

อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ประสิทธิภาพสูง
สำหรับประยุกต์ใช้งานกับเซลล์แสงอาทิตย์

HIGH EFFICIENCY Z-SOURCE GRID CONNECTED INVERTER
FOR SOLAR CELL APPLICATION



T120076

อนุชา พัฒนผล
ANUCHA PATTANAPHOL

อน.
๑๑๗๑
๒๕๕๔

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....
วัน, เดือน, ปี.....

120076

1 0 11 2555

ที่ en

1234560X
b.....
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2554

KMITL-2011-EN-M-020-148

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**HIGH EFFICIENCY Z – SOURCE GRID CONNECTED INVERTER
FOR SOLAR CELL APPLICATION**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2011**

KMITL-2011-EN-M-020-148

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2011

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ประสิทธิภาพสูงสำหรับประยุกต์ใช้งาน
กับเซลล์แสงอาทิตย์
Thesis Title High Efficiency Z-Source Grid Connected Inverter for Solar Cell Applications
นักศึกษา นายอนุชา พัฒนพล
รหัสประจำตัว 52610433
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร.สุรินทร์ คำฝอย
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์(ร่วม) รศ.ประภาช ไพรสวรรณา
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2011-EN-M-020-148

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.อนุวัฒน์	จางวนิชเลิศ	
รศ.ดร.วิจิตร	กิมเรศ	
รศ.ดร.ไพบุลย์	นาคมหาชลาสินธุ์	
รศ.ประภาช	ไพรสวรรณา	
ผศ.ดร.สุรินทร์	คำฝอย	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันศุกร์ที่ 21 ตุลาคม พ.ศ. 2554 เวลา 09.00-10.30 น.

สถานที่สอบ ณ ตึก ECC ห้อง ECC-401

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว

(รองศาสตราจารย์ ดร.สุชชีวีร์ สุวรรณสวัสดิ์)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 21 ตุลาคม พ.ศ. 2554

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ประสิทธิภาพสูง
สำหรับประยุกต์ใช้งานกับเซลล์แสงอาทิตย์

ชื่อนักศึกษา

นายอนุชา พัฒนผล

รหัสประจำตัว

52610433

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2554

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

ผศ.ดร.สุรินทร์ คำฝอย

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

รศ.ประภาส ไพรสุวรรณ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนออินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์สำหรับประยุกต์ใช้งานกับเซลล์แสงอาทิตย์ ซึ่งในทางปฏิบัติการใช้งานเซลล์แสงอาทิตย์จะประสบปัญหาการบดบังเงาแสงอาทิตย์ ซึ่งเป็นผลให้การผลิตกำลังไฟฟ้า และประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพลดลง ดังนั้นเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวจึงมีการใช้วงจรอิมพีแดนซ์ต่ออนุกรมระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรงกับอินเวอร์เตอร์เพื่อทำการเพิ่มระดับแรงดันที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรง โดยการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ รวมทั้งเทคนิคการควบคุมการบูสต์แรงดันที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรงและแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ความสัมพันธ์ระหว่างดัชนีการมอดูเลตชั้น และช่วงเวลาการลัดวงจร ได้อธิบายในรายละเอียดต่อไป นอกจากนี้ยังทำการจำลองด้วยโปรแกรม Matlab/Simulink และสร้างเครื่องต้นแบบขนาด 3 กิโลวัตต์ เพื่อทำการทดสอบ เพื่อใช้พิสูจน์ว่าเทคนิคที่ใช้กับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์สามารถประยุกต์ได้จริง สามารถเพิ่มประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ และแก้ปัญหาการบดบังเงาแสงอาทิตย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	HIGH EFFICIENCY Z – SOURCE GRID CONNECTED INVERTER FOR SOLAR CELL APPLICATION
Student	Mr.Anucha Pattanaphol
Student ID.	52610433
Degree	Master of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2011
Thesis Advisor	Asst.Prof.Dr.Surin Khomfoi
Thesis Co-Advisor	Asso.Prof.Prapart Paisuwanna

ABSTRACT

Z-source grid-connected inverter with photovoltaic cells is developed in this thesis. The application of photovoltaic cell normally faces the shading problem of solar light: this will lead to inconsistent power generation and low system efficiency; therefore, the z-source circuit is applied in grid connected inverter application to improve the boosted dc bus voltage capability. The boosted capability of dc voltage bus in the z-source inverter is also investigated for this grid-connected application. The operation of a z-source grid-connected inverter is explained. A control technique of dc link boosted interval and output voltage applying for a z-source inverter is presented in this. The relationship between a modulation index and shoot-through period is also discussed. The 3-kW prototype the z-source grid connected inverter is demonstrated including simulation and experimental results. The simulation and experimental results illustrate that a z-source inverter is a promising technique to apply in a grid-connected inverter in order to improve the overall grid-connected inverter efficiency and solve the shading problems.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จ สมบูรณ์ เป็นอย่างดี ด้วยความกรุณา และคำแนะนำจากอาจารย์ รศ.ประภาช ไพรสวรรณา ผศ.ดร.สุรินทร์ คำฝอย และ ดร.วรชาติ แซ่ก๊ก ที่คอยดูแลและให้คำปรึกษา ที่ดีตลอดมา ได้ให้ความรู้ และอบรมศิษย์คนนี้ให้เป็นคนดี

ขอบคุณ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อาจารย์ในสาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้าทุกท่าน ที่ได้ให้วิชาความรู้ ให้ทรัพย์ที่มีค่าที่สุดในการประกอบอาชีพที่สุจริต ขอบคุณ อาจารย์ทุกท่านมากๆ ครับ

ขอบคุณ สำนักงานนโยบายและแผนพลังงาน กระทรวงพลังงาน ที่ได้อุดหนุนเงินวิจัยในการทำวิทยานิพนธ์

ขอบคุณ คุณพ่อ คุณแม่ และพี่สาวที่แสนดี ที่อบรมเราให้เป็นคนดี คอยเป็นห่วง คอยช่วยเหลือ และสนับสนุนในทุกเรื่องทำให้มีพลังในการทำงาน อีกไม่นานก็จะได้กลับบ้านแล้ว

ขอบคุณ ห้องปฏิบัติการวิจัยพลังงานทดแทน REAL และ ห้อง PEARL ที่เอื้อเฟื้อเครื่องมือในการทดสอบต่างๆ พี่ เพื่อนๆ น้องๆ ในห้องวิจัยที่คอยให้ความช่วยเหลือที่ดีตลอดมา ตั้งแต่ พี่มีว เอก เปรม เบน เพชร ป้อ ต้น หมี่ ก๊ก อิ๊ก บอส หม้ง นัท มิ่ง พัน น้องพลอย และน้องๆ ที่ได้รู้จักกันตลอด 2 ปีที่ผ่านมา เรื่องราวที่ผ่านมาทั้งสุข ทุกข์ แต่พวกเราที่ผ่านมามันมาได้ อาจจะล้มบ้าง พลาดบ้าง แต่พวกเราก็ประคับประคองกันมาได้ ทุกเรื่องราวจะเป็นความทรงจำที่ดีของพวกเราตลอดไป

สุดท้ายที่จะขอล่าขอบคุณ น้องเออย ผู้หญิงที่คอยเป็นห่วง ให้กำลังใจที่ดีมาตลอด ถ้าไม่มีเธอแล้วคงไม่รู้จะไปร้องให้กับใคร ขอบคุณครับ

ความดีในวิทยานิพนธ์ทั้งหมดที่มีขอยกให้กับทุกคนที่ได้กล่าวมาครับ

อนุชา พัฒนผล

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา.....	1
1.2 บทวิเคราะห์งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	6
1.3 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	7
1.4 ขอบเขตและข้อกำหนดของวิทยานิพนธ์.....	7
1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากวิทยานิพนธ์.....	8
1.6 การจัดโครงสร้างของเนื้อหาภายในวิทยานิพนธ์.....	8
1.7 ระเบียบวิธีการวิจัย.....	8
1.8 แผนการดำเนินงานของวิทยานิพนธ์.....	9
บทที่ 2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์	
2.1 บทนำ.....	11
2.2 อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์.....	12
2.3 หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์.....	14
2.4 วิธีควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์.....	18
2.4.1 Simple Boost Control.....	18
2.4.2 Maximum Boost Control.....	20
2.4.3 Maximum Constant Boost Control.....	23
2.5 สเปนเซอร์มอเตอร์คู่เลขน.....	24
2.5.1 การแปลงแกนแบบ Clarke.....	25
2.5.2 การคำนวณหาเวลาในการสวิตช์.....	27
2.5.3 ลูปคอนโทรลด้วยตัวควบคุมแบบ PI.....	36
2.6 การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์.....	39
2.7 การควบคุมระดับแรงดันเชื่อมโยงไฟตรงของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์.....	41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และห้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 บทสรุป.....	44
บทที่ 3 สมการคณิตศาสตร์ของวงจรมิติแดนซ์	
3.1 บทนำ	11
3.2 แบบจำลองคณิตศาสตร์ของวงจรมิติแดนซ์.....	11
3.3 บทสรุป.....	56
บทที่ 4 การจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์	
4.1 บทนำ.....	43
4.2 แบบจำลองของอินเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์	43
4.2.1 สเปนเวกเตอร์มอดดูเลชัน.....	59
4.2.2 เฟสล็อกกลุ่ม.....	59
4.2.3 การแปลงแกนของ Clarke	60
4.2.4 การแปลงแกนของ Park.....	60
4.3 ผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์	60
4.3.1 ระบบควบคุมวงรอบเปิด.....	60
4.3.2 ระบบควบคุมวงรอบปิดเมื่อเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า.....	64
4.4 บทสรุป.....	66
บทที่ 5 การออกแบบและการสร้างอินเวอร์เตอร์	
5.1 บทนำ.....	66
5.2 การสร้างอินเวอร์เตอร์.....	68
5.2.1 การออกแบบวงจรมิติแดนซ์.....	68
5.2.2 การเลือกสวิตช์กำลัง.....	71
5.2.3 ตัวตรวจวัดแรงดัน.....	73
5.2.4 การออกแบบวงจรขับเคลื่อน.....	74
5.2.5 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก.....	75
5.3 ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (dsPIC30F4011).....	75
5.3.1 การออกแบบซอฟต์แวร์ด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล	76
5.3.2 ซอฟต์แวร์การสร้างสัญญาณที่ดับเบิลยูแบบเวกเตอร์แรงดัน	80
5.4 เครื่องต้นแบบ.....	81
บทที่ 6 ผลการทดลองของวงจรมิติแดนซ์	
6.1 บทนำ.....	76

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และ V ของอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2 การทดลองสัญญาณควบคุม	76
6.3 การทดลองการบูสต์แรงดันวงจรเชื่อมโยงไฟตรง.....	88
6.4 การทดลองรักษาระดับแรงดันของวงจรเชื่อมโยงไฟตรงเมื่อแหล่งจ่ายไฟตรง เปลี่ยนแปลง.....	91
6.5 การทดลองประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์	93
6.6 บทสรุป.....	94
บทที่ 7 สรุป วิเคราะห์ผลการทดลอง และข้อเสนอแนะ	
บรรณานุกรม.....	99
ภาคผนวก ก.....	101
ภาคผนวก ข.....	102



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 แผนการดำเนินงาน.....	9
2.1 เปรียบเทียบการใช้อุปกรณ์พาสซีฟของอินเวอร์เตอร์แต่ละแบบ.....	12
2.2 สถานะของสวิตช์แบบสเปซเวกเตอร์ของวงจรมอเตอร์ 3 เฟส.....	13
3.1 ตัวแปรที่ใช้ในการจำลอง.....	50
4.1 ตัวแปรที่ใช้ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์.....	61
5.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์.....	66
6.1 ความสัมพันธ์ระหว่างมอดดูเลชันอินเด็กกับแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์.....	87
6.2 ความสัมพันธ์ระหว่างมอดดูเลชันอินเด็กกับแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์.....	90



