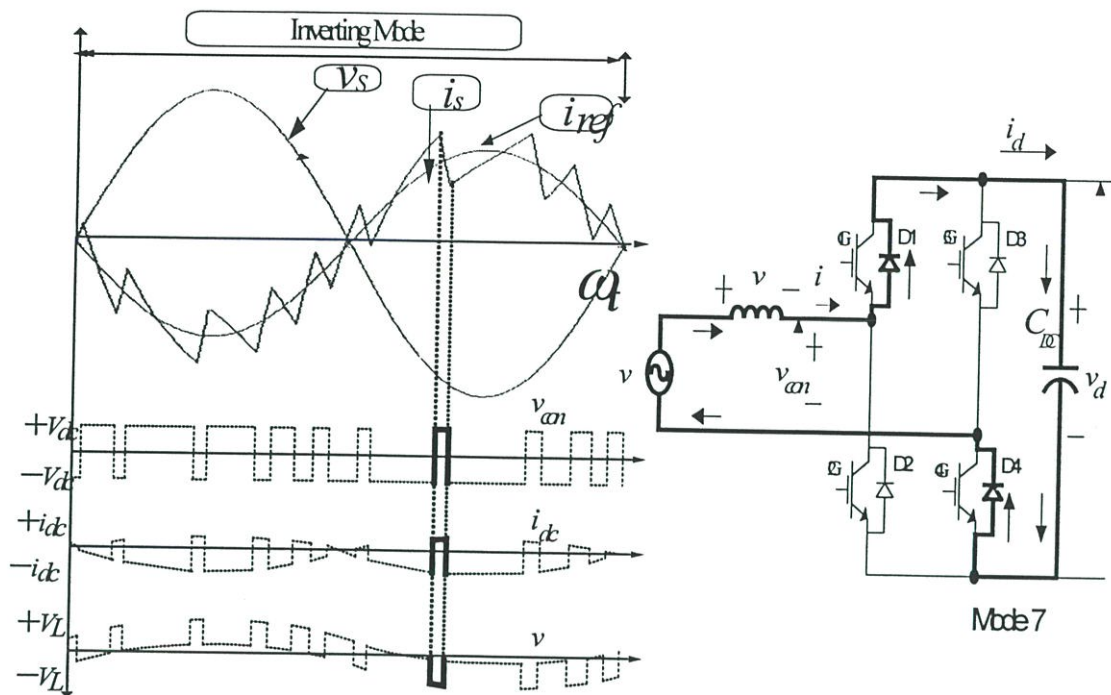
$$v_L = v_s - v_{dc} \quad (3.76)$$

ดังนั้น

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

ในการทำงานของโหมด 5 จะทำหน้าที่ซาร์ทประจุและโหมดที่ 4 จะทำหน้าที่คายประจุโดยทั้งสองโหมดนี้จะทำงานสลับกันและเกิดซ้ำๆกันตั้งแต่ มุม 0 องศา จนถึง 180 องศาจากรูป 3.28 กระแส i_{dc} จะมีค่าเฉลี่ยเป็นลบเนื่องจากกำลังไฟฟ้าจะถูกจ่ายออกมาให้กับ v_s

โหมดที่ 7



รูปที่ 3.29 การทำงานของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ในโหมดที่ 7

ในโหมดที่ 7 จะเป็นการทำงานอยู่ในช่วง 180° ถึง 360° องศาทางไฟฟ้า โหมดนี้จะทำงานเป็นอินเวอร์ตซึ่ง เริ่มต้นจากกระแส i_s จะวิ่งผ่านไดโอด D1 กับ D4 เพื่อที่จะทำการชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ โดยในขณะนี้ V_{conv} เท่ากับ V_{dc} และแรงดัน v_s มีค่าเป็นลบทำให้แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำมีค่าเพิ่มขึ้นในทางลบ ส่งผลให้ความชันของกระแสลดลงตามสมการ

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

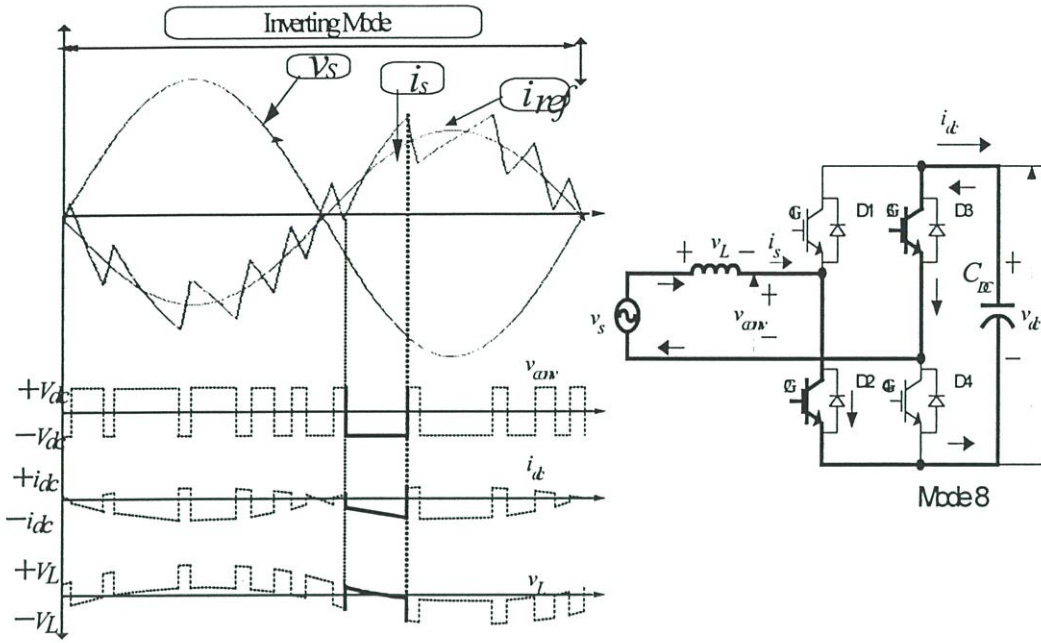
$$v_L = -(v_s + v_{dc}) \tag{3.77}$$

ดังนั้น

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

ดังนั้นจากสมการ (3.77) เมื่อแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นลบ ทำให้ความชันกระแส i_s ลดลง

โหมดที่ 8



รูปที่ 3.30 การทำงานของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ในโหมดที่ 8

ในโหมดที่ 8 จะเป็นการทำงานอยู่ในช่วง 180 ถึง 360 องศาทางไฟฟ้า โดยในโหมดนี้จะทำงานในอินเวอร์ตี่ง ในการทำงานนั้นสวิตช์ (G_2, G_3) ON โดยในขณะนี้แรงดัน v_{conv} มีค่าเท่ากับ $-V_{dc}$ ดังนั้นกระแส i_s จะไหลผ่าน (G_2, G_3) จ่ายออกมาทางแหล่งจ่าย $-v_s$ ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวคาปาซิเตอร์ลดลง และในขณะเดียวกันแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำลดลงเข้าใกล้ศูนย์ ทำให้ความชันกระแสมีค่าเป็นบวกในโหมดนี้จะควบคุมกระแส i_s ให้มีมุมต่างเฟสกับแรงดัน v_s เป็นมุม 180 องศา

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

$$v_L = -v_s + v_{dc} \quad (3.78)$$

ดังนั้น

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

ในการทำงานของโหมด 6 จะทำหน้าที่ซาร์ทประจุและโหมดที่ 7 จะทำหน้าที่คายประจุโดยทั้งสองโหมดนี้จะทำงานสลับกันและเกิดซ้ำๆกันตั้งแต่ มุม 0 องศา จนถึง 180 องศาจากรูป 3.30 กระแส i_{dc} จะมีค่าเฉลี่ยเป็นลบเนื่องจากกำลังไฟฟ้าจะถูกจ่ายออกมาให้กับ v_s

3.8 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์และการวิเคราะห์สมรรถนะทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์โดยวิธีวิเคราะห์ฟูเรียร์ของรูปคลื่นเพื่อที่จะนำมาหาค่าตัวประกอบกำลัง เมื่อสัญญาณที่นำมาวิเคราะห์เกิดการผิดเพี้ยนไปจากความถี่พื้นฐานและยังได้กล่าวถึงหลักการการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าและ หลักการการควบคุมวงจรแปลงผันพลังงานไหลสองทิศทางและการทำงาน ของวงจรเพื่อของการควบคุมและจะกล่าวโดยละเอียดในบทต่อไป

บทที่ 4

ทฤษฎีและการออกแบบ

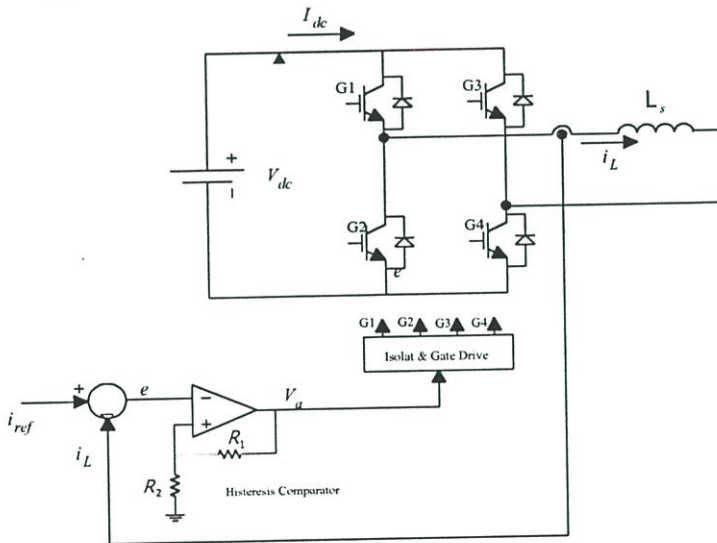
4.1 บทนำ

ในการสร้างสัญญาณควบคุมของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์นั้น ได้ใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบการติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส โดยในบทนี้จะเป็นการวิเคราะห์ตามหลักการทางคณิตศาสตร์เพื่อที่จะใช้ประโยชน์ในการออกแบบความถี่ในการสวิตช์ และยังได้มีการสร้างโมเดลทางด้านคณิตศาสตร์ของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ เพื่อใช้ในการออกแบบผลการตอบสนองของระบบ

4.1.1 การวิเคราะห์หลักการทางเทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส

(Adaptive Hysteresis band current control)

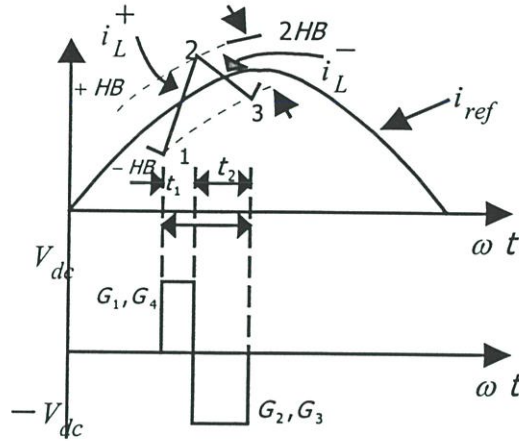
เทคนิค PWM นี้สามารถควบคุมกระแสโดยขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสโดยจะทำการควบคุมกระแสลักษณะติดตามสัญญาณอ้างอิงตามรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมเทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส

ในการควบคุมกระแสที่ใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส โดยจะมีสัญญาณอ้างอิง i_{ref} ที่มีทั้งขนาดและความถี่ตามต้องการเพื่อนำมาลบกระแสที่ตรวจจับได้จริง เพื่อให้ได้สัญญาณเออร์เรอ นำไปเปรียบเทียบกับฮิสเตอร์รีซิสโดยเมื่อสัญญาณกระแส i_L วิ่งชนขอบเขตบนที่กำหนดไว้ อุปกรณ์สวิตช์ IGBT (G_2, G_3) จะทำงานจะได้แรงดันเอาต์พุต PWM เป็น $-V_{dc}$ และเมื่อ

กระแสที่ขบขอบเขตบนอุปกรณ์สวิตช์ IGBT (G_1, G_4) จะทำงานจะได้แรงดันเอาต์พุต PWM เป็น $+V_{dc}$ ดังแสดงในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 หลักการทำงานการเกิดรูปคลื่น PWM โดยการใช้การควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส

4.1.2 การวิเคราะห์และออกแบบ Adaptive current control

จากหลักการที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น ในควบคุมการสร้างสัญญาณ PWM เทคนิคที่ใช้ควบคุมกระแสนั้นคือแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส ในการวิเคราะห์เทคนิคนี้มีการวิเคราะห์ที่อยู่สองสถานะ คือเมื่อกระแส i_L^+ เดินทางจากจุดที่ 1 ไปยังจุดที่ 2 โดยกระแส i_L จะวิ่งจากขอบเขตล่างไปหาขอบเขตบน ทำให้ความชันของกระแสเป็นบวก และจากจุดที่ 2 ไปยังจุดที่ 3 กระแส i_L^- มีความชันเป็นลบ จากการวิเคราะห์ในรูปที่ 4.2 สามารถที่จะเขียนเป็นสมการที่เกิดจากการสวิตช์ที่เวลา t_1 และ t_2 โดยที่เวลา t_1 อุปกรณ์ กำลัง IGBT G_1, G_4 ทำงานดังสามารถเขียนสมการได้

$$L \frac{di_L^+}{dt} = V_{dc} \quad (4.1)$$

และเมื่อเวลา t_2 อุปกรณ์ กำลัง IGBT G_2, G_3 ทำงาน

$$L \frac{di_L^-}{dt} = -V_{dc} \quad (4.2)$$

ดังนั้นเมื่อนำ $t_1 + t_2$ จะได้

$$\frac{di_L^+}{dt} + \frac{di_L^-}{dt} = 0 \quad (4.3)$$

เมื่อค่า L = ตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับโหลด

i_L^+ = กระแสของโหลดที่มีความชันเป็นบวกเมื่อกระแสเดินทางขนบเขต HB^+

i_L^- = กระแสของโหลดที่มีความชันเป็นลบเมื่อกระแสเดินทางขนบเขต HB^-

HB^+ = ฮิสเตอร์รีซิสแบนนขอบเขตบน

HB^- = ฮิสเตอร์รีซิสแบนนขอบเขตล่าง

i_{ref} = กระแสอ้างอิง

จากหลักการตรีโกณมิติในรูปที่ (4.2) สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$\frac{di_L^+}{dt} t_1 - \frac{di_{ref}}{dt} t_1 = 2HB \quad (4.4)$$

$$\frac{di_L^-}{dt} t_2 - \frac{di_{ref}}{dt} t_2 = -2HB \quad (4.5)$$

$$t_1 + t_2 = T_C = \frac{1}{f_C} \quad (4.6)$$

เมื่อ t_1 และ t_2 คือเวลาในการสวิตช์ของ IGBT และ f_C คือความถี่สวิตช์ซึ่งเมื่อนำสมการ (4.4) และสมการ (4.5) มาบวกกันแล้วแทนในสมการ(4.6) สามารถเขียนได้

$$t_1 \frac{di_L^+}{dt} + t_2 \frac{di_L^-}{dt} - \frac{1}{f_C} \frac{di_{ref}}{dt} = 0 \quad (4.7)$$

แล้วนำสมการ(4.5) ลบกับสมการ (4.4) จะได้

$$t_1 \frac{di_L^+}{dt} - t_2 \frac{di_L^-}{dt} - (t_1 - t_2) \frac{di_{ref}}{dt} = 4HB \quad (4.8)$$

นำสมการ (4.3) แทนในสมการ (4.8) จะได้

$$\begin{aligned} (t_1 + t_2) \frac{di_L^+}{dt} - (t_1 - t_2) \frac{di_{ref}}{dt} &= 4HB \\ \frac{1}{f_C} \frac{di_L^+}{dt} - (t_1 - t_2) \frac{di_{ref}}{dt} &= 4HB \end{aligned} \quad (4.9)$$

เมื่อนำสมการ(4.3) แทนในสมการ(4.7)

$$t_1 - t_2 = \frac{\left(\frac{di_{ref}}{dt} \right)}{f_C \left(\frac{di_L^+}{dt} \right)} \quad (4.10)$$

เมื่อนำสมการ (4.10) แทนในสมการ (4.9) จะได้ว่า

$$\frac{1}{f_C} \left[\frac{di_L^+}{dt} - \frac{\left(\frac{di_{ref}}{dt} \right)^2}{\frac{di_L^+}{dt}} \right] = 4HB \quad (4.11)$$

เมื่อนำสมการ (4.1) แทนในสมการ (4.11) จะได้

$$\frac{0.25V_{dc}}{f_C L} \left[1 - \frac{4m^2 L^2}{V_{dc}^2} \right] = HB \quad (4.12)$$

ดังนั้น f_C มีค่าเท่ากับ

$$\frac{0.25V_{dc}}{(HB)L} \left[1 - \frac{4m^2 L^2}{V_{dc}^2} \right] = f_C \quad (4.13)$$

เมื่อกำหนดให้ $m = \frac{di_{ref}}{dt}$ คือความชันของกระแสอ้างอิง

จากสมการที่ (4.12) คือฟังก์ชันของฮีสเตอร์รีซิสเบน นั้นขึ้นอยู่กับฟังก์ชันของ m และแหล่งจ่าย V_{DC} และความถี่สวิตซ์ซิ่ง f_C ในสมการ (4.13) เหมาะสำหรับการควบคุมแบบฟลักซ์แบน

เมื่อ $i_{ref} = I_m \sin \omega t$

$$\text{ดังนั้น} \quad m^2 = \left[\frac{d(I_m \sin \omega t)}{dt} \right]^2 = 0.5 \omega^2 I_m^2 (1 + \cos 2\omega t)$$

จากสมการ (4.13) มีความสัมพันธ์กับความถี่สูงสุดและความถี่ต่ำสุดสามารถเขียนได้ดังนี้

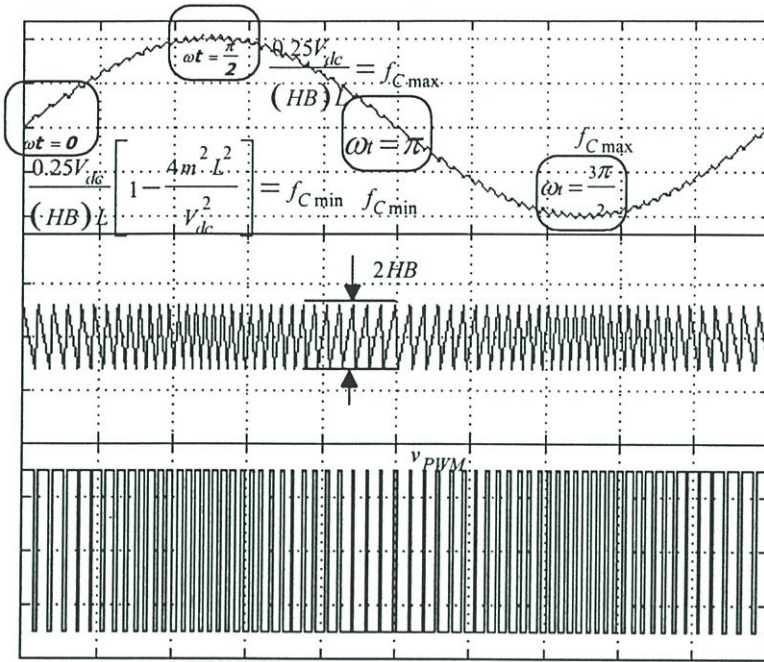
$$\frac{0.25V_{dc}}{(HB)L} = f_{C \max} \quad \text{ที่} \quad \omega t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2} \quad (4.14)$$

และ

$$\frac{0.25V_{dc}}{(HB)L} \left[1 - \frac{4m^2 L^2}{V_{dc}^2} \right] = f_{C \min} \quad \text{ที่} \quad \omega t = 0, \pi \quad (4.15)$$

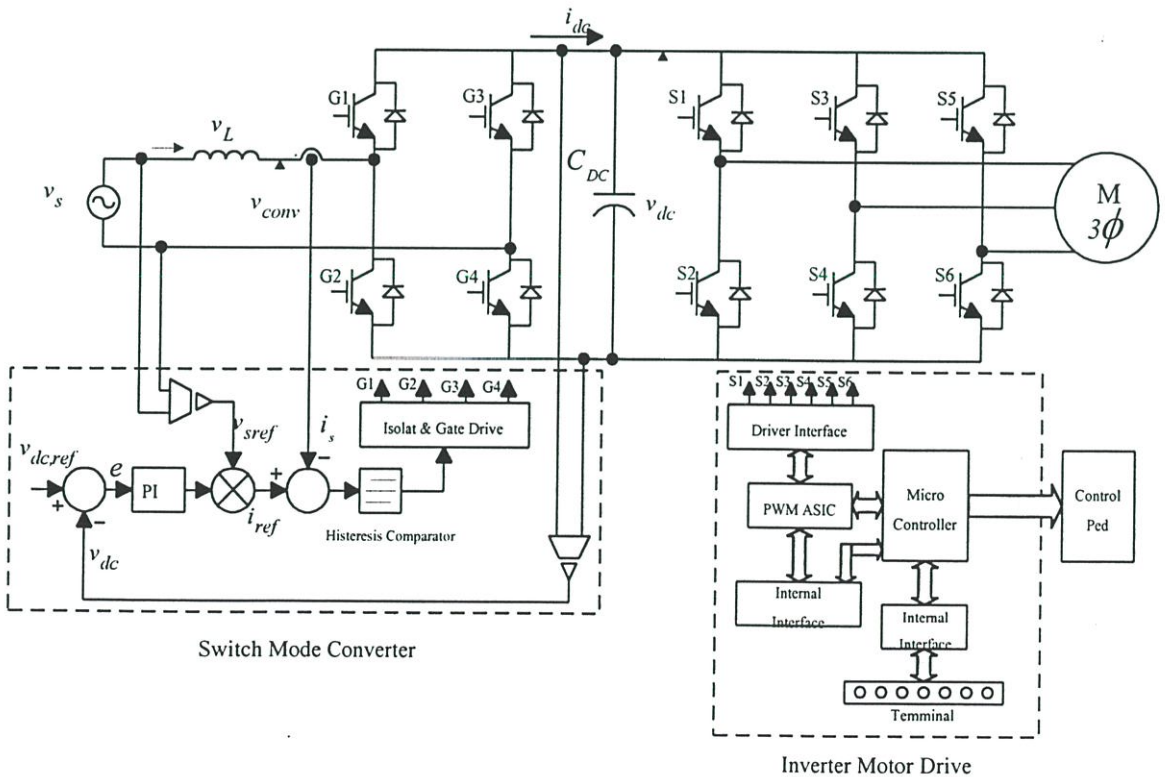
เมื่อควบคุมฮีสเตอร์รีซิสเบนให้คงที่นั่นที่ ความถี่สูงสุด $f_{C \max}$ เมื่อ m เท่ากับ 0 ที่ $\omega t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$

เรเดียน และที่ความถี่ต่ำสุด $f_{C \min}$ เมื่อ m เท่ากับ $\omega t = 0, \pi$ ที่เรเดียน[6]



รูปที่ 4.3 สัญญาณการควบคุมของเทคนิคการควบคุมกระแสแบบมีค่าตัวเหนี่ยวนำ

4.2 หลักการทำงานสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส



รูปที่ 4.4 บล็อกไดอะแกรมของชุดสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์และอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

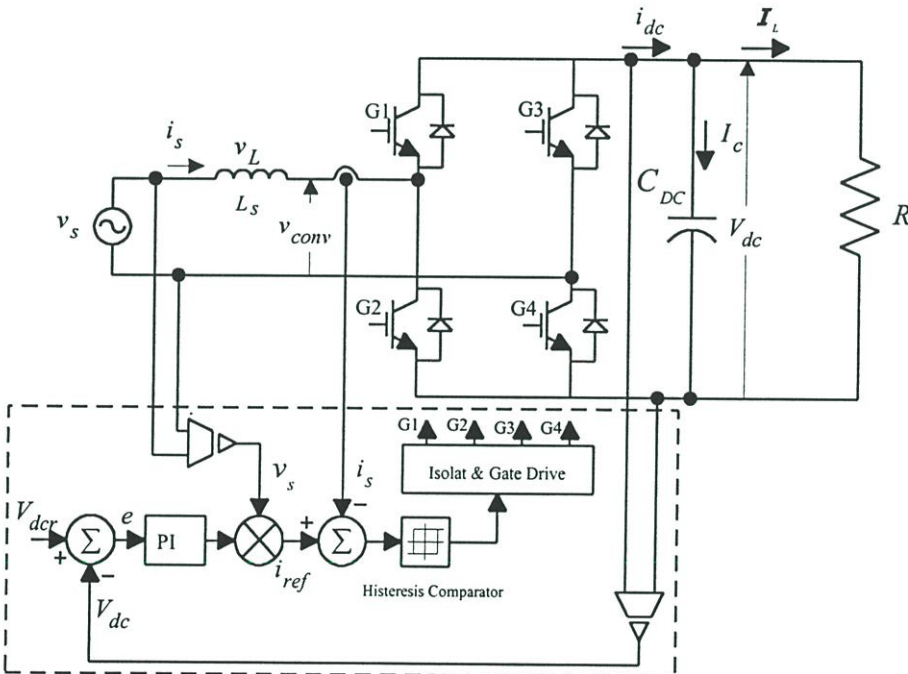
จากรูปที่ 4.4 คือระบบการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสที่ประกอบด้วยภาคคอนเวอร์เตอร์และภาคอินเวอร์เตอร์ โดยภาคคอนเวอร์เตอร์นั้นทำงานแบบสวิตช์โหมคซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงและภาคอินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับเพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยภาคคอนเวอร์เตอร์นี้ประกอบด้วย IGBT 4 ตัวที่ต่อแบบฟูลบริดจ์ (Full bridge) โดย IGBT ทั้งสี่ทำงานเป็นสวิตช์ และใช้หลักการควบคุมกระแสแบบ Adaptive PWM ในการทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์นั้นจะมีการทำงานอยู่ 2 โหมค ดังนี้คือ โหมคที่ 1 เรียกว่าโหมคเรกติไฟลิ่ง (Rectifying) เป็นการส่งถ่ายพลังงานจากแหล่งจ่ายระบบไฟฟ้ากำลัง v_s ไปสู่แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง ในการทำงานโหมคนี้มีการควบคุมกระแสทางด้านอินพุต i_s ให้มีเฟสตรงกับแหล่งจ่ายระบบไฟฟ้ากำลัง v_s (In phase) เป็นมุม 0 องศาทางไฟฟ้า ส่งผลให้เกิดการถ่ายโอนพลังงานจากระบบไฟฟ้ากำลัง v_s ไปสู่แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง แต่ถ้าไม่นำพลังงานนี้ไปใช้งานจะทำให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงสูงขึ้นอย่างฉับพลันทำให้เกิดความเสียหายได้ ส่วนในโหมคที่ 2 เรียกว่าโหมคอินเวอร์ทิง (Inverting) การทำงานในโหมคนี้เป็นการส่งถ่ายพลังงานจากแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง v_{dc} ไปสู่แหล่งจ่ายระบบไฟฟ้ากำลัง v_s ซึ่งในโหมคนี้จะควบคุมกระแสทางด้านอินพุตให้มีเฟสตรงข้ามแรงดันแหล่งจ่ายระบบไฟฟ้ากำลัง v_s (Out of Phase) โดยมีมุมห่างกัน 180 องศาทางไฟฟ้า จึงทำให้พลังงานถ่ายออกสู่แหล่งจ่ายระบบไฟฟ้ากำลัง v_s ลักษณะการทำงานเช่นนี้จะทำให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง v_{dc} ลดลง โดยคุณสมบัติของการทำงานทั้ง 2 โหมคนี้สามารถนำไปใช้ในการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง v_{dc} ให้คงที่ และที่สำคัญในการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์โหมคนี้สามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของกระแสอินพุตและค่าความผิดเพี้ยนของกระแสให้ดีขึ้น

ในการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงให้คงที่ได้ นำเอาการควบคุมลูปปิดที่มีการควบคุมแบบ PI ช่วยในการควบคุมแรงดันให้คงที่ โดยอาศัยหลักการการทำงานทั้ง 2 โหมคของคอนเวอร์เตอร์เมื่อทำการตรวจจับแรงดันทางด้านแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงโดยใช้ออปโตไอโซเลท (Opto Isolate) เป็นตัวตรวจจับ ถ้ามีการเพิ่มโหลดที่แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงจะทำให้ระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงลดลงเป็นผลทำให้สัญญาณที่ตรวจจับนั้นลดลงตาม แล้วนำสัญญาณที่ตรวจจับได้มาเปรียบเทียบกับแรงดันกระแสตรงอ้างอิง v_{ref} จะได้สัญญาณเออเรอร์ e เป็นสัญญาณบวกและเมื่อนำสัญญาณดังกล่าวมาคูณกับสัญญาณ v_s ที่ตรวจจับมาจากแหล่งจ่ายระบบไฟฟ้ากำลัง v_s ได้เป็นสัญญาณกระแสอ้างอิง i_{ref} ที่มีเฟสตรงกับแรงดัน v_s ทำให้คอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมคเรกติไฟลิ่ง (Rectifying) ส่งผลให้ v_{dc} สูงขึ้น เพื่อชดเชยแรงดัน v_{dc} ที่ตกลงเนื่องจากการเพิ่มโหลด และเมื่อแรงดันสูงกว่าแรงดันกระแสตรงอ้างอิงที่ตั้งไว้จะทำให้สัญญาณเออเรอร์เป็นลบ เมื่อนำไปคูณกลับสัญญาณแรงดัน v_s ทำให้กระแสอ้างอิงมีเฟสตรงข้ามกับแรงดัน v_s เป็นมุม 180 องศาทางไฟฟ้า ทำให้คอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมคอินเวอร์ทิง (Inverting) ส่งผลให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง v_{dc} ลดลง จึง

ทำให้รักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงคองที่ และเมื่อนำไปประยุกต์ใช้กับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสที่มีการปรับความเร็วรอบ ในขณะที่มอเตอร์ทำงานมีโหลดปกติคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในโหมดเรกติไฟลิ่ง แต่เมื่อมอเตอร์มีการลดความเร็วอย่างฉับพลันเป็นผลทำให้ความเร็วโรเตอร์สูงกว่าความเร็วซิงโครนัสในสเตเตอร์ ส่งผลให้มอเตอร์อยู่ในสภาวะรีเจนเนอเรทีฟ และทำให้ระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงสูงขึ้นอย่างรวดเร็ว ในช่วงนี้คอนเวอร์เตอร์ทำงานอยู่ในโหมดอินเวอร์ทิง (Inverting) เพื่อนำพลังงานนี้ส่งถ่ายย้อนกลับสู่แหล่งจ่ายระบบไฟฟ้ากำลัง v_s

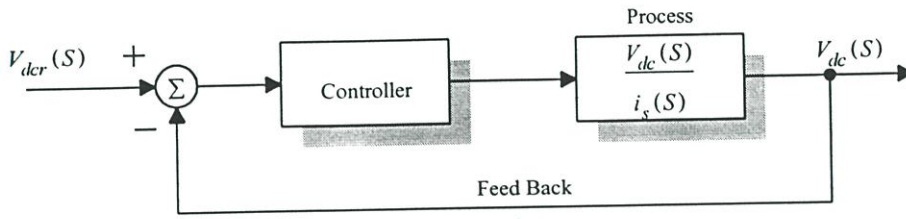
4.3 การวิเคราะห์และจำลองเชิงคณิตศาสตร์ของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่มีการป้อนกลับ

ในการวิเคราะห์และออกแบบระบบควบคุมทั่วไปมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องได้แบบจำลองเชิงคณิตศาสตร์ ดังนั้นในการจำลองเชิงคณิตศาสตร์ ต้องมีการกำหนดค่าพารามิเตอร์ของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์แบบที่มีการป้อนกลับ



รูปที่4.5 สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมการป้อนกลับทางด้านแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

ในการควบคุมนั้นจะประกอบด้วยตัวควบคุมและกระบวนการการทำงาน (Process) ของระบบ สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งจะเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่าง i_s กับ V_{dc} ดังแสดงในบล็อกไดอะแกรม



รูปที่ 4.6 บล็อกไดอะแกรมทั่วไปของการควบคุมแบบที่มีการป้อนกลับ

จากรูปที่ 4.5 สามารถเขียนสมการวิเคราะห์เพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนได้ ดังนั้นในการวิเคราะห์ เมื่อทำการปรับแต่งกระแสทางด้านอินพุต i_s จะมีผลต่อแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยง (V_{dc}) เมื่อสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ทำงานอยู่ในโหมดเรกติไฟลิ่ง เมื่อเพิ่มปริมาณขนาดของกระแสอินพุตให้มากขึ้น จะทำให้แรงดันตกคร่อมในตัวคาปาซิเตอร์มากเนื่องมาจากการสะสมพลังงานในตัวคาปาซิเตอร์ ดังนั้นสามารถเขียนสมการถ่ายโอนได้ โดย อาศัยหลักการควบคุมกำลังไฟฟ้าส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าจาก V_s ไปสู่ V_{dc} แล้วทำการตรวจสอบผลการตอบสนองทางด้านเวลาของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ด้วยเหตุนี้สามารถพิจารณาสมมุติให้ระบบของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพ 100 % และอีกทั้งยังต้องมองข้ามผลกระทบของแรงดันรีเปลของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจากการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าทางด้าน V_s ไปสู่ V_{dc} สามารถเขียนสมการได้ดังนี้[2]

$$V_s i_s = \frac{V_{dc}^2}{R} + CV_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (4.16)$$

$$\text{กำหนดให้ } R = \frac{V_{dc}}{I_L}$$

$$V_s i_s - \frac{V_{dc}^2}{R} = CV_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (4.17)$$

$$\frac{V_s i_s}{CV_{dc}} - \frac{V_{dc}}{CR} = \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (4.18)$$

เพื่อจัดรูปสมการให้ง่ายต่อการแก้ปัญหาของระบบคณิตศาสตร์ กำหนดให้ V_{dc} บางตัวอยู่ในรูปของค่าคงที่โดยกำหนดค่า V_{dc} คือค่าคงที่ของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

$$\frac{V_s i_s}{CV_{dc}} - \frac{V_{dc}}{CR} = \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (4.19)$$

ทำการแปลงลาปลาซสมการ (4.19) เพื่อให้ง่ายต่อการหาคำตอบของสมการอนุพันธ์เชิงเส้นและง่ายต่อการหาความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของระบบสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\frac{V_s I_s(S)}{C V_{dcc}} - \frac{V_{dc}(S)}{RC} = S V_{dc}(S) \quad (4.20)$$

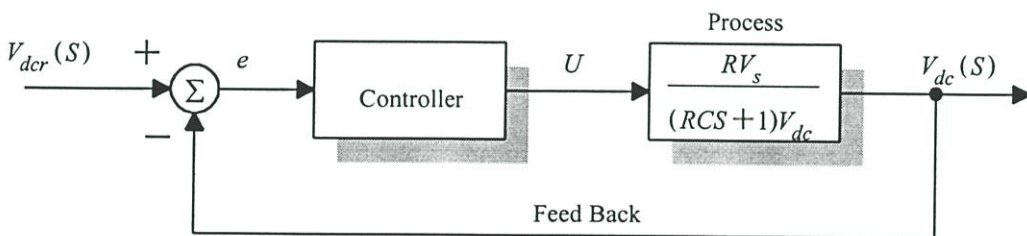
จะได้ว่า

$$\frac{V_s I_s(S)}{C V_{dcc}} = \frac{V_{dc}(S)}{RC} + S V_{dc}(S) \quad (4.21)$$

$$\frac{V_s I_s(S)}{C V_{dcc}} = V_{dc}(S) \left(S + \frac{1}{RC} \right) \quad (4.22)$$

$$\frac{V_{dc}(S)}{I_s(S)} = \frac{R V_s}{(RCS + 1) V_{dcc}} \quad (4.23)$$

ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนระบบจะมีค่าเท่ากับสมการ (4.23) จากนั้นนำไปออกแบบหาระบบควบคุมตามบล็อกไดอะแกรมที่ 4.7



รูปที่ 4.7 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่มีการป้อนกลับ

e ความคลาดเคลื่อนในการควบคุม

U สัญญาณควบคุม

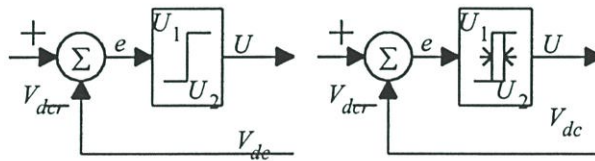
ในการเลือกตัวควบคุมให้เหมาะสมกับระบบการควบคุมนั้น ตัวควบคุมโดยพื้นฐานทั่วไปที่ใช้ใน

การควบคุมป้อนกลับจะมีอยู่ 6 แบบ [9]

1. ตัวควบคุม 2 ตำแหน่ง (Two – Position)
2. ตัวควบคุมแบบพี (Proportional Controller)
3. ตัวควบคุมแบบอินทิกรัล (Integral Controller)
4. ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอินทิกรัล (Proportional plus Integral Controller)
5. ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์ (Proportional plus Derivative Controller)
6. ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอินทิกรัลบวกอนุพันธ์ (Proportional plus Integral plus Derivative Controller)

ตัวควบคุม 2 ตำแหน่ง (Two – Position)

ตัวควบคุมนี้เป็นแบบง่ายและราคาถูก มีที่ใช้ในโรงงานอุตสาหกรรมและระบบควบคุมในบ้าน ตามแผนภาพรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 บล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมแบบเปิดปิด

$$U(t) = \begin{cases} U_1 & \text{เมื่อ } e(t) > 0 \\ U_2 & \text{เมื่อ } e(t) < 0 \end{cases}$$

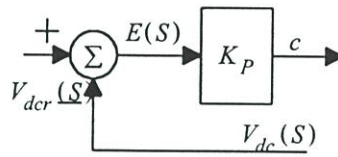
โดยค่า U_1 และ U_2 เป็นค่าคงที่ ถ้า U_2 ส่วนมากมีค่าเป็นศูนย์หรือค่า $-U_1$ ตัวควบคุมนี้จะมีลักษณะเป็นแบบไม่เชิงเส้น

ตัวควบคุมแบบสัดส่วน (แบบ P)

ตัวควบคุมนี้มีสัญญาณควบคุมออกมาเป็นสัดส่วนโดยตรงกับสัญญาณเข้า

$$C(t) = K_p e(t) \quad \text{หรือ} \quad C(s) = K_p E(s) \quad \text{โดยค่า } K_p \text{ คืออัตราขยายสัดส่วนคงที่}$$

ตัวควบคุมนี้ส่วนใหญ่เป็นเครื่องขยายที่สามารถปรับค่าอัตราขยาย แผนภาพกรอบแสดงดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 บล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมแบบพี

ตัวควบคุมแบบอินทิกรัล (แบบ I)

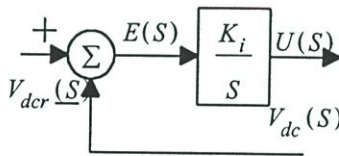
ตัวควบคุมนี้มีสัญญาณควบคุมออกมาด้วยอัตราที่เป็นสัดส่วนกับสัญญาณคลาดเคลื่อนเข้า

$$\frac{dU(t)}{dt} = K_i e(t) \quad \text{หรือ} \quad U(t) = \int_0^t e(t) dt$$

โดย K_i คือค่าคงที่ที่ปรับค่าได้เมื่อทำการแปลงลาปลาซได้

$$U(S) = \frac{K_i}{S} E(S) \quad (4.24)$$

ตามแผนภาพการควบคุมที่แสดงดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมแบบไอ

ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอินทิกรัล (แบบ PI)

ตัวควบคุมนี้เป็นการรวมตัวควบคุมแบบ P เข้ากับแบบ I

$$U(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt$$

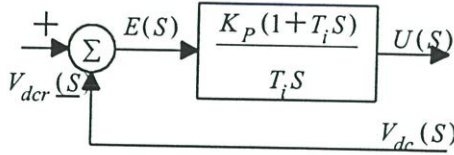
หรือเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนได้

$$\frac{U(S)}{E(S)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i S} \right) \quad (4.25)$$

โดย K_p เป็นอัตราขยายสัดส่วน

T_i ช่วงเวลาอินทิกรัล (integral time)

ค่า K_p และ T_i เป็นค่าคงที่ที่ปรับค่าได้ ส่วนกลับของค่า T_i เรียกว่า Reset rate ซึ่งหมายถึงจำนวนครั้งต่อเวลาที่สัญญาณควบคุมมีค่าเป็น 2 เท่าบล็อกไดอะแกรมการควบคุมแบบ PI ในรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแบบ พีไอ

ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์ (แบบ PD)

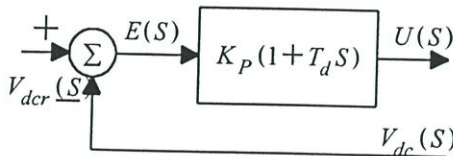
ตัวควบคุมนี้รวมแบบ P เข้ากับแบบอนุพันธ์ D มีสมการดังนี้

$$U(t) = K_p e(t) + K_D T_d \frac{de(t)}{dt}$$

และฟังก์ชันถ่ายโอน คือ

$$\frac{U(S)}{E(S)} = K_p (1 + T_d S) \quad (4.26)$$

โดย K_p เป็นอัตราขยายสัดส่วน และ T_d เรียกว่า ช่วงเวลาอนุพันธ์ (Derivative time) ค่า K_p และค่า T_d มีค่าคงที่และสามารถปรับค่าได้ การกระทำควบคุมแบบ D ให้สัญญาณออกมีค่าเป็นสัดส่วนกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณคลาดเคลื่อนเข้า ในการควบคุมนี้การควบคุมแบบ D ให้ผลต่อระบบก่อนแบบ P ซึ่งเป็นข้อดีของแบบ D แต่ข้อเสียคือ ขยายสัญญาณรบกวนและอาจทำให้เกิดการอิมพัลส์ในการเร่งสัญญาณควบคุม



รูปที่ 4.12 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแบบ พีดี

ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอินทิกรัลบวกอนุพันธ์ (แบบ PID)

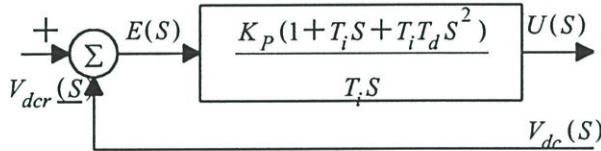
ตัวควบคุมนี้เป็นการรวมกันระหว่างแบบ P, I และ D โดยมีสมการดังนี้

$$U(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt}$$

และฟังก์ชันถ่ายโอน คือ

$$\frac{U(S)}{E(S)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i S} + T_d S \right) \quad (4.27)$$

โดย K_p คืออัตราสัดส่วน, T_i คือช่วงเวลาอินทิกรัล, และ T_d คือช่วงเวลาคงที่
 ดังแสดงในรูปที่ 4.13



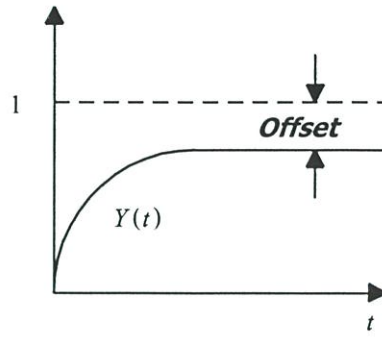
รูปที่ 4.13 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแบบ พีไอดี

จากหลักการควบคุมพื้นฐานทั้ง 6 แบบนั้น แต่ละการควบคุมจะมีคุณสมบัติการควบคุมที่แตกต่างกันไป การที่จะเลือกตัวควบคุมแต่ละตัวมาใช้งานนั้นต้องให้เหมาะสมกับกระบวนการ โดยมีวัตถุประสงค์ในการออกแบบ เพื่อลดค่าความคลาดเคลื่อนในการควบคุมที่เกิดขึ้นสูงสุดให้มีค่าน้อยที่สุด, ลดค่าช่วงเวลาในการเข้าสู่ระบบสมดุลให้สั้นที่สุดและลดค่าความคลาดเคลื่อนรวมในการควบคุมให้มีค่าน้อยที่สุดการฟังก์ชันถ่ายโอนของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ดังแสดงในสมการ 4.23

$$\frac{V_{DC}(S)}{I_S(S)} = \frac{RV_S}{(RCS + 1)V_{DC}}$$

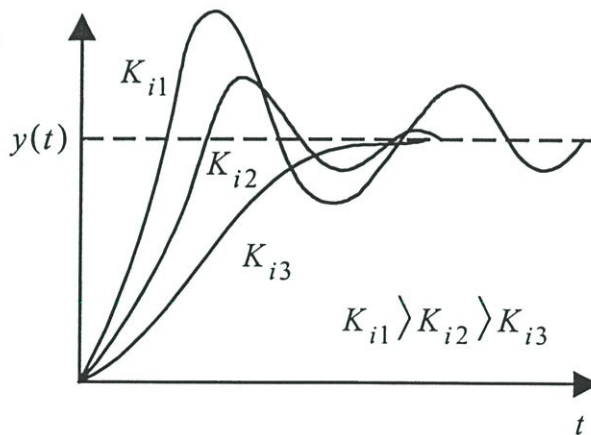
จะเห็นได้ว่าฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์จะเป็นสมการอันดับหนึ่ง

(First order) ดังนั้นในการควบคุมระบบสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์จำเป็นต้องใช้การควบคุมแบบเชิงเส้นในการควบคุม ดังนั้นในการควบคุมแบบพีเอินำมาใช้ร่วมในกระบวนการที่มีฟังก์ชันอันดับหนึ่งจะทำให้ระบบมีผลการตอบสนองที่รวดเร็วแต่จะเกิดการคลาดเคลื่อนในกระบวนการควบคุมหรือเกิด Offset ดังแสดงในรูปที่ 4.14 จึงทำให้ระบบเสถียรภาพของกระบวนการลดลง[1]



รูปที่ 4.14 ผลการตอบสนองของกระบวนการอันดับหนึ่งที่ใช้เครื่องควบคุมแบบพี

เมื่อนำการควบคุมแบบโอมมาใช้กับระบบจะพบว่า การควบคุมแบบโอมสามารถลดผลต่างการควบคุมให้หมดไปและทำให้กระบวนการเข้าสู่สภาวะเป้าหมายเสมอด้วยในการควบคุมแบบโอมเมื่อเพิ่มหรือลด K , จะได้ผลการทดลองตามรูปที่ 4.15 จะเห็นได้ว่าค่าอัตราการหน่วงของกระบวนการ ζ เปลี่ยนไปเมื่อเพิ่ม K , มากค่าอัตราการหน่วงของกระบวนการ ζ ลดลงเช่นเดียวกันเมื่อลดค่า K , ให้น้อยลงจะทำให้การตอบสนองของกระบวนการเร็วขึ้นและมีความหน่วงน้อยลงทำให้เกิดการแกว่งในลักษณะเช่นนี้จะทำให้เสถียรภาพของระบบลดลง

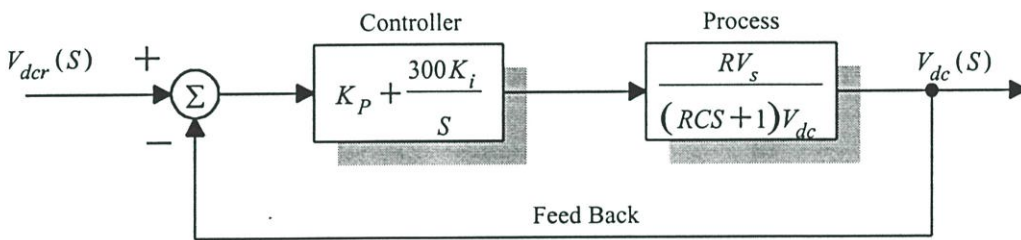


รูปที่ 4.15 ผลการตอบสนองของกระบวนการที่มีการควบคุมแบบพีโอมและปรับค่า K_i

และเมื่อนำการควบคุมแบบดีกับระบบกระบวนการอันดับหนึ่งโดยคุณสมบัติของกระบวนการอันดับหนึ่งที่มีการควบคุมแบบดีจะพบว่า การควบคุมแบบดีไม่เปลี่ยนจำนวนอันดับของกระบวนการเดิมเช่นเดียวกับการควบคุมแบบโอมและค่าคงที่การหน่วงเวลาของกระบวนการมีค่าเพิ่มขึ้นจากเดิมทำให้ผลการตอบสนองของกระบวนการช้าลง เมื่อนำการควบคุมแบบพีโอมมาใช้กับกระบวนการพบว่า การควบคุมแบบพีโอมทำให้คุณสมบัติของกระบวนการเปลี่ยนไปทำให้กระบวนการมีอันดับสูงขึ้นเนื่องจากการควบคุม

คุมแบบไอ , กระบวนการไม่มีการคลาดเคลื่อนในการควบคุมกระบวนการจะเข้าสู่เป้าหมายเสมอเนื่องมาจากการตัวควบคุมแบบไอ , การเพิ่มค่า K_P จะทำให้ผลการตอบสนองเร็วขึ้นเนื่องจากผลการควบคุมแบบพีและไอแต่กระบวนการจะมีการแกว่งมากขึ้นทำให้ค่าการตอบสนองสูงสุดเพิ่มขึ้นและเสถียรภาพของกระบวนการลดลงเนื่องมาจากตัวควบคุมแบบไอและเมื่อลดค่า T_i จะทำให้การตอบสนองของกระบวนการเร็วขึ้นกระบวนการจะมีการแกว่งมากขึ้นดังนั้นถ้าการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอให้เหมาะสมกับกระบวนการจะทำให้ระบบมีผลการเวลาในการตอบสนองที่ดีและระบบมีเสถียรภาพที่ดีในการใช้ตัวควบคุมแบบพีไอดีจะมีคุณสมบัติเหมือนการควบคุมแบบพีไอและเมื่อเพิ่มการควบคุมแบบดีเข้าไปโดยจะทำให้กระบวนการมีเสถียรภาพที่ดีขึ้นในขณะเดียวกันผลการตอบสนองของกระบวนการจะมีความเร็วคงเดิมจากผลการตอบสนองแบบพีไอ

จากคุณสมบัติของการควบคุมแต่ละแบบโดยหลักการในการเลือกตัวควบคุมให้เหมาะสมกับกระบวนการของสวิตช์โหมคควนเวอร์เตอร์โดยได้เลือกใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ ดังนั้นในการออกแบบเพื่อศึกษาลักษณะเฉพาะของ Transient response ของระบบลูปปิดดังแสดงตามรูปที่



รูปที่ 4.16 บล็อกไดอะแกรมของระบบที่มีการป้อนกลับแบบพีไอ

จากรูปที่ 4.27 เมื่อนำมาเขียนสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีการป้อนกลับสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\frac{V_{dc}(S)}{V_{dcr}(S)} = \frac{RV_s K(S+300)}{(R(S^2 + S)V_{dc} + KR V_s(S+300))} \quad (4.27)$$

จากสมการ (4.27) สามารถที่จะนำไปคำนวณเพื่อตรวจสอบและออกแบบระบบการควบคุมได้

4.4 สรุป

ในบทนี้ได้พูดหลักการวิเคราะห์การควบคุมที่ใช้การควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสโดยได้วิเคราะห์หลักการทางโมเดลคณิตศาสตร์เพื่อนำโมเดลนี้ไปทำการออกแบบหาค่าความถี่สวิตซ์ และยังได้กล่าวถึงการทำงานของสวิตช์โหมคควนเวอร์เตอร์ที่ต่อร่วมกับอินเวอร์เตอร์เพื่อขับเคลื่อน

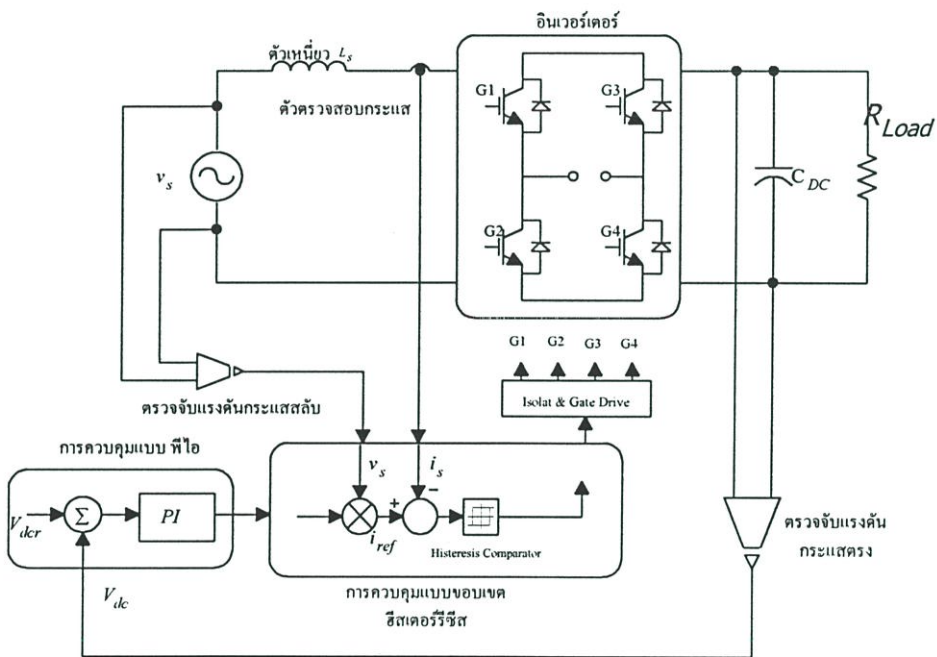
มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส อีกทั้งได้คำนวณโมเดลคณิตศาสตร์ของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์แบบที่มีการป้อนกลับทางด้านแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงโดย โมเดลคณิตศาสตร์นี้จะช่วยในการออกแบบพารามิเตอร์ของระบบควบคุมในบทต่อไป

บทที่ 5

การออกแบบและสร้าง

5.1 บทนำ

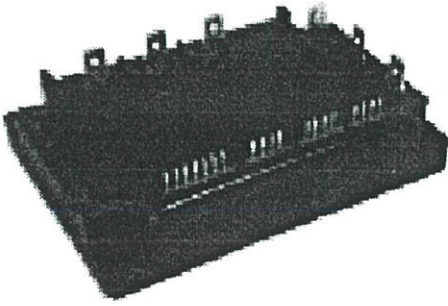
ในการออกแบบเครื่องต้นแบบวงจรสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทางนั้นเครื่องต้นแบบสามารถแบ่งการออกได้หลายส่วนหลายภาคโดยภาคแรกคือชุดอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ ไอจีบีทีโมดูลการสวิตช์ภาคที่สองคือชุดการควบคุมพีดับบลิวเอ็มที่ใช้เทคนิคการควบคุมแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสส่วนในภาคที่สามคือวงจรการควบคุมที่มีการป้อนกลับทางด้านแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยงโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ



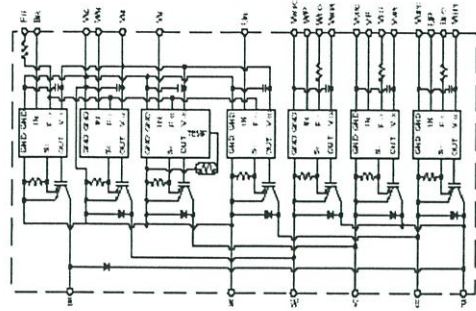
รูปที่ 5.1 บล็อกแสดงส่วนประกอบของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์

5.2 การออกแบบวงจรสร้างวงจรถ่ายกำลังอินเวอร์เตอร์

ในการออกแบบสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ในภาคอินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่การสวิตช์เพื่อที่จะแปลงพลังงานจากไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงโดยจะเลือกใช้ทรานซิสเตอร์กำลังแบบ IGBT แบบโมดูลของบริษัทเซมิคอนดักเตอร์ PM25RSB120 โดยมีคุณสมบัติทนพิกัดแรงดัน 1200 โวลท์และทนพิกัดกระแสได้ 25 แอมป์และสามารถที่จะส่งสัญญาณฟอสส์จากตัวโมดูลได้เพื่อที่จะหยุดการทำงานในกรณีเมื่อเกิดการลัดวงจรภายในกึ่งหรือกระแสเกินพิกัดและสามารถรองรับความถี่สวิตช์สูงสุดได้ถึง 20 กิโลเฮิร์ตซ์ดังแสดงโครงสร้างไว้ในรูปที่ 5.2



(ก)



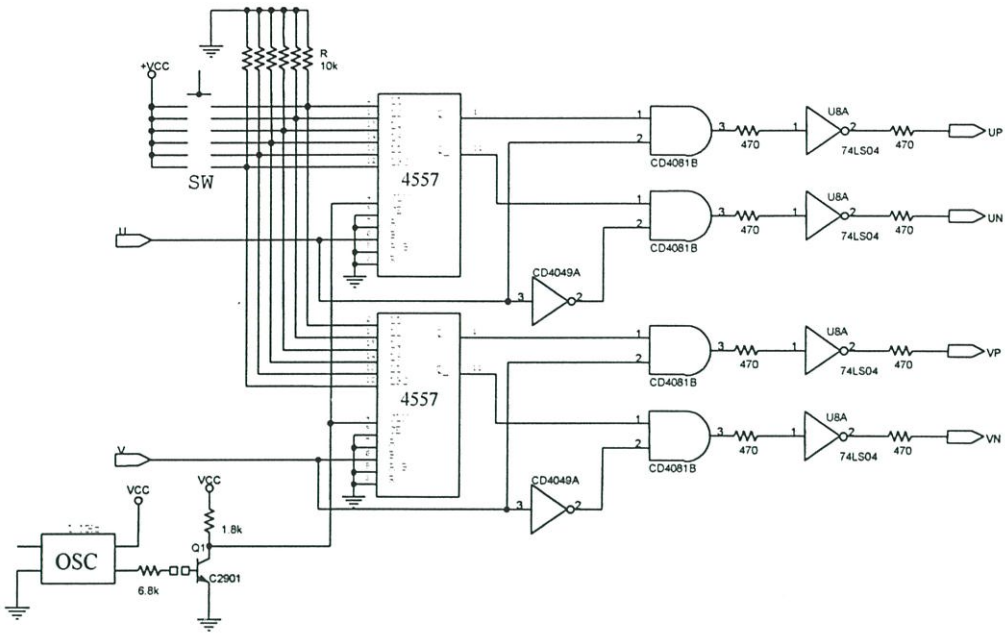
(ข)

รูปที่ 5.2 ทรานซิสเตอร์โมดูลกำลังแบบ IGBT รุ่น PM25RSB120

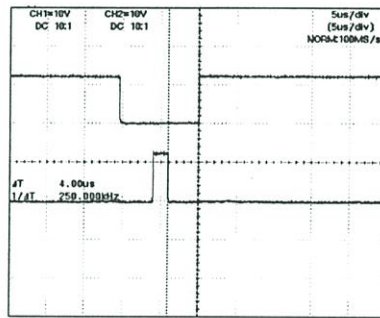
การควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังกับสัญญาณควบคุมต้องมีการแยกโคดสัญญาณที่จะควบคุมโดยใช้อปโตไดโอดเบอร์ TLP 550 เป็นตัวแยกโคดสัญญาณทางไฟฟ้าในการเลือกใช้จะเลือกใช้อยู่ 2 กิ่งและแยกขดลวดหม้อแปลงแต่ละวงจรหากต้องการสวิตช์ตัวใดให้ตัวหนึ่งในตัวโมดูลสวิตช์ทำงาน ให้ป้อนสัญญาณเข้าโดยอาศัยคีย์ของแรงดันที่ขานี้มีค่าเท่ากับศูนย์ส่วนวงจรที่มีการส่งฟลัดที่ออกจากตัวโมดูลเพื่อที่จะหยุดสัญญาณขับนำ ในกรณีที่เกิดการลัดวงจรหรือกระแสเกิน จะใช้อุปกรณ์อปโตไดโอดเบอร์ PIC810 จะมีการทำงานของการส่งฟลัดนี้จะมีการส่งสัญญาณที่มีคาบความกว้างสัญญาณประมาณ 10 ไมโครวินาที ซึ่งการใช้ของการที่จะหยุดการทำงานขับนำ ต้องมีวงจรภายนอกช่วยในการค้างสภาวะการทำงาน