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 การควบคุมเซลล์แสงอาทิตย์ด้วย MPPT ต่อกับวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์	2
1.2 คุณลักษณะของกระแสและแรงดันของเซลล์แสงอาทิตย์เมื่อความเข้มแสงเปลี่ยนแปลง	3
1.3 คุณลักษณะของกำลังไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์เมื่อความเข้มแสงเปลี่ยนแปลง	3
1.4 พลังงานไฟฟ้าสำรองเก็บไว้ในแบตเตอรี่	4
1.5 การเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ไฟฟ้ากระแสสลับ	4
1.6 การเชื่อมต่อแหล่งพลังงานแสงอาทิตย์กับระบบจำหน่ายไฟฟ้า	4
1.7 โครงสร้างการเชื่อมต่อเซลล์แสงอาทิตย์หลายเซลล์เข้าด้วยกัน	5
1.8 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์	5
2.1 อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการผลิตพลังงานไฟฟ้า	11
2.2 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบแหล่งจ่ายแรงดัน	13
2.3 วงจรสมมูลย์ของแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์	15
2.4 โหมดการทำงานของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์	17
2.5 คลื่นกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ เมื่อทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง [12]	17
2.6 คลื่นสัญญาณควบคุม Simple Boost Control	18
2.7 ความสัมพันธ์ของ MB กับ M ของการควบคุมแบบ Simple boost control	20
2.8 คลื่นสัญญาณควบคุม Maximum Boost Control	21
2.9 ความสัมพันธ์ของ MB กับ M ของการควบคุมแบบ Maximum boost control	23
2.10 คลื่นสัญญาณควบคุม Maximum Constant Boost Control	23
2.11 ความสัมพันธ์ของ MB กับ M ของการควบคุมแบบ	24
2.12 เวกเตอร์การแปลงแกนจาก v_a, v_b, v_c เป็นแกนหมุนนิ่ง $\alpha \beta$	25
2.13 คลื่นสัญญาณ $V_\alpha V_\beta$	26
2.14 เวกเตอร์แรงดันไฟฟ้า	27
2.15 ลำดับและช่วงเวลาการสวิตช์	29
2.16 ช่วงเวลาการสวิตช์ปกติของสวิตช์ในแต่ละเซกเตอร์	30
2.16 (ต่อ) ช่วงเวลาการสวิตช์ปกติของสวิตช์ในแต่ละเซกเตอร์	31
2.17 ช่วงเวลาการสวิตช์ของสวิตช์ในแต่ละเซกเตอร์เมื่อเพิ่มช่วง T_{sh}	34
2.18 สัญญาณขั้วเกิดของสวิตช์กำลังที่ปรับปรุงใหม่	36
2.19 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมแบบพีไอ	36
2.20 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมพีไอ	37
2.21 บล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมแบบ PI ที่แก้อินทิเกรตสะสมขณะที่เอาท์พุทติดขอบจำกัด	38
2.22 วงจรสมมูลย์ของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ เมื่ออยู่ในสถานะลัดวงจร	39
2.23 วงจรสมมูลย์ของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ เมื่ออยู่ในโหมดอินเวอร์เตอร์	39
2.24 การควบคุมแรงดันเชื่อมโยงไฟตรง	42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และ VIII อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.25 แรงดันเชื่อมโยงไฟตรงของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์	43
2.26 การควบคุมแรงดันเชื่อมโยงไฟตรงด้วยการควบคุมแรงดันที่.....	43
3.1 วงจรอินเวอร์เตอร์ในสถานะ Shoot-through	46
3.2 วงจรอินเวอร์เตอร์ในสถานะไม่มีการ Shoot-through	47
3.3 Bode plot ของฟังก์ชันถ่ายโอน $\frac{V_C}{V_S}$	51
3.4 Bode plot ของฟังก์ชันถ่ายโอน $\frac{I_L}{V_S}$	52
3.5 แบบจำลองเมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง	53
3.6 ผลตอบสนองเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงจาก 3 แอมป์เป็น 5 แอมป์.....	53
3.7 แบบจำลองเมื่อแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง และมีการบูสต์แรงดัน	54
3.8 ผลการจำลองกระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง	54
3.9 ผลการจำลองแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง	54
3.10 แบบจำลองเมื่อปรับอัตราการบูสต์แรงดัน (B) ต่อวงจรเชื่อมโยงไฟตรง	54
3.11 ผลการจำลองแรงดันของวงจรเชื่อมโยงไฟตรงเมื่อมีการเปลี่ยนอัตราการบูสต์แรงดัน	55
3.12 แบบจำลองเมื่อแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง	55
3.13 กระแสที่ตัวเก็บประจุเมื่อแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงโหลด	56
3.14 แรงดันวงจรเชื่อมโยงไฟตรงเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลด.....	56
4.1 บล็อกจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์ด้วย Matlab/Simulink.....	43
4.2 บล็อกไดอะแกรมจำลองการสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์มอดดูเลชัน.....	59
4.3 บล็อกไดอะแกรมจำลองวงจรเฟสบล็อกคู่	59
4.4 บล็อกไดอะแกรมจำลองการแปลงแกนของ Clarke	60
4.5 บล็อกไดอะแกรมจำลองการแปลงแกนของ Park.....	60
4.6 บล็อกไดอะแกรมจำลองอินเวอร์เตอร์แบบไม่มีการควบคุมเอาต์พุต	61
4.7 แรงดันไฟตรงที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรง	62
4.8 แรงดันไฟตรงที่ตัวเก็บประจุ (V_{CI}) ของวงจรอิมพีแดนซ์.....	62
4.9 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์	63
4.10 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์หลังวงจรฟิลเตอร์	63
4.11 บล็อกไดอะแกรมจำลองการควบคุมวงรอบปิดเมื่อเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า.....	64
4.12 บล็อกไดอะแกรมจำลองการควบคุมวงรอบปิดเมื่อเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า.....	65
4.13 กำลังไฟฟ้าจริงเปลี่ยนแปลงเมื่อมีความต้องการกำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้น.....	65
4.14 กระแสไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงเนื่องจากความต้องการกำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้น	66
4.15 แรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตอินเวอร์เตอร์.....	66
5.1 อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์	68
5.2 ตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจรอิมพีแดนซ์	70
5.3 ตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรอิมพีแดนซ์	71
5.4 อินเวอร์เตอร์สามเฟส.....	73
5.5 อุปกรณ์ตรวจวัดแรงดัน.....	74

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และ IX อย่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.6 วงจรขับเกต	74
5.7 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก.....	75
5.8 บอร์ดทดลอง dsPIC30F4011	75
6.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรทดสอบ.....	76
6.2 วงจรทดสอบสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก	84
6.3 สัญญาณแรงดัน α และ β	84
6.4 สัญญาณมุมของแรงดันอ้างอิง.....	85
6.5 สัญญาณสเปกตรัมของมอเตอร์ดูละชั้น	85
6.6 สัญญาณขับขาเกตของสวิตช์ที่ได้จากไมโครคอนโทรลเลอร์.....	86
6.7 สัญญาณขับขาเกตของสวิตช์ที่ได้จากไอซี TLP250	86
6.8 วงจรทดสอบการบูสต์แรงดันที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรง.....	88
6.9 แรงดันที่ตัวเก็บประจุจอร์มิพีแคนซ์ (CH1 50V/div).....	88
6.10 แรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (CH1 200V/div).....	89
6.11 แรงดันที่ตัวเก็บประจุจอร์มิพีแคนซ์ (CH1 200V/div).....	89
6.12 แรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (CH2 200V/div) M=1.0.....	90
6.13 วงจรทดสอบการรักษาแรงดันเมื่อแหล่งจ่ายไฟตรงเปลี่ยนแปลง	91
6.14 แรงดันที่ตัวเก็บประจุจอร์มิพีแคนซ์ (CH1 200V/div).....	91
6.15 แรงดันที่ตัวเก็บประจุจอร์มิพีแคนซ์ (CH1 200V/div).....	92
6.16 แรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (CH1 200V/div).....	92
6.17 วงจรทดสอบประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์	93
6.18 แรงดัน และกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์.....	93
6.19 ความสัมพันธ์ระหว่างดัชนีมอดดูเลต และอัตราขยายแรงดัน	94
7.1 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของจอร์มิพีแคนซ์	97
7.2 ตัวเหนี่ยวนำแกนร่วม.....	98

บทที่ 1

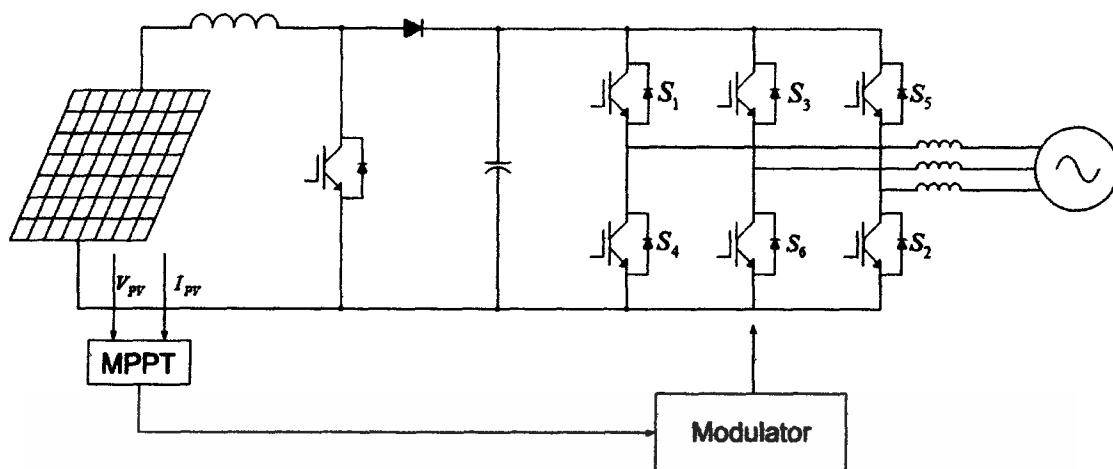
บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา

ปัจจุบันการผลิตไฟฟ้าจากพลังงานหมุนเวียนได้รับความสนใจเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากผลกระทบต่อสิ่งแวดล้อม และราคาต้นทุนการผลิตไฟฟ้าจากผลิตภัณฑ์ปิโตรเลียมมีแนวโน้มสูงขึ้น โดยพลังงานหมุนเวียนที่ได้รับความสนใจอย่างมากในปัจจุบันได้แก่ พลังงานแสงอาทิตย์ พลังงานลม และเซลล์เชื้อเพลิง โดยเฉพาะพลังงานแสงอาทิตย์นั้นได้ถูกพัฒนาเทคโนโลยีและประสิทธิภาพให้สูงขึ้น และมีราคาถูกลง ซึ่งเหมาะสมกับประเทศไทยเป็นอย่างมากเนื่องจากภูมิประเทศได้รับแสงแดดตลอดทั้งปี แต่ก็มีปัญหาเกี่ยวกับสภาวะอากาศที่ค่อนข้างร้อนทำให้ผลิตกำลังไฟฟ้าได้น้อยลง และบางช่วงยังมีกลุ่มเมฆค่อนข้างมากทำให้เซลล์แสงอาทิตย์ผลิตพลังงานไฟฟ้าได้น้อยลง

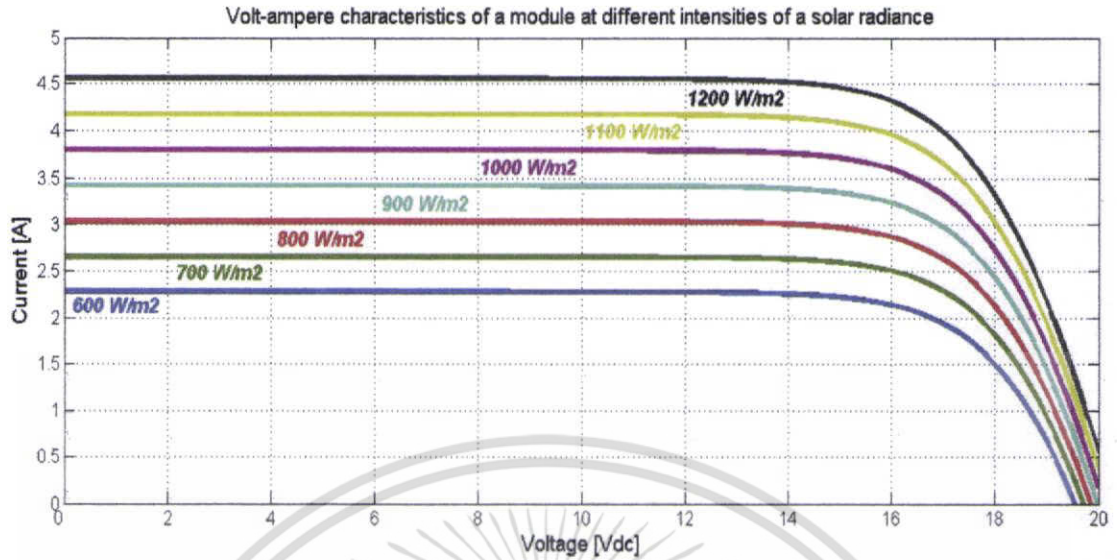
เซลล์แสงอาทิตย์ถูกประดิษฐ์ขึ้นเป็นครั้งแรก เมื่อปี ค.ศ.1883 โดย Charles Fritts ซึ่งใช้สารกึ่งตัวนำที่ผลิตจากซิลิเนียมและทอง หลังจากนั้นจึงพัฒนาเซลล์แสงอาทิตย์ให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้นโดยเปลี่ยนมาใช้สารกึ่งตัวนำประเภทซิลิคอนซึ่งได้จากแร่ควอตซ์ (SiO_2) ที่ราคาถูกกว่า สำหรับประเทศสหรัฐอเมริกาเป็นประเทศแรกในโลกในการใช้งานเซลล์แสงอาทิตย์เชิงวิศวกรรม โดยนำไปใช้ในโครงการสำรวจอวกาศ หลังจากนั้นการใช้งานเซลล์แสงอาทิตย์ก็ค่อยๆ ขยายตัวสู่ประเทศต่างๆ อันเป็นผลกระทบจากปัญหาการขาดแคลนน้ำมันในขณะนั้น ในส่วนของประเทศไทยการใช้งานเซลล์แสงอาทิตย์มีขึ้นครั้งแรกในโครงการด้านสาธารณสุขของหน่วยแพทย์อาสา แต่อย่างไรก็ตามการใช้งานภายในประเทศในส่วนของภาคประชาชนยังมีไม่มากนักเนื่องจากราคาต้นทุนการผลิตยังอยู่ในระดับสูง แต่ในภาคอุตสาหกรรมการผลิตไฟฟ้า กำลังได้รับความสนใจจากนักลงทุนจำนวนมากในการเข้ามาลงทุนในการเปิดโรงไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์เพื่อผลิตกระแสไฟฟ้า

โดยทั่วไปการผลิตไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์จำเป็นต้องมีอุปกรณ์แปลงผันกำลังไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ เรียกว่า อินเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง และต่อร่วมกับวงจรยกระดับแรงดัน เรียกว่า วงจร Boost converter ดังรูปที่ 1.1 เนื่องจากว่าค่าความเข้มแสง (Intensity of solar radiance) มีค่าไม่สม่ำเสมอตลอดทั้งวัน ซึ่งส่งผลต่อคุณลักษณะของกระแสและแรงดันของเซลล์แสงอาทิตย์ดังรูปที่ 1.2 มีผลทำให้กำลังไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์มีประสิทธิภาพลดลง จึงจำเป็นต้องมีการควบคุมเพื่อดีงกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากเซลล์แสงอาทิตย์ที่เรียกว่า Maximum Power Point Tracing (MPPT) ซึ่งมีอัลกอริธึมในการควบคุมมากมายในปัจจุบัน อย่างเช่น First-order Differential, Incremental Conductance และ Perturb and Observe เป็นต้น

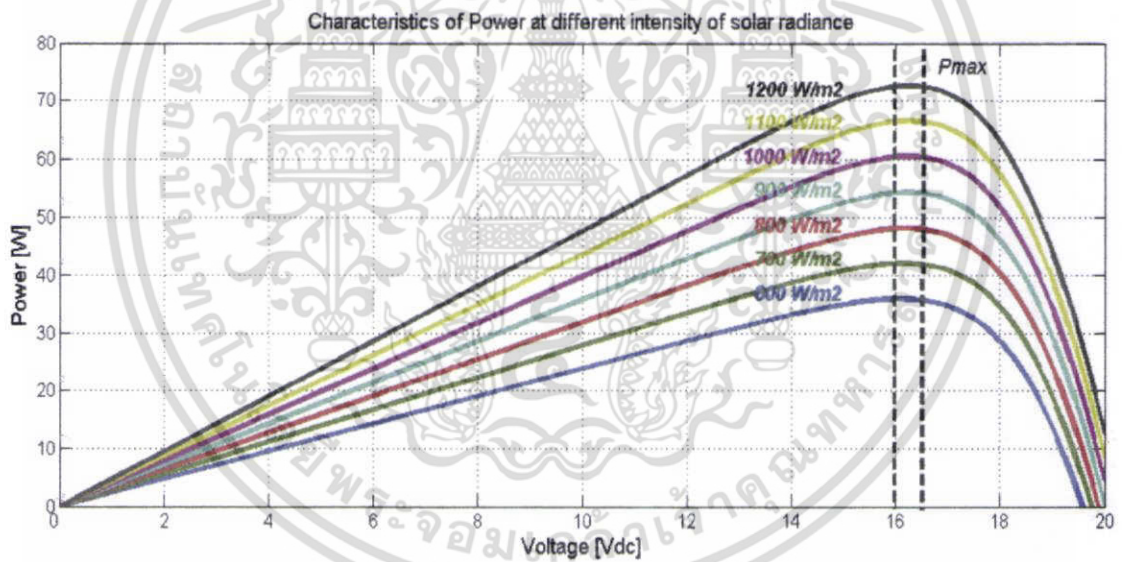


รูปที่ 1.1 การควบคุมเซลล์แสงอาทิตย์ด้วย MPPT ต่อกับวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

โดยการควบคุมนั้นจะทำการตรวจจุดที่มีค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดในขณะที่คุณลักษณะของกราฟกระแส และแรงดันของเซลล์แสงอาทิตย์เปลี่ยนแปลงไฟ ดังรูปที่ 1.3 โดยโปรแกรมจะทำการตรวจหาค่าสูงสุดของกราฟเพื่อให้ได้กำลังสูงสุด ณ เวลานั้นๆ วงจรยกระดับแรงดัน จะทำหน้าที่เพิ่มระดับของแรงดันไฟฟ้าที่ได้รับจากเซลล์แสงอาทิตย์ให้เหมาะสม ในขณะที่แรงดันไฟฟ้าด้านอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง หรือกรณีที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งในที่นี้คือแรงดันที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรงก่อนเข้าอินเวอร์เตอร์ โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของสวิตช์จากสัญญาณ PWM ซึ่งสามารถทำได้ 2 ลักษณะ คือควบคุมจากกระแส และควบคุมจากแรงดัน การนำกำลังไฟฟ้าดังกล่าวมาใช้จะขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ของผู้ใช้ไฟฟ้า ตัวอย่างเช่น เก็บเป็นพลังงานไฟฟ้าสำรองเพื่อใช้เมื่อจำเป็น ดังรูปที่ 1.4 นำไปใช้กับอุปกรณ์ไฟฟ้ากระแสสลับ ดังรูปที่ 1.5 หรือเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า(Grid) ดังรูปที่ 1.6 โดยวิทยานิพนธ์นี้ขอเน้นไปที่การนำไปใช้กับอุปกรณ์ไฟฟ้ากระแสสลับ และเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าซึ่งทั้งสองระบบดังกล่าวนี้ จำเป็นต้องรักษาระดับแรงดันที่วงจรเชื่อมโยงไฟฟ้าตรงประมาณ 350 โวลต์ ให้คงที่เพื่อผลิตแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ 220 โวลต์ (v_{phase}) และเชื่อมต่อกับระบบจำหน่ายไฟฟ้า ซึ่งโครงสร้างของการเชื่อมต่อเซลล์แสงอาทิตย์ซึ่งจำเป็นต้องต่อกันหลายเซลล์นั้นมีโครงสร้าง ดังรูปที่ 1.7 แบ่งออกเป็น 3 ประเภท (1) แบบ Central inverter (2) แบบ String inverter (3) แบบ Module integrated inverter ซึ่งสัญลักษณ์คอนเวอร์เตอร์นั้นได้แสดงรวมถึงวงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรง(DC-DC converter) และอินเวอร์เตอร์ ต่อกันอยู่ทำให้คอนเวอร์เตอร์ดังกล่าวนี้มีความซับซ้อน เนื่องจากต้องมีคอนเวอร์เตอร์สองชุด ทำให้ระบบการควบคุมมีความยุ่งยาก ดังนั้นถ้าสามารถลดจำนวนของคอนเวอร์เตอร์ลงโดยที่ยังสามารถรักษาระดับแรงดันได้เหมือนปกติ ก็จะทำให้ระบบมีการควบคุมที่ไม่ซับซ้อนและอาจส่งผลให้ประสิทธิภาพของระบบสูงขึ้น จึงเป็นที่มาของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอใน[1] ดังรูปที่ 1.8 โดยวงจรดังกล่าวสามารถบูสต์แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง เพื่อรักษาระดับของวงจรเชื่อมโยงไฟตรงได้ตามต้องการซึ่งอธิบายไว้ใน [2] ซึ่งวงจรดังกล่าวสามารถนำมาประยุกต์ใช้กับพลังงานหมุนเวียนได้ทั้งพลังงานแสงอาทิตย์ และพลังงานลม ดังที่มินาเสนอใน [3,4]

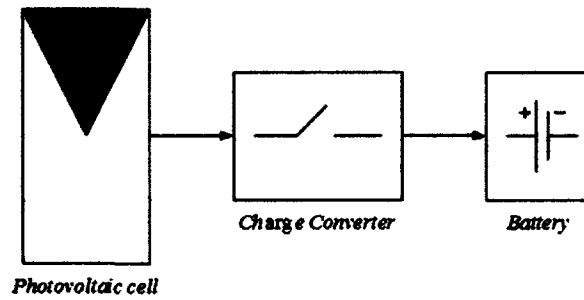


รูปที่ 1.2 คุณลักษณะของกระแสและแรงดันของเซลล์แสงอาทิตย์เมื่อความเข้มแสงเปลี่ยนแปลง

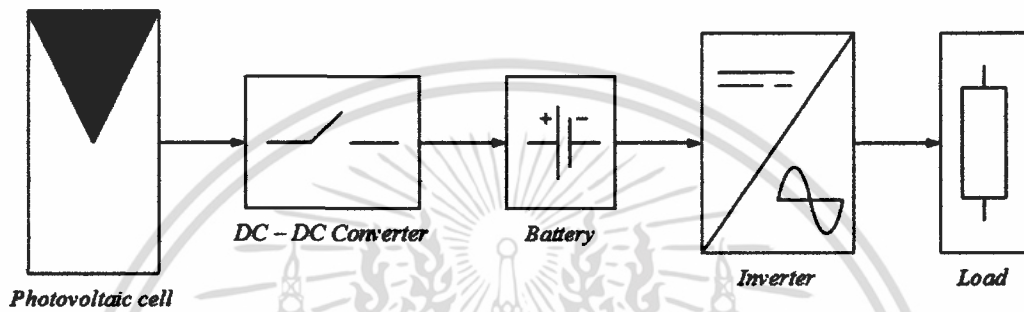


รูปที่ 1.3 คุณลักษณะของกำลังไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์เมื่อความเข้มแสงเปลี่ยนแปลง

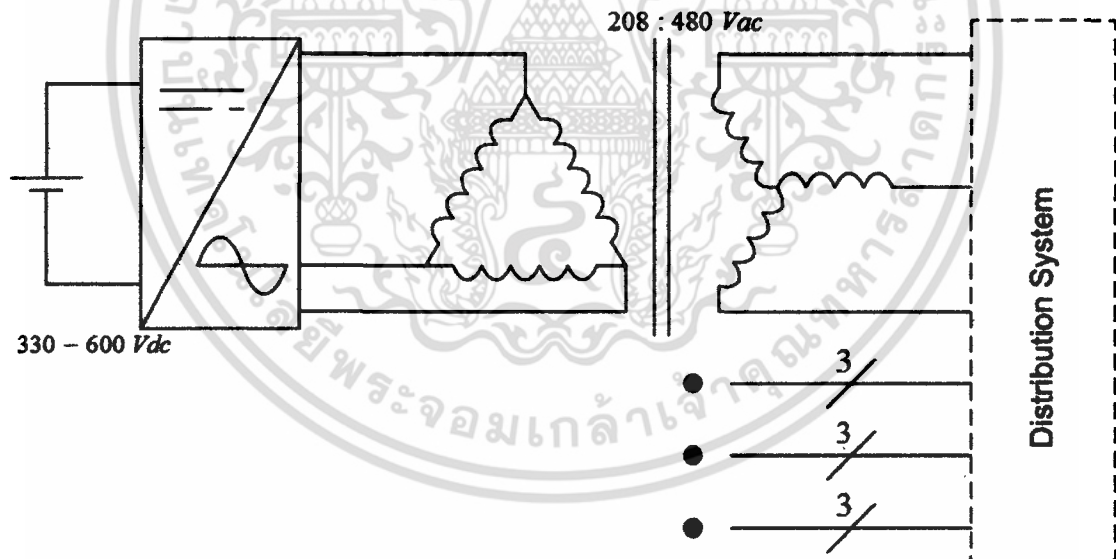
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.4 พลังงานไฟฟ้าสำรองเก็บไว้ในแบตเตอรี่

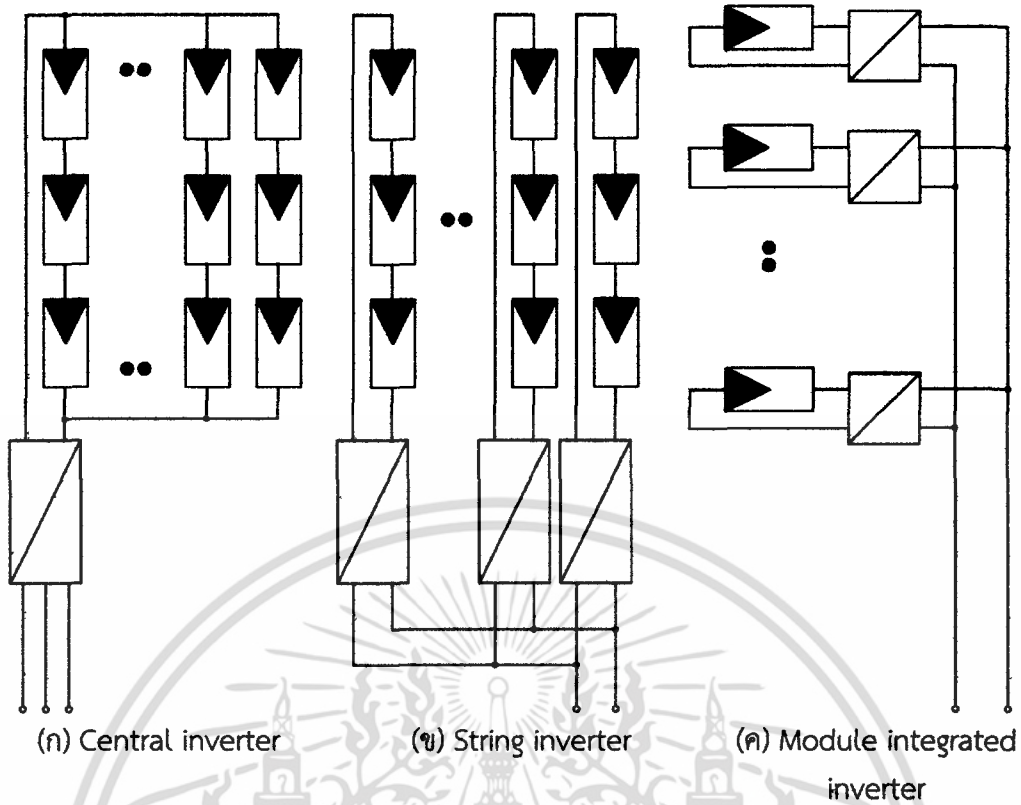


รูปที่ 1.5 การเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ไฟฟ้ากระแสสลับ