5.3 การออกแบบและสร้างวงจรประวิงเวลาสัญญาณ

ในการทำงานของอุปกรณ์ในการสวิตช์นั้นที่มีการทำงานในแต่ละกิ่งนั้นสิ่งที่สำคัญอย่างยิ่งคือต้องควบคุมสัญญาณไม่ให้เกิดการสวิตช์ในกิ่งพร้อมกันจะทำให้เกิดการลัดวงจร ทำให้เกิดการเสียหายขึ้นที่อุปกรณ์สวิตช์ดังนั้นจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่จะประวิงเวลาไม่ให้สัญญาณในการควบคุมของการสวิตช์ในกิ่งนั้นทำงานพร้อมกันโดยมีวงจรดังแสดงในรูปที่ 5.3 ในการทำงานของวงจรประวิงเวลานั้นอาศัยหลักไอซี MC14557 ช่วยในการเลื่อนบิตโดยจะอาศัยจังหวะจากสัญญาณนาฬิกาขนาด 1 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยการเลือกช่วงความกว้างของเวลาเดดไทม์สามารถกำหนดจากสถานะหนึ่งหรือศูนย์ให้กับขา L1 ถึง L32 แล้วนำสัญญาณที่ได้จากไอซี MC14557 มาทำการซิงโครไนซ์กับสัญญาณขาเข้าก่อนไอซี MC14557 เพื่อให้ได้เอาต์พุตที่มีสัญญาณขับกิ่งบนและกิ่งล่างดังแสดงในรูปที่ 5.3



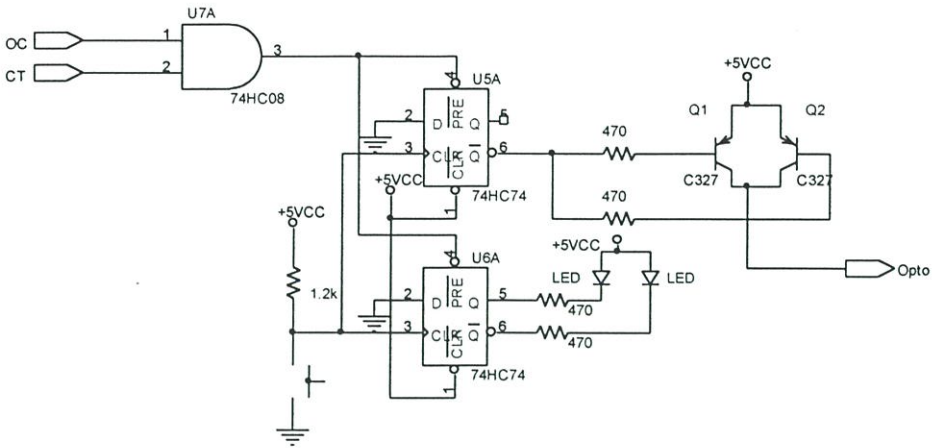
รูปที่ 5.3 วงจรประวิงเวลา (Deda time)



รูปที่ 5.4 สัญญาณประวิงเวลาที่ออกจากวงจร

5.4 การออกแบบวงจรวงจรค้ำสัญญาณฟลัดเพื่อหยุดการขับนำชุดอินเวอร์เตอร์

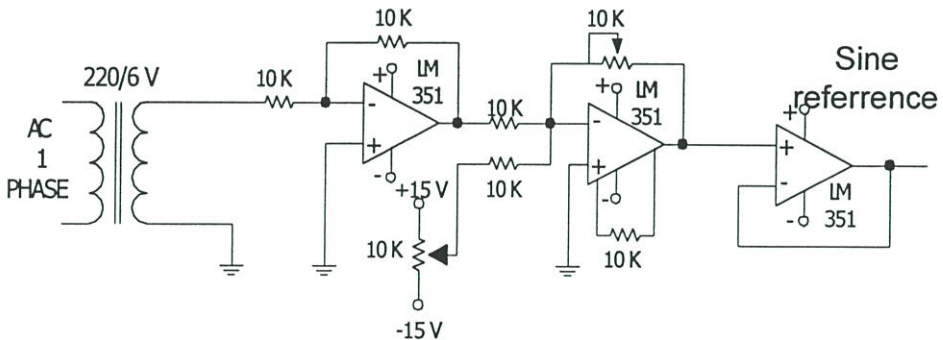
ในการออกแบบวงจรค้ำสัญญาณฟลัดเพื่อให้ดับสัญญาณขับนำในวงจรนี้จะใช้ไอซี 74HCT74 โดยจะนำสัญญาณที่ได้จากการตรวจจับสัญญาณฟลัดโดยผ่านการแยกโคดจากออปโตเบอร์ PC817 โดยนำสัญญาณที่มีสถานะเป็นหนึ่งในขา PRESET ของไอซี 74HCT74 โดยในสถานะปกติจะมีสถานะเป็นหนึ่งและขาสัญญาณ 1Q จะมีสถานะต่ำและที่ 2Q จะมีสถานะสูง ดังนั้นเกิดสัญญาณฟลัดทำให้ขา PRESET ของไอซี 74HCT74 มีสถานะเป็นศูนย์ขาสัญญาณ 1Q จะมีสถานะสูงและที่ 2Q จะมีสถานะต่ำทำให้มีสัญญาณไปสั่งหยุดการทำงานของอินเวอร์เตอร์และถ้าหากต้องการที่จะเริ่มทำงานใหม่ให้กด RESET



รูปที่ 5.5 วงจรคั้งสัญญาณฟลัดเพื่อหยุดการขับนำชุดอินเวอร์เตอร์

5.5 การออกแบบวงจรตรวจจับแรงดัน

ในการตรวจจับสัญญาณ ไซน์จากระบบไฟฟ้ากำลังจากการ ไฟฟ้าเพื่อที่จะนำสัญญาณที่มีการซิงโครไนซ์กับการ ไฟฟ้าเพื่อที่จะนำสัญญาณนี้ไปในการควบคุมเฟสของกระแสอ้างอิง

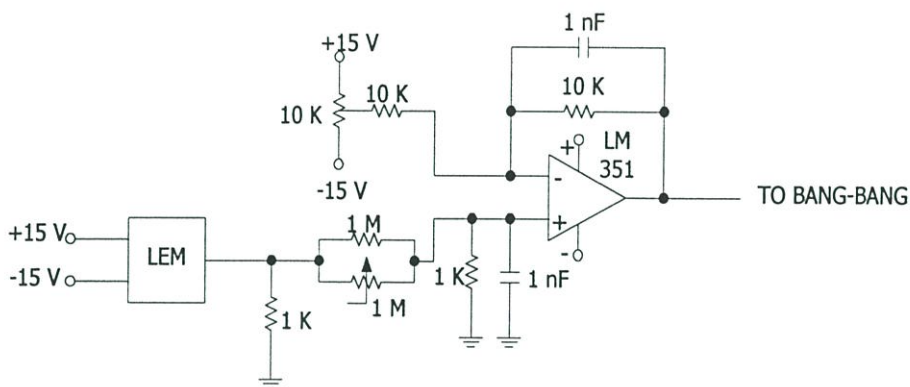


รูปที่ 5.6 วงจรตรวจจับสัญญาณ ไซน์จากระบบไฟฟ้า

ในวงจรตรวจจับสัญญาณ AC (220 V) จากการไฟฟ้านั้นใช้หม้อแปลงแกนเหล็กแบบลดระดับแรงดัน STEP-DOWN โดยมีอัตราส่วนแรงดัน 220 : 6 จากนั้นนำสัญญาณที่ได้มาปรับแต่งโดยง่ายเข้าวงจร INVERTING ที่ใช้ออปแอมป์เบอร์ LM351 จะได้สัญญาณ ไซน์กลับเฟสจากเดิมและนำไปเข้าวงจร SUMMING เพื่อกลับเฟสเป็นสัญญาณ ไซน์เหมือนเดิมแต่สามารถปรับ OFFSET และขนาดของสัญญาณ ไซน์ได้ OUTPUT ในวงจรนี้จะสามารถปรับค่าแรงดันอ้างอิงให้อยู่ในย่าน 1 Vp-p ถึง 15 Vp-p ที่ R ปรับค่าได้ สัญญาณ ไซน์ที่นำไปใช้ในการอ้างอิงเพื่อควบคุมจะอยู่ที่ 1 Vp-p

5.6 วงจรตรวจจับกระแส

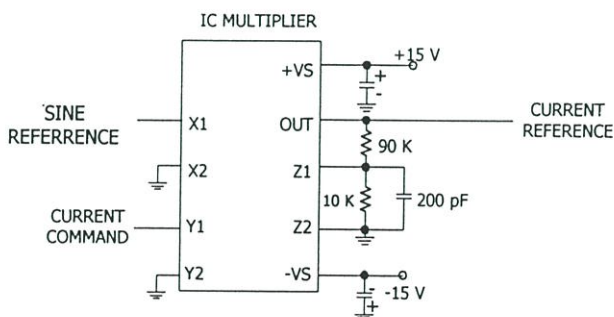
วงจรตรวจจับกระแสเพื่อนำมาใช้ในเทคนิคการควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสในการตรวจจับสัญญาณนั้นจะใช้ ฮอลล์เอฟเฟกต์ ยี่ห้อ LEM ช่วยในการตรวจจับ ดังแสดงในรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 วงจรตรวจจับกระแสจริงด้านกระแสสลับโดยใช้ LEM

สัญญาณกระแสจริงที่ได้จากการวัดโดยฮอลล์เอฟเฟกต์จะมีขนาดและเฟสเกือบเท่ากับสัญญาณกระแสอ้างอิงที่ตรวจจับได้มีขนาดเล็ก ดังนั้นต้องมีการนำสัญญาณนั้นมาขยายโดยมีเกนประมาณ 1.5 เท่าใช้ออปแอมป์เบอร์ LM 351 เป็นตัวขยายสัญญาณเพื่อให้ได้ค่าของ กระแสจริงที่ตรวจจับ ที่มีสภาวะการทำงานของ SWITCH MODE CONVERTER

5.7 วงจรคูณสัญญาณแรงดัน (VOLTAGE MULTIPLIER)

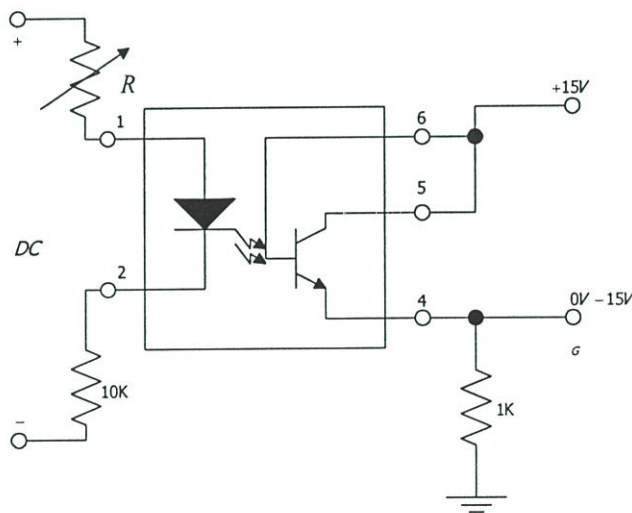


รูปที่ 5.8 วงจรคูณสัญญาณแรงดัน

ในวงจรนี้จะใช้ ไอซีคูมเบอร์ AD534 จาก BLOCK DIAGRAM รูปที่ 5.1 ค่า CURRENT COMMAND มีค่าเป็นได้ทั้งบวกและลบขึ้นอยู่กับค่าปรับ R ปรับค่าได้ถ้าปรับให้ CURRENT COMMAND มีค่าเป็นบวกเมื่อนำไปเข้าวงจรคูณกับสัญญาณไซน์อ้างอิง จะได้สัญญาณกระแสอ้างอิงมีขนาดสูงขึ้นและมีเฟสตรงกับสัญญาณไซน์อ้างอิงเดิมดังรูปที่ 5.7 ช่วงนี้ SWITCH MODE CONVERTER ทำงานช่วง RECTIFIER ถ้าปรับ CURRENT COMMAND มีค่าเป็นลบเมื่อนำไปเข้าวงจรคูณกับสัญญาณไซน์อ้างอิง จะได้สัญญาณกระแสอ้างอิงมีขนาดสูงขึ้นแต่มีเฟสตรงกันข้ามกับสัญญาณไซน์อ้างอิงเดิม ช่วงนี้ SWITCH MODE CONVERTER ทำงานช่วง INVERTER จะได้สัญญาณกระแสอ้างอิงเพื่อนำไปลบกับกระแสจริงที่ตรวจจับมาจาก LEM

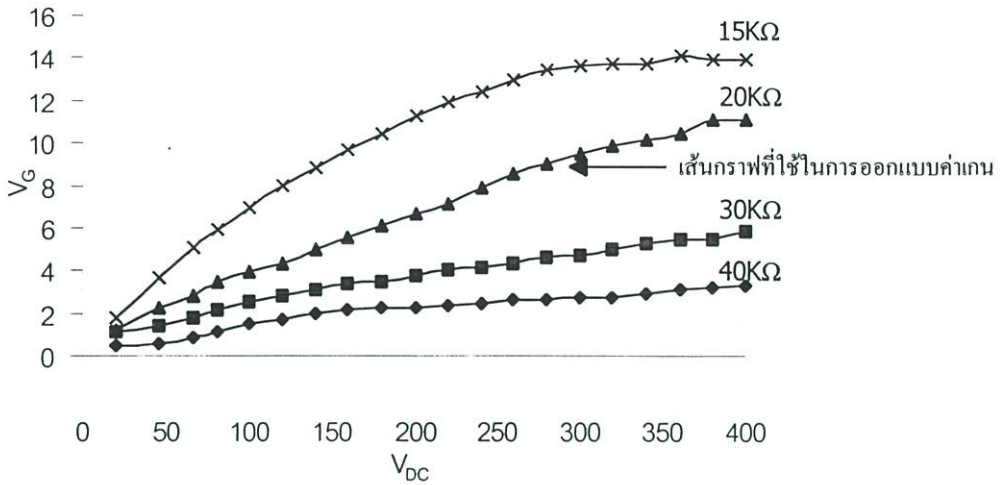
5.8 การออกแบบวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

ในการออกแบบตัวตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงนั้นสิ่งสำคัญนั้นต้องมีการแยกโคคกันระหว่างวงจรถ่วงที่ตรวจจับกับวงจรที่สร้างสัญญาณควบคุมดังนั้นจึงได้นำออปโตมาประยุกต์ใช้งานโดยอาศัยหลักการการทำงานในตัวทรานซิสเตอร์และการปล่อยแสงของไดโอดภายในตัวออปโต ดังแสดงวงจรในรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.9 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการแยกโคค

ในวงจรถ่วงจับนั้นจะใช้ออปโตเบอร์ 6N136 เป็นตัวตรวจจับโดยอาศัยหลักการการทำงานของทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านแอกทีฟโดยการควบคุมแสงที่ไดโอดภายในตัวออปโตภายใต้การเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านไดโอดและเมื่อทำการทดสอบการทำงานของทรานซิสเตอร์ในย่านแอกทีฟได้ผลการทดลองตามรูปที่ 5.9



รูปที่ 5.10 ผลการทดลองของความสัมพันธ์ระหว่าง V_{DC} กับ V_G ของการออกแบบค่าเกน

จากรูปที่ 5.9 เป็นการออกแบบค่าเกนที่แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยงกับค่าแรงดันกับแรงดันที่ตรวจสอบป้อนกลับ V_G ที่เปลี่ยนไป โดยเส้นที่ใช้ความต้านทานที่ $20K\Omega$ เนื่องจากว่าเส้นนี้มีการเปลี่ยนแปลงที่เป็นแบบเชิงเส้นและระดับแรงดัน V_G มีค่าสูงพอที่จะใช้ในการป้อนกลับเข้าวงจรควบคุม

5.9 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำในวงจรสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์

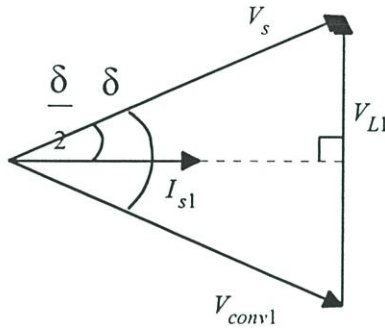
ดังนั้นในการควบคุมปริมาณกำลังไฟฟ้าที่ส่งถ่ายต้องทำการควบคุมกระแส I_s โดยได้นำเทคนิคของ Adaptive Current Control มาควบคุมซึ่งจะอธิบายในหัวข้อต่อไป ในการทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์จากรูปที่ 5.10 สวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดเรกติไฟ์ลิ่งหรือโหมคอินเวอร์ทิงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตตามหลักการแล้วจะต้องมีค่าเท่ากับหนึ่ง แต่ในความเป็นจริงแล้วตัวประกอบกำลังไม่ได้เท่ากับหนึ่งเนื่องมาจากแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำดังนั้นจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องมีการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำเพื่อให้เหมาะสมกับการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า

$$\text{จากสมการ 3.65 } P = \frac{V_s (V_{conv1} \sin \delta)}{\omega L_s} = \frac{V_s^2 (V_{conv1} \sin \delta)}{\omega L_s V_s}$$

$$V_{conv1} = \frac{V_s}{\cos(\delta)} = \sqrt{V_s^2 + (I_{s1} \omega L)^2} \quad (5.1)$$

โดยทั่วไปในทอม $I_{s1} \omega L$ มีค่าน้อยมาก ทำให้ค่า $V_s \approx V_{conv1}$

ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ I_s จะมีเฟสที่ล่าหลังแรงดัน V_s อยู่เมื่อทำงานในโหมดเรกติไฟล์เพียงแต่ควบคุมมุม δ ตามการเปลี่ยนแปลงของโพลดเพื่อให้ได้กระแส I_{s1} ตามที่ต้องการจ่ายโพลด ตรีบาไดที่มุม δ มีค่าไม่มากนักจากรูปที่ 5.10 ทำให้ค่าค่าตัวประกอบกำลังยังคงมีค่าใกล้เคียงหนึ่งโดยมีค่าเท่ากับ $PF = \cos\left(\frac{\delta}{2}\right)$



รูปที่ 5.11 แผนภาพเฟสเซอร์ในกรณีที่ $V_{conv1} = V_s$ และ $PF = \cos\left(\frac{\delta}{2}\right)$

เมื่อสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดอินเวอร์ทิ่งในการพิจารณา มีลักษณะการวิเคราะห์เช่นเดียวกันกับการทำงานในโหมดเรกติไฟลิ่ง ดังนั้นในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำในวงจรสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์สามารถหาได้ดังนี้กำหนดให้พิกัดกำลังขนาด $P=1\text{kW}$, $V_s = 220\text{V}$,

$$V_{DC} = 311\text{V}, R = \frac{P}{V_{DC}} = 3.215\Omega$$

จากรูปที่ 3.21 แผนภาพเฟสเซอร์ในกรณีที่ $V_{conv1} = V_s$ และกำหนดให้มุม δ ที่ส่งกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่ 1kW มีค่าเท่ากับ $\delta_{\max} = 1^\circ$ หรือ $PF = 0.999$ จากสมการที่ 3.78

$$P = V_s I_{s1} \cos\left(\frac{\delta}{2}\right)$$

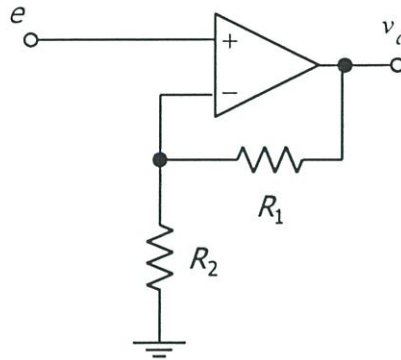
ดังนั้น $I_{s1} = 4.522\text{A}$

$$I_s = \frac{|V_{L1}|}{L\omega} = \frac{2V_s \sin\left(\frac{\delta_{\max}}{2}\right)}{L\omega} \quad (5.2)$$

จากสมการที่ 5.2 สามารถหาค่าตัวเหนี่ยวนำได้ $L = 2.679\text{mH} \approx 3\text{mH}$

ดังนั้นในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์มีค่า 3mH

5.10 การออกแบบวงจรเปรียบเทียบแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซีต



รูปที่ 5.12 วงจรการเปรียบเทียบแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซีต

ในการออกแบบความถี่สวิตช์เพื่อใช้ในการควบคุมสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์จากหลักการที่ได้นำเสนอนั้นในการที่จะปรับเปลี่ยนความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์สามารถควบคุมตัวแปรได้หลายตัวแปรเช่น แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง V_{dc} , ขอบเขตฮิสเตอร์รีซีต HB , ตัวเหนี่ยวนำ L , ขนาดของกระแสอ้างอิง i_{ref} ดังนั้นในการออกแบบเพื่อกำหนดความถี่สวิตช์ซึ่งสูงสุด $f_{c\max}$ นั้นตัวที่ปรับเปลี่ยนง่ายที่สุดคือขอบเขตฮิสเตอร์รีซีต HB โดยกำหนดให้ค่า $V_{DC} = 311V$,

$$L = 3\text{mH}, f_{c\max} = 5\text{kHz}$$

จากสมการที่ (4.14)

$$\frac{0.25V_{dc}}{(HB)L} = f_{c\max}$$

$$\frac{0.25V_{dc}}{f_{c\max}L} = (HB)$$

$$(HB) = 15.55 \times 10^{-3}$$

จากรูปที่ 3.24 และสมการที่ 3.74 ขอบเขตฮิสเตอร์รีซีต HB

$$HB = \frac{V_a * R_2}{R_1 + R_2}$$

กำหนดให้ $R_1 = 1\text{K}\Omega$ โดยที่ $V_a = 15\text{Volt}$

$$R_2 = \frac{HB * R_1}{V_a - HB}$$

$$R_2 = 1.037\Omega$$

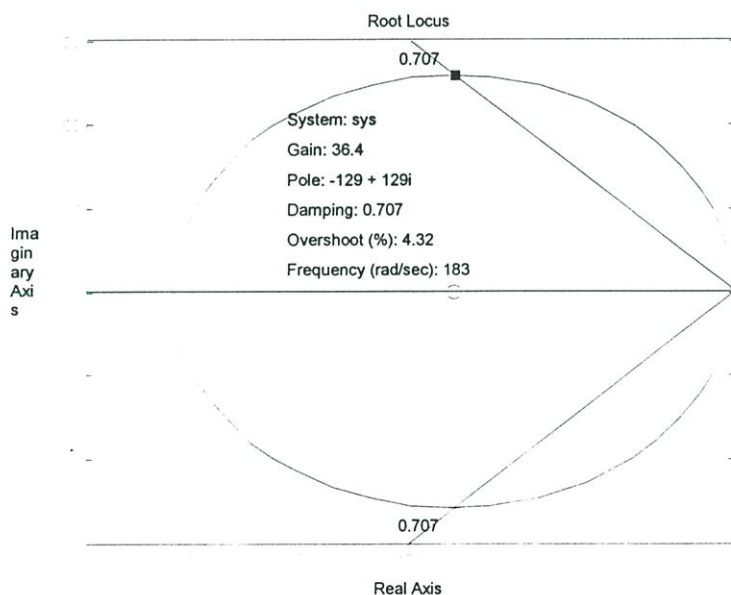
ดังนั้นสามารถกำหนดค่าพารามิเตอร์ได้ $V_{dc} = 311V$, $L = 3mH$, $f_{cmax} = 5kHz$

$$HB = 15.55 \times 10^{-3}, R_1 = 1k\Omega, R_2 = 1.037\Omega$$

5.11 การออกแบบวงจรตัวควบคุม พีไอ

จากรูปที่ 4.16 กำหนดให้ค่า $V_{DC} = 311$, $C = 5000\mu F$, $R = 90\Omega$, $V_s = 220V$

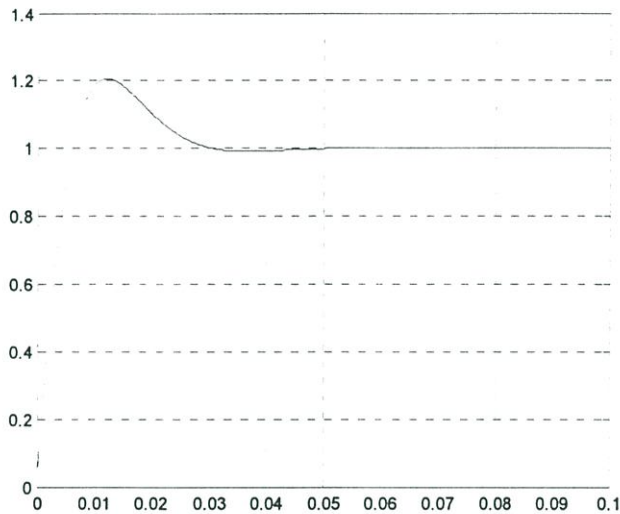
นำค่าที่กำหนดนี้แทนในสมการแล้วทำการหาคุณสมบัติของ Transient response ของระบบแบบลูปปิดโดยการวิเคราะห์ทางเดินราก (Root locus) ของสมการลักษณะเฉพาะ $1 + KG(S)H(S) = 0$ ของระบบปิดเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราขยายของ (K) โดยทำการพิจารณาค่า (K) ของระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงจากค่า 0 ถึง ∞ แล้วนำค่าของรากสมการ เพื่อทำการพล็อตกราฟแสดงให้เห็นถึงผลการตอบสนองของระบบที่ค่าต่างๆเมื่อค่า(K)เปลี่ยนไปในตำแหน่งต่างๆของโพลที่ถูกพล็อตบนระนาบ s แล้วทำการเลือกค่า (K) ที่เหมาะสมที่สุดตามการพล็อตตามรูปที่ 5.12



รูปที่ 5.13 เส้นทางเดินรากของฟังก์ชันถ่ายโอนสวิตซ์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแบบ พีไอ

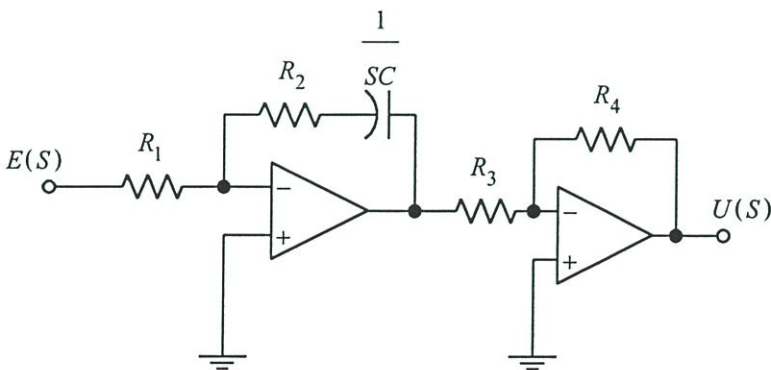
จากผลการออกแบบ ในการเคลื่อนที่ของทางเดินราก, มีสองเส้นโดยมีจุดเริ่มต้นที่ Open loop pole ที่ 0,0 โดยที่ $K=0$ ไปยัง Open loop zero -130 และที่ 0,0 ไปยัง ∞ ทางเดินของรากยังอยู่ในซีก

ซ้ายมือทั้งหมดจึงถือได้ว่าระบบนี้ยังคงมีเสถียรภาพอยู่ในการออกแบบค่า K นั้นเลือกค่า Damping ratio ที่ค่า 0.707 พบว่าค่า K มีค่าเท่ากับ 36.4 และได้ค่า Percent Over Shoot ประมาณ 4.32% แล้วนำค่า K เข้าแทนในระบบเพื่อทำการทดสอบผลการตอบสนองต่อสัญญาณ Input แบบ Unit step จะได้สัญญาณตามรูปที่ 5.13



รูปที่ 5.14 ผลการตอบสนองจากการ Step responses ที่ค่า $K = 36.4$

จากรูปที่ 5.13 เวลาในการเข้าสู่เสถียรภาพของระบบประมาณ 0.05 วินาที และค่า Percent Over Shoot ประมาณ 4.27% ซึ่งมีค่าต่ำไม่เป็นอันตรายต่อระบบ ดังนั้นจึงนำค่าต่างมาออกแบบวงจรรอนาล็อกโดยใช้วงจรรอนิทิกเรทตามรูปที่ 5.14



รูปที่ 5.15 วงจรควบคุมแบบ พีไอ

จากรูปที่ 5.14 วงจรตัวควบคุมควบคุมแบบพีไอโดยใช้การสร้างจากวงจรรอนาล็อก อิเล็กทรอนิกส์ซึ่งประกอบด้วยออปแอมป์สองตัวดังนั้นสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

กำหนดให้ $R_4 = R_3$

$$-\left[\frac{-E(S)}{R_1} - \frac{U(S)CS}{R_2SC + 1} \right] = 0 \quad (5.3)$$

$$\frac{U(S)}{E(S)} = \frac{R_2SC}{R_1SC} + \frac{1}{SR_1C} \quad (5.4)$$

เมื่อ $K = 36.4$

จากอัตราส่วนของ K_p, K_i ที่กำหนดไว้ $K \left(1 + \frac{300}{S} \right)$

$$K_p = K = \frac{R_2}{R_1}, \quad K_i = \frac{300K}{S} = \frac{1}{SR_1C}$$

กำหนดให้ $R_1 = 1\text{k}\Omega$

$$36.4 = \frac{R_2}{1\text{K}}$$

$$R_2 = 36.4\text{k}\Omega$$

หาค่าตัวเก็บประจุ C

$$C = \frac{1}{300R_1K}$$

$$C = 2.515\text{nF}$$

ดังนั้นเลือกใช้ค่า $R_1 = 1\text{k}\Omega, R_2 = 36\text{k}\Omega, C = 3\text{nF}$

5.12 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการออกแบบและสร้างวงจรเครื่องต้นแบบสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ ทั้งวงจรกำลังที่ใช้ IGBT โมดูลที่มีการตรวจจบกระแสเกินแล้วส่งสัญญาณฟอลต์ให้วงจรหยุดการขับเคลื่อนที่ได้ออกแบบเพื่อป้องกันวงจรกำลังเสียหาย นอกจากนี้ยังได้ออกแบบวงจรตรวจจบแรงดันทั้งแรงดันกระแสลัดกับแรงดันกระแสตรง เพื่อใช้ในการควบคุมระบบของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ และยังได้ออกแบบตัวเหนี่ยวนำที่มีผลต่อการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าและเหมาะสมกับการออกแบบความถี่สวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์อีกทั้งยังได้ออกแบบตัวควบคุมพีไอเพื่อช่วยให้ระบบมีผลการตอบสนองทางด้านเวลาดีและทำให้เสถียรภาพของระบบดีขึ้น โดยในการออกแบบทั้งหมดนี้ได้นำไปสร้างเครื่องต้นแบบ