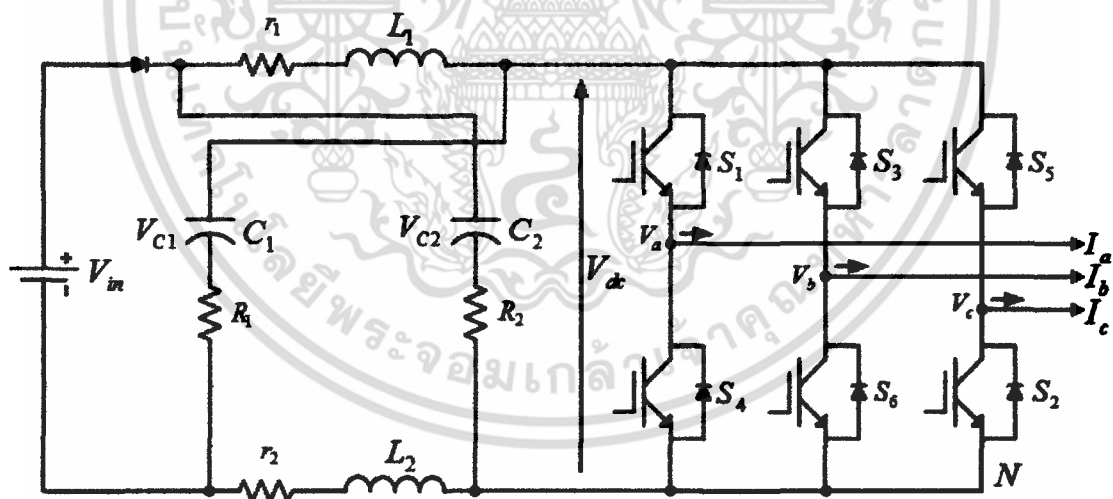


รูปที่ 1.6 การเชื่อมต่อแหล่งพลังงานแสงอาทิตย์กับระบบจำหน่ายไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.7 โครงสร้างการเชื่อมต่อเซลล์แสงอาทิตย์หลายเซลล์เข้าด้วยกัน



รูปที่ 1.8 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องซึ่งเป็นที่มา และแนวความคิดของโครงการวิจัยนี้ได้มีการจัดสร้างขึ้นเป็นครั้งแรกในปี พ.ศ. 2548 ณ ศูนย์วิจัย Oak Ridge National Laboratory (ORNL) เพื่อประยุกต์ใช้กับรถยนต์เซลล์เชื้อเพลิง ของกระทรวงพลังงาน ประเทศสหรัฐอเมริกา [5] ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงพัฒนาอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์เพื่อประยุกต์ใช้กับระบบเชื่อมต่อไฟฟ้าเพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบไมโครกริด โดยใช้รูปแบบการสวิตช์แบบสเปซเวกเตอร์ และควบคุมการบูสต์ที่

วงจรเชื่อมโยงไฟตรงด้วยเทคนิค Maximum Boost Control ซึ่งรายละเอียดอธิบายไว้ในบทที่ 2 ส่วนรายละเอียดของการสร้างเครื่องต้นแบบอธิบายในบทที่ 5

1.2 บทวิเคราะห์งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ดังที่กล่าวข้างต้นแล้วว่าแนวคิดของงานวิจัยเรื่องอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ ถูกคิดค้น และเผยแพร่ในงานวิจัยครั้งแรกโดย Fang Zheng Peng [1] ในปี พ.ศ.2546 ได้อธิบายถึงข้อดีของวงจรอิมพีแดนซ์ โดยน่าจะมีแนวคิดมาจากวงจร Resonant เนื่องจากว่าลักษณะของวงจรอิมพีแดนซ์นั้น ค่อนข้างใกล้เคียงกับวงจรดังกล่าว ซึ่งมีจุดประสงค์เพื่อการใช้งานในรถยนต์พลังงานทางเลือก (Fuel cell) โครงการ Freedom car ของกระทรวงพลังงาน ประเทศสหรัฐอเมริกา [5] ซึ่งได้ทำรายงานเสนอ และเผยแพร่ในปี พ.ศ.2548 ในครั้งแรกนั้นได้ทำการออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบพิกัดกำลังของอินเวอร์เตอร์ 30 กิโลวัตต์ และพบว่าวงจรดังกล่าวสามารถบูสต์แรงดันได้มากถึง 1.55 เท่าเมื่อเทียบกับอินเวอร์เตอร์แบบปกติ และในการทดลองยังพบอีกว่าเมื่อมอเตอร์ของรถยนต์ทำงานที่ความเร็วต่ำๆ วงจรสามารถที่จะบูสต์แรงดันได้ด้วยตัวเอง ซึ่งในภายหลังได้พบว่าป็นข้อดีอย่างหนึ่งในการเริ่มทำงานของเซลล์เชื้อเพลิง ในขณะที่เซลล์เชื้อเพลิงยังเย็นอยู่ ซึ่งการควบคุมสามารถควบคุมได้ด้วยการติดตั้งแบตเตอรี่ระหว่างชุดอินเวอร์เตอร์ [5] ต่อมาในปีเดียวกัน Miaosen Shen และ Fang Zheng Peng ได้นำเสนอใหม่คการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ [12] โดยการอธิบายการทำงานและออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำในวงจรอิมพีแดนซ์เพื่อให้อินเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง และโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง ซึ่งอธิบายสมการการออกแบบตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด และโหมดการทำงานที่เพิ่มขึ้นมาเมื่อตัวเหนี่ยวนำเล็กจนกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำไม่ต่อเนื่อง หลังจากนั้นการวิจัยได้เน้นไปในการพัฒนาการมอดดูเลตสัญญาณที่ใช้ในการควบคุม โดยหลักแล้วการควบคุมนี้ในงานวิจัยที่ผ่านมาจะเป็นออกเป็น 3 ประเภท คือ (1) Simple boost control [1] (2) Maximum boost control [2] และ (3) Maximum constant boost control [3] โดยในแต่ละวิธีมีข้อดี และข้อเสียที่ต่างกัน ซึ่งในบทที่ 2 ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการสรุปสมการที่ใช้ในการควบคุม แสดงถึงอัตราขยายแรงดัน (Voltage Gain) และอธิบายถึงค่าความเค้นของสวิตซ์ในแต่ละวิธีไว้อย่างละเอียด ซึ่งจะทำให้เห็นถึงประเด็นที่น่าสนใจ เช่น การลดค่าความเค้นของสวิตซ์ด้วยวิธีการมอดดูเลตสัญญาณด้วยวิธีอื่นซึ่งเป็นประเด็นที่น่าสนใจในการทำวิจัย ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกเทคนิคการควบคุมแบบ Maximum constant boost control ด้วยวิธีการมอดดูเลตสัญญาณแบบสเปซเวกเตอร์ ซึ่งมีข้อดีที่สามารถควบคุม Zero vector ได้ง่ายกว่า

วงจรอิมพีแดนซ์ที่ใช้งานนี้ เนื่องจากประกอบด้วยตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งการทำงานจะมีผลของตัวแปรทั้งสองนี้ เนื่องจากปกติแล้วในอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายเป็นแรงดันจะใช้ตัวเก็บประจุเป็นตัวกรอง ส่วนอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายเป็นกระแสจะใช้ตัวเหนี่ยวนำเป็นตัวกรอง แต่ในวงจรที่วิจัยนี้มีทั้งตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ จำเป็นต้องกล่าวถึงเสถียรภาพการทำงานของวงจรซึ่งงานวิจัยของ Miaosen Shen and Fang Zheng Peng [12] Poh Chiang Loh, Mahinda Vilathgamuwa, Yue Sen Lai, Geok Tin Chua and Yunmei Li [13] ได้อธิบายถึงโมเดลคณิตศาสตร์ และการหาเสถียรภาพด้วย Pole และ Zero โดยการเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำที่เหมาะสม

การควบคุมแรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ ในงานวิจัยหรือบทความวิชาการที่ได้นำเสนอนั้น ส่วนใหญ่จะแบ่งการควบคุมออกเป็น 2 ส่วนหลัก คือ การควบคุมทางด้าน DC-side เพื่อควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไฟตรงที่ตัวเก็บประจุของวงจรอิมพีแดนซ์ และการควบคุมทางด้าน AC-side เพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ โดย Xinping Ding และคณะ ได้นำเสนอการควบคุมที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรงด้วยตัวควบคุม PID [8] และ Tran-Quang Vinh และคณะ ได้นำเสนอการควบคุมทั้งด้าน DC และ AC ซึ่งสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการควบคุมในวิทยานิพนธ์นี้ โดยการควบคุมทางด้าน DC-side จะถูกกำหนดด้วยแรงดันที่ตัวเก็บประจุของวงจรอิมพีแดนซ์ ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับช่วงเวลาการ Shoot-through ทำให้สามารถควบคุมการบูสต์แรงดันไฟตรงได้ด้วยการหาช่วงเวลา t_0 และการควบคุมทางด้าน DC-side จะทำการป้องกันกลับสัญญาณแรงดันไฟสลับ 3 เฟส เพื่อนำมาคำนวณหาแรงดันอ้างอิง V_{ref} และเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงที่ต้องการ V_{ref}^* ซึ่งการควบคุมทั้งด้าน DC และด้าน AC ต้องมีความสัมพันธ์ซึ่งกันและกัน

ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอการประยุกต์ใช้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์กับพลังงานแสงอาทิตย์ ซึ่งสอดคล้องกับช่วงที่พลังงานเป็นสิ่งจำเป็น และราคาสูงขึ้น โดยนำเสนอเทคนิคการควบคุมอินเวอร์เตอร์ การออกแบบ การควบคุมแรงดันที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบ PI โดยเปลี่ยนแรงดันไฟตรงเป็นสัญญาณค่าของเวลาสำหรับเป็นตัวอ้างอิงในการคำนวณหาเวลาในการ Shoot-through และประเด็นสุดท้ายที่นำเสนอคือการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งยังเป็นประเด็นที่เปิดกว้างสำหรับการวิจัย รวมทั้งความเหมาะสมในการติดตั้งใช้งานจริง

1.3 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

1. เพื่อสนับสนุนการใช้พลังงานทดแทนที่เป็นมิตรต่อสิ่งแวดล้อมเพื่อลดมลภาวะทางอากาศ สภาพแวดล้อมซึ่งส่งผลต่อชีวิต และความเป็นอยู่ของประชาชน ซึ่งเป็นปัญหาที่สำคัญ
2. เพื่อปรับปรุงอินเวอร์เตอร์ให้สามารถใช้ประโยชน์จากพลังงานได้คุ้มค่าที่สุด (Utilization) และให้ระบบมีประสิทธิภาพดีขึ้น (Over All Efficiency) โดยมีประสิทธิภาพสูงถึง 90% เมื่อเทียบกับอินเวอร์เตอร์แบบเก่า
3. สามารถจะนำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับพลังงานทดแทนอื่น เช่น การผลิตพลังงานไฟฟ้าจากลม พลังงานไฟฟ้าจากชีวภาพ เป็นต้น เพื่อทำให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุด
4. เพื่อศึกษาการประยุกต์ใช้งาน และเพิ่มประสิทธิภาพของชุดอินเวอร์เตอร์เพื่อใช้ในงานผลิตพลังงานไฟฟ้าจากพลังงานทดแทน
5. เพื่อสร้างชุดอินเวอร์เตอร์ต้นแบบที่มีประสิทธิภาพสูง ขนาดพิกัด 1 kW

1.4 ขอบเขตและข้อกำหนดของวิทยานิพนธ์

1. พิกัดกำลังสูงสุดต่อเนื่อง 3 kW
2. ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ >90%
3. แรงดันอินพุท 150 - 350 V_{dc}
4. แรงดันเอาต์พุท 220 V_{ac,rms}
5. อินเวอร์เตอร์เป็นแบบ 3 เฟส ชนิด Stand-alone
6. สร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มด้วยวิธีสเปซเวกเตอร์ ด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากวิทยานิพนธ์

1. วิทยานิพนธ์วิจัยนี้ทำให้เกิดความรู้ความเข้าใจเกี่ยวกับการพัฒนาอินเวอร์เตอร์ เพื่อให้ใช้พลังงานไฟฟ้าได้อย่างมีประสิทธิภาพมากที่สุด
2. สามารถนำความรู้ที่ได้ไปประยุกต์ใช้กับเทคโนโลยีหรือระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังอื่นๆ ที่นอกเหนือไปจากโครงการวิจัยนี้ได้
3. ข้อมูลทั้งหมดที่ได้จากวิทยานิพนธ์นี้ สามารถนำไปเป็นข้อมูลพื้นฐานให้แก่ผู้อื่นที่สนใจนำไปทำการศึกษาวิจัย และพัฒนาต่อไปได้

1.6 การจัดโครงสร้างของเนื้อหาภายในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะประกอบไปด้วยเนื้อหาทั้งหมด 6 บท ซึ่งเนื้อหาแต่ละบทจะประกอบด้วย

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงความสำคัญและที่มาของปัญหาวัตถุประสงค์ ขอบเขตข้อกำหนดของโครงการงาน วิธีการดำเนินงาน และแผนการดำเนินโครงการงานตลอดจนประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานทางที่เกี่ยวข้องกับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ ทั้งในเรื่องของสเปซเวกเตอร์ที่ใช้ในการประยุกต์ และทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

บทที่ 3 สมการคณิตศาสตร์ การจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และการหาประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ นอกจากนี้ยังกล่าวถึงการออกแบบระบบควบคุมแบบ PI เพื่อควบคุมแรงดันที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรง และแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

บทที่ 4 นำเสนอผลการจำลอง โดยใช้ MATLAB/Simulink และ PSIM และผลการทดลองของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่ได้จัดสร้างขึ้น วิเคราะห์ค่าที่ผิดเพี้ยนของแรงดันและกระแส

บทที่ 5 กล่าวถึงการออกแบบเครื่องต้นแบบ ประกอบไปด้วยวงจรแหล่งจ่ายแรงดัน วงจรอิมพีแดนซ์ วงจรควบคุม วงจรขับสัญญาณเกต

บทที่ 6 แสดงผลการทดลองของเครื่องต้นแบบที่สร้างขึ้น

บทที่ 7 สรุปผล และวิเคราะห์การทดลอง กล่าวถึงบทสรุปที่ได้จากการศึกษาค้นคว้า และการดำเนินการจัดทำวิทยานิพนธ์ รวมถึงข้อเสนอแนะที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย

1.7 ระเบียบวิธีการวิจัย

1. ศึกษาหลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์
2. ศึกษาปัญหาและแนวทางแก้ไขปัญหาจากงานวิจัยที่ผ่านมา
3. จำลองระบบและทดสอบการทำงาน โดยใช้โปรแกรม Matlab/simulink และ PSIM
4. ศึกษาการเขียนโปรแกรมด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล
5. ทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์
6. สรุปผลการทดลองและวิเคราะห์ผลการทดลอง

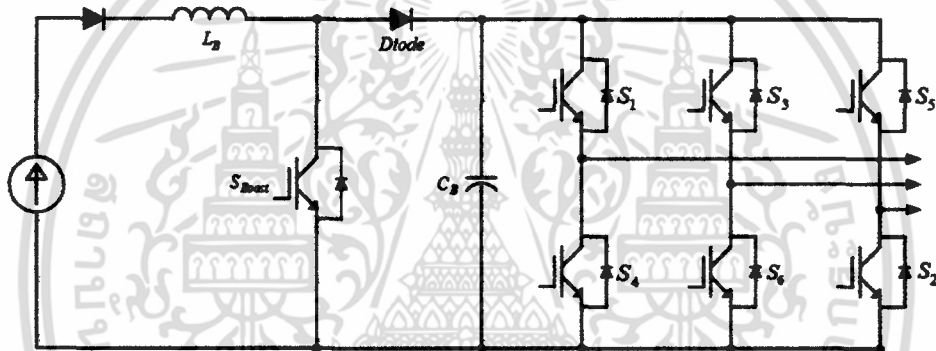
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

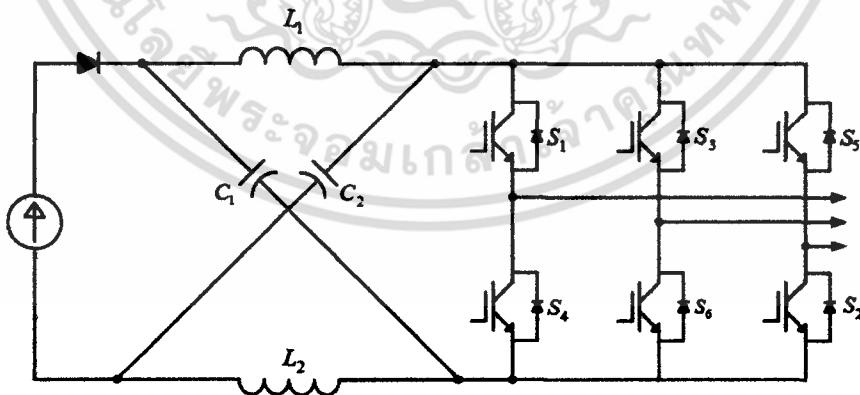
อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

2.1 บทนำ

บทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎี วิธีการควบคุมอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่ใช้งานกับเซลล์แสงอาทิตย์ในระบบผลิตไฟฟ้า รวมทั้งงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ซึ่งจะกล่าวรายละเอียดต่าง ๆ ไว้ในบทนี้ โดยการควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบดั้งเดิมนั้นยังคงใช้วงจรรูปสแควร์คอนเวอร์เตอร์ เพื่อยกระดับแรงดันไฟตรง เพื่อป้อนให้กับอินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 2.1(ก) รูปแบบการควบคุมจะแยกการควบคุมเป็นสองชุด โดยแบ่งเป็นการควบคุมวงจรรูปสแควร์คอนเวอร์เตอร์ และการควบคุมอินเวอร์เตอร์ด้วยสัญญาณพัลส์เบรียดยูเอ็ม (PWM) ส่วนวิธีที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นดังรูปที่ 2.1(ข) ซึ่งวิธีการควบคุม การออกแบบ อุปกรณ์ที่เกี่ยวข้อง จะอธิบายดังรายละเอียดต่อไป ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบจะสามารถเปรียบเทียบการใช้อุปกรณ์พาสซีฟได้ ดังตารางที่ 2.1



(ก) อินเวอร์เตอร์ใช้งานร่วมกับวงจรรูปสแควร์คอนเวอร์เตอร์



(ข) อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

รูปที่ 2.1 อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการผลิตพลังงานไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

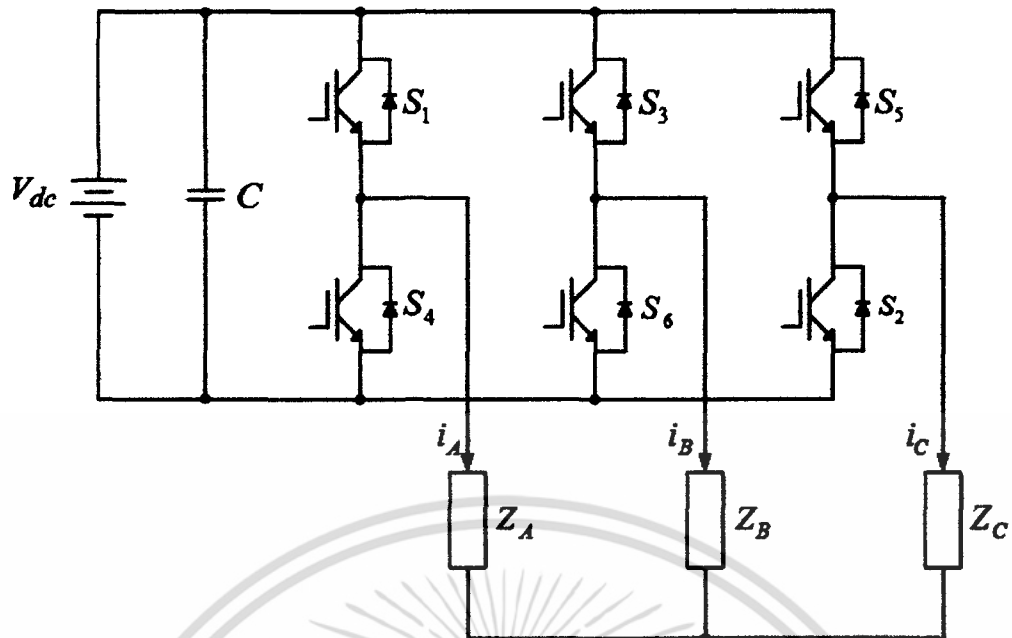
ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบการใช้อุปกรณ์พาสซีฟของอินเวอร์เตอร์แต่ละแบบ

ชนิดอินเวอร์เตอร์	ตัวเหนี่ยวนำ		ตัวเก็บประจุ	
	จำนวน	ขนาด (μH)	จำนวน	ขนาด (μF)
อินเวอร์เตอร์ปกติ	0	-	1	1000
อินเวอร์เตอร์+ วงจรถบัสต์	1	500	1	600
อินเวอร์เตอร์แบบ แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์	2	1000	2	150

จากตารางที่ 2.1 จะพบว่าอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์มีตัวเหนี่ยวนำมากกว่าอินเวอร์เตอร์ต่อร่วมกับวงจรถบัสต์ แต่ก็สามารถลดขนาดของตัวเหนี่ยวนำได้ โดยการใช้ตัวเหนี่ยวนำแกนร่วมได้ ซึ่งสามารถลดขนาดของตัวเหนี่ยวนำให้เล็กลง ส่วนตัวเก็บประจุนั้นอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์มีขนาดเล็กที่สุด ทำให้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์มีขนาดเล็กกว่าอินเวอร์เตอร์ต่อร่วมกับวงจรถบัสต์ [1]

2.2 อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ มีโครงสร้างพื้นฐานเหมือนกับวงจรถบัสต์อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันโดยจะมีการต่อวงจรพาสซีฟขนานระหว่างแหล่งจ่ายกับวงจรถบัสต์อินเวอร์เตอร์ โดยส่วนวงจรถบัสต์จะประกอบด้วยตัวสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง สำหรับอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ประกอบด้วยตัวสวิตช์กำลังหกตัว และไดโอดหกตัวต่อขนานอยู่กับตัวสวิตช์กำลัง การทำงานของตัวสวิตช์ขึ้นอยู่กับรูปแบบการมอดูเลตสัญญาณที่ถูกกำหนดขึ้นมาอย่างเช่น SPWM, SVM, THPWM เป็นต้น แต่ในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวเพียงการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์เพียงอย่างเดียว และมีข้อกำหนดว่าตัวสวิตช์ในกิ่งเดียวกัน หรือตัวสวิตช์ในเฟสเดียวกันต้องไม่ทำงานพร้อมกัน หมายความว่า เมื่อตัวสวิตช์ด้านบนของกิ่งนั้นอยู่ในสถานะนำกระแส ตัวสวิตช์ด้านล่างต้องไม่นำกระแสพร้อมกัน และในทางกลับกันเมื่อตัวสวิตช์ด้านล่างนำกระแส ตัวสวิตช์ด้านบนก็ต้องไม่นำกระแสพร้อมกัน ดังรูปที่ 2.2 และรูปแบบการสวิตช์ของวงจรถบัสต์อินเวอร์เตอร์แสดงได้ดังตารางที่ 2.2 ในส่วนของวงจรพาสซีฟที่ต่อขนานระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรงกับอินเวอร์เตอร์จะประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 และตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ต่อกันเป็นลักษณะรูปตัว X ดังรูปที่ 2.1(ข) โดยที่วิธีการคำนวณแสดงไว้ในบทที่ 5



รูปที่ 2.2 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบแหล่งจ่ายแรงดัน

ตารางที่ 2.2 สถานะของสวิตช์แบบสเปซเวกเตอร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

สถานะสวิตช์	เซกเตอร์	v_{AB}	v_{BC}	v_{CA}	ขนาดเวกเตอร์
S_4, S_6, S_2 นำกระแส S_1, S_3, S_5 ไม่นำกระแส	0	0	0	0	$\vec{V}_k = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}}$ $k = 1, 2, 3, \dots, 6$
S_1, S_2, S_6 นำกระแส S_4, S_5, S_3 ไม่นำกระแส	1	v_i	0	$-v_i$	
S_2, S_3, S_1 นำกระแส S_5, S_6, S_4 ไม่นำกระแส	2	0	v_i	$-v_i$	
S_3, S_4, S_2 นำกระแส S_6, S_1, S_5 ไม่นำกระแส	3	$-v_i$	v_i	0	
S_4, S_5, S_3 นำกระแส S_1, S_2, S_6 ไม่นำกระแส	4	$-v_i$	0	v_i	
S_5, S_6, S_4 นำกระแส S_2, S_3, S_1 ไม่นำกระแส	5	0	$-v_i$	v_i	
S_6, S_1, S_5 นำกระแส S_3, S_4, S_2 ไม่นำกระแส	6	v_i	$-v_i$	0	
S_1, S_3, S_5 นำกระแส S_4, S_6, S_2 ไม่นำกระแส	7	0	0	0	

หมายเหตุ v_i คือ แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 2.2 พบว่าในเซกเตอร์ที่ 7 และเซกเตอร์ที่ 8 แรงดันระหว่างเฟสทั้งสามเฟสมีค่าเป็นศูนย์ กระแสจะไหลอยู่ในส่วนของไอโอดาจะเป็นสามตัวบนหรือสามตัวด้านล่างแล้วแต่กรณี และจากตารางดังกล่าวจะพบว่าค่าของแรงดันระหว่างเฟสทั้งสามจะไม่ต่อเนื่อง (Discrete value) คือ v_i , 0 และ $-v_i$ ซึ่งรูปแบบการกำหนดเซกเตอร์ และขนาดของแรงดันไลน์จะขึ้นอยู่กับรูปแบบการมอดูเลตสัญญาณ โดยจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป วงจรอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ได้ถูกนำเสนอโดย Fang Zheng Peng [1] ครั้งแรกมีชื่อเรียกว่า วงจรแปลงผันกำลัง Impedance-source หรือ Impedance-fed ต่อมาถูกเรียกว่า วงจรแปลงผันกำลัง Z-source สามารถนำไปใช้ได้ทั้งวงจรแปลงผันกำลังทั้งแบบ dc-to-ac, ac-to-dc, ac-to-ac และ dc-to-dc ซึ่งข้อดีข้อเสียของวงจรได้ถูกอธิบายไว้ใน [1], [5] ดังแสดงในรูปที่ 2.1(ข) โดยใช้วงจรอิมพีแดนซ์ (C_1, C_2 และ L_1, L_2) เชื่อมต่อระหว่างวงจรแปลงผันกำลัง และแหล่งจ่ายไฟ เป็นลักษณะรูปตัว X ซึ่งมีหลักการทำงานได้ อธิบายไว้ดังหัวข้อต่อไป