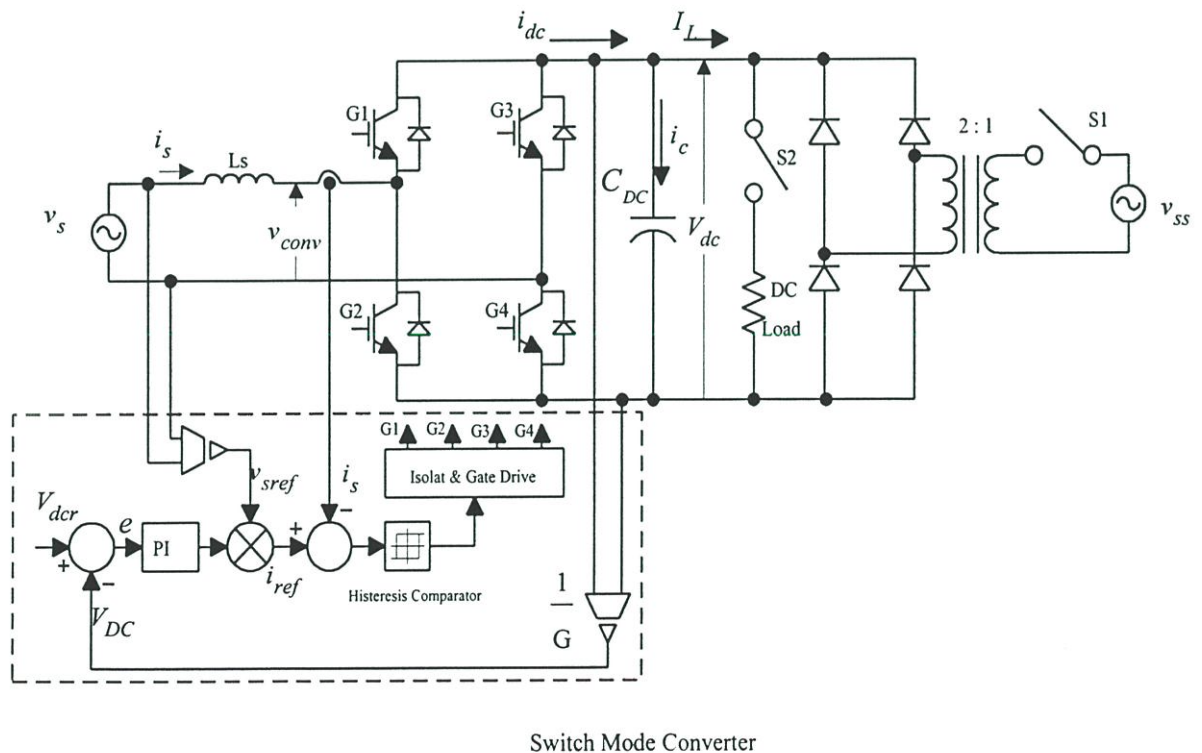
บทที่ 6

ผลการทดลอง

ในบทนี้จะเป็นการทดสอบและตรวจสอบการทำงานของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ ที่มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทาง โดยการทำงานสองโหมดแบบที่ไม่มีการป้อนกลับทางด้านแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงและแบบที่มีการป้อนกลับทางด้านแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง อีกทั้งยังได้นำสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์มาทำการทดสอบร่วมกับพีดีบีบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสขณะที่มอเตอร์ทำงานเมื่อมีโหลดปกติและขณะที่มอเตอร์ทำงานในโหมดรีเจนเนอเรทีฟ และยังได้ทำการทดสอบหาประสิทธิภาพของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์

6.1 การทดสอบและตรวจสอบการทำงานของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์

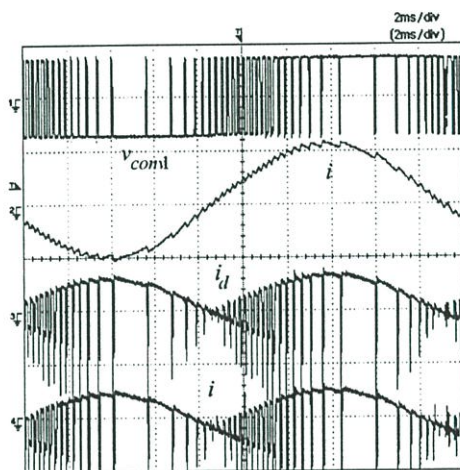
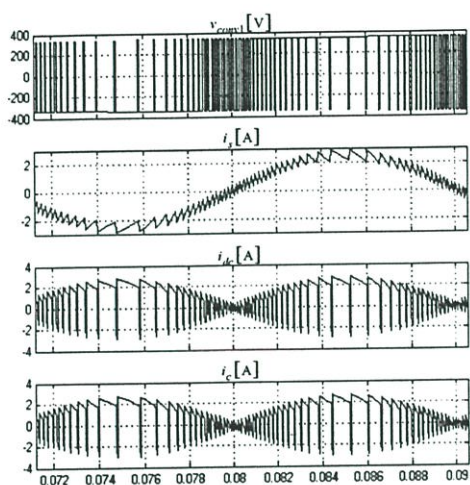
ในการทดลองนี้จะเป็นการทดสอบและตรวจสอบการทำงานของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์โดยจะทำการทดสอบเทียบกับการจำลอง โดยใช้โปรแกรม SIMULINK บนโปรแกรมสำเร็จรูป MATLAB เพื่อตรวจสอบการทำงานของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์เทียบกับทฤษฎี



Switch Mode Converter

รูปที่ 6.1 บล็อกโคะแกรมการทดสอบของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์

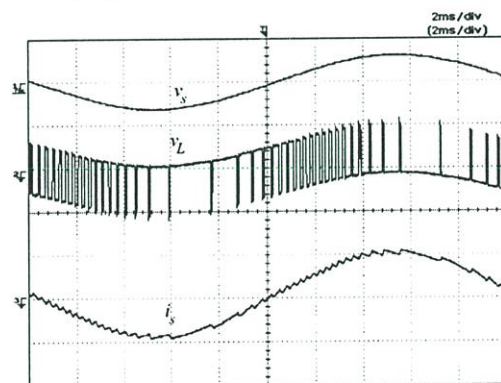
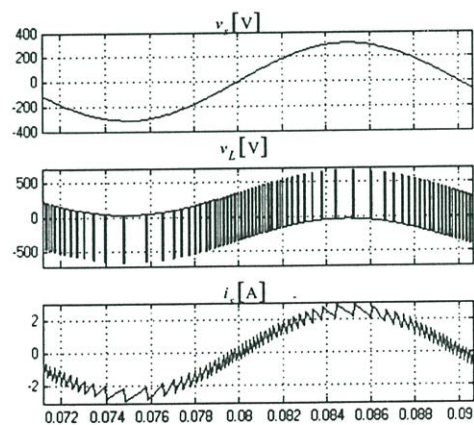
จากบล็อกไดอะแกรมในการทดสอบของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ โดยการทดลองนี้จะเป็นการตรวจสอบการทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่ไม่มีการป้อนกลับ จากรูปที่ 6.1 กำหนดให้บล็อกไดอะแกรมสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ไม่มีตัวควบคุมแบบพีไอและตัวตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง สวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์นี้จะทำงานแบบไม่มีการป้อนกลับ ทดสอบโดยทำการเปิด(ON)สวิตช์ S1 และปิด(OFF)สวิตช์ S2 เพื่อจ่ายไฟให้โหลดความต้านทาน ให้ทำงานในโหมดเรกติไฟ์ลิ่ง



CH1:500V/div,CH2:5A/div,CH3:5A/div,CH4: 5A/div

(ก) ผลการจำลองการทำงานสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่ไม่มีการป้อนกลับในโหมดเรกติไฟ์ลิ่ง

(ข) ผลการทดสอบการทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่ไม่มีการป้อนกลับในโหมดเรกติไฟ์ลิ่ง



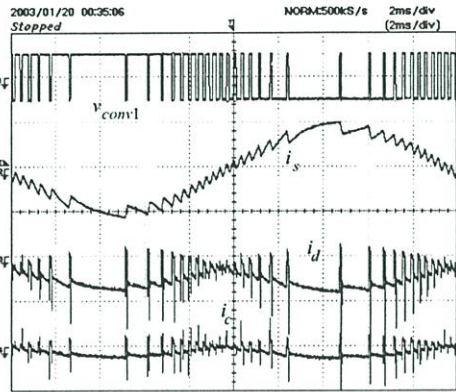
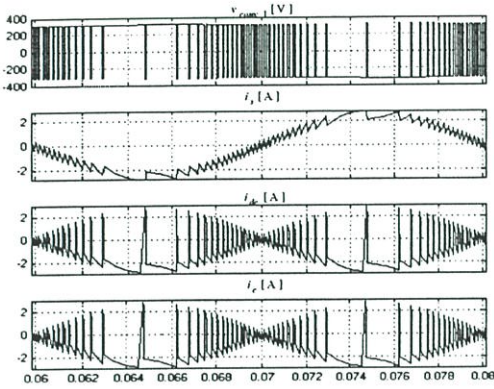
CH1:500V/div,CH2:500V/div,CH3:5A/div

(ค) ผลการจำลองการทำงานสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่ไม่มีการป้อนกลับในโหมดเรกติไฟ์ลิ่ง

(ง) ผลการทดสอบการทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่ไม่มีการป้อนกลับในโหมดเรกติไฟ์ลิ่ง

รูปที่ 6.2 การเปรียบเทียบการทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์แบบไม่มีการป้อนกลับทางด้านแรงดันกระแสตรงโดยการจำลองทางใช้โปรแกรม SIMULINK กับการทดสอบในโหมดเรกติไฟ์ลิ่ง

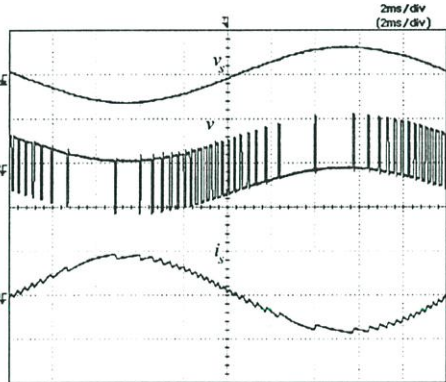
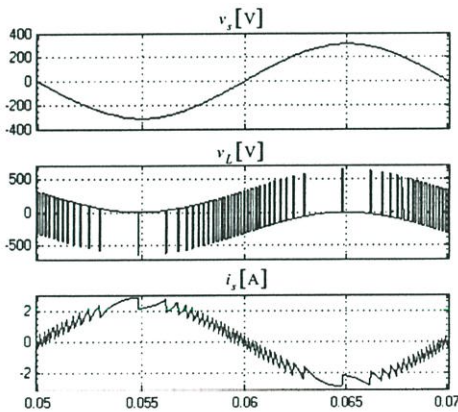
ในการทำงานโหมดนี้ จะเห็นได้ว่ากระแสอินพุต i_s จะมีมุมต่างเฟสกับแรงดันไฟฟ้าระบบกำลัง v_s เป็นมุม 0° องศาทางไฟฟ้า และกระแส i_{dc} กับ i_c จะมีการทิศทางเป็นบวกตามรูปที่ 6.2 (ก),(ข) ผลการทดลองกับผลการจำลองนั้นมีลักษณะสอดคล้องกัน เมื่อทำงานแบบไม่มีการป้อนกลับ



CH1:500V/div,CH2:5A/div,CH3:5A/div,CH4: 5A/div

(ก) ผลการจำลองการทำงานสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่ไม่มีการป้อนกลับในโหมดอินเวอร์ต์

(ข) ผลการทดสอบการทำงานของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่ไม่มีการป้อนกลับในโหมดอินเวอร์ต์



CH1:500V/div,CH2:500V/div,CH3:5A/div

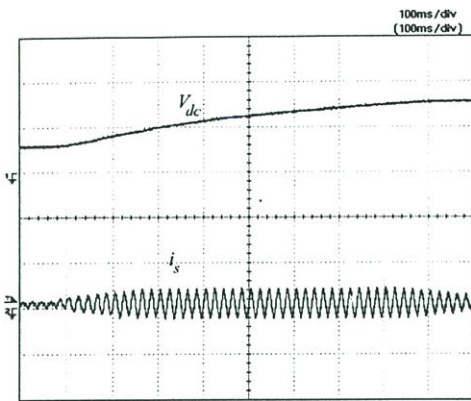
(ค) ผลการจำลองการทำงานสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่ไม่มีการป้อนกลับในโหมดอินเวอร์ต์

(ง) ผลการทดสอบการทำงานของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่ไม่มีการป้อนกลับในโหมดอินเวอร์ต์

รูปที่ 6.3 การเปรียบเทียบการทำงานของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์แบบไม่มีการป้อนกลับทางด้านแรงดันกระแสตรงโดยการจำลองทางใช้โปรแกรม SIMULINK กับการทดสอบในโหมดอินเวอร์ต์

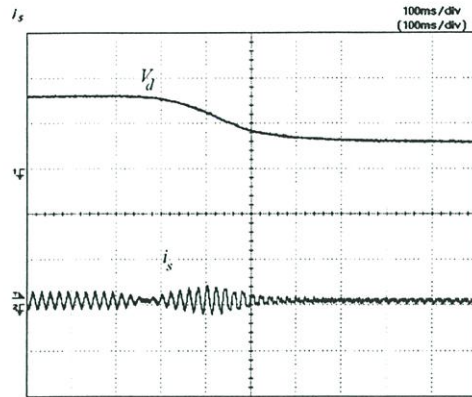
การทดสอบในโหมดที่สอง เป็นการทำงานของโหมดอินเวอร์ต์ ทำการทดสอบโดยการปิดสวิตช์ S2 และเปิดสวิตช์ S1 เพื่อให้พลังงานส่งถ่ายจาก v_{ss} ไปสู่ v_s จากการทดลองนี้ สังเกตได้ว่ากระแส i_s

จะ Out of phase แรงดันไฟฟ้าระบบกำลัง v_s เป็นมุม 180 องศาทางไฟฟ้า และทิศทางกระแส i_{dc} มีทิศทางเป็นลบคู่ได้จากรูปที่ 6.3 (ก),(ข)



CH1:500V/div,CH2:1A/div

(ก)



CH1:500V/div,CH2:1A/div

(ข)

รูปที่ 6.4 ผลกระทบทางด้านแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยง v_{dc} เมื่อทำการเพิ่มกระแสอ้างอิง

(ก) Rectifying Mode (ข) Inverting Mode

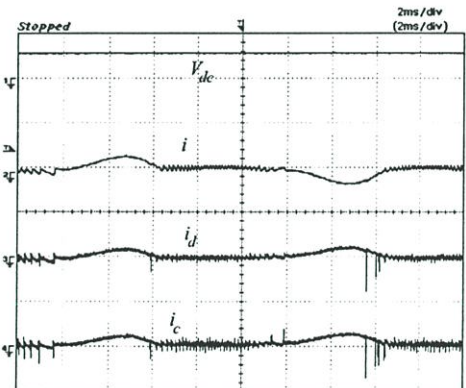
จากการทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่ไม่มีการป้อนกลับทางด้านแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง เมื่อทำงานในโหมคเรกติไฟลิ่งตามรูปที่ 6.4(ก) โดยการทดสอบเพิ่มกระแสอ้างอิง i_{ref} จากสถานะไม่มีโหลดจะได้แรงดัน $v_{dc} = 130$ V และเมื่อเพิ่มกระแส i_s ที่มีมุมต่างเฟสกับแรงดัน v_s เป็นมุม 0° ทางไฟฟ้าอย่างรวดเร็ว โดยการปรับ i_{ref} ให้มากขึ้น ด้วยคุณสมบัติของการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส ทำให้มีการบังคับกระแสอินพุตส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าจาก v_s ไปสู่ v_{dc} ทำให้กระแสอินพุตที่ส่งถ่ายเข้ามาเป็น i_{dc} โดยมีทิศทางเป็นบวกตามรูปที่ 6.2 (ข) มีปริมาณมากและมากพอที่จะจ่ายโหลด I_L จึงให้กระแสที่เหลือไหลเข้าตัวเก็บประจุขนาด $10000 \mu\text{F}$ ทำให้กำลังไฟฟ้าที่ส่งถ่ายเข้ามาเกิดการสะสมเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้า ตามสมการ $v_{dc} = \frac{1}{C} \int i_c dt$ ดังนั้นเมื่อมีปริมาณกระแส i_c มากจะทำให้ v_{dc} เพิ่มขึ้นมากตามผลการทดลอง

เมื่อให้สวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่ไม่มีการป้อนกลับทางด้านแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ทำงานในโหมคอินเวอร์ตติ้ง แล้วทำการทดสอบโดยการสะสมพลังงานไว้ที่ตัวเก็บประจุขนาด $10000 \mu\text{F}$ โดยจะเก็บแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยงไว้ประมาณ 320 โวลต์ แล้วทำการควบคุมกระแสกระแส i_{ref} ให้มีมุมต่างเฟส กับแรงดัน v_s เป็นมุม 180° องศาทางไฟฟ้า กำลังไฟฟ้าจะถูกส่งถ่ายจาก v_{dc} ไปสู่ v_s แล้วทำการเพิ่ม i_{ref} ขึ้นอย่างรวดเร็ว สังเกตได้ว่าปริมาณแรงดัน v_{dc} จะลดลงอย่างรวดเร็วเนื่องจากกระแส i_c ถูกจ่ายไปสู่ v_s โดย i_c จะมีทิศกระแสเป็นลบ ด้วยเหตุนี้จึงทำให้แรงดัน v_{dc} ตกลง จากข้อเสียของการทำงานทั้งสองโหมคนี้ จึงได้นำการควบคุมแบบที่มีการป้อนกลับทางด้านแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อม

โยงที่มีตัวควบคุมแบบพีไอมาช่วยในการควบคุมเพื่อรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงคงที่
 แล้วยังช่วยให้ผลการตอบสนองทางด้านเวลาการเข้าสู่สภาวะปกติได้รวดเร็ว เมื่อโหลดเปลี่ยนไปหรือ
 เมื่อแรงดันกระแสตรงเพิ่มขึ้นอย่างฉับพลัน

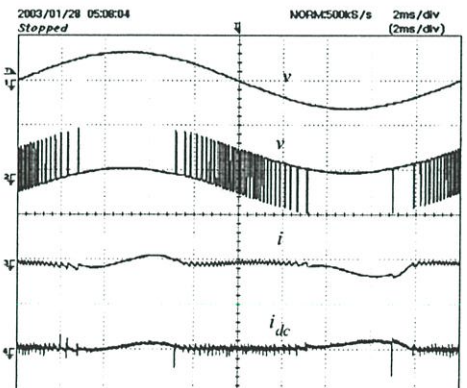
**6.2 การทดสอบสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการป้อนกลับทางด้านแรงดันไฟฟ้ากระแส
 ตรง**

ในการทดลองนี้จะเป็นการศึกษาผลกระทบของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ เมื่อมีการป้อนกลับทาง
 ด้านแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยง และทำงานสองโหมคคือโหมคเรกติไฟลิ่งกับโหมคอินเวอร์ทิง จาก
 บล็อกไดอะแกรมรูปที่ 6.1 การทดสอบของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ ในการทดลองนี้จะเป็นการตรวจ
 สอบการทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการป้อนกลับทางด้านกระแสตรงเชื่อมโยง เมื่อทำ
 การเปิดสวิตช์ S1 และปิดสวิตช์ S2 เพื่อจ่ายไฟให้โหลดความต้านทานลักษณะเช่นนี้สวิตช์โหมคทำงาน
 ในโหมคเรกติไฟลิ่ง และเมื่อทำการปิดสวิตช์ S1 และเปิดสวิตช์ S2 เพื่อจ่ายแรงดัน v_{ss} ให้กับสวิตช์
 โหมคคอนเวอร์เตอร์ สวิตช์โหมคจะทำงานในโหมคอินเวอร์ทิง แล้วทำการทดสอบการรักษาระดับแรง
 ดันกระแสตรงที่ 245 Volt , 275 Volt ,311 Volt เมื่อ v_s มีค่าเท่ากับ 220 Volt คงที่



CH1:500V/div,CH2:5A/div,CH3:5A/div,CH4:5A/div

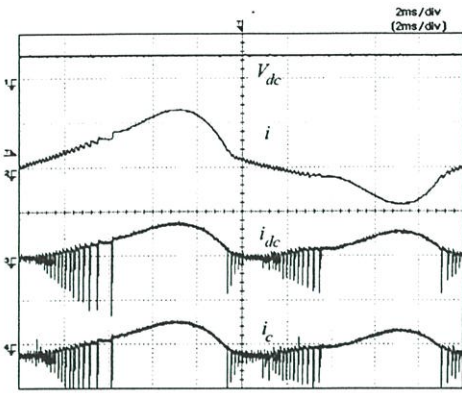
(ก)



CH1:500V/div,CH2:500V/div,CH3:5A/div,CH4:5A/div

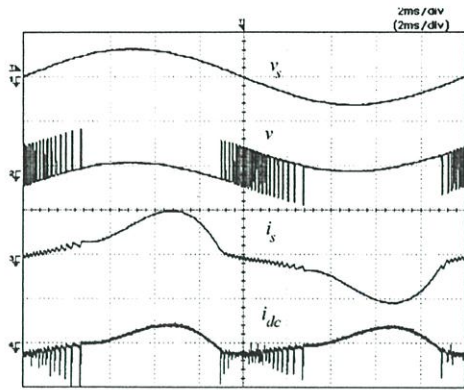
(ข)

รูปที่ 6.5 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันที่ $v_{dc} = 245 V$ ที่ สภาวะไม่มีโหลด



CH1:500V/div,CH2:5A/div,CH3:5A/div,CH4:5A/div

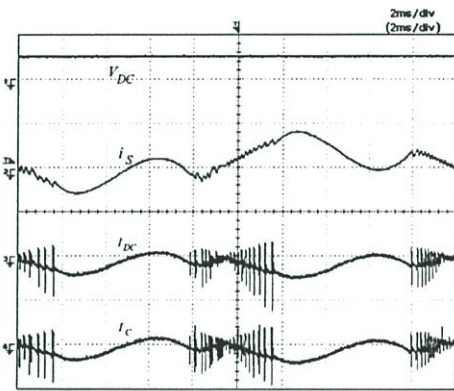
(ก)



CH1:500V/div,CH2:500V/div,CH3:5A/div,CH4:5A/div

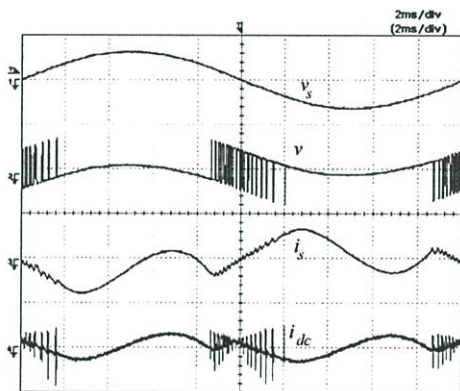
(ข)

รูปที่ 6.6 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันที่ $v_{dc} = 245 \text{ V}$ ที่ สภาวะมีโหลดเมื่อทำงานในโหมดรีคตี ไฟล์ิ่งเมื่อทำการจ่ายให้กับความต้านทาน



CH1:500V/div,CH2:5A/div,CH3:5A/div,CH4:5A/div

(ก)



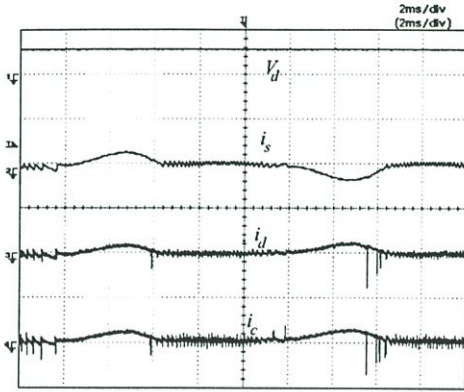
CH1:500V/div,CH2:500V/div,CH3:5A/div,CH4:5A/div

(ข)

รูปที่ 6.7 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันที่ $v_{dc} = 245 \text{ V}$ ที่ สภาวะมีโหลดเมื่อทำงานในโหมดอินเวอร์ทิ่งเมื่อทำการเพิ่ม v_{ss}

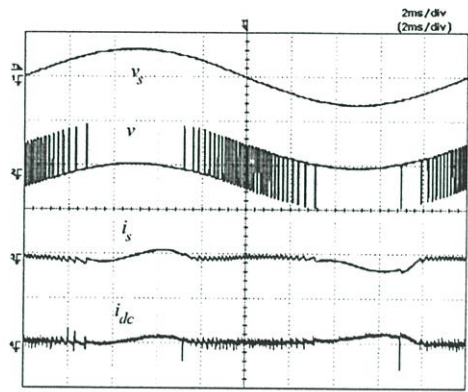
จากรูปที่ 6.5 , 6.6 และรูปที่ 6.7 นั้นจะเป็นการทดสอบการรักษาระดับแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยง โดยการรักษาระดับแรงดันที่ $v_{dc} = 245 \text{ V}$ จะเห็นว่ากระแสทางด้านอินพุต i_s มีค่าความผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณไซน์มาก โดยมีลักษณะความถี่สวิตซ์ต่ำทำให้การติดตามกระแสอ้างอิงไม่ดีเท่าที่ควร สังเกตจากแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ v เนื่องจากผลของ $v_L = v_s - v_{conv}$ โดยที่แอมพิจูด $v_s = 311 \text{ Volt}$ และ $V_{dc} = 245 \text{ Volt}$ ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำไม่พอต่อการติดตามกระแสอ้างอิง i_{ref} ในขณะที่ปริมาณของ i_{ref} เพิ่มมากขึ้น ทำให้เกิดสภาวะการขยายเนื้อฟิลส์มากหรือโอเวอร์มอด เพื่อที่จะให้กระแสอินพุตติดตามกระแสอ้างอิงได้ ตามหลักการที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 4 จึงทำให้มีกระแส

ไหลผ่านไดโอดมาก เพื่อจะรักษาแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ v_{dc} ให้ค่าที่ ไม่ว่าสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในโหมคเรกติไฟ์ลิ่งหรือโหมคอินเวอร์ทิ่งหรือแม้ว่าจะไม่มีโหลดก็ตามความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุตก็จะสูงและส่งผลให้ตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตลดลงด้วยเช่นกัน



CH1:500V/div,CH2:5A/div,CH3:5A/div,CH4:5A/div

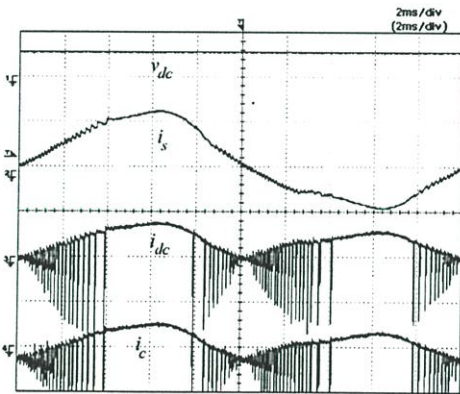
(ก)



CH1:500V/div,CH2:500V/div,CH3:5A/div,CH4:5A/div

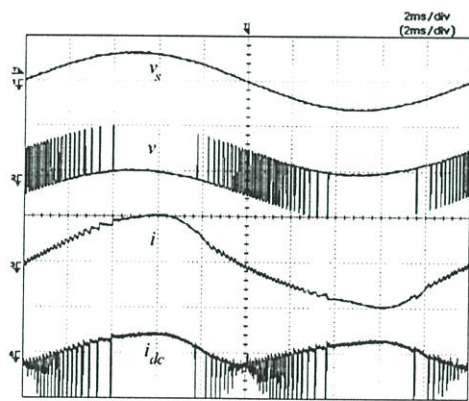
(ข)

รูปที่ 6.8 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันที่ $v_{dc} = 275$ V ที่ สภาวะไม่มีโหลด



CH1:500V/div,CH2:5A/div,CH3:5A/div,CH4:5A/div

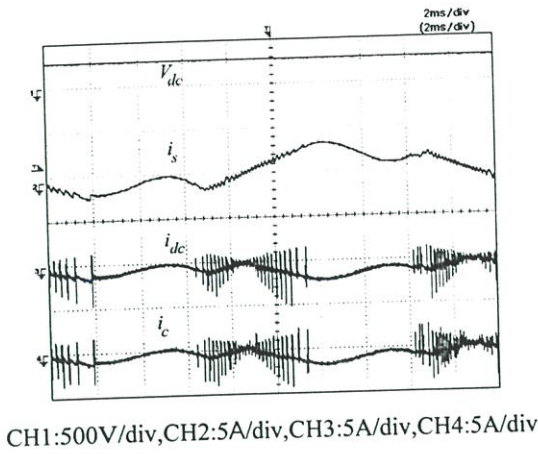
(ก)



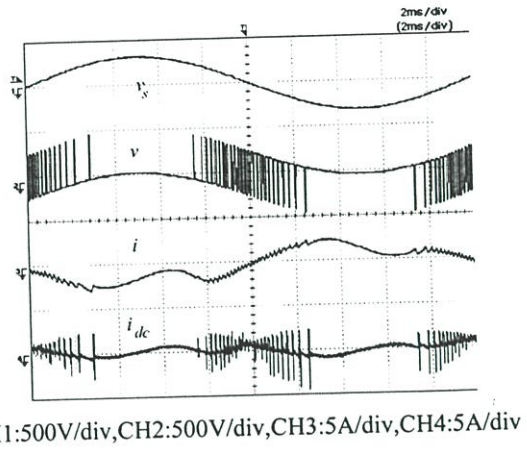
CH1:500V/div,CH2:500V/div,CH3:5A/div,CH4:5A/div

(ข)

รูปที่ 6.9 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันที่ $v_{dc} = 275$ V ที่ สภาวะมีโหลดเมื่อทำงานในโหมคเรกติไฟ์ลิ่ง