2.3 หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

การทำงานพื้นฐานของวงจรจะอาศัยช่วงเวลา zero state เพื่อยกระดับแรงดันไฟตรงก่อนป้อนเข้าอินเวอร์เตอร์ ซึ่งหลักการการทำงานนั้นจะอธิบายในส่วนของการทำงานเมื่อตัวเหนี่ยวนำ (L_1, L_2) เนื่องจากว่าเพื่อให้อินเวอร์เตอร์มีขนาดเล็ก และราคาถูก ในการออกแบบในบทที่ 3 จะทำการออกแบบให้ตัวเหนี่ยวนำมีขนาดเล็กซึ่งจะสอดคล้องกับหลักการการทำงานที่จะอธิบายนี้ ซึ่งหลักการการทำงานที่อธิบายใน [1] จะมีการทำงาน 2 โหมด แต่ที่จะอธิบายนี้จะมีการทำงาน 5 โหมด ดังต่อไปนี้

โหมดที่ 1 เมื่อทำการ shoot-through ผลรวมของแรงดันที่ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 จะมีค่าสูงกว่าแรงดันที่แหล่งจ่าย V_s ซึ่งจะทำให้ไดโอดบล็อกกระแสทำให้วงจรทางด้านแหล่งจ่ายเปิดวงจร เป็นผลให้แรงดันที่ตัวเก็บประจุถ่ายเทให้กับตัวเหนี่ยวนำเพื่อเก็บพลังงานในรูปแบบแม่เหล็กไฟฟ้า โดยที่แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าดังนี้

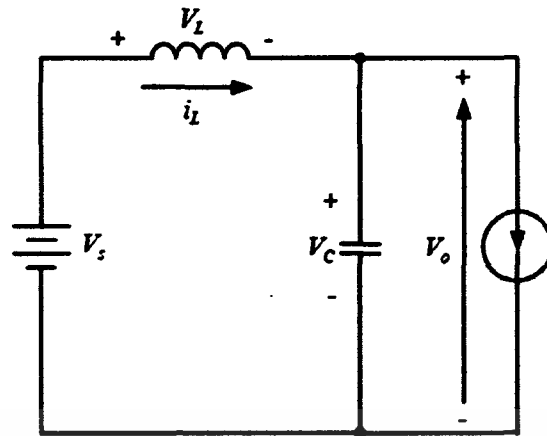
$$V_{L1} = V_{C1}, V_{L2} = V_{C2} \quad (2.1)$$

โดยในโหมดการทำงานนี้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้น เนื่องจากว่าวงจรดังกล่าวในรูปที่ 2.3(ก) เป็นวงจรสมมาตร ($L_1 = L_2 = L$ และ $C_1 = C_2 = C$) ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมมีค่าเท่ากัน

โหมดที่ 2 เมื่อเข้าสู่การทำงานปกติ active state กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าดังสมการที่ 2.2 เนื่องจากว่ากำหนดให้กระแสที่ไหลผ่านทั้งตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากัน ซึ่งจะสอดคล้องกับกระแสที่แหล่งจ่าย ซึ่งสามารถพิสูจน์ได้ด้วยสมการที่ 2.3

$$I_L > \frac{1}{2} I_m \quad (2.2)$$

ซึ่งในโหมดการทำงานนี้จะสามารถเขียนวงจรสมมูลย์ของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลย์ของแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

กระแสด้านแหล่งจ่ายจะเท่ากับ

$$\begin{aligned} I_i &= I_{L1} + I_{C1} = I_{L1} + (I_{L2} - I_i) \\ \text{จาก } I_L &= I_{L1} = I_{L2} \\ 2I_L - I_i &> 0 \end{aligned} \quad (2.3)$$

ทำให้ทราบว่าขณะนี้ไดโอดได้นำกระแสแล้ว และจากวงจรสมมูลย์สามารถคำนวณหาแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำได้ดังสมการที่ 2.4

$$\begin{aligned} V_L + V_C &= V_s \\ V_L &= V_s - V_C \end{aligned} \quad (2.4)$$

จากสมการที่ 2.4 ยังบอกให้ทราบว่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นลบ เนื่องจากในโหมดการทำงานที่ 1 ค่าแรงดัน V_C มีค่ามากกว่าแรงดันของแหล่งจ่าย V_s

โหมดที่ 3 อินเวอร์เตอร์ทำงานใน active state กระแสที่ตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของกระแสที่แหล่งจ่ายด้าน DC side ของอินเวอร์เตอร์ สมมติให้กระแสที่ไหลมีค่ามากกว่ากระแสที่ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

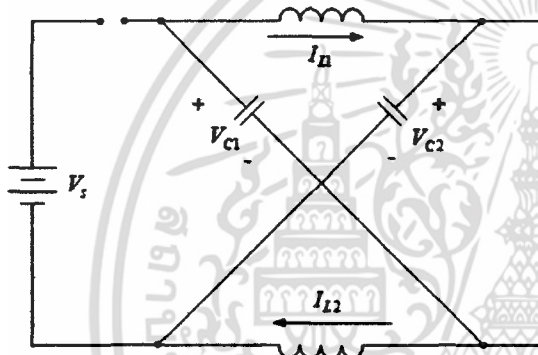
$$I_L = \frac{1}{2} i_i \quad (2.5)$$

ซึ่งถ้าไม่คิดค่าความต้านทานที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ จะสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันอินเวอร์เตอร์ได้ดังนี้

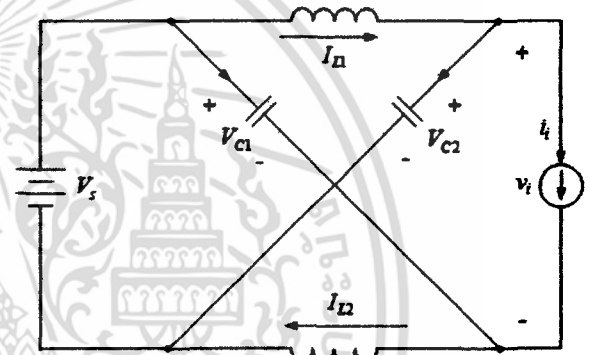
$$v_i = V_C \quad (2.6)$$

โหมดที่ 4 เงื่อนไขการทำงานของโหมดนี้จะเกิด เมื่ออินเวอร์เตอร์เข้าสู่สถานะ zero state ($i_i = 0$) และกระแสที่ผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งจะเกิดเมื่อสิ้นสุดโหมดการทำงานโหมดที่ 2 โดยเมื่อเข้าสู่โหมดการทำงานนี้ไดโอดจะหยุดนำกระแส และอินเวอร์เตอร์จะเปิดวงจรแยกออกจากโหลด เนื่องจากว่า $i_i = 0$ ซึ่งจะทำให้การ shoot-through สวิตช์ตัวบนและตัวล่าง ทำให้อินเวอร์เตอร์เป็นอิสระต่อทั้งแหล่งจ่ายทางด้าน DC side และโหลดทางด้าน AC side ดังรูปที่ 2.4(ง)

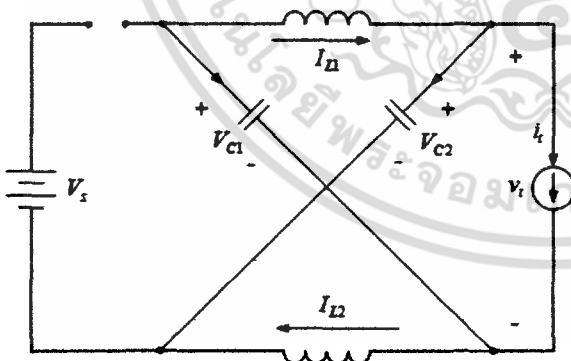
โหมดที่ 5 โหมดการทำงานนี้ไดโอดของสวิตช์อินเวอร์เตอร์ (Freewheeling diode) จะนำกระแสในสถานะ shoot-through ดังรูปที่ 2.4(จ) ซึ่งจะมีลักษณะการทำงานที่คล้ายกับโหมดที่ 1 และกระแสที่ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 จะเพิ่มขึ้น จนกระทั่งมีค่าเพิ่มถึง $\frac{1}{2}i_i$ หรือจนกว่าจะเข้าสู่โหมดการทำงานปกติใน active state โดยความแตกต่างระหว่างทั้งสองโหมดนี้ คือ โหมดการทำงานนี้จะถูกควบคุมด้วยสัญญาณควบคุมโดยขึ้นอยู่กับกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ L_L และกระแสที่โหลด i_i



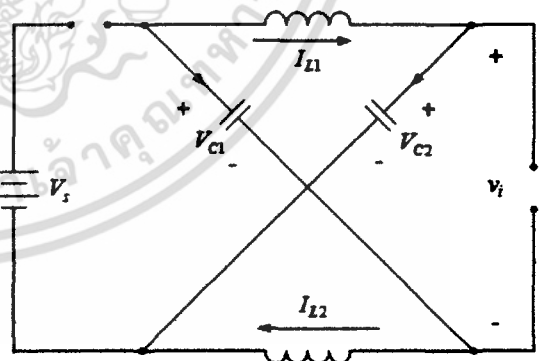
(ก) โหมดที่ 1



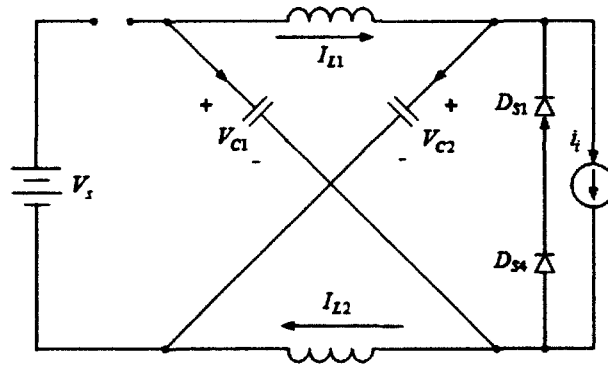
(ข) โหมดที่ 2



(ค) โหมดที่ 3

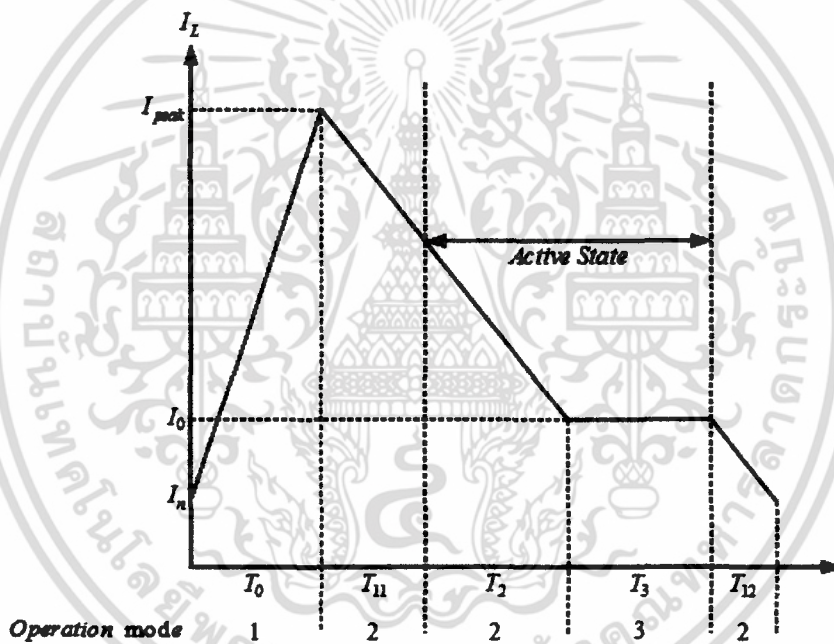


(ง) โหมดที่ 4



(จ) โหมดที่ 5

รูปที่ 2.4 โหมดการทำงานของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์



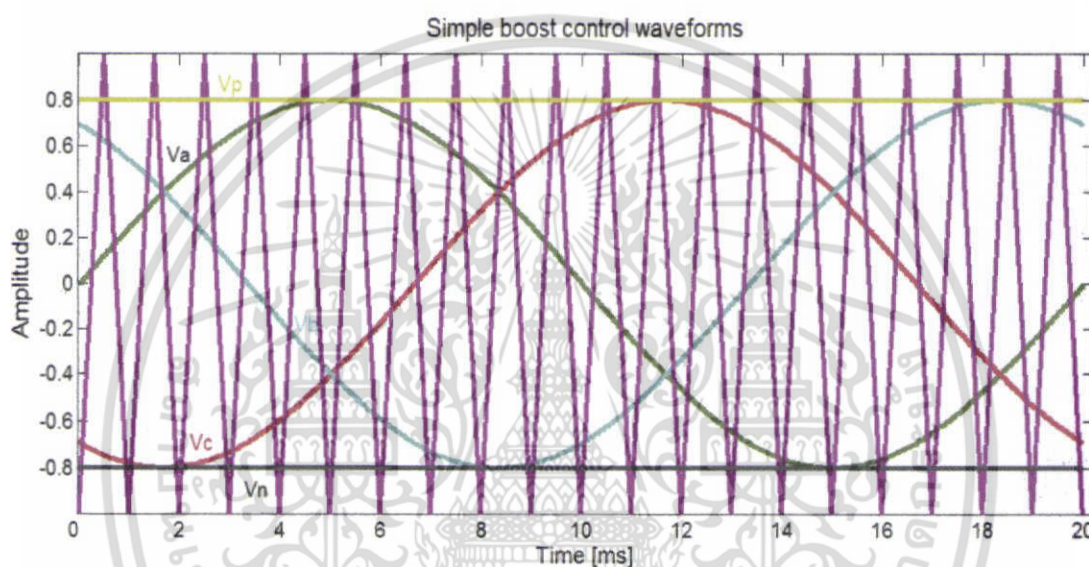
รูปที่ 2.5 คลื่นกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ เมื่อทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง [12]