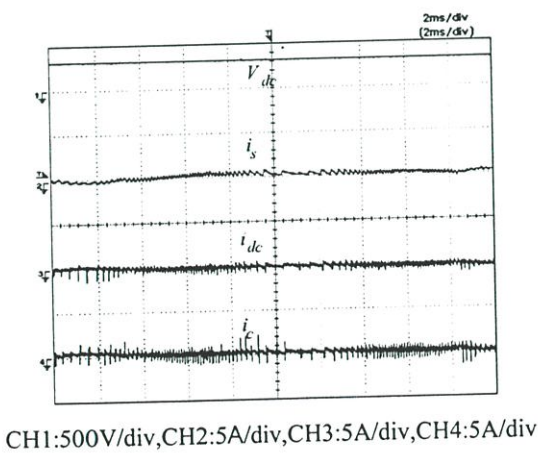
(ก)



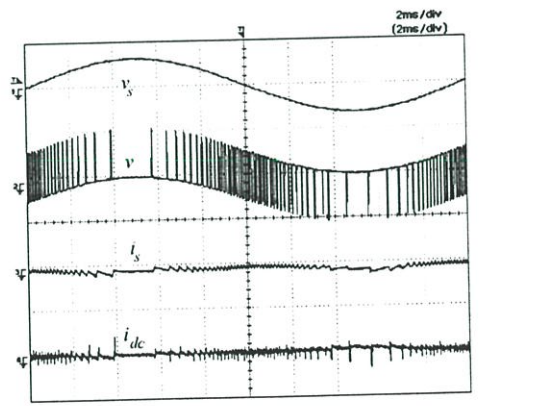
(ข)

รูปที่ 6.10 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันที่ $v_{dc} = 275 \text{ V}$ ที่ สภาวะมีโหลดเมื่อทำงานในโหมดอินเวอร์ต

จากรูปที่ 6.8 , 6.9 และรูปที่ 6.10 นั้นจะเป็นการทดสอบการรักษาระดับแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยงที่ $v_{dc} = 275 \text{ V}$ จากการทดสอบจะเห็นว่ากระแสทางค่านินพุต i_s จะมีรูปสัญญาณที่มีการบิดเบี้ยวของกระแสอินพุตน้อยกว่าการรักษาระดับแรงดันที่ $v_{dc} = 245 \text{ V}$ เนื่องจากผลของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเพิ่มมากขึ้น ทำให้การติดตามของกระแสอ้างอิง i_{ref} นั้นดีกว่าเดิม ส่งผลให้ความถี่สวิตช์เพิ่มขี้น จึงสามารถลดความบิดเบี้ยวของกระแสอินพุตได้บาง

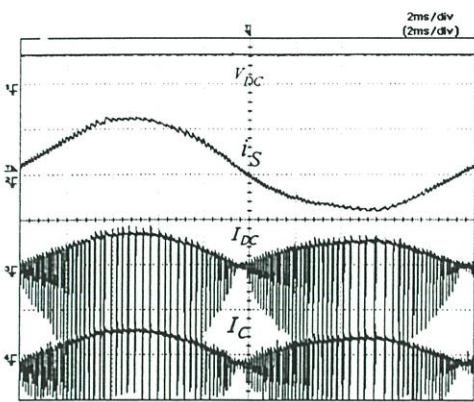


(ง)



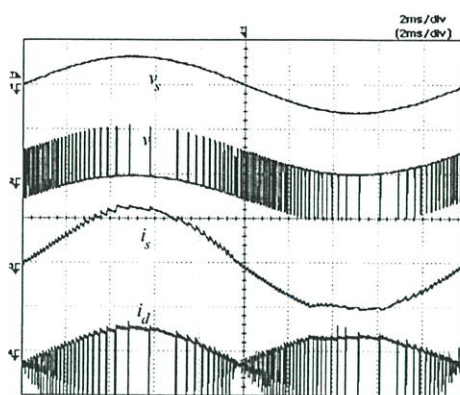
(จ)

รูปที่ 6.11 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันที่ $v_{dc} = 311 \text{ V}$ ที่ สภาวะไม่มีโหลด



CH1:500V/div,CH2:5A/div,CH3:5A/div,CH4:5A/div

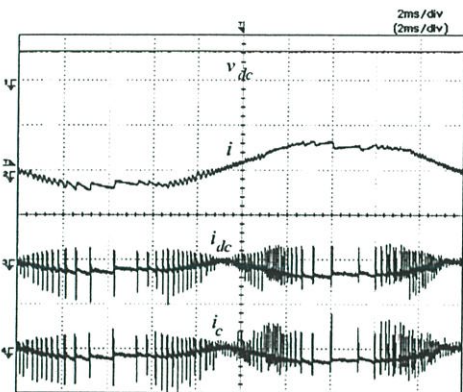
(ก)



CH1:500V/div,CH2:500V/div,CH3:5A/div,CH4:5A/div

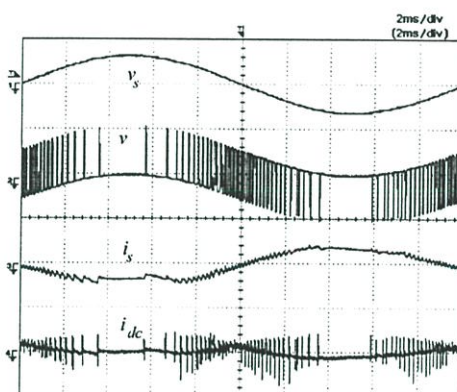
(ข)

รูปที่ 6.12 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันที่ $v_{dc} = 311 \text{ V}$ ที่ สภาวะมีโหลดเมื่อทำงานในโหมดรีคติไฟลิ่ง



CH1:500V/div,CH2:5A/div,CH3:5A/div,CH4:5A/div

(ก)



CH1:500V/div,CH2:500V/div,CH3:5A/div,CH4:5A/div

(ข)

รูปที่ 6.13 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันที่ $v_{dc} = 311 \text{ V}$ ที่ สภาวะมีโหลดเมื่อทำงานในโหมดอินเวอร์ติ้ง

จากรูปที่ 6.11 , 6.12 และรูปที่ 6.13 นั้นจะเป็นการทดสอบการรักษาระดับแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยงที่ $v_{dc} = 311 \text{ V}$ จากการทดสอบกระแสทางด้านอินพุต i_s จะมีรูปสัญญาณการผิดเพี้ยนน้อยมากเนื่องจากแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำมีมาก ทำให้สามารถติดตามกระแสอ้างอิงได้ กระแสทางด้านอินพุตนั้นมีลักษณะคล้ายกับกระแสอ้างอิง ฉะนั้นจากการทดลองทั้งสามการทดลองนั้น เมื่อต้องการที่จะควบคุมการรักษาแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยงให้คงที่และสามารถลดค่าความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุตให้น้อยลงและปรับปรุงตัวประกอบกำลังอินพุตให้เข้าใกล้หนึ่งต้องควบคุมการรักษาระดับแรงดันกระแสตรงให้ใกล้เคียงหรือมากกว่าขนาดแอมพิจูดของสัญญาณแหล่งจ่าย v_s

6.3 การทดสอบหาประสิทธิภาพของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์เมื่อทำงานในโหมดรีคตีไฟล์อิ่ง

ในการทดลองนี้เป็นการทดสอบและเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ชนิดบริดจ์ไดโอดรีคตีไฟล์กับสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมดรีคตีไฟล์อิ่ง และยังได้ทำการตรวจสอบประสิทธิภาพการทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์เมื่อทำงานในโหมดอินเวอร์ทิ่งด้วย

ตารางที่ 6.1 การทดสอบคอนเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ไดโอดรีคตีไฟล์ที่ $V_{dc} = 245$ โวลท์

V_S (V)	I_S (A)	%THD _i	PF	DPF	P_S (Watt)	V_{dc} (V)	I_{dc} (A)	P_{dc} (Watt)	%efficiency
176	2.48	80.0	0.37	0.47	160	245	0.47	115.2	72.0
178	3.21	71.3	0.64	0.79	367.5	245	1.26	308.7	84.0
175	3.62	59.2	0.75	0.87	473.93	245	1.71	419.0	88.4
176	4.37	50.0	0.81	0.91	625.54	245	2.30	564.2	90.2
178	4.91	43.3	0.86	0.94	754.6	245	2.77	679.1	90.0
180	5.52	42.0	0.88	0.95	870.82	245	3.27	801.2	92.0
186	5.93	30.0	0.91	0.95	1003.36	245	3.78	926.1	92.3

ตารางที่ 6.2 การทดสอบคอนเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ไดโอดรีคตีไฟล์ ที่ $V_{dc} = 275$ โวลท์

V_S (V)	I_S (A)	%THD _i	PF	DPF	P_S (Watt)	V_{dc} (V)	I_{dc} (A)	P_{dc} (Watt)	%efficiency
191	1.19	84.5	0.73	0.96	166	275	0.50	137.50	82.6
194	2.1	69.8	0.78	0.95	380	275	1.23	338.25	89.1
198	2.91	61.7	0.8	0.94	462	275	1.58	434.50	94.05
200	3.75	56.3	0.8	0.92	611	275	2.11	580.25	94.9
203	4.74	51.7	0.81	0.91	740	275	2.52	693.55	93.72
205	5.63	48.2	0.81	0.9	890	275	3.03	833.25	93.62
208	6.1	45.2	0.81	0.89	1019	275	3.52	968.55	94.96

ตารางที่ 6.3 การทดสอบคอนเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ไดโอดเรกติไฟล์ ที่ $V_{dc} = 311$ โวลท์

V_S (V)	I_S (A)	%THD _i	PF	DPF	P_S (Watt)	V_{dc} (V)	I_{dc} (A)	P_{dc} (Watt)	%efficiency
223	1.09	84.5	0.74	0.97	180	311	0.55	171.05	95.03
223	2.11	70.4	0.78	0.95	369	311	1.09	338.99	96.85
224	2.79	61.5	0.79	0.94	509.99	311	1.62	503.82	98.79
224	3.57	56.9	0.80	0.92	656.63	311	2.09	648.75	98.8
225	4.26	51.6	0.81	0.91	806.53	311	2.57	799.27	99.1
224	4.95	48.1	0.83	0.9	955.24	311	3.05	948.55	99.3
225	5.06	45.6	0.84	0.92	1016.1	311	3.247	1010	99.4

ตารางที่ 6.4 การทดสอบคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์โหมคเรกติไฟล์ในโหมคเรกติไฟล์อิ่งที่

$$V_{dc} = 245 \text{ โวลท์}$$

V_S (V)	I_S (A)	%THD _i	PF	DPF	P_S (Watt)	V_{dc} (V)	I_{dc} (A)	P_{dc} (Watt)	%efficiency
220	0.72	82	0.75	0.97	119	245	0.48	117.60	98.46
219	1.77	60.8	0.79	0.93	308	245	1.23	301.35	97.93
220	2.42	54.7	0.81	0.92	430	245	1.72	421.40	98.1
221	3.25	50.8	0.80	0.9	576	245	2.32	568.40	98.6
225	3.80	47.4	0.81	0.9	696	245	2.76	676.20	97.2
220	4.62	44.9	0.81	0.89	826	245	3.27	801.15	97
220.3	5.41	43	0.82	0.89	975	245	3.78	926.10	95

ตารางที่ 6.5 การทดสอบคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์โหมคเรกติไฟล์ในโหมคเรกติไฟล์อิ่ง

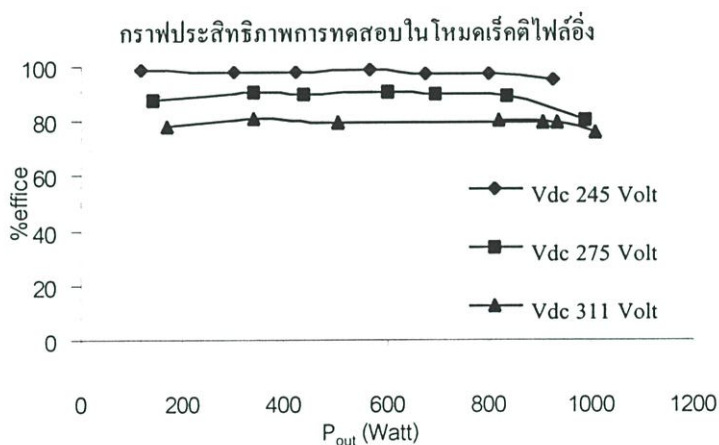
$$\text{ที่ } V_{dc} = 275 \text{ โวลท์}$$

V_S (V)	I_S (A)	%THD _i	PF	DPF	P_S (Watt)	V_{dc} (V)	I_{dc} (A)	P_{dc} (Watt)	%efficiency
220	0.81	46.4	0.90	0.99	160	275	0.51	140.25	87.66
220.1	1.76	26.5	0.97	1	374	275	1.23	338.25	90.48
219	2.27	18.8	0.98	1	488	275	1.59	437.25	89.52
219.5	3.08	15.2	0.99	1	668	275	2.19	602.25	90.16
220	3.56	13.5	0.99	1	776	275	2.53	695.75	89.64
219	4.33	11.8	0.99	1	942	275	3.04	836.00	88.71
221	5.64	10.3	0.99	1	1241	275	3.60	990.00	79.8

ตารางที่ 6.6 การทดสอบคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์โหมคเรกติไฟล์ในโหมคเรกติไฟล์อิ่ง

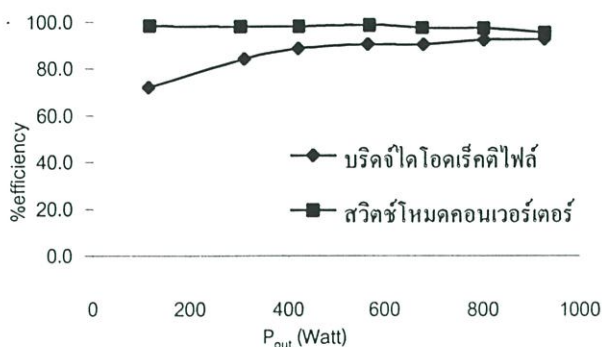
ที่ $V_{dc} = 311$ โวลต์

V_S (V)	I_S (A)	%THD _i	PF	DPF	P_S (Watt)	V_{dc} (V)	I_{dc} (A)	P_{dc} (Watt)	%efficiency
220	1.01	25	0.97	1	216	311	0.54	167.94	77.75
220	1.94	18.6	0.98	1	420	311	1.09	338.99	80.71
219.6	2.90	11.7	0.99	1	632	311	1.62	503.82	79.69
220	5.20	9.7	1.00	1	1140	311	2.92	908.12	79.69
219	4.67	7.9	1.00	1	1020	311	2.64	821.04	80.49
220	5.35	6.8	1.00	1	1174	311	3.00	933.00	79.49
220	6.04	5.3	1.00	1	1328	311	3.247	1009.82	76.05

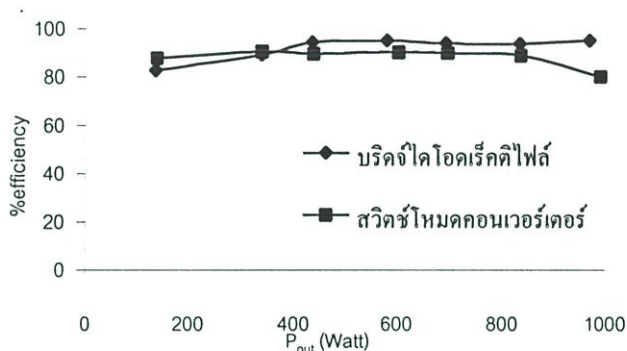


รูปที่ 6.14 กราฟประสิทธิภาพการทดสอบคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์โหมค เมื่อทำงานในโหมคเรกติไฟล์

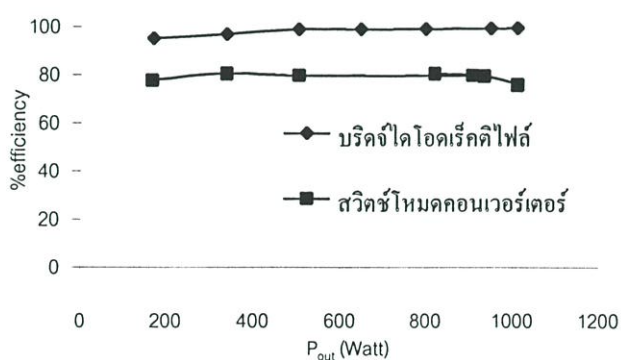
ในการทดสอบหาประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองชนิดจากรูปที่ 6.14 เมื่อทำการทดสอบที่โหลดต่างๆของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมคเรกติไฟล์อิ่ง พบว่าที่แรงดัน 245 โวลต์จะมีประสิทธิภาพดีกว่าการทดสอบที่แรงดันอื่น เนื่องจากในการทำงานในย่านนี้ สวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์จะมีความถี่สวิตซ์ซึ่งต่ำมาก เนื่องจากแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำนั้นมีค่าน้อยทำให้การติดตามกระแสอ้างอิงนั้นไม่ดีเท่าที่ควรดังแสดงในรูปที่ 6.6 จึงทำให้การสูญเสียในสวิตซ์ซึ่งนั้นมีค่าน้อยกว่าการควบคุมรักษาแรงดันที่ระดับอื่นๆ แต่ค่าตัวประกอบกำลังนั้นจะมีค่าต่ำและมีความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุตมีค่าสูงแต่ในการรักษาแรงดันที่ 275 โวลต์และ 311 โวลต์จะมีความผิดเพี้ยนของกระแสต่ำและตัวประกอบกำลังนั้นมีค่าเข้าใกล้หนึ่ง ประสิทธิภาพการทำงานต่ำเนื่องมาจากผลของการสูญเสียในสวิตซ์ซึ่ง



รูปที่ 6.15 กราฟการเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของบริดจ์ไดโอดเรกติไฟล์กับสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันกระแสตรง 245 โวลต์



รูปที่ 6.16 กราฟการเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของบริดจ์ไดโอดเรกติไฟล์กับสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันกระแสตรง 275 โวลต์



รูปที่ 6.17 กราฟการเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของบริดจ์ไดโอดเรกติไฟล์กับสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันกระแสตรง 311 โวลต์

เมื่อนำประสิทธิภาพของการทำงานของบริดจ์ไดโอดเรกติไฟ์กับสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์มาทำการเปรียบเทียบกันที่ระดับแรงดันต่างๆ โดยที่ระดับแรงดัน 245 โวลต์ประสิทธิภาพของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์จะมีค่ามากกว่าคอนเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ไดโอด และที่แรงดัน 270 โวลต์ประสิทธิภาพของทั้งสองมีค่าใกล้เคียงกัน แต่ที่แรงดัน 311 โวลต์ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์นั้นจะน้อยกว่าแบบคอนเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ไดโอดมาก เนื่องจากผลการสูญเสียในสวิตซ์ซึ่งมีมาก

6.4 การทดสอบหาประสิทธิภาพการทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์เมื่อทำงานในโหมคอินเวอร์ทิง

ในการทดสอบหาประสิทธิภาพของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมคอินเวอร์ทิง โดยรักษาระดับแรงดันให้คงที่และส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าจากแรงดัน v_{ss} ผ่านหม้อแปลงแยกกราวด์เพื่อที่จะจ่ายแรงดันให้กับ v_{dc} ดังผลการทดลอง

ตารางที่ 6.7 การทดสอบคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์โหมคเรกติไฟ์ ในโหมคอินเวอร์ทิง

ที่ $V_{dc} = 245$ โวลต์

V_S (V)	I_S (A)	%THD _i	PF	DPF	P_S (Watt)	V_{dc} (V)	I_{dc} (A)	P_{dc} (Watt)	%efficiency
220.0	0.90	97	0.34	0.48	68.5	245	0.41	100	68.5
221.7	1.56	97	0.40	0.56	139.1	245	0.78	190	73.2
222.2	2.03	84	0.48	0.63	217.8	245	1.14	280	77.8
220.0	2.37	78	0.50	0.63	258.7	245	1.35	330	78.4
221.0	2.54	68	0.69	0.83	385.9	245	1.96	480	80.4
221.0	3.11	62	0.72	0.85	496.0	245	2.53	620	80.0
220.0	3.86	58	0.74	0.85	624.8	245	3.19	781	80.0
221.0	4.64	56	0.74	0.85	759.5	245	4.12	1010	75.2

ตารางที่ 6.8 การทดสอบคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์โหมคเร็คติไฟ์ล ในโหมคอินเวอร์ทิง

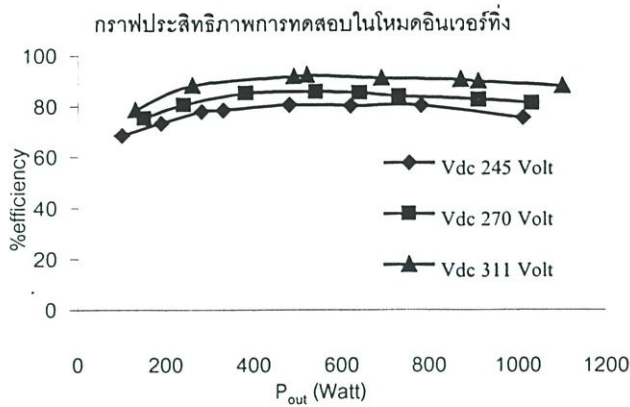
ที่ $V_{dc} = 275$ โวลท์

V_S (V)	I_S (A)	%THD _i	PF	DPF	P_S (Watt)	V_{dc} (V)	I_{dc} (A)	P_{dc} (Watt)	%efficiency
220.0	0.83	90.0	0.62	0.83	112.8	275	0.55	150	75.2
220.0	1.11	59.6	0.79	0.92	193.0	275	0.87	240	80.4
220.0	1.69	43.9	0.87	0.95	323.0	275	1.38	380	85.0
220.0	2.30	36.2	0.91	0.97	462.2	275	1.96	540	85.6
221.6	2.63	32.3	0.93	0.98	544.0	275	2.33	640	85.0
222.2	2.93	29.7	0.94	0.98	611.0	275	2.65	730	83.7
222.5	3.58	28.8	0.94	0.98	749.8	275	3.31	910	82.4
220.0	3.99	25.6	0.95	0.98	834.3	275	3.75	1030	81.0

ตารางที่ 6.9 การทดสอบคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์โหมคเร็คติไฟ์ล ในโหมคอินเวอร์ทิง

ที่ $V_{dc} = 311$ โวลท์

V_S (V)	I_S (A)	%THD _i	PF	DPF	P_S (Watt)	V_{dc} (V)	I_{dc} (A)	P_{dc} (Watt)	%efficiency
220.0	0.50	36.0	0.93	0.99	101.9	311	0.42	130	78.4
220.0	1.09	26.7	0.96	0.99	228.8	311	0.84	260	88.0
221.6	2.06	14.4	0.98	0.99	448.4	311	1.58	490	91.5
221.6	2.20	13.7	0.98	0.99	478.4	311	1.67	520	92.0
221.1	2.88	11.9	0.98	0.99	626.5	311	2.22	690	90.8
222.8	3.54	10.9	0.99	1.00	784.7	311	2.80	870	90.2
221.0	3.70	9.2	1.00	1.00	814.5	311	2.93	910	89.5
220.0	4.40	9.2	1.00	1.00	963.6	311	3.54	1100	87.6

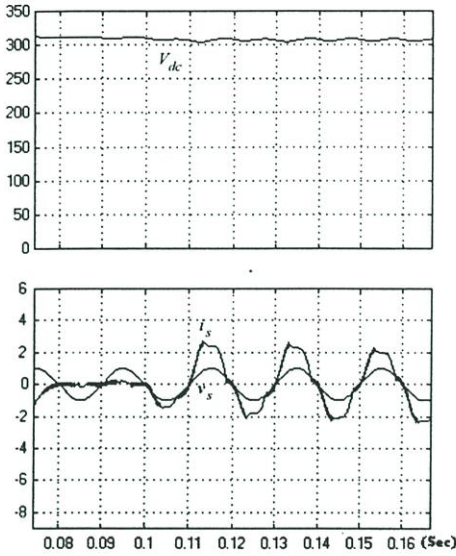


รูปที่ 6.18 กราฟประสิทธิภาพการทดสอบสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมดอินเวอร์ต

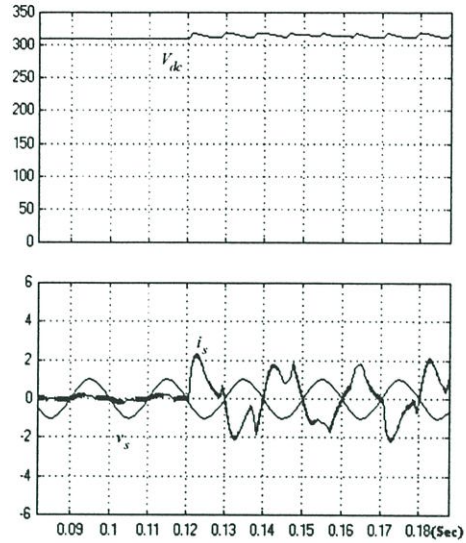
จากการทดสอบการทำงานในโหมดนี้พบว่าที่แรงดัน 311 โวลต์ ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุต เข้าใกล้หนึ่งและค่าความผิดเพี้ยนของกระแสทางด้านอินพุตต่ำ ส่งผลให้ประสิทธิภาพในการส่งถ่าย กำลังไฟฟ้าทางเอาต์พุตเข้าสู่ระบบ v_s สูง เมื่อเทียบกับการรักษาแรงดัน 245 โวลต์กับ 270 โวลต์ ดังนั้น การทำงานของคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดอินเวอร์ตที่การคงค่าแรงดัน 311 โวลต์หรือมากกว่านี้ เท่าที่พิกัดของคอนเวอร์เตอร์ทำได้ จะมีประสิทธิภาพการทำงานสูงกว่าการรักษาระดับแรงดันที่ต่ำกว่า แอมป์จูดแรงดัน v_s

6.5 ผลการจำลองทางโปรแกรม SIMULINK

จากการออกแบบการป้อนกลับแบบตัวควบคุมแบบพีไอ โดยนำค่าพารามิเตอร์มาทำการทดสอบ จะให้เห็นชัดถึงการทำงาน เมื่อทำการทดสอบการจำลองทางคณิตศาสตร์ โดยโปรแกรม SIMULINK บนพื้นฐานโปรแกรม MATLAB ในการจำลองนี้ เพื่อตรวจสอบการทำงานของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ และผลการตอบสนองเมื่อนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการออกแบบในบทที่ 5 มาใช้งาน จากผลการจำลองในรูปที่ 6.19 ในการทดสอบรักษาระดับแรงดัน 311 โวลต์นั้นสามารถทำได้ทั้ง 2 โหมด โดยใน โหมดแรกทำการทดสอบโดยการเพิ่มโหลดทางด้านแรงดันกระแสตรง 2.5 แอมป์อย่างรวดเร็ว จากการ ทดลองสามารถที่จะรักษาระดับแรงดันกระแสตรงให้คงที่ได้แต่กระแสอินพุตมีค่าความผิดเพี้ยนสูง เนื่องจากการควบคุมกระแสอินพุตไม่สามารถติดตามกระแสอ้างอิงได้ โดยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำไม่เพียงพอทำให้สัญญาณกระแสมีความผิดเพี้ยนมาก ส่วนทางด้านผลการตอบสนองเมื่อทำการเพิ่ม โหลดไม่สามารถเห็นผลที่ชัดเจนได้ แต่การควบคุมยังสามารถรักษาแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยงให้คงที่ ได้ดังแสดงในรูปที่ 6.19(ก) และเมื่อทำการทดสอบในโหมดที่สองโดยการเพิ่มแรงดัน v_{ss} ขึ้นอย่างรวดเร็ว จาก 110 โวลต์มาเป็น 250 โวลต์ทำให้มีการควบคุมกระแสอินพุตให้ มีมุมต่างเฟสกับแรงดัน 180° องศาทำให้กำลังไฟฟ้าส่งถ่ายเข้าสู่ระบบ v_s ทำให้สามารถรักษาระดับแรงดันกระแสให้คงที่ได้ดัง แสดงในรูปที่ 6.19(ข)



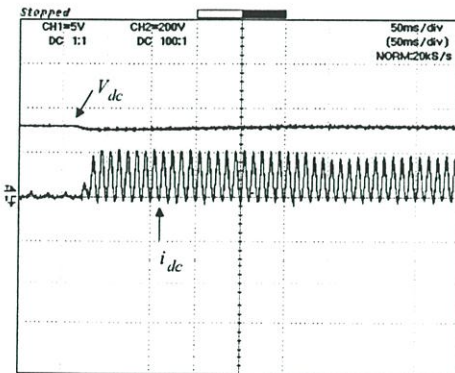
(ก) การจำลองเมื่อเพิ่มโหลดทางด้านแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงอย่างรวดเร็ว



(ข) การจำลองเมื่อทำการเพิ่มแรงดัน v_{ss} อย่างรวดเร็ว

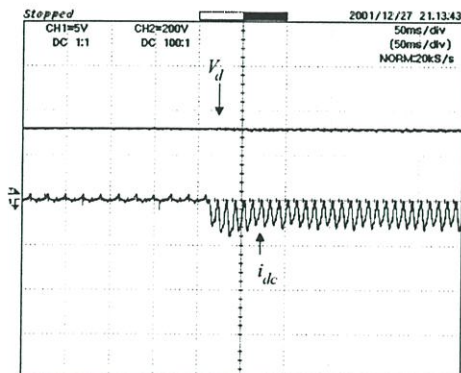
รูปที่ 6.19 ผลการจำลองการรักษาระดับแรงดันที่ 311 โวลต์ทางคณิตศาสตร์ โดยใช้โปรแกรม SIMULINK

จากรูปผลการทดลองรูปที่ 6.20(ก) และ 6.21(ข) โดยทำงานในโหมดเรกติไฟลิ่ง เมื่อทำการเพิ่มโหลดอย่างฉับพลันที่ 3 แอมป์ ผลการตอบสนองทางด้านเวลาที่ใช้ในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้คงที่ประมาณ 60 ms เพื่อให้กลับสู่สภาวะเดิม แต่เมื่อให้สวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดอินเวอร์ติ้ง ทำการเพิ่มโหลดอย่างฉับพลันพบว่าแรงดันกระแสตรงไม่เพิ่มขึ้นสูงเท่าที่ควรเนื่องจากผลของหม้อแปลงแยกกราวด์ที่ส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าจึงไม่สามารถมองเห็นผลการตอบสนองได้ดังแสดงในรูปที่ 6.20(ข)และ6.21(ข)