โหมดกระแสต่อเนื่องในรูปที่ 2.5 จะอธิบายถึงกระแสที่ผ่านตัวเหนี่ยวนำอิมพีแดนซ์ โดยแบ่งออกเป็น 5 ช่วงเวลา เริ่มจากช่วงเวลา T_0 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะเพิ่มสูงขึ้น หลังจากนั้นจะเข้าสู่ช่วง traditional zero state T_{11} และ active state T_2 โดยใน 2 ช่วงเวลานี้ไดโอดในวงจรอิมพีแดนซ์จะทำหน้าที่นำกระแส และกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำจะลดลงจนหมดช่วงเวลา T_2 วงจรยังคงอยู่ในช่วง active state ไดโอดในวงจรอิมพีแดนซ์จะหยุดนำกระแส ทำให้แรงดันที่แหล่งจ่ายไฟกับแรงดันที่ตัวเก็บประจุอิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากัน หลังจากนั้นอินเวอร์เตอร์จะเข้าสู่ช่วง T_{12} กระแสที่ตัวเหนี่ยวนำจะลดลง แต่จะไม่ถึงศูนย์ อินเวอร์เตอร์ก็จะเริ่มเข้าสู่ช่วง Shoot-through zero state อีกครั้ง

2.4 วิธีควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

การควบคุมมีทั้งหมด 3 วิธี คือ (1) Simple control [1] (2) Maximum boost control [2] และ (3) Maximum constant boost control [3] จากการศึกษาพบว่าวิธี Maximum constant boost control นั้นจะมีกระแสกระแสเฟรมที่ตัวเหนี่ยวนำน้อยที่สุด โดยสามารถออกแบบวงจรให้มีขนาดตัวเหนี่ยวนำได้เล็กกว่าวิธีการควบคุมแบบอื่นๆ โดยการออกแบบนั้นอธิบายในบทที่ 3 ซึ่งทั้ง 3 วิธี นั้นมีจุดประสงค์เพื่อควบคุมช่วงเวลาลัดวงจร(Shoot-through states) ซึ่งจะทำการแสดงเพื่อเปรียบเทียบการควบคุมทั้ง 3 วิธี ดังรายละเอียดต่อไปนี้

2.4.1 Simple Boost Control



รูปที่ 2.6 คลื่นสัญญาณควบคุม Simple Boost Control

วิธีการควบคุมนี้จะใช้สัญญาณเส้นตรง (V_p) และ (V_n) สำหรับควบคุมช่วงเวลาการบูสต์แรงดันไฟตรง โดยเมื่อสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมมีค่ามากกว่าสัญญาณควบคุมทั้ง 3 สัญญาณ (V_a, V_b, V_c) และมีค่ามากกว่าสัญญาณเส้นตรง (V_p) หรือมีค่าน้อยกว่าสัญญาณเส้นตรง (V_n) จะทำให้เกิดสัญญาณเพื่อลัดวงจรอินเวอร์เตอร์ทำให้วงจรอิมพีแดนซ์บูสต์แรงดันไฟตรง ซึ่งวิธีการนี้จะมี การควบคุมที่คล้ายกับการควบคุมอินเวอร์เตอร์ด้วยสัญญาณควบคุม SPWM แต่ก็มีข้อเสียคือแรงดันที่ สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์จะมีความเครียดทางไฟฟ้าสูง

การควบคุมแรงดันของวิธี Simple Boost Control สามารถควบคุมได้จากสมการ

$$\frac{V_{Ao,1}}{V_o/2} = MB \quad (2.7)$$

โดยที่ $V_{Ao,1}$ คือ แรงดันเอาต์พุตต่อเฟสของอินเวอร์เตอร์

V_o คือ แรงดันไฟตรง

B คือ Boost factor

$$B = \frac{1}{1 - 2\frac{T_0}{T}} \quad (2.8)$$

โดยที่ T_0 คือ คาบเวลาในการลัดวงจร

T คือ คาบเวลาสวิตชิง

จากสมการ 2.7 แสดงว่าถ้าทำการลดค่า B จะต้องทำการเพิ่มค่า M เป็นผลทำให้แรงดันที่ตกรวมสวิตช์มีค่าสูงตามค่า M ถ้าทำการป้อนแรงดันไฟตรง (V_o) ให้กับอินเวอร์เตอร์ แรงดันไฟตรงทั้งหมดที่ทำการบูสต์จะเท่ากับ GV_o แต่ถ้ากำหนดให้ $M=1$ แรงดันที่ตกรวมสวิตช์ [x] สามารถหาได้จากสมการ

$$V_{switch} = BV_{dc} \quad (2.9)$$

อัตราส่วนของความเคียดทางไฟฟ้าที่สวิตช์ต่อแรงดันไฟตรง สำหรับการควบคุมด้วยวิธีนี้ สามารถหาได้จากสมการ

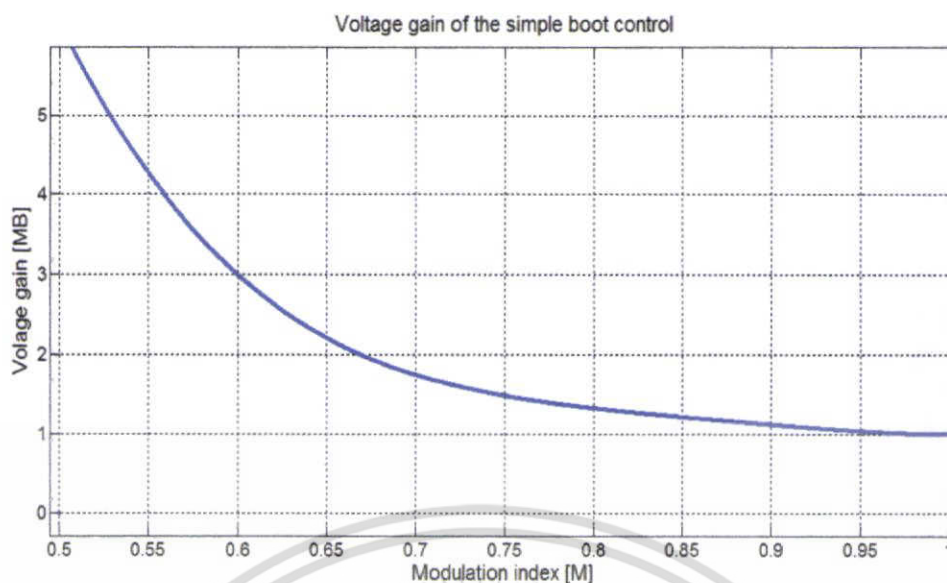
$$\frac{V_{switch}}{GV_{dc}} = \frac{BV_{dc}}{GV_{dc}} \quad (2.10)$$

$$\text{จาก} \quad G = MB \quad (2.11)$$

$$\text{และ} \quad M = \frac{G}{2G-1} \quad (2.12)$$

$$\text{ดังนั้น} \quad \frac{V_{switch}}{GV_{dc}} = 2 - \frac{1}{G} \quad (2.13)$$

จากสมการที่ 2.11 สามารถเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ของอัตราขยายแรงดัน (MB) กับค่ามอดูเลชันอิดเก้ (M) ได้ดังรูปที่ 2.7

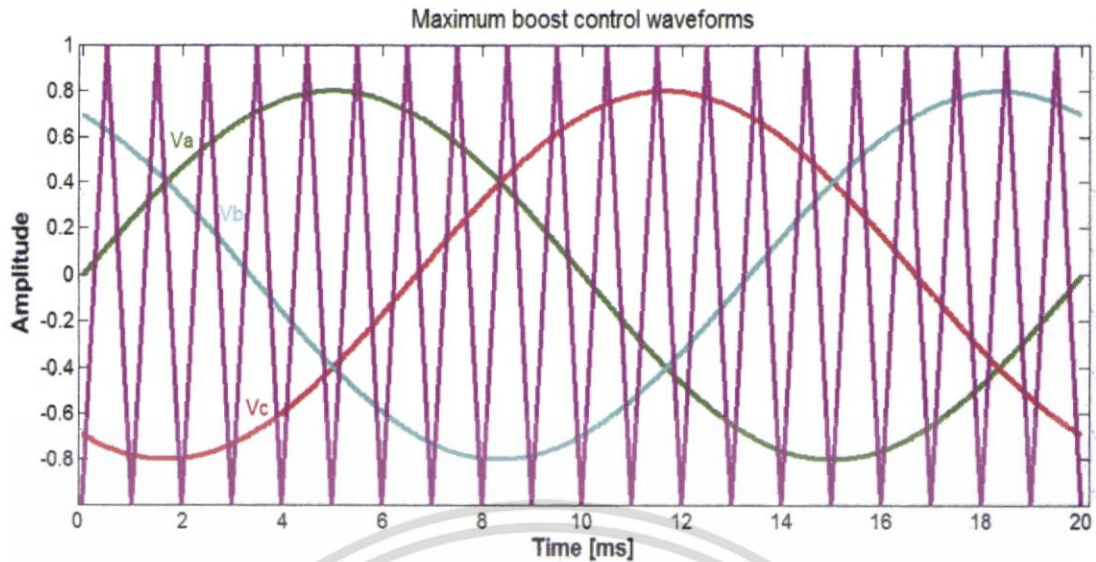


รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ของ MB กับ M ของการควบคุมแบบ Simple boost control

2.4.2 Maximum Boost Control

อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์นั้น มีข้อดีที่สามารถบูสต์แรงดันไฟตรงให้สูงขึ้นได้ตามต้องการโดยการควบคุมช่วง Shoot-through เพื่อเพิ่มอัตราขยายแรงดัน (Voltage gain) แต่สิ่งที่เป็นข้อเสียเพิ่มขึ้นมาคือค่าความเค้น (Voltage stress) ของสวิตช์ที่เกิดขึ้นขณะ shoot-through เพื่อแก้ไขข้อเสียดังกล่าวจึงมีการวิจัย [3] เพื่อควบคุมอัตราขยายที่เหมาะสมเพื่อให้ได้แรงดันไฟตรงสูงที่สุดตามที่ต้องการ

รูปแบบของสัญญาณควบคุมจะค่อนข้างคล้ายกับรูปแบบสัญญาณควบคุมของอินเวอร์เตอร์ด้วยสัญญาณควบคุมแบบ SPWM โดยการยังคงรักษาสถานะ Active state ไว้ และนำช่วง Zero state มาใช้ประโยชน์ในการ Shoot-through ซึ่งทำให้ได้ค่า T_0 มากที่สุด และยังสามารถบูสต์แรงดันได้ทุกมอดูเลชันอินเด็ก M ด้วย โดยการทำงานให้เกิดการ Shoot-through จะทำงานเมื่อมีการเปรียบเทียบสัญญาณสามเหลี่ยม กับสัญญาณควบคุมทั้งสามเฟส V_a, V_b, V_c แล้วได้ผลลัพธ์ว่าทั้งสัญญาณควบคุมทั้งสามเฟสมีค่ามากกว่า หรือน้อยกว่าพร้อมกันทั้งสามสัญญาณ ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 รูปคลื่นสัญญาณควบคุม Maximum Boost Control

จากกราฟจะพบว่าช่วงการ Shoot-through จะซ้ำเดิมทุกๆ ระยะห่าง $\frac{\pi}{3}$ [3] ดังนั้นถ้าต้องการคำนวณหาค่าความสัมพันธ์ของอัตราขยายแรงดัน และ boost voltage ดังนี้

ถ้าเริ่มคิดจากมุม $\frac{\pi}{6}$ ถึงมุม $\frac{\pi}{2}$ จะเขียนสมการอัตราส่วนดิวิตซ์ของ Shoot-through ได้ดังสมการ (2.14)

$$\frac{T_0(\theta)}{T_s} = \frac{2 - (M \sin \theta - M \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}))}{2} \quad (2.14)$$

ทำการอินทิเกรตเพื่อหาค่าเฉลี่ยใน 1 คาบ จะได้ดังสมการ (2.15)

$$\begin{aligned} \frac{T_0}{T_s} &= \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{2 - (M \sin \theta - M \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}))}{2} d\theta \\ &= \frac{2\pi - 3\sqrt{3}M}{2\pi} \end{aligned} \quad (2.15)$$

แทนค่าสมการ (2.15) ในสมการ (2.8) จะได้ค่า boost factor ดังนี้

$$B = \frac{1}{1 - 2\frac{T_0}{T_s}} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}M - \pi} \quad (2.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมแรงดันของวิธี Maximum Boost Control สามารถควบคุมได้จากสมการ

$$\begin{aligned} \frac{v_{Ao,1}}{V_0/2} &= MB \\ &= \frac{\pi M}{3\sqrt{3}M - \pi} \end{aligned} \quad (2.17)$$

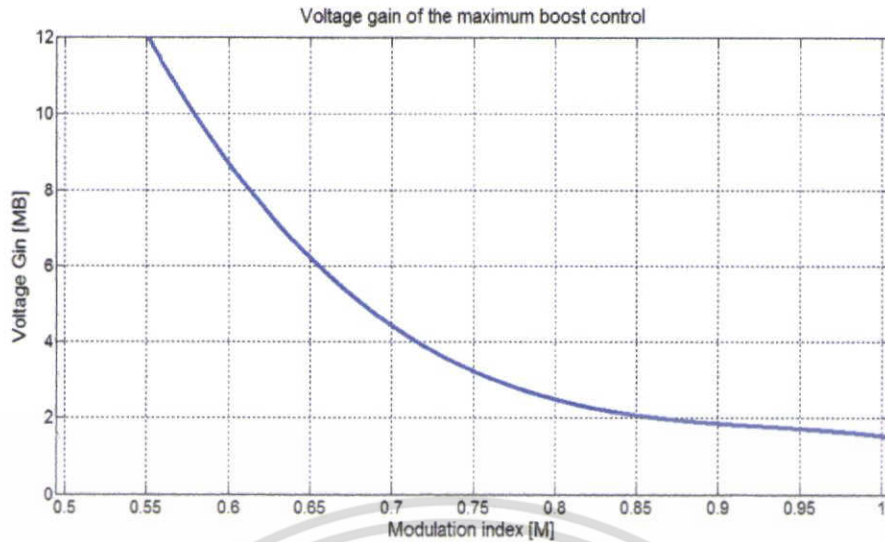
จากสมการที่ 2.17 สามารถเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ของอัตราขยายแรงดัน (MB) กับค่ามอดดูเลชันอินเด็ก (M) ได้ดังรูปที่ 2.9 ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 2.7 จะพบว่าช่วงการทำงานของการควบคุมด้วยวิธีนี้จะได้อัตราขยายแรงดันมากกว่า