CH1:5A/div,CH2:200/div

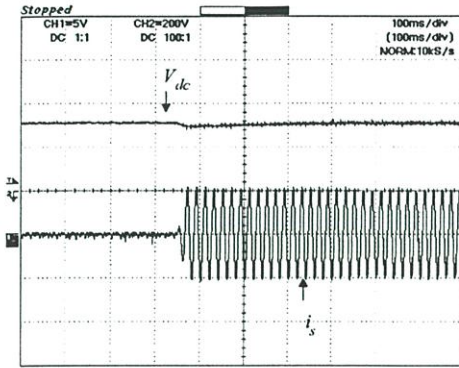
(ก) ทำงานในโหมด เรกติไฟลิ่ง



CH1:5A/div,CH2:200/div

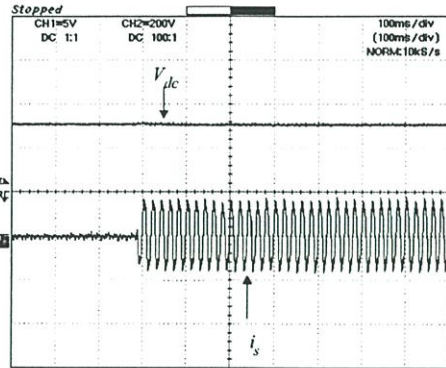
(ข) ทำงานในโหมดอินเวอร์ติ้ง

รูปที่ 6.20 กระแสตรง i_{dc} และแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยง v_{dc} ที่ได้จากการเพิ่มโหลด



CH1:5A/div,CH2:200/div

(ก) ทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์

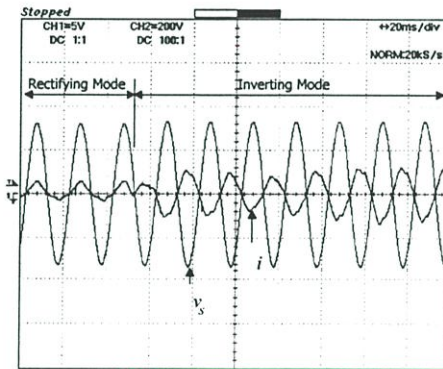


CH1:5A/div,CH2:200/div

(ข) ทำงานในโหมดอินเวอร์ตัง

รูปที่ 6.21 กระแสอินพุต i_s และแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยง v_{dc} ที่ได้จากการเพิ่มโหลด

ในการทดลองนี้เป็นการทดสอบการเปลี่ยนโหมดการทำงานอย่างฉับพลันจากโหมดเรกติไฟเออร์มาเป็นโหมดอินเวอร์ตัง โดยการสลับการทำงานระหว่างสวิตช์ S_2 กับสวิตช์ S_1 จากรูปที่ 6.1 เริ่มแรก

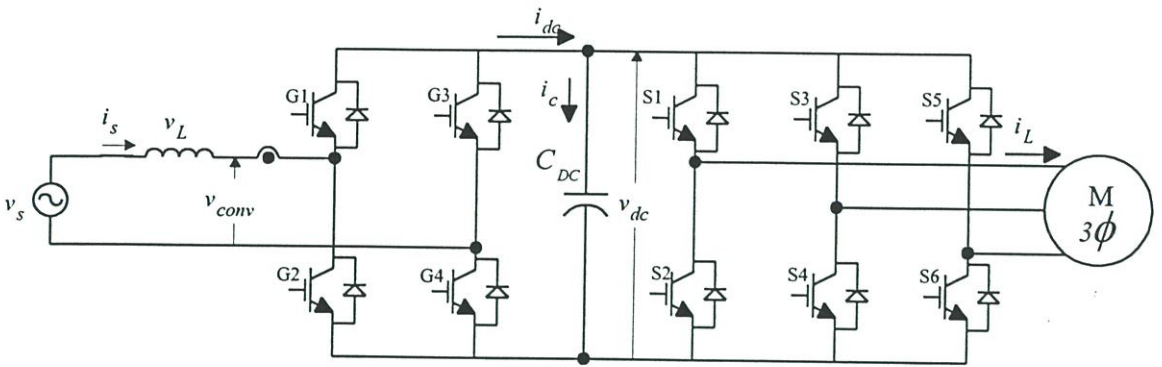


CH1:5A/div,CH:200V/div

รูปที่ 6.22 กระแสอินพุต i_s และแรงดันอินพุต V_s ขณะเปลี่ยนโหมดจาก Rectifying เป็นโหมด อินเวอร์ตัง

ทำการต่อสวิตช์ S_2 และตัดสวิตช์ S_1 ทำให้สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์ แล้วทำการเปลี่ยนสวิตช์ โดยให้สวิตช์ S_1 ต่อและตัดสวิตช์ S_2 โดยก่อนหน้านั้นทำการเพิ่มแรงดัน v_{ss} ให้ได้ 250 โวลท์ จึงทำให้สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดอินเวอร์ตังและส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบ v_{ss} ได้ดังรูปที่ 6.22

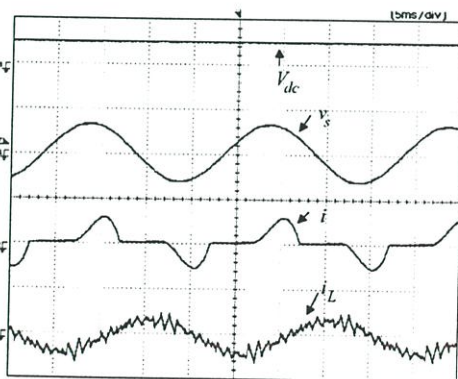
6.6 การทดสอบเมื่อทำการต่อร่วมใช้งานกับอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์



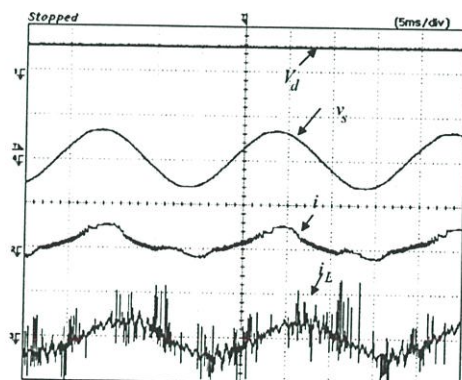
รูปที่ 6.23 วงจรกำลังเมื่อทำการทดสอบร่วมกับสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์

เมื่อนำชุดต้นแบบสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ทำงานร่วมกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสขนาด 1.5 KW เพื่อศึกษาผลกระทบต่างๆและข้อดีข้อเสียของระบบที่ใช้สวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์กับระบบที่ใช้คอนเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ไดโอดเรกติไฟ์ดังแสดงในรูปที่ 6.23

จากรูปที่ 6.24(ก) เป็นการดำเนินงานร่วมกันระหว่างอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์กับคอนเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ไดโอดเรกติไฟ์ จะสังเกตได้ว่าคอนเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ไดโอดเรกติไฟ์ไม่สามารถที่จะควบคุมแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยงให้คงที่ได้เมื่อโหลดเพิ่มขึ้นและกระแสทางด้านอินพุต i_s มีความผิดเพี้ยนมากอีกทั้งค่าตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำ เมื่อนำอินเวอร์เตอร์มาใช้ร่วมกับสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์พบว่าสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์สามารถที่จะควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้คงที่ได้และยังสามารถปรับปรุงตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตให้เข้าใกล้หนึ่งและยังสามารถลดความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุตแต่สวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์จะมีสัญญาณรบกวนเนื่องจากการสวิตช์ของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ดังแสดงในรูปที่ 6.24(ข)



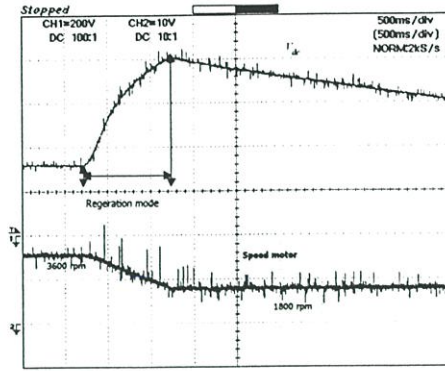
CH1:500V/div,CH2:5A/div
CH3:5A/div,CH4:500V/div



CH1:500V/div,CH2:5A/div
CH3:5A/div,CH4:500V/div

(ก) คอนเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ไดโอดเรกติไฟ์ (ข) คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์

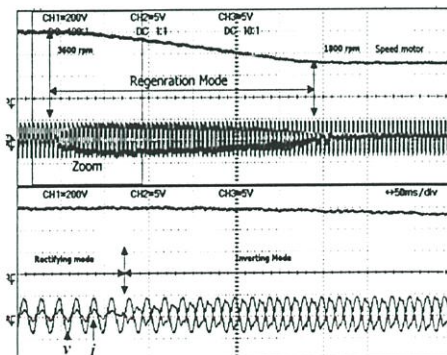
รูปที่ 6.24 การทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบที่ใช้คอนเวอร์เตอร์



CH1:200V/div,CH2:2250rpm/div

รูปที่ 6.25 แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงของอินเวอร์เตอร์ขณะที่ลดความเร็วอย่างฉับพลัน

จากรูปที่ 6.25 เมื่อทำการทดสอบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสขนาด 1 KW โดยใช้อินเวอร์เตอร์ที่ภาคคอนเวอร์เตอร์เป็นแบบไดโอดเรกติไฟล์ โดยการปรับเปลี่ยนความเร็วรอบโดยการลดความเร็วรอบมอเตอร์ลงอย่างฉับพลันจาก 3600 rpm (120 Hz) มาเป็น 1800 rpm (60 Hz) ทำให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วจาก 311 โวลต์ไปเป็น 800 โวลต์ สาเหตุเนื่องมาจากมีพลังงานส่งคืนกลับจากมอเตอร์เข้ามาสะสมที่ตัวเก็บประจุ โดยแรงดันเหล่านี้ที่มีปริมาณมาก เมื่อจ่ายให้กับมอเตอร์โดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน จะทำให้แรงดันที่จ่ายให้มอเตรมีค่ามากกว่าปกติอาจทำให้เกิดการสูญเสียในแกนเหล็กของมอเตอร์ ทำให้กระแสที่จ่ายให้กับมอเตรมีปริมาณสูง อาจเป็นอันตรายต่อวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ได้ เมื่อนำสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ทำงานร่วมกับอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยการลดความเร็วรอบมอเตอร์ลงอย่างฉับพลัน เพื่อให้มอเตอร์ทำงานในโหมดรีเจนเนอเรทีฟ ในสภาวะนี้มอเตอร์มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าย้อนกลับมาที่แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง ส่งผลให้สวิตช์โหมด



CH1:200V/div,CH2:5A/div,CH3:2250rpm/div

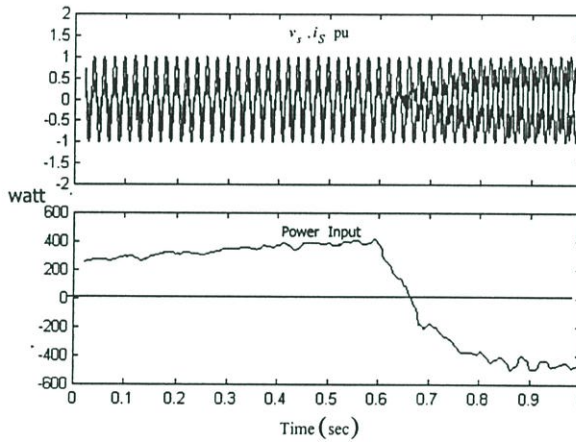
รูปที่ 6.26 แรงดันอินพุตและกระแสอินพุตขณะเกิด Regenerative operation

คอนเวอร์เตอร์ทำการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าคืนกลับระบบไฟฟ้ากำลัง โดยจะสังเกตได้จากรูปที่ 6.26 เป็นการเปลี่ยนแปลงของกระแสอินพุต และเมื่อนำค่าแรงดัน v_s กับกระแส i_s ในขณะที่มอเตอร์ทำงานใน โหมดรีเจนเนอเรทีฟมาทำการคำนวณหาพลังงานไฟฟ้าโดยใช้โปรแกรม Matlab จากสมการ

$$p = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_1} (v * i) dt$$

ผลที่ได้แสดงในรูปที่ 6.27 จะได้รูปกราฟการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าจากบวกมาเป็น

ลบ ซึ่งในช่วงบวกจะเป็นช่วงเรกติไฟ์ลิ่งโหมดและในช่วงลบจะทำงานในอินเวอร์ทิงโหมด โดยในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจะคงที่ตลอด ซึ่งในการทดลองนี้การคืนพลังงานจะมีค่าสูงสุดเมื่อมอเตอร์ทำงานในขณะไร้โหลด โดยพลังงานที่คืนกลับจากการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบ มอเตอร์จาก 3600 rpm (120 Hz) มาเป็น 1800 rpm (60 Hz) ทำให้มอเตอร์ขนาด 1.5 KW 4 ขั้วแม่เหล็กส่งพลังงานคืนมาประมาณ 500 วัตต์ดังแสดงในรูปที่ 6.27



รูปที่ 6.26 แรงดัน v_s ($V_{base} = 320$ V) และกระแส i_s ($I_{base} = 4.5$ A) และกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุต ขณะที่มอเตอร์ทำงานในโหมดรีเจนเนอเรทีฟ

บทที่ 7

บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

7.1 วิจารณ์ผลการทดลอง

จากการทดสอบวงจรสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทางนั้น ผลที่ได้เป็นที่น่าพอใจ เมื่อทำการทดสอบการทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่ไม่มีการป้อนกลับทางด้านแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง โดยการเปรียบเทียบการทำงานจากการจำลองทางคณิตศาสตร์บนโปรแกรม SIMULINK กับการทดลองจริง พบว่าผลการทดลองนั้นมีลักษณะสอดคล้องกับผลการจำลองทางทฤษฎี ทั้งการทำงานในโหมคเร็คติไฟลิ่งกับโหมคอินเวอร์ทิง และเมื่อทำการทดสอบผลกระทบของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์แบบที่ไม่มีการป้อนกลับทางด้านแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยงพบว่าเมื่อสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมคเร็คติไฟลิ่ง โดยทำการเพิ่มกระแสอ้างอิงขึ้นอย่างรวดเร็วส่งผลให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว เนื่องจากพลังงานสะสมถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันตามสมการ $v_{dc} = \frac{1}{C} \int i_c dt$ ดังนั้นลักษณะเช่นนี้อาจจะเป็นอันตรายต่ออุปกรณ์การสวิตช์หรืออาจทำให้ตัวเก็บประจุเสียหายได้เมื่อแรงดันเกินพิกัด เช่นเดียวกันเมื่อสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่ไม่มีการป้อนกลับทางด้านแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยงทำงานในโหมคอินเวอร์ทิง จะเห็นได้ว่าเมื่อมีการควบคุมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบ v_s โดยการปรับกระแสอ้างอิงให้มีมุมต่างเฟส 180° องศา กับแรงดันที่จ่ายให้กับคอนเวอร์เตอร์ ส่งผลให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงลดลงอย่างรวดเร็ว ลักษณะการทำงานของสวิตช์โหมคแบบนี้ไม่สามารถรักษาระดับแรงดันกระแสตรงให้คงที่ได้ ดังนั้นจึงได้นำการควบคุมที่มีการป้อนกลับทางด้านแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยงโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอช่วย เพื่อให้ผลการตอบสนองทางด้านไดนามิกดีขึ้น

จากการทดสอบสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการป้อนกลับทางด้านแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง โดยการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทั้งสามเงื่อนไขคือ 245 โวลต์, 275 โวลต์, 311 โวลต์ และทำการจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับอินพุตที่ 220 โวลต์คงที่ พบว่าที่การรักษาแรงดันกระแสตรงที่ 245 โวลต์ โดยมีค่าที่ต่ำกว่าแอมพิจูดของแรงดันกระแสสลับอินพุตส่งผลทำให้กระแสทางด้านอินพุตมีความผิดเพี้ยนสูงและค่าตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำ เนื่องจากแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำไม่พอต่อการติดตามกระแสอ้างอิงตามสมการที่ 4.14 ส่งผลให้ความถี่ในการสวิตช์ลดลง ทำให้กระแสไหลผ่านไดโอดแทนแต่เมื่อควบคุมการรักษาแรงดันกระแสตรงไว้ที่ 311 โวลต์ ผลที่ได้ทำให้ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตมีค่าเข้าใกล้หนึ่งและค่าความผิดเพี้ยนมีค่าต่ำความถี่สวิตช์มีค่าสูงขึ้น แต่ผลเสียที่ตามมาทำให้เกิดการสูญเสียในการสวิตช์ มากขึ้นและเกิดสัญญาณรบกวนเช่นกัน

เมื่อทำการทดสอบสวิตช์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการป้อนกลับ แล้วทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานกับคอนเวอร์เตอร์ชนิดบริดจ์ไดโอดเรกติไฟ์พบว่าการรักษาระดับแรงดันที่ 245 โวลต์จะมีประสิทธิภาพการทำงาน สูงกว่าคอนเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ไดโอดที่พิกัดเดียวกัน และเมื่อทำการทดสอบที่แรงดัน 311 โวลต์ ประสิทธิภาพการทำงานนั้นต่ำกว่าแบบบริดจ์ไดโอดเรกติไฟ์ที่เงื่อนไขเดียวกัน เนื่องมาจากการรักษาแรงดันที่ 311 โวลต์จะมีค่าการสูญเสียในการสวิตช์มาก เมื่อเทียบกับการรักษาที่แรงดันต่ำๆ และเมื่อทดสอบสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดอินเวอร์ทิงที่การรักษาระดับแรงดัน 311 โวลต์ พบว่ามีประสิทธิภาพการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบสูงกว่าระดับแรงดันอื่นๆ เนื่องมาจากตัวประกอบกำลังทางด้านเอาต์พุตนั้นถูกปรับปรุงให้มีค่าเข้าใกล้หนึ่งและยังสามารถลดค่าความผิดพลาดของกระแสทางด้านอินพุตต่ำลง ทำให้การส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบมีประสิทธิภาพสูง จากนั้นได้ทำการทดสอบผลการตอบสนองทางด้านไดนามิก โดยการเพิ่มโหลดที่ 3 แอมป์ และใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ทำการออกแบบ เพื่อเปรียบเทียบกับผลทางทฤษฎีที่ออกแบบ พบว่าจากการทดลองเวลาที่ใช้ประมาณ 60 ms เมื่อเทียบกับค่าที่ออกแบบไว้ประมาณ 50 ms ซึ่งมีค่ามากกว่าเวลาที่ออกแบบให้เข้าสู่สภาวะปกติประมาณ 1 ms ถือว่าได้ผลเป็นที่น่าพอใจ แต่เมื่อทำการทดสอบในโหมดอินเวอร์ทิงผลการตอบสนองไม่เด่นชัดเนื่องจากผลของหม้อแปลงแยกกราวด์ที่ใช้ในการแยกระบบไฟ ดังนั้นในการทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ ทั้งสองโหมดสามารถที่จะรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้คงที่ได้ เมื่อนำสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ไปทำงานร่วมกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส สวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์สามารถที่จะปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังให้เข้าหนึ่งได้ อีกทั้งยังช่วยลดค่าความผิดพลาดทางด้านกระแสอินพุตและที่สำคัญสามารถที่จะควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้คงที่ได้ และเมื่อมอเตอร์ทำงานอยู่ในโหมดรีเจนเนอเรทีฟ สวิตช์คอนเวอร์เตอร์ทำการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าคืนกลับสู่แหล่งจ่ายไฟฟ้ากำลังเพื่อลดผลกระทบแรงดันกระแสตรงสูงขึ้นอย่างฉับพลัน

7.2 สรุป

จากผลการทดสอบสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์จะเห็นได้ว่าสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์สามารถที่จะทำงานตามโหมดต่างๆ ได้จริงและรักษาระดับแรงดันกระแสตรงให้คงที่ได้ แม้ว่าโหลดจะเปลี่ยนแปลงอย่างไรสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์สามารถรักษาระดับแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยงได้ และสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์สามารถที่จะรักษาระดับแรงดันกระแสตรงตั้งแต่ที่ 245 โวลต์ถึง 350 โวลต์ เมื่อจ่ายแรงดันกระแสแลับอินพุตที่ 220 โวลต์ โดยในการรักษาระดับแรงดันที่ต่ำกว่าแอมพิจูดของแรงดันอินพุตพบว่าสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์จะมีความสามารถในการปรับปรุงตัวประกอบกำลังและลดค่าความผิดพลาดของกระแสอินพุตได้น้อยกว่าการควบคุมรักษาแรงดันที่ 311 โวลต์หรือมากกว่านั้นตามพิกัดขอสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อเสียของการเกิดความถี่สวิตซ์สูงทำให้เกิดการสูญเสียในการสวิตซ์และเกิดสัญญาณรบกวนมากดังผลการทดลอง จากการทดสอบนำผลการออกแบบระบบควบคุมสวิตซ์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากการวิเคราะห์ทางโมเดลคณิตศาสตร์ พบว่าให้ผลการตอบสนองทางด้าน

ไดนามิกที่รวดเร็ว และที่สำคัญสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์สามารถที่จะส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทาง เมื่อนำไปใช้งานร่วมกับอินเวอร์เตอร์เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส อีกทั้งยังสามารถลด ปัญหาแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยงที่สูงขึ้นในระบบให้คงที่ เมื่อมอเตอร์ทำงานในโหมครีเจนเนอเรทีฟ โดยการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบไฟฟ้ากำลัง

7.3 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาต่อไป

จากการทดสอบสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานแบบอนาล็อก พบว่าเกิดปัญหาที่ความถี่สวิต ซึ่งที่ไม่คงที่อันเนื่องมาจากหลายปัจจัยเช่น ระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง กับแรงดันอินพุต เมื่อแรงดัน ไม่เพียงพอที่จะควบคุมกระแสให้ติดตามกระแสอ้างอิงทำให้เกิดสภาวะการมอดูเลชัน (over modulation) ทำให้ความถี่ สวิตซึ่งมีค่าน้อย ส่งผลสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ไม่สามารถที่จะปรับปรุ้ค่าตัวประกอบ กำลังทางด้านอินพุตได้เต็มที่ และยังไม่สามารถที่จะลดค่าความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุตได้ ดังนั้น ควรทำการพัฒนาการควบคุมแบบอนาล็อกมาใช้ในการควบคุมแบบดิจิทัลแทนเช่น ไมโครคอนโทรลเลอร์ หรือ DSP เป็นต้น

ภาคผนวก ก.

รายละเอียดทั่วไปที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

1. ข้อมูลในแผ่นป้ายของมอเตอร์ (Name Plate)

ยี่ห้อ LAYBOLD-DIDACTIC GMBH

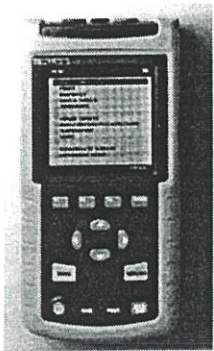
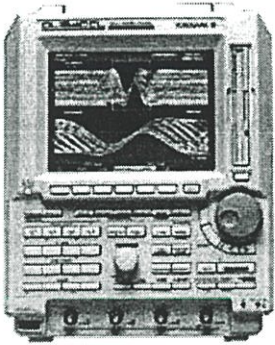

Kw 1.5 VOLTS 220/380 V 3- ϕ

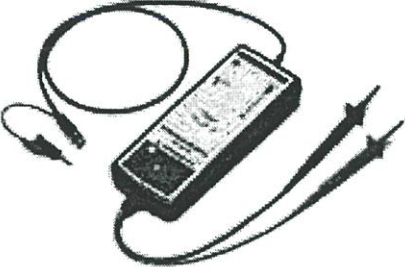
POLES 4 Hz 50 AMP'S 4.32/2.5 COS ϕ 0.82


RPM 1385


ภาคผนวก ข.

เครื่องมือวัดที่ใช้ในงานวิทยานิพนธ์

	<p>ผลิตภัณฑ์ Power Harmonic Analyzer</p> <p>รุ่น FLUK 43</p> <p>รายละเอียด 5 to 600 Vrms, 1.00 to 1000Vrms up to 600 Kw., 6Hz to 99.9Hz Indicates fundamental to 13 th harmonics. Measures crest factor PF, DPF, K-factor, %THD, %THD-R</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ Digital Oscilloscope(YOKOGA)</p> <p>รุ่น DL1540 /DL (4 Channel)</p> <p>รายละเอียด 150 MHz Analog Bandwidth 120 MS/s on two channels 8 bit vertical resolution DC to 30 MHz, 850V(DC+AC peak) 2% DC accuracy, Internal low pass filter</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ Multi Meter (Hewlett Packard)</p> <p>รุ่น 973 A</p> <p>รายละเอียด True RMS 20 kHz Accuracy = 0.1 % Vac or Vdc : 0 to 1000 Volts Iac or Idc : 0 to 10 Amperes</p>

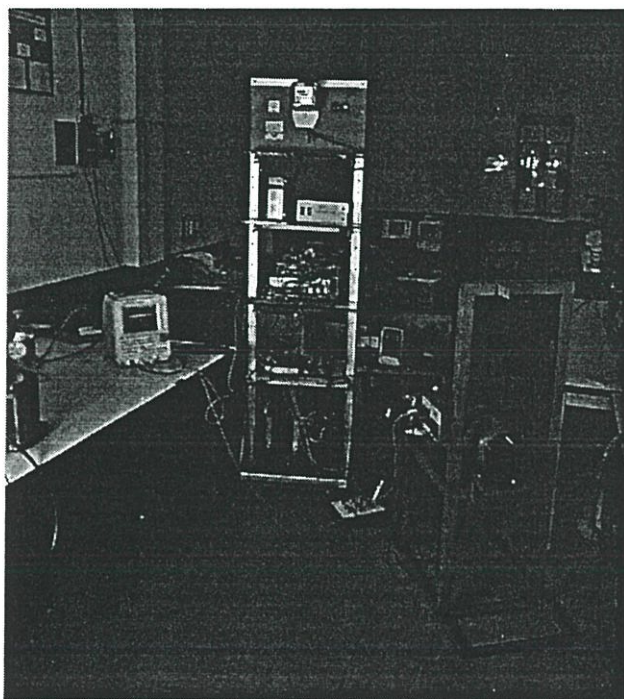
	<p>ผลิตภัณฑ์ Band Differential Probe</p> <p>รุ่น 700924</p> <p>รายละเอียด 100 MHz</p> <p>A probe lets you make wide-band differential input measurements</p>
---	--

	<p>ผลิตภัณฑ์ Current Probe (CHAUVIN ARNOUX)</p> <p>รุ่น E3N</p> <p>รายละเอียด Current Probe 10-100 Ampere / 1Volt</p> <p>Input 100 A Peak Max</p> <p>Frequency: DC to 100 kHz .(@3 db)</p> <p>Output 10 mV/A, 100 mV/A CAT III</p>
--	--

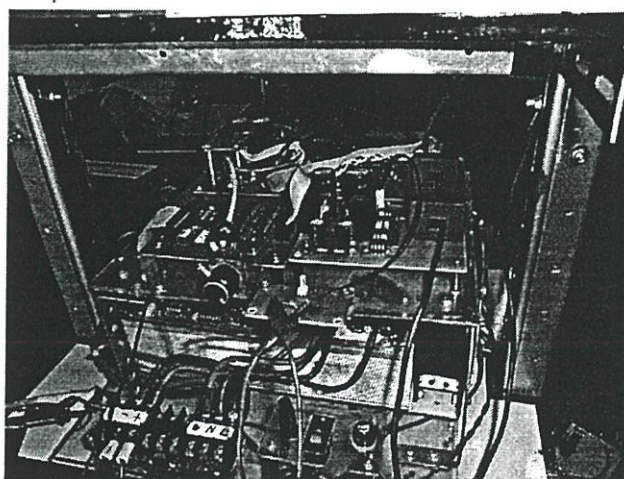
	<p>ผลิตภัณฑ์ Digital Tachometers (YOKOGAWA)</p> <p>รุ่น 3631</p> <p>รายละเอียด Measurement rang : 60.0 to 1999.9 rpm and 60 to 19,999 rpm</p> <p>Detection distance 30 to 300 mm</p>
---	--

ภาคผนวก ค.

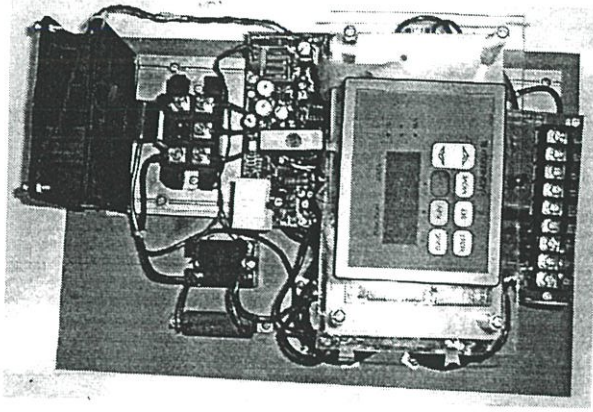
เครื่องต้นแบบและโครงงานของโดยรวมของงานวิจัย



ภาพโครงงานโดยรวม



ภาพโดยรวมของวงจรกำลังและวงจรควบคุม



ภาพโดยรวมอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ

ภาคผนวก ง.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่ในประชุมวิชาการ

1. กำพล ศิริจันทร์พงศ์, พงษ์พรรณ พงษ์พจนธรรม และ วิจิตร กิณเรศ, “1 เฟส เอซี - ทู - ดีซี สวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าสองทิศทางสำหรับอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส“, การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 25 มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์, หน้า 76-80, 21-22 พฤศจิกายน 2545.
2. ธำรงค์ศักดิ์ ศรีวิเศษ, กำพล ศิริจันทร์พงศ์ และ วิจิตร กิณเรศ, “ชุดจำลองโหลดทางกลที่มีการกินพลังงานเข้าสู่ระบบเพื่อการทดสอบสมรรถนะของพีคดับลิแวนอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ“, การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 25 มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์, หน้า 71-75, 21-22 พฤศจิกายน 2545.

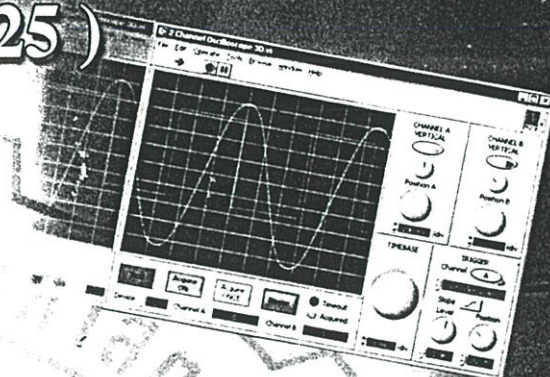
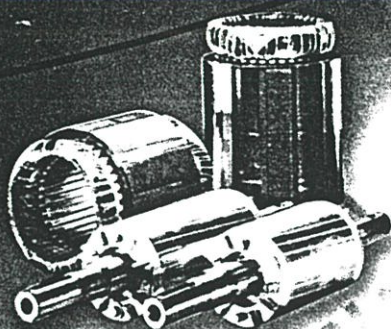


การประชุมวิชาการ ทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 25



25th Electrical Engineering Conference

(EECON - 25)



21-22 พฤศจิกายน 2545

ณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์

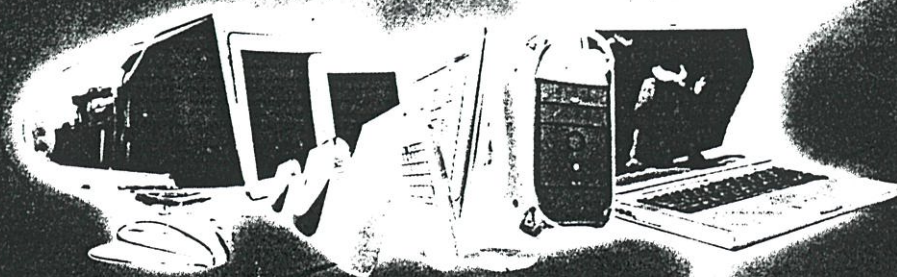
Volume II

สาขาบทความ

- © ไฟฟ้ากำลัง (PW)
- © อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
- © ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)

ดำเนินการจัดการประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์



1 เฟส เอซี-ดีซี สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าสองทิศทางสำหรับอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

1 Phase AC/DC Bidirectional Power Flow Switched Mode Converter for 3 Phase Inverter Fed Induction Motor drive

กำพล สิริจันทร์พงศ์ พงษ์พรรณ พงษ์พจนธรรม วิจิตร กิมเรศ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520

โทร/โทรสาร : (02) 737-3000 ต่อ 3058 โทรสาร E-mail : kkwjii@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอหลักการออกแบบและสร้างวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งเฟสขนาด 1 กิโลวัตต์ ที่ทำงานร่วมกับอินเวอร์เตอร์แบบสามเฟสสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยใช้ไอจีบีที สำหรับอุปกรณ์การสวิตช์ และวิธีการควบคุมได้ใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบอะแคปทีฟ ที คับบลิว เอ็ม โดยข้อดีของวงจรดังกล่าวสามารถแก้ไขและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตให้เข้าใกล้หนึ่งและลดค่าความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุตลงเมื่ออินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับมอเตอร์ และสามารถส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบ ไฟฟ้ากำลัง ในขณะที่อินเวอร์เตอร์มีการทำงานในโหมดรีเจนเนอเรทีฟได้ ในการทดลองได้แสดงถึงผลการทดสอบสมรรถนะการทำงานและผลการตอบสนองของระบบภายใต้สภาวะการทำงานต่างๆ ซึ่งให้ผลการทดสอบเป็นที่น่าพอใจ

Abstract

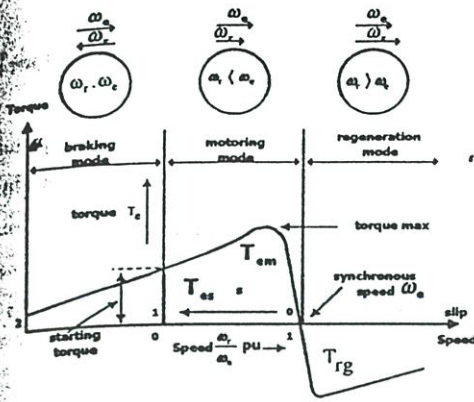
This paper purposes the design method and the implement of 1 kW single-phase switch mode converter. The single-phase switch mode converter operate with three-phase inverter for driving induction motor. The IGBT module is used for switching devices. The current control adaptive PWM is utilized for controlling technique. For the regenerative mode operation of inverter drive, the power will be transfer to utility. The advantages of this operation are improving power factor nearly unity and decreasing the input current distortion. Moreover, the system performance and the system response are tested. The experimental results are satisfaction.

Keywords: switch mode converter, Bi-directional power flow and PWM

1. บทนำ

ในปัจจุบันการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดสามเฟสส่วนใหญ่จะใช้อินเวอร์เตอร์ควบคุม เนื่องจากสามารถควบคุมแรงบิดหรือควบคุมความเร็วรอบให้คงที่ได้ดี โดยทั่วไปอินเวอร์เตอร์ที่นิยมจะเป็นชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter: VSI) ประกอบด้วยวงจรบริดจ์ไดโอดครีคตีฟล์ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟกระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และใช้ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ต่อขนานเพื่อกรองแรงดัน โดยคุณสมบัติของวงจรแบบนี้จะทำได้ง่ายและราคาถูก แต่ทำให้กระแสที่ไหลเข้าด้านอินพุตมีความถี่สูงและมีค่าตัวประกอบกำลังต่ำลง นอกจากนี้ในการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ต้องมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วตลอดเวลา จากรูปที่ 1 คือคุณสมบัติการทำงานของมอเตอร์ซึ่งมี 3 ขั้วคือ เบรกคั้ง , การทำงานเป็นมอเตอร์, และการรีเจนเนอเรทีฟ การควบคุมความเร็วรอบดังกล่าวจะส่งผลให้มอเตอร์มีการทำงานในโหมดรีเจนเนอเรทีฟ เมื่อโรเตอร์หมุนที่ความเร็วสูงกว่าความเร็วซิงโครนัสให้สลับเป็นลบในช่วงนี้มอเตอร์จะมีคุณสมบัติเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและส่งถ่ายพลังงานย้อนกลับมายังจุดเชื่อมต่อของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของวงจรอินเวอร์เตอร์ แต่ไม่สามารถผ่านออกไปสู่ระบบไฟฟ้ากำลัง เนื่องจากถูกปิดกั้นด้วยไดโอด ดังนั้นพลังงานจะสะสมในตัวเก็บประจุเป็นผลให้แรงดันที่จุดเชื่อมต่อของไฟฟ้ากระแสตรงสูงขึ้น ซึ่งอาจเป็นอันตรายต่อตัวเก็บประจุหรืออุปกรณ์สวิตช์ได้ ในแนวทางแก้ไขปัญหาระบบอินเวอร์เตอร์จึงมีวงจรไดนามิกเบรกคั้ง (Dynamic Breaking) ใช้วิธีสลายพลังงานดังกล่าวให้กับตัวต้านทานที่มีค่าตัวสูง ซึ่งข้อดีของวิธีนี้คือใช้พื้นที่ในการติดตั้ง ต้องมีระบบระบายความร้อน ราคาแพง

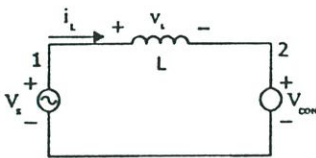
ดังนั้นในบทความวิจัยนี้จึงได้นำเสนอการออกแบบและสร้างสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ โดยจะนำมาแทนที่วงจรไดโอดครีคตีฟล์แบบเดิม ด้วยคุณสมบัติการทำงานของวงจรจะช่วยแก้ไขปัญหาดังกล่าวที่เกิดขึ้นข้างต้นได้ โดยสามารถลดความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุตให้เข้าใกล้ค่าตัวประกอบกำลังสูงขึ้น นอกจากนี้ยังสามารถส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบไฟฟ้ากำลังในขณะที่ทำงานในโหมดรีเจนเนอเรทีฟได้



รูปที่ 1 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วกับแรงบิดของมอเตอร์

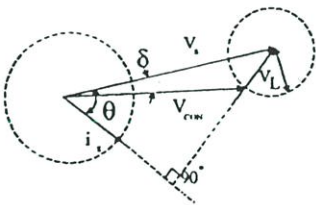
2. ทฤษฎี

ในการวิเคราะห์การไหลของกำลังไฟฟ้าระหว่าง 2 บัส ซึ่งประกอบด้วยแหล่งจ่าย สองแหล่งโดยบัส ที่ 1 คือ V_S และบัสที่ 2 คือ V_{CON} ดังแสดงในรูป 2 [1]

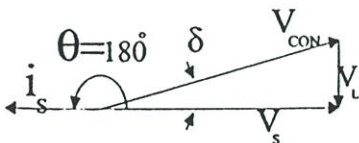


รูปที่ 2 วงจรการส่งกำลัง 2 บัส

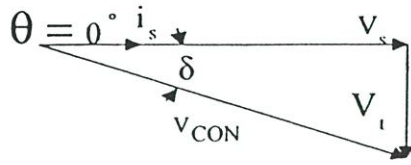
เพราะฉะนั้นจากวงจรสมมูลรูปที่ 2 สามารถแสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมได้ดังแสดงในรูปที่ 3



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 3 เฟสเซอร์ไดอะแกรมการส่งกำลังกำลังไฟฟ้าสองทิศทาง (ก) เฟสเซอร์ไดอะแกรมทั่วไป (ข) โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่ตัวประกอบกำลัง เท่ากับ $\cos 180^\circ$ (ค) โหมดเรกติไฟ์ลที่ตัวประกอบกำลัง เท่ากับ $\cos 0^\circ$

จากรูปที่ 3 (ก) กำลังไฟฟ้าจริง (P) ที่จะถูกจ่ายจาก V_S ไปยังคอนเวอร์เตอร์ V_{con} สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$P_{12} = V_S I_L \cos \theta = \frac{V_S^2}{\omega L} \left(\frac{V_{con}}{V_S} \sin \delta \right) \quad (1)$$

เมื่อ $V_L \cos \theta = V_{con} V_S \sin(\delta)$

และกำลังไฟฟ้าเสมือน (Q) ที่ไหลจากบัส 1 ไปยังบัส 2 มีค่าเป็น

$$Q_{12} = V_S I_L \sin \theta = \frac{V_S^2}{\omega L} \left(1 - \frac{V_{con}}{V_S} \cos \delta \right) \quad (2)$$

เมื่อ $V_{con} \cos \delta = V_S - \omega L S \sin \theta$

ตามหลักการดังกล่าวข้างต้น สามารถนำมาวิเคราะห์เพื่อออกแบบคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์โหมคได้ โดยการทํางานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์แบ่งได้เป็น 2 โหมค คือ โหมคเรกติไฟ์ลเออร์กับโหมคอินเวอร์เตอร์จาก รูปที่ 3 (ข), (ค) และสมการที่ 1 และ 2 จะเห็นได้ว่าเมื่อควบคุมให้ $\theta = 0^\circ$ การทํางานจะอยู่ในโหมคเรกติไฟ์ลเออร์ ทำให้กำลังไฟฟ้าไหลจากระบบไฟฟ้ากำลังเข้าสู่วงจรคอนเวอร์เตอร์ ในลักษณะตรงกันข้ามเมื่อควบคุมให้ $\theta = 180^\circ$ การทํางานจะอยู่ในโหมคอินเวอร์เตอร์ ทำให้กำลังไฟฟ้าไหลจากวงจรคอนเวอร์เตอร์เข้าสู่ระบบไฟฟ้ากำลัง

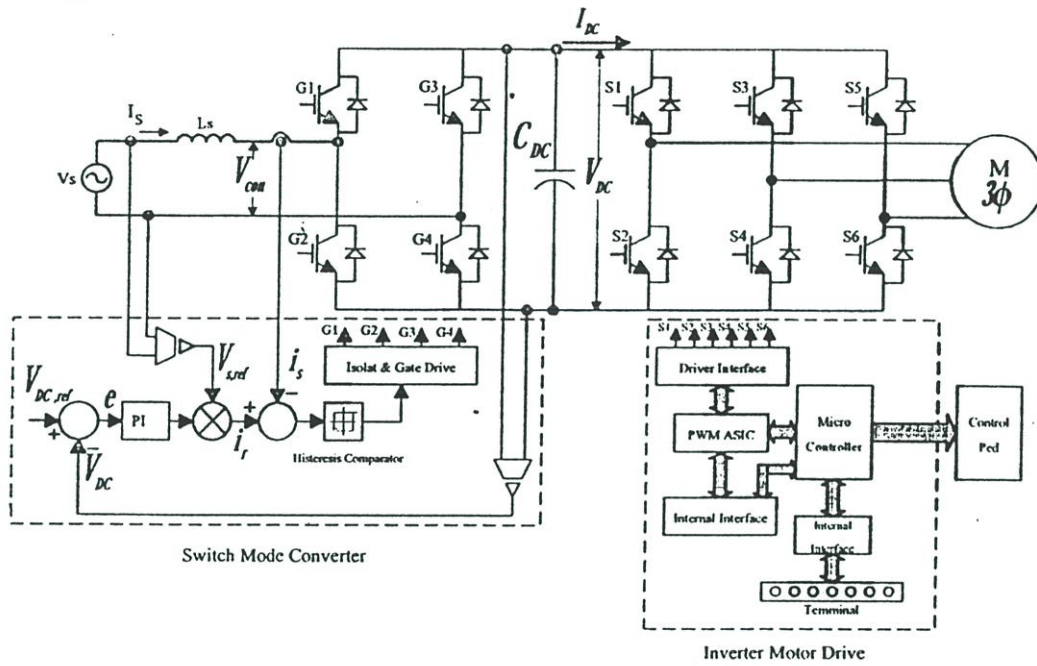
3. วงจรควบคุมการทำงาน

จากรูปที่ 4 สวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ประกอบด้วย IGBT 4 ตัวต่อแบบฟูลบริดจ์โดย IGBT ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ และใช้หลักการควบคุมกระแส แบบ อะแคพิฟ พิดับกลิวเทียม [4] ในการทำงานองสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์จะมีการทํางาน 2 โหมค คือ โหมคเรกติไฟ์ลถึง



(Rectifying) เป็นการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าจาก V_s ไปสู่ V_{DC} โดยจะมีการควบคุมกระแส I_s ให้อินเฟสกับ V_s เป็นมุม 0 องศาทางไฟฟ้าส่วนใน โหมดที่ 2 เรียกว่าโหมดอินเวอร์ตติ้ง (Inverting) เป็นการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าจาก V_{DC} ไปสู่ระบบไฟฟ้ากำลัง V_s ในโหมดนี้จะควบคุม I_s ให้อินเฟสกับ V_s เป็นมุม 180 องศาทางไฟฟ้า ในการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เชื่อมโยงกันที่ ได้นำการควบคุมแบบลูปิดที่มี PI เป็นตัวควบคุมการป้อนกลับทางด้านแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยง โดยใช้ออปโตไอโซเลทเป็นตัวตรวจจับ เพื่อนำสัญญาณที่ตรวจจับได้มาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง $V_{DC,ref}$ แล้วนำผลที่ได้คูณกับ V_s เพื่อสร้างกระแสอ้างอิง

i_r และนำกระแสที่ได้เปรียบเทียบกับกระแสจริง I_s จากนั้นจะนำผลไปเปรียบเทียบกับ Hysteresis Comparator เพื่อสร้างเป็นพัลส์ที่ดับบลิวม และนำพัลส์ควบคุมวงจรถ่ายต่อไป ตามการทำงานเมื่อเป็นมอเตอร์กำลังกระแสตรงที่ได้อินเฟสที่ตรงกับเฟสของแรงดัน V_s ควบคุมให้สวิตช์โหมดอินเวอร์เตอร์ ทำงานอยู่ในโหมดเรกติไฟลิ่ง และเมื่อมอเตอร์ทำงานในโหมดรีเจนเนอเรทกระแสอ้างอิงที่ได้อินเฟสที่ตรงกันข้ามเฟสของแรงดัน V_s ทำให้สวิตช์โหมดอินเวอร์เตอร์ ทำงานในโหมดอินเวอร์ตติ้ง



รูปที่ 4 บล็อกไดอะแกรมของชุดสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์และอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

4. การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอ

ในการออกแบบระบบควบคุมของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์นั้น [2-3] สามารถที่จะนำกำลังไฟฟ้าของทางด้านแหล่งจ่ายไฟฟ้าเข้ามาเปรียบเทียบกับผลตอบสนองทางด้านแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง โดยสมมุติให้ก่อนเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพ 100% และแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงไม่มีรีปิลซึ่งสามารถเขียนทรานสเฟอร์ฟังก์ชันได้เป็น

$$V_s I_s = \frac{V_{DC}^2}{R} + C_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt} \quad (3)$$

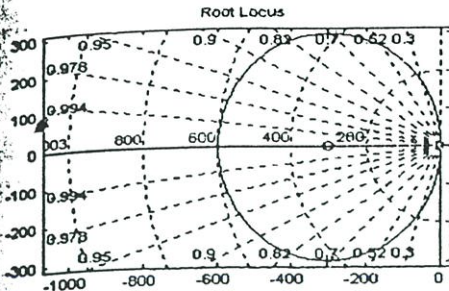
เมื่อให้ $R = \frac{V_{DC}}{I_{DC}}$ ตามสมการที่ (3) สามารถเขียน หาค่าทรานสเฟอร์ฟังก์ชันได้เป็น

$$\frac{V_{DC}(s)}{I_s(s)} = \frac{RV_s}{(RC_{DC}s + 1)V_{DC,ref}} \quad (4)$$

จากสมการที่ (4) เมื่อนำมา ทำการควบคุมแบบลูปิดโดยนำตัวควบคุมแบบพีไอ จะได้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของระบบทั้งหมดเป็น

$$\frac{V_{DC}(s)}{V_{DC,ref}(s)} = \frac{RV_s K(s+300)}{(RC_{DC}s^2 + s)V_{DC,ref} + KR V_s K(s+300)} \quad (5)$$

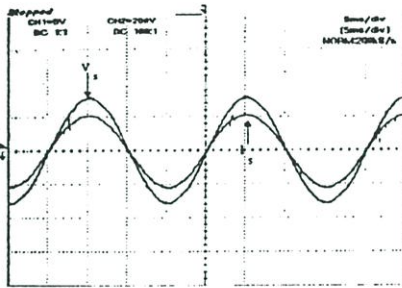
เมื่อนำสมการที่ (5) ไปคำนวณหาพหุนามของรากโดยใช้โปรแกรม Matlab ดังแสดงในรูปที่ 5 แล้วทำการเลือกค่าที่เหมาะสมกับระบบการควบคุมแบบลูปิดโดยให้ค่า $K_p = 5.05$ และ $K_i = 1515$



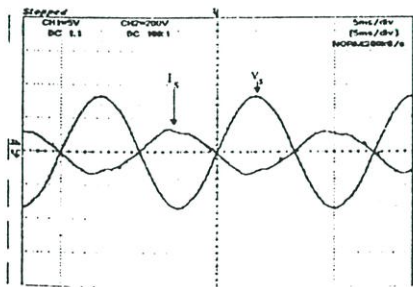
รูปที่ 5 ทางเดินของรากของระบบที่ออกแบบ

5. การทดลองและผลการทดลอง

วงจรสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่ได้ออกแบบสร้างขึ้นและนำไปทดสอบทำงานร่วมกับอินเวอร์เตอร์ชนิดสามเฟสสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำขนาด 1 kW , 4 pole , 220 V , 4.32 A ต่อแบบเคลด้า เพื่อตรวจสอบคุณสมบัติและสมรรถนะการทำงานต่างๆของวงจร และใน ส่วนวงจรสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์กำหนดให้ $V_s = 220V, V_{DC} = 311 V, C_{DC} = 5000 \mu F, L = 10 mH, K_p = 5.05$ และ $K_i = 1515$



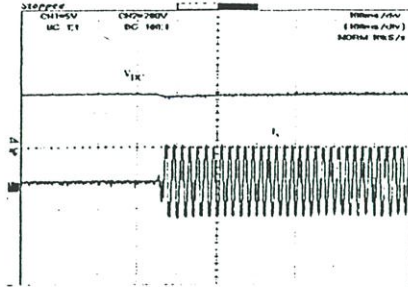
รูปที่ 6 กระแสอินพุต (I_s : 5A/div) และแรงดันอินพุต (V_s : 100V/div) เมื่อทำงาน ในโหมด Rectifying Time scale: 5ms/div



รูปที่ 7 กระแสอินพุต (I_s : 5A/div) และแรงดันอินพุต (V_s : 100V/div) เมื่อทำงาน ในโหมด Inverting Time scale: 5ms/div

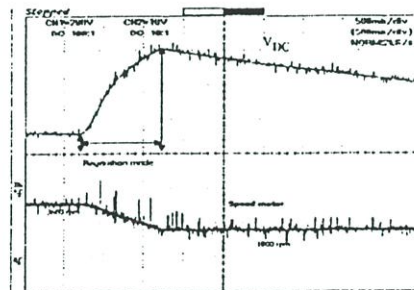
จากรูปที่ 6 แสดงให้เห็นถึง การทำงานใน Rectifying Mode จะเห็นได้ว่ากระแส I_s อินพุตมีมุมอินเฟสกับแรงดัน V_s เป็นมุม 0° องศา

ไฟฟ้าและในรูปที่ 7 เป็นการทำงาน Inverting Mode โดยกระแส I_s อินพุตมีมุมต่างเฟสกับแรงดัน V_s เป็นมุม 180 องศาทางไฟฟ้า สังเกตได้ว่าการทำงานของวงจรทำให้ค่าตัวประกอบกำลังเข้าใกล้หนึ่งและลดค่าความผิดเพี้ยนของกระแสลงได้



รูปที่ 8 ผลการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเมื่อมีการเพิ่มโหลด รูปบน : แรงดัน V_{DC} (100 V/div) รูปล่าง : กระแส I_s (5A/div)

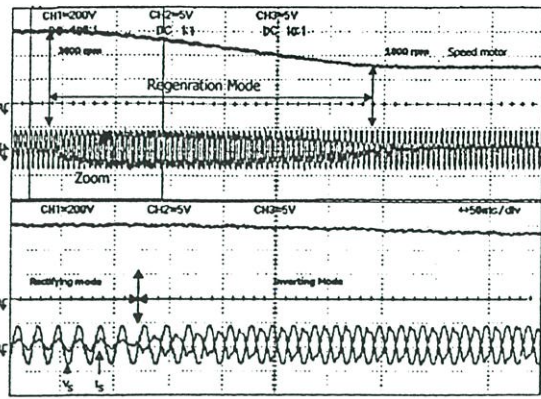
จากรูปผลการทดลองรูปที่ 8 เมื่อทำการเพิ่มโหลดอย่างฉับพลันที่ 3 แอมป์ ผลที่ได้ในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงใช้เวลาโดยประมาณ 60 ms เพื่อที่จะกลับสู่สภาวะเดิม



รูปที่ 9 แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อม โขงของอินเวอร์เตอร์ขณะที่ลดความเร็วอย่างฉับพลัน รูปบน : แรงดัน V_{DC} (100V/div) รูปล่าง : ความเร็วรอบมอเตอร์ (rpm)

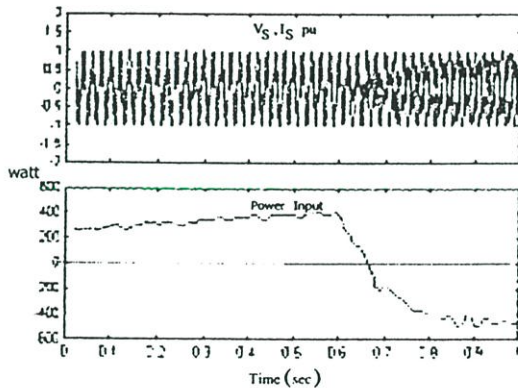
ตามรูปที่ 9 เมื่อทำการทดสอบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ขนาด 1 Kw โดยใช้อินเวอร์เตอร์ที่ภาคคอนเวอร์เตอร์เป็นไดโอดเรกติไฟล์ธรรมดาจะเห็นได้ว่าขณะที่ลดความเร็วอย่างฉับพลันจาก 3600 rpm (120 Hz) มาเป็น 1800 rpm (60 Hz) ทำให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อม โขงสูงขึ้นจาก 311 โวลต์ไปเป็น 800 โวลต์อย่างรวดเร็วเนื่องจากมีพลังงานกักเก็บที่ส่งถ่ายมาจากมอเตอร์เข้าเมะสะสมที่ตัวเก็บประจุ





รูปที่ 10 แรงดันอินพุตและกระแสอินพุตขณะเกิด Regenerative operation

จากรูปที่ 10 เป็นการทดสอบอินเวอร์เตอร์ที่มีสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ เมื่อทำการทดสอบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยการลดความเร็วอย่างฉับพลันทำให้อินเวอร์เตอร์ทำงานในโหมด Regenerative operation เมื่อมอเตอร์มีการส่งกำลังย้อนกลับไปที่แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ดังนั้นสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ทำการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าคืนกลับระบบไฟฟ้ากำลังซึ่งสังเกตได้จาก การเปลี่ยนแปลงของกระแสอินพุต I_s และเมื่อนำค่าแรงดัน V_s และกระแส I_s ขณะที่มอเตอร์ทำงานในโหมด Regenerative operation มาทำการคำนวณหา กำลังไฟฟ้าโดยใช้โปรแกรม Matlab ดังแสดงในรูปที่ 11 จะได้ว่ารูปคลื่นกำลังไฟฟ้าเปลี่ยนจากบวกเป็นลบโดยในช่วงบวกจะเป็นช่วง Rectifying Mode และในช่วงที่เป็นลบจะเป็นการทำงานใน Inverting Mode ซึ่งจะทำให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงในช่วงนี้มีค่าคงที่ได้



รูปที่ 11 แรงดัน V_s ($V_{base} = 320$ V) และกระแส I_s ($I_{base} = 4.5$ A) และกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตขณะที่มอเตอร์ทำงานในโหมด Regenerative operation

6. สรุป

จากผลการทดสอบสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์จะเห็นได้ว่าสามารถทำงานตามโหมดต่างๆได้จริง โดยสามารถแก้ปัญหาค่าตัว

ประกอบกำลังทางด้านอินพุตให้สูงขึ้นเข้าใกล้หนึ่งและยังปรับปรุงความคิดเห็นของกระแสอินพุตให้ต่ำลง นอกจากนี้ตัวควบคุมที่ได้ออกแบบนั้นมีความเหมาะสมกับระบบ สังเกตได้จากผลการตอบสนองการทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์นั้นให้ผลการตอบสนองที่รวดเร็ว อีกทั้งสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ยังสามารถส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทางและยังช่วยลดปัญหาแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยงที่สูงขึ้นในระบบได้ลงก็ได้ เมื่อมอเตอร์ทำงานในโหมดรีเจนเนอเรทีฟ โดยการควบคุมพลังงานส่งคืนให้กับระบบไฟฟ้ากำลัง ในงานวิจัยต่อไปจะพัฒนาให้ทิศทางการทำงานของคอนเวอร์เตอร์สูงขึ้นและใช้วงจรดิจิทัลเข้ามาควบคุมต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] Ned Mohan, Tore M. Undeland and William P. Robbins, "Power Electronic Converters, Applications and Design". John Wiley and sons, Inc., second edition, 1995.
- [2] J.T. Boy and A.W. "Current - Forced Single - Phase Reversible Rectifier", IEE Proceeding ,Vol.136 September, 1989 pp. 205-211
- [3] A.W. Green and J.T. Boy "Hysteresis Current - Forced Three-Phase Voltage-Source Reversible Rectifier" IEE Proc, Vol.136 ,May 1989 ,pp 113-120
- [4] B.K. Bose, "An Adeptive Hysteresis - Band Current Control Technique of a Voltage - Fed PWM Inverter for machine Drive System " IEEE Tran, Ind. Electron, Vol. 37 , 1990, pp 402-408



ศาสตราจารย์ ดร. ชรินทร์ พงษ์พรหม จบการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จาก ม. มหานคร ปัจจุบันกำลังศึกษาระดับปริญญาเอก สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สจล.

ศาสตราจารย์ ดร. พงษ์พรหม จบการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าจาก ม. มหานคร ปัจจุบันเป็นนักศึกษาระดับปริญญาโท (ทดลองวิจัย) สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สจล.



ดร. วิจิตร กิณเรศ จบการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าจาก ม. มหานคร และ Ph.D. จาก University of Nottingham ประเทศอังกฤษ ปัจจุบันดำรงตำแหน่งผู้ช่วยศาสตราจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สจล.

บทความ

11

ตัวแปรแรงดันสูง ทำให้เกิดเป็นสมมติฐานสวิตช์กึ่งอินเวอร์เตอร์ที่เครื่อง

Abstract

employ a d transfer high draws dist proposes a by adding t The prototy maximum experiment 0.98 and a below 0.7

Keywords:

1. บทนำ

ปัจจุบันนี้เองมีการใช้ร่วมกับ 1420 kW

ภา

ชุดจำลองโหลดทางกลที่มีการกินพลังงานเข้าสู่ระบบเพื่อการทดสอบสมรรถนะของพีดีบีบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ขับ เคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

A Mechanical Load Emulator with Regenerative Operation for Performance Testing of PWM Inverter fed Induction Motors

ธีรศักดิ์ ศรีวิเศษ กำพล ศิริจันทร์พงศ์ วิจิตร กิษเรศ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520

โทร/โทรสาร : (02) 737-3000 ต่อ 3058 โทรสาร E-mail : kkwijit@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

ในบทความวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบและสร้างชุดการจำลองโหลดทางกลเพื่อการทดสอบสมรรถนะการทำงานของ พีดีบีบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ หลักการควบคุมของชุดการจำลองโหลด ได้ใช้วิธีควบคุมกระแสแอมเพอร์เพื่อสร้างฟังก์ชันแรงบิดตามโหลดประเภทต่างๆและสามารถทำงานได้ 4 ควอดแดรนต์ โดยมีการควบคุมการทำงานจากคอมพิวเตอร์ซึ่งทำให้สะดวกและง่ายต่อการใช้งาน พร้อมทั้งสามารถสร้างฟังก์ชันโหลดที่มีความซับซ้อนได้ ในส่วนชุดคอนเวอร์เตอร์ด้านหน้าได้ออกแบบเป็นวงจร สวิตซ์โหมดแทนวงจรไดโอดแบบทั่วไป ซึ่งทำให้สามารถลดความเค้นที่ขั้วกระแสตรงด้านเข้าและให้ค่าประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่งได้ นอกจากนี้ยังสามารถคืนพลังงานกลับเข้าสู่ระบบไฟฟ้ากำลัง ในขณะที่ชุดจำลองโหลดทำงานในโหมดรีเจนเนทีฟ จากการทดสอบการสร้างแรงบิดของชุดจำลองโหลดสามารถให้สมรรถนะที่แม่นยำในสภาวะคงตัวและให้ผลตอบสนองทางด้านไดนามิกต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดที่ไว ซึ่งให้ผลเป็นที่น่าพอใจ

Abstract

This paper presents the design and the development of a mechanical load emulator for performance testing of PWM inverter fed induction motors. The control method base on armature current control to generate torque under various load characteristics and operate in all four quadrants. For facility and convenience application load emulator is controlled operation to generate complex load function through computer. For front end converter is designed by switch mode operation instead of common rectifier. This converter can reduce distortion input current and regain the closely unity power factor. The regenerative energy from power system can back transfer to utility through this converter when load emulator operate in regenerative mode. Torque of load emulator provides both accurate performance under steady state

condition and excellent dynamic response for fast varying load which appear satisfactory.

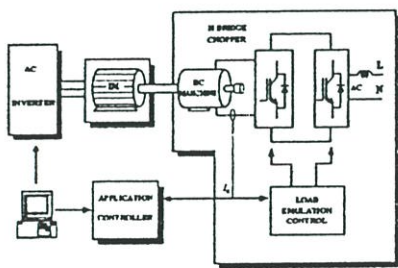
Keywords: load emulator . H-Bridge Converter, Rectifying, Inverting, Motoring Mode, Generator Mode

1. บทนำ

ในปัจจุบันการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำในงานอุตสาหกรรมส่วนใหญ่นิยมใช้อินเวอร์เตอร์ในการขับเคลื่อน โดยมีวิธีการควบคุมได้หลายแบบ เช่น แบบ V/F, Sensorless และ Vector Control เป็นต้น [1] - [2] ซึ่งการเลือกใช้อินเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับชนิดของโหลดที่ต้องการ ดังนั้นก่อนการติดตั้งใช้งานจริงจึงต้องมีการทดสอบอินเวอร์เตอร์เพื่อยืนยันว่าอินเวอร์เตอร์สามารถทำงานควบคู่กับโหลดได้อย่างมีประสิทธิภาพและเหมาะสมกับโหลดนั้นมากที่สุด โดยโหลดที่นำมาทดสอบในปัจจุบันส่วนใหญ่ ได้แก่ โหลดทางไฟฟ้า(MGset) และโหลดทางกล ซึ่งจะพบว่าโหลดชนิดต่างๆเหล่านี้ให้ผลตอบสนองทางด้านไดนามิกที่ค่อนข้างช้า และยังมีขีดจำกัดอยู่หลายประการ พร้อมทั้งแรงบิดที่ได้มีค่าผิดพลาดไม่ถูกต้องเท่าที่ควร นอกจากนี้โหลดดังกล่าวไม่สามารถสร้างฟังก์ชันโหลดที่มีความซับซ้อนหลายรูปแบบได้ ส่งผลให้ข้อมูลการทดสอบที่ได้มีความน่าเชื่อถือน้อยลง และทำให้ความไว้วางใจในการทำงานของอินเวอร์เตอร์ลดลงด้วย ดังนั้นในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบและสร้างชุดการจำลองโหลดที่มีสมรรถนะในการทดสอบและให้ผลการตอบสนองของระบบทางด้านไดนามิกที่ไวต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดได้ดี อีกทั้งยังสามารถสร้างฟังก์ชันของโหลดต่างๆได้โดยควบคุมผ่านคอมพิวเตอร์ ซึ่งทำให้มีความสะดวกและง่ายสำหรับการใช้งาน ให้ผลการทดสอบที่มีความน่าเชื่อถือขึ้น นอกจากนี้ยังได้นำพลังงานคืนกลับที่ได้จากการทดสอบจำลองโหลดจ่ายเข้าระบบการไฟฟ้ากำลังซึ่งโดยปกติแล้วพลังงานในส่วนนี้จะส่งมาถ่ายเทให้กับความต้านทานที่มีวัตต์สูงๆ ดังนั้นทำให้ชุดการจำลองโหลดที่นำเสนอมีประสิทธิภาพและสมรรถนะในการทำงานที่ดีขึ้น

2. หลักการของระบบการจำลองโหลด

จากรูปที่ 1 ซึ่งเป็นระบบจำลองโหลดที่นำเสนอ ลักษณะการออกแบบได้ใช้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดแยกกระตุ้นทำหน้าที่เป็นโหลด เพราะเนื่องจากสามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรงด้วยวิธีการควบคุมกระแสที่โหลดเข้าอามเจอร์โดยจะนำมาต่อตรงเข้ากับเพลลาของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้เพื่อทดสอบ โดยระบบการทดสอบจะประกอบด้วย การควบคุมการทำงานของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการป้อนกลับของกระแสอามเจอร์และควบคุมการทำงานของ อินเวอร์เตอร์ที่นำมาทดสอบ สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยระบบการทดสอบดังกล่าวนี้จะถูกควบคุมการทำงานผ่านคอมพิวเตอร์ซึ่งในด้านการออกแบบชุดจำลองโหลดสามารถสร้างแรงบิดได้สูงสุดที่ 8 N-m ของทิกคมอเตอร์ภายใต้การทดสอบหรือสามารถทดสอบอินเวอร์เตอร์ได้สูงสุดที่ทิกค 0.75 Kw

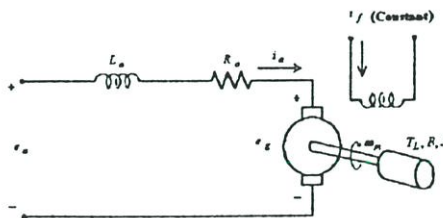


รูปที่ 1 ระบบการจำลองโหลด

3. แบบจำลองลักษณะทางพลวัตของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแส

ตรง

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นซึ่งมีวงจรสมมูลแบบโคเนนามิคแสดงดังรูปที่ 2



รูปที่ 2 วงจรสมมูลของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

ตามรูปที่ 2 สามารถเขียนสมการทรานเฟอร์ฟังก์ชันของ

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงได้เป็น

$$e_a = e_g + R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (1)$$

$$e_g = K_a \phi \omega_m \quad (2)$$

$$T_e = T_L + B \omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (3)$$

$$T_e = K_a \phi i_a \quad (4)$$

e_a คือ แรงดันตกคร่อมอามเจอร์ (Volt)

e_g คือ แรงดัน Back EMF (Volt)

R_a คือ ความต้านทานขดลวดอามเจอร์ (โอห์ม)

i_a คือ กระแสอามเจอร์ (Ampere)

L_a คือ ค่าความเหนี่ยวนำขดลวดอามเจอร์ (Henry)

K_a คือ ค่าคงที่ทางไฟฟ้า

ϕ คือ ฟลักซ์ต่อขั้ว (Webers)

ω_m คือ ความเร็วรอบมอเตอร์ (rad/sec)

T_e คือ แรงบิดแม่เหล็กที่เกิดจากมอเตอร์ (N-m)

J คือ ค่าโมเมนต์แรงเฉื่อย ($N \cdot m^2$)

B คือ สัมประสิทธิ์ความเสียดทาน ($(N \cdot m) / (rad/sec)$)

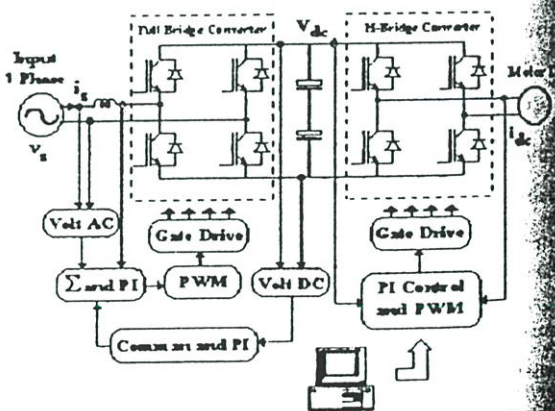
T_L คือ แรงบิดจากโหลด (N-m)

นำสมการที่ (1),(2),(3) และ (4) มาแปลงให้อยู่ในรูปโดเมนความถี่ของกระแสอามเจอร์ จะได้เป็น

$$I_a(s) = \frac{E_a(s) - E_g(s)}{R_a + sL_a} \quad (5)$$

โดยกำหนดให้ $\tau_a = \frac{L_a}{R_a}$ ค่าเวลาคงตัวของไฟฟ้า (Electrical time constnt of Amature Current)

4. การทำงานของวงจรและการออกแบบค่าอัตรายายของตัวควบคุม PI ในการป้อนกลับกระแสอามเจอร์

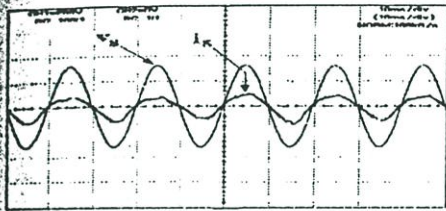


รูปที่ 3 วงจรกำลังและวงจรถวลของชุดการจำลองโหลด

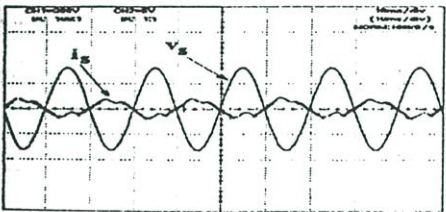
จากรูปที่ 3 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรกำลังและวงจรกำลังชุดการจำลองโหลด ที่ประกอบด้วยส่วนสำคัญ โดยที่ส่วนที่และหลักการดังต่อไปนี้

4.1 ภาคคอนเวอร์เตอร์(Converter)จะประกอบด้วยอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ เป็นวงจรที่ทำหน้าที่แทนวงจรไดโอดเรกติไฟ์ และเทคนิคการควบคุมกระแสแบบแอดาปทีฟ (Adaptive) และใช้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่จุดเชื่อมโยงไปถนกลับมาสร้างเป็นแรงดันอ้างอิง ซึ่งการทำงานของวงจรมีอยู่ด้วยกัน 2 โหมด คือ โหมด 1 เรียกว่าโหมด

ไฟฟ้ (Rectifying) เป็นการส่งถ่ายกำลังงานจากแหล่งจ่ายระบบไฟฟ้ากำลัง v_s ไปเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง การทำงานโหมคนี้เกิดขึ้นได้ในกรณีมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงมีความเร็วรอบสูงกว่าความเร็วเชิงโคโรนัสของมอเตอร์เห็นขั้วนำภายใต้การทดสอบ โหมคนี้กระแสทางค้ำอินพุต i_s จะเฟสตรงกันกับแรงดัน v_s ซึ่งรูปคลื่นที่ได้เป็นตามรูปที่ 4 ส่วนในโหมค 2 เรียกว่าโหมคอินเวอร์ต (Inverting) การทำงานโหมคนี้เป็น การส่งถ่ายพลังงานจากแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงไปสู่แหล่งจ่ายระบบไฟฟ้ากำลัง v_s การทำงานจะเกิดขึ้นเมื่อมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงทำหน้าที่เป็นโหลดสร้างแรงบิดให้กับมอเตอร์เห็นขั้วนำภายใต้การทดสอบ จะทำ ไฟแรงดันไฟฟ้าที่จุดเชื่อมโหมคและตรงสูงขึ้นมากกว่าปกติ ซึ่งในโหมคนี้จะทำให้กระแสทางค้ำอินพุต i_s มีเฟสตรงข้ามกับแรงดันแหล่งจ่าย v_s ดังแสดงในรูปที่ 5 จึงทำให้พลังงานถ่ายออกสู่แหล่งจ่ายระบบไฟฟ้ากำลัง v_s เป็นผลให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโหมคลงเข้าสู่สภาวะปกติ



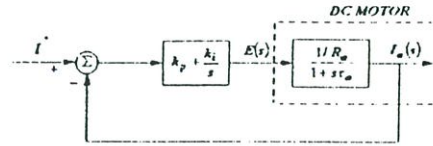
รูปที่ 4 กระแสและแรงดันอินพุตของซีไลนที่ทำงานในโหมคเรกติไฟล์ (Rectifying) i_s (10A/Div), v_s (200V/Div), (10ms/Div)



รูปที่ 5 กระแสและแรงดันอินพุตของซีไลนที่ทำงานในโหมคอินเวอร์ต (Inverting) i_s (10A/Div), v_s (200V/Div), (10ms/Div)

4.2. ภาค H-Bridge Converter ในการควบคุมมอเตอร์กระแสตรงแบบแยกขดกระตุ้น ได้ใช้วงจรกำลังแบบ H-Bridge Converter โดยสามารถควบคุมการทำงานได้ทั้ง 4 ขดกระตุ้น ที่อยู่บนพื้นฐานการควบคุมแรงบิด ทางด้านอุปกรณ์การสวิตช์ได้ใช้ IGBT แบบ Intelligent Power Module (IPM) ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ โดยใช้เทคนิคที่ดับลิแวมแบบชูนีโกลา [4] ที่มีความถี่สวิตช์ 10 kHz ซึ่งจะทำให้ความถี่ที่เกิดขึ้นที่แรงดันเอาต์พุตเป็น 2 เท่าของความถี่ของอุปกรณ์สวิตช์แต่ละตัว โดยความถี่ที่สูงขึ้นนี้จะสามารถลดริปลีตของแรงบิดได้ ในส่วนของวงจรควบคุมได้ใช้เทคนิคการควบคุมแรงบิดโดยวิธีการควบคุมกระแสแอมเพอร์เพราะแรงบิดกับกระแสแอมเพอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นปริมาณกันโดยตรง

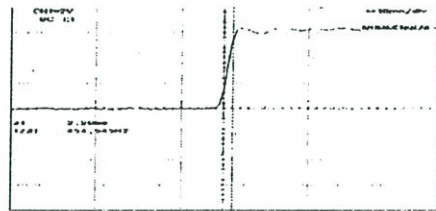
4.3 จากบล็อกโคมแกรมในรูปที่ 6 เป็นการออกแบบการป้อนกลับของกระแสแอมเพอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ ซึ่งอาศัยหลักการออกแบบวงรอมเกิด โดยนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบมอเตอร์มีค่า $R_2 = 1.429 \Omega$ และ $L_2 = 15mH$ มาคำนวณหาค่า K_p, K_i ในตัวควบคุมได้ดังสมการที่ (6),(7)



รูปที่ 6 แบบจำลองวงรอมการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุม PI

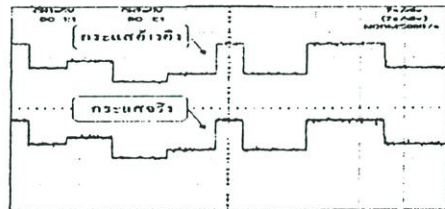
$$\left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \times \frac{1/R_2}{(1 + sL_2)} \Big|_{s=j\omega_0} = 1 \quad (6)$$

$$\omega_{crit} = \frac{k_i}{k_p} < \omega_0 \quad (7)$$



รูปที่ 7 รูปคลื่นสัญญาณผลตอบสนองของกระแสแอมเพอร์ที่จุดจำลอง โหลดขณะมีการ Step Load

จากรูปที่ 7 แสดงสัญญาณของกระแสแอมเพอร์ ในการจำลอง โหลดที่มีการ Step load ซึ่งจะพบว่าผลตอบสนองของช่วง ทรานเซียนของกระแสที่ได้จะสอดคล้องกับผลที่ได้จากการออกแบบ (Rise time ≈ 2.2 ms) ซึ่งแสดงให้เห็นว่าอุปกรณ์กระแสที่ได้ออกแบบมีการทำงานที่ถูกต้อง



รูปที่ 8 สัญญาณกระแสอ้างอิงและกระแสจริงที่มีการป้อนกลับกระแสอ้างอิง (10A/div), กระแสจริง (10A/div)

รูปที่ 8 เป็นสัญญาณกระแสอ้างอิงที่มีการควบคุมมาจากคอมพิวเตอร์และกระแสจริงที่มีการป้อนกลับของกระแสแอมเพอร์ที่มีแรงบิดไม่ต่อเนื่องซึ่งจะพบว่าระบบที่ได้ออกแบบมีผลตอบสนองที่เร็วเมื่อพิจารณาจากการ Step Load

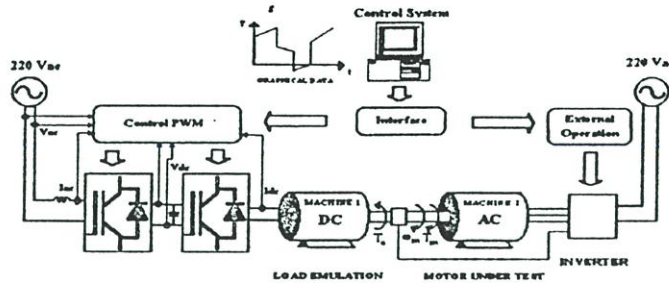
5. ผลการทดสอบกับมอเตอร์เห็นขั้วนำ

รูปที่ 9 เป็นระบบการทดสอบของชุดการจำลอง โหลด โดยมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้ในการจำลองจะเป็นชนิดแยกขดกระตุ้นขนาด

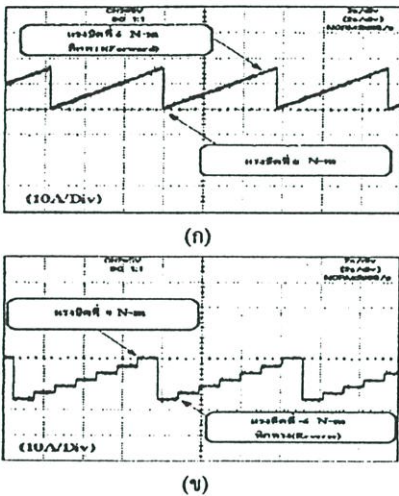


1.5 kW, 130 V, 18 A ทักขลวดกระตุ่น 180 V และมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้ในการทดสอบทัก 3 ϕ , 2.2 kW, 4 ขั้ว, 220 V, 9 A, 1450 rpm โดยทดสอบที่ความถี่มูลฐานของอินเวอร์เตอร์ 50 Hz และได้ทำการปรับเทียบ

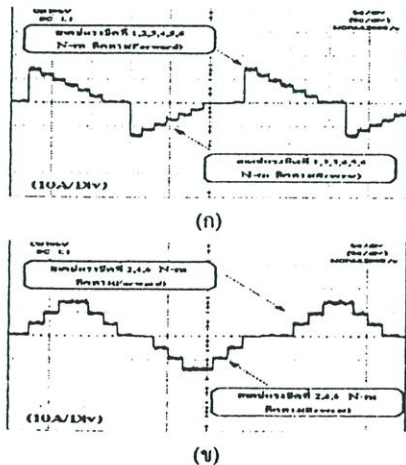
ขนาดของกระแสแอมเจอร์กับค่าแรงบิดที่ได้ด้วยเครื่องวัดโคเนโมมิเตอร์ (Dynamometer) และคงที่กระแสพิลค์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไว้



รูปที่ 9 ระบบการจำลองโหลดภายใต้การทดสอบกับมอเตอร์เหนี่ยวนำที่มีอินเวอร์เตอร์เป็นตัวขับเคลื่อน

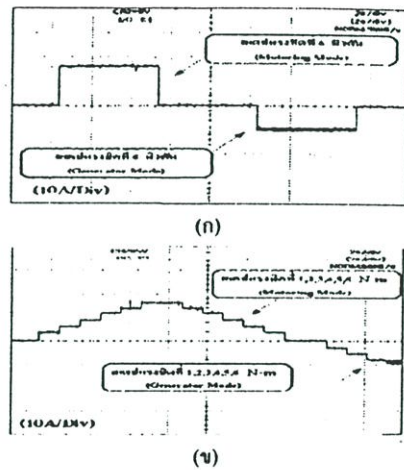


รูปที่ 10 รูปคลื่นกระแสแอมเจอร์ของ Load Emulator ภายใต้การทดสอบทำงานเป็นมอเตอร์ (ก)ทดสอบทิศทาง Forward และ (ข) ทดสอบทิศทาง Reverse



รูปที่ 11 รูปคลื่นกระแสแอมเจอร์ของ Load Emulator ภายใต้การทดสอบทำงานเป็นมอเตอร์ โดยกำหนดการทำงาน

อยู่ในโหมด มอเตอร์วิ่ง (Motoring Mode) ทั้งสองทิศทาง (ความเร็วต่ำกว่าเชิง โครนัส)

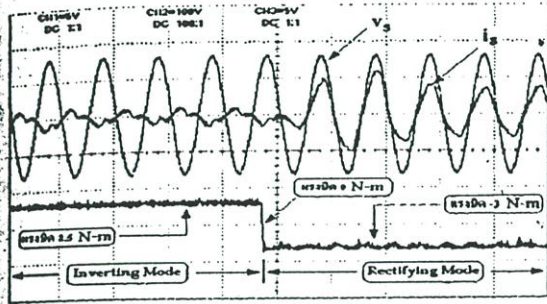


รูปที่ 12 รูปคลื่นกระแสแอมเจอร์ของ Load Emulator ภายใต้การทดสอบทำงานเป็นมอเตอร์ โดยทิศทาง Forward การทำงานอยู่ในโหมด มอเตอร์วิ่ง(ความเร็วต่ำกว่าเชิง โครนัส) และทิศทาง Reverse ทำงานอยู่ในโหมดเครื่องกำเนิด(Generator Mode) (ความเร็วต่ำกว่าเชิง โครนัส)

จากรูปที่ 10 เป็นกระแสแอมเจอร์ของ Load Emulator โดยมีฟังก์ชัน โหลดที่มีการควบคุมการทำงานจากคอมพิวเตอร์ จากรูปได้แสดงถึง การสร้างโหลดแบบเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งในการทดสอบ สามารถควบคุมแรงบิดได้ทั้งสองทิศทาง โดยไม่คำนึงถึงทิศทางของ มอเตอร์ที่ใช้ทดสอบ จากรูปที่ 11 เป็นกระแสแอมเจอร์ของ Load Emulator โดยลักษณะการทดสอบสามารถสร้างแรงบิดให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ทั้งสองทิศทาง คือเมื่อมอเตอร์เหนี่ยวนำภายใต้การทดสอบ ทำงานในทิศทาง Forward ชุดการทดสอบสามารถสร้างแรงบิดได้ทั้งสอง ทิศทางหมุนตรงข้ามและลักษณะเดียวกันเมื่อมอเตอร์เหนี่ยวนำภายใต้ การทดสอบทำงานในทิศทาง Reverse ชุดทดสอบสามารถสร้างแรงบิด ได้โดยมีทิศทางหมุนตรงข้าม ซึ่งการทดสอบทั้งหมดยังจะ

Load Em...
มอเตอร์เหน...
ทิศทาง...
มอเตอร์เหน...
โครนัส...
ส่วนที่...
ภายใต้การ...
โหนดการ...
สามารถคว...
รูปที่ 13...
ท...
(2...
โ...
ภาคคน...
ทดสอบกั...
ขั้วที่...
ของภาค...
ที่แทนคว...
โดยโหมด...
โดยโหมด...
คุณสมบัติ...
ของมอเตอร์เหน...
ความเร็ว...
ของภาคก...
งานของ...
ระบบแรง...
การควบคุม...
การควบคุม...
(ก)...
รูปที่ 14...

โหมดมอเตอร์ (Motoring Mode) จากรูปที่ 12 เป็นกระแสแอมเพอร์ของ Load Emulator โดยลักษณะการทดสอบสามารถสร้างแรงบิดให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ จากรูปได้แสดงการสร้างแรงบิดทั้งสองทิศทาง ให้มีการทำงานทั้งสองโหมด คือ โหมดแรกจะเป็นทิศทาง Forward พบว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำภายใต้การทดสอบจะมีความเร็วรอบต่ำกว่าความเร็วซึ่งโครนิส ซึ่งจะอยู่ในโหมดการทำงานแบบมอเตอร์ (Motoring Mode). ส่วนทิศทางที่สองจะเป็นทิศทาง Reverse ซึ่งจะพบว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำภายใต้การทดสอบ จะมีความเร็วมากกว่าความเร็วซึ่งโครนิส ซึ่งจะอยู่ในโหมดการทำงานแบบเครื่องกำเนิด (Generator Mode) โดยระบบทั้งสองสามารถควบคุมการทำงานผ่านคอมพิวเตอร์ให้มีความสัมพันธ์กัน



รูปที่ 13 แรงดันและกระแสด้านอินพุตเอซีไลน์ของชุดการจำลอง โหลด พร้อมการสร้างแรงบิดทดสอบ i_t (10A/Div), v_t (200V/Div), (20ms/Div)

รูปที่ 13 เป็นแรงดันและกระแสทางด้านอินพุตเอซีไลน์ของภาคคอนเวอร์เตอร์ของชุดการจำลอง โหลดขณะที่มีการสร้างแรงบิดทดสอบกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ จากรูปได้มีการสร้างแรงบิดทดสอบแบบจับหลักทั้งสองทิศทาง จะพบว่าขณะที่มีการทดสอบระบบการทำงานของภาคคอนเวอร์เตอร์ ที่อาศัยหลักการควบคุมแบบกระแส จะมีการทำงานด้วยกันอยู่ 2 โหมดคือโหมดอินเวอร์ตติ้งและโหมดเรกติไฟริ่ง โดยโหมดแรก ชุดจำลอง โหลดจะสร้างแรงบิดทิศทางบวกขนาด 2.5 N-m โดยโหมดนี้จะมีการคืนพลังงานเข้าสู่ระบบแหล่งจ่าย จะทำให้กระแสอินพุตมีเฟสตรงข้ามกับแรงดันเอซีไลน์ 180 องศา (Out of Phase) ขณะที่มอเตอร์เหนี่ยวนำภายใต้การทดสอบทำงานในสภาวะเป็นมอเตอร์ (ความเร็วต่ำกว่าซึ่งโครนิส) ส่วนลักษณะโหมดที่สองจะเป็นการสร้างแรงบิดทิศทางลบขนาด 3 N-m โดยโหมดนี้จะเป็นการส่งถ่ายพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟสู่แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง จะทำให้กระแสอินพุตมีเฟสตรงกับแรงดันเอซีไลน์ที่ 0 องศา (Inphase) ขณะที่มอเตอร์เหนี่ยวนำภายใต้การทดสอบทำงานในสภาวะเป็นเครื่องกำเนิด (ความเร็วสูงกว่าซึ่งโครนิส)

6. สรุป

บทความนี้ได้ออกแบบชุดจำลอง โหลดสำหรับการทดสอบ

สมรรถนะที่ดับขลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยมีการพัฒนาในการนำเอาพลังงานที่คืนกลับมาของระบบ ขณะที่มีการทดสอบกลับคืนเข้าสู่ระบบแหล่งจ่ายไฟฟ้ากำลัง ซึ่งปกติพลังงานนี้จะถูกถ่ายเทให้กับความต้านทาน (Resistor Braking) และอีกประการสามารถออกแบบชุดการจำลอง โหลดในการสร้างแรงบิดที่เหมาะสมกับประเภทของโหลดชนิดต่างๆทั้งแบบโหลดต่อเนื่องและโหลดไม่ต่อเนื่อง ด้วยการควบคุมฟังก์ชันแรงบิดจากคอมพิวเตอร์ ซึ่งการทดสอบสามารถทำได้สะดวกและง่ายต่อการใช้งาน จากการทดสอบพบว่าระบบควบคุมให้โหลดบนสองทางด้านไดนามิกที่เร็วและมีเสถียรภาพขณะเปลี่ยน โหลดแบบต่างๆ พร้อมทั้งสามารถให้แรงบิดทดสอบที่ถูกต้องและแม่นยำและสะดวกกว่าระบบที่ใช้ทดสอบแบบทั่วไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] C.R. Hewson, M.Sumner, G.M. Asher and P.W.Wheeler " Dynamic mechanical load emulation test facility to evaluate the performance of AC inverters " Power Engineering Journal February 2000 No. 21
- [2] C.R. Hewson,G.M.Asher,M.Sumner " A Dynamic mechanical load emulation test facility to evaluate the performance of ac inverters " Conference Publication No. 456 IEE 1998
- [3] Z.Hakan Akpolat ,Greg M. Asher, Jon C. Iare "Experimental Dynamometer Emulation of Non-linear Mechanical Loads ". IEEE 1998 No. 532
- [4] Mohan, Undeland and Robbins, 1995. "Power Electronic". John Wiley and sons.



อัครศักดิ์ ศรีวิเศษ จบการศึกษาด้านวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ในปี พ.ศ.2542 ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่ สจล.

ก่าพล ศิริจันทร์พงศ์ จบการศึกษาด้านวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ในปี พ.ศ.2540 ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าที่ สจล.

วิจิตร กิณเรศ สำเร็จการศึกษา วศ.บ. และวศ.ม. สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าจาก สจล. และ Ph.D. จาก University of Nottingham ประเทศอังกฤษ ปัจจุบันดำรงตำแหน่ง ผู้ช่วยศาสตราจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สจล.



ประวัติผู้เขียน

นาย กำพล ศิริจันทร์พงศ์ เกิดเมื่อวันที่ 22 ธันวาคม พ.ศ. 2516
ที่อำเภอ แม่สาย จังหวัดเชียงราย

ปี พ.ศ. 2536

สำเร็จการศึกษาระดับชั้นประกาศนียบัตรวิชาชีพ สาขาไฟฟ้ากำลัง
จากวิทยาลัยเทคนิคแพร่

ปี พ.ศ. 2538

สำเร็จการศึกษาระดับชั้นประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาไฟฟ้ากำลัง
จากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตภาคพายัพ จ. เชียงใหม่

ปี พ.ศ. 2541

สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร

ปี พ.ศ. 2541-2546

ช่างเทคนิคสายอากาศ ระดับ 3 การไฟฟ้านครหลวงเขตราชบุรีบูรณะ