อัตราส่วนของความเคียดทางไฟฟ้าที่สวิตช์ต่อแรงดันไฟตรง สำหรับการควบคุมด้วยวิธีนี้สามารถหาได้จากสมการที่ (2.11) และสมการที่ (2.17) ซึ่งสามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการ (2.18)

$$M = \frac{\pi G}{3\sqrt{3}G - \pi} \quad (2.18)$$

ดังนั้นอัตราส่วนของความเคียดทางไฟฟ้าที่สวิตช์ต่อแรงดันไฟตรง สำหรับการควบคุมด้วยวิธีนี้สามารถหาได้จากสมการ

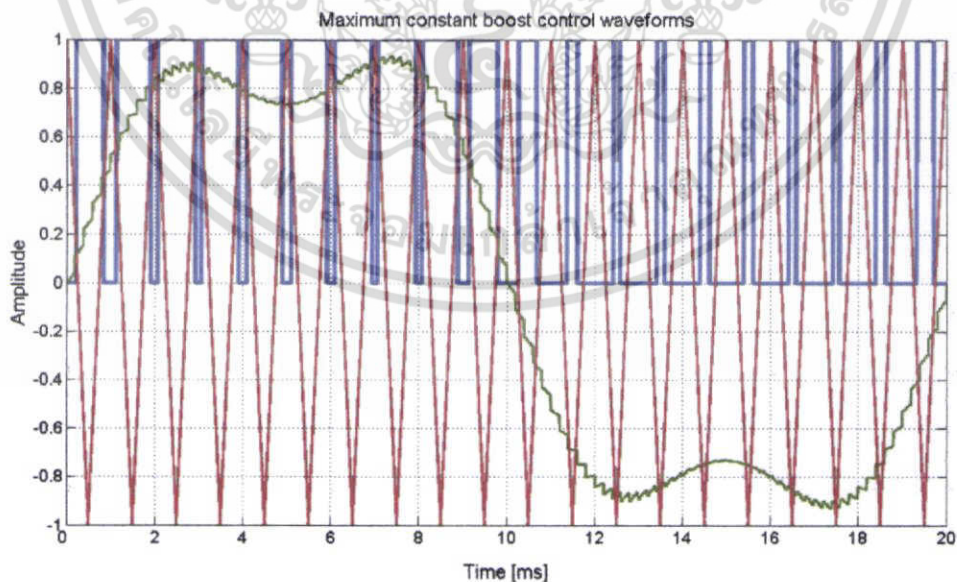
$$\begin{aligned} V_{switch} &= BV_{dc} \\ &= \frac{\pi V_{dc}}{3\sqrt{3}M - \pi} \\ &= \frac{3\sqrt{3}G - \pi}{\pi} V_{dc} \end{aligned} \quad (2.19)$$



รูปที่ 2.9 ความสัมพันธ์ของ MB กับ M ของการควบคุมแบบ Maximum boost control

2.4.3 Maximum Constant Boost Control

วิธีการควบคุมนี้นำเสนอใน [2] จุดประสงค์เพื่อลดขนาดของวงจรมอเตอร์แดนซ์ โดยการกำจัดกระแสกระเพื่อมที่ความถี่ต่ำ โดยให้ตัวชั่งของ Shoot-through มีค่าคงที่ โดยที่สัญญาณควบคุมจะมีทั้งหมด 5 สัญญาณ ซึ่งสัญญาณที่ใช้ควบคุมการ Shoot-through มี 2 สัญญาณ V_p และ V_n โดยเมื่อสัญญาณสามเหลี่ยมมีค่ามากกว่าสัญญาณ V_p หรือน้อยกว่าสัญญาณ V_n จะทำให้อินเวอร์เตอร์ Shoot-through แต่ในวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการมอดดูเลตด้วยสัญญาณที่ฮาร์มอนิกอันดับที่ 3 แทนซึ่งสามารถใช้เปรียบเทียบแทนกันได้



รูปที่ 2.10 คลื่นสัญญาณควบคุม Maximum Constant Boost Control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

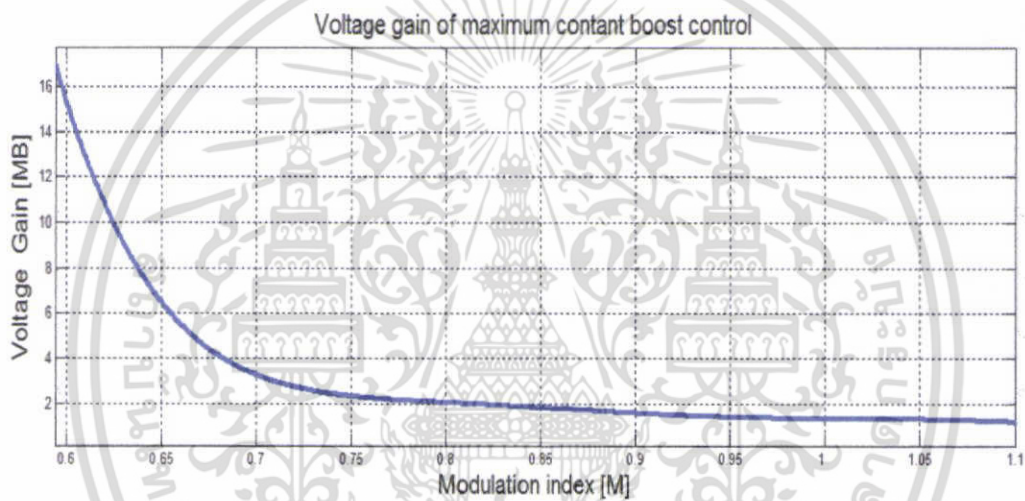
สมการอัตราส่วนดิถีไซเคิลของ Shoot-through จะเป็นดังสมการ (2.20)

$$\frac{T_0}{T_s} = \frac{2 - \sqrt{3}M}{2} = 1 - \frac{\sqrt{3}M}{2} \quad (2.20)$$

ค่า boost factor และอัตราขยายแรงดัน จะเป็นดังสมการ (2.21) และสมการ (2.22)

$$B = \frac{1}{1 - 2\frac{T_0}{T}} = \frac{1}{\sqrt{3}M - 1} \quad (2.21)$$

$$G = MB = \frac{M}{\sqrt{3}M - 1} \quad (2.22)$$



รูปที่ 2.11 ความสัมพันธ์ของ MB กับ M ของการควบคุมแบบ Maximum constant boost control

2.5 สเปนเซอร์มอเตอร์คู่เลขชั้น

พื้นฐานการมอดูเลตสัญญาณสเปนเซอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter) 3 เฟส 2 ระดับ ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานกับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ (Impedance Source Inverter) โดยจะกล่าวรวมถึงการแปลงแกนแบบ Clark การคำนวณหาค่าดัชนีมอดูเลชันของสเปนเซอร์ (Modulation Index) รูปแบบการสวิตซ์ การคำนวณหาเวลาในการสวิตซ์ การควบคุมช่วงเวลาลัดวงจร (Shoot through state) พร้อมกับรูปคอนโทรลด้วยตัวควบคุมแบบ PI จะเริ่มด้วยการวัดขนาดของแรงดันไลน์ V_{ab} และ V_{bc} แล้วทำการแปลงแกนจากกรอบอ้างอิงสามเฟสไปสู่กรอบอ้างอิงหยุดนิ่งสองเฟส (Clarke's transform) เพื่อที่จะทำการคำนวณค่าแรงดันของเวกเตอร์อ้างอิง (V_{ref}) และมุมของแรงดันอ้างอิง (θ_{ref}) เพื่อความสะดวกในการควบคุม เนื่องจากการควบคุมแรงดันของอินเวอร์เตอร์สามเฟสนั้น จะมีการเกี่ยวข้อง (Coupling) ของแรงดันระหว่างเฟสส่งผลให้การควบคุมตัวแปรหนึ่งส่งผลกระทบต่ออีกตัวแปรหนึ่ง โดยที่สมการหาค่าตัวแปรทั้งหมดสามารถคำนวณได้ตามสมการดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.1 การแปลงแกนแบบ Clarke

สมการการแปลงแกนจากกรอบอ้างอิงสามเฟสไปสู่กรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง เริ่มต้นจากการแปลงสมการระบบไฟฟ้า 3 เฟส V_a, V_b, V_c ไปอยู่ในระบบ 2 เฟส หยุดนิ่ง ซึ่งประกอบด้วยแกน α และแกนที่ตั้งฉาก β โดยทั้งสองแกนจะมีมุมเฟสต่างกัน 90 องศา ดังรูปที่ 2.12 เมื่อกำหนดให้ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเป็นระบบที่สมมาตร สามารถเขียนสมการผลรวมของแรงดันไฟฟ้าต่อเฟสได้ดังสมการ (2.24)

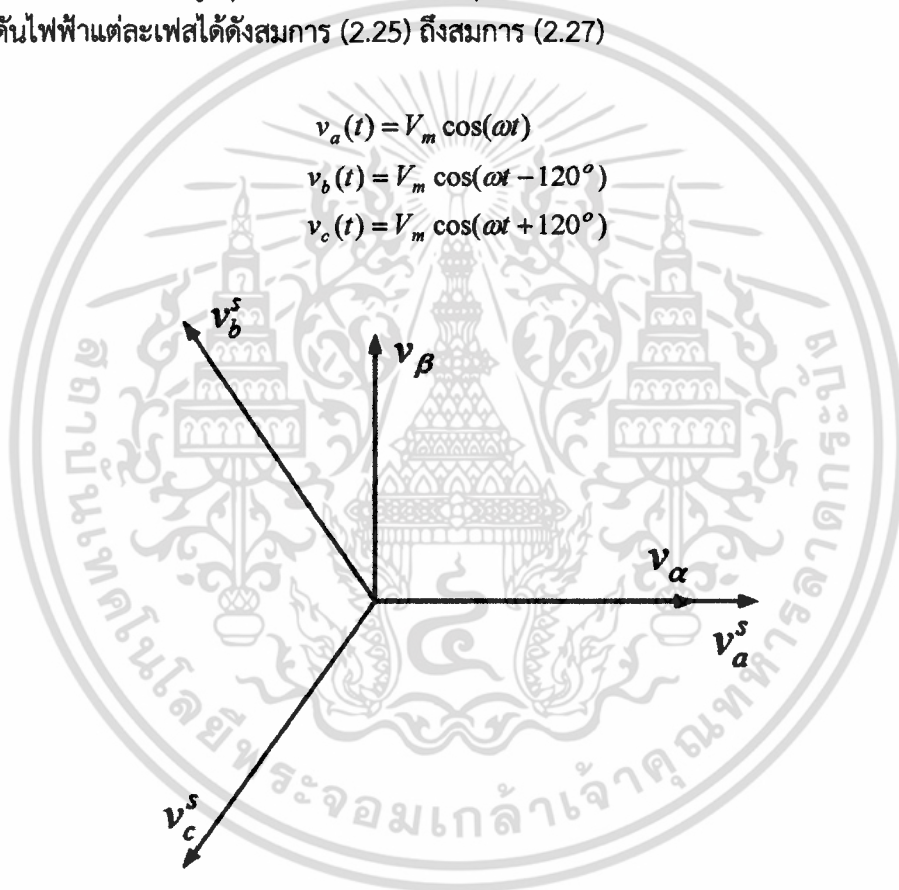
$$v_a(t) + v_b(t) + v_c(t) = 0 \quad (2.24)$$

กำหนดขนาดของแรงดันสูงสุดเท่ากับ V_m และมีมุมต่างเฟส 120 องศา จะสามารถเขียนสมการของแรงดันไฟฟ้าแต่ละเฟสได้ดังสมการ (2.25) ถึงสมการ (2.27)

$$v_a(t) = V_m \cos(\omega t) \quad (2.25)$$

$$v_b(t) = V_m \cos(\omega t - 120^\circ) \quad (2.26)$$

$$v_c(t) = V_m \cos(\omega t + 120^\circ) \quad (2.27)$$



รูปที่ 2.12 เวกเตอร์การแปลงแกนจาก v_a, v_b, v_c เป็นแกนหยุดนิ่ง $\alpha \beta$

จากรูปที่ 2.12 สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ของเวกเตอร์ในระบบ 3 เฟส และ 2 เฟส ได้ดังสมการ (2.28)

$$v_\alpha(t) + jv_\beta(t) = \frac{2}{3} K [v_a(t) + v_b(t)e^{j(2\pi/3)} + v_c(t)e^{j(-2\pi/3)}] \quad (2.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสามารถคำนวณหาค่าแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) ได้จากสมการ (2.28) สามารถเขียนใหม่ได้ ดังสมการ (2.29)

$$V_{ref} = \frac{2}{3} [v_a + av_b + a^2 v_c] \quad (2.29)$$

$$V_{ref} = \frac{2}{3} \left[v_a + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) v_b + \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) v_c \right] \quad (2.30)$$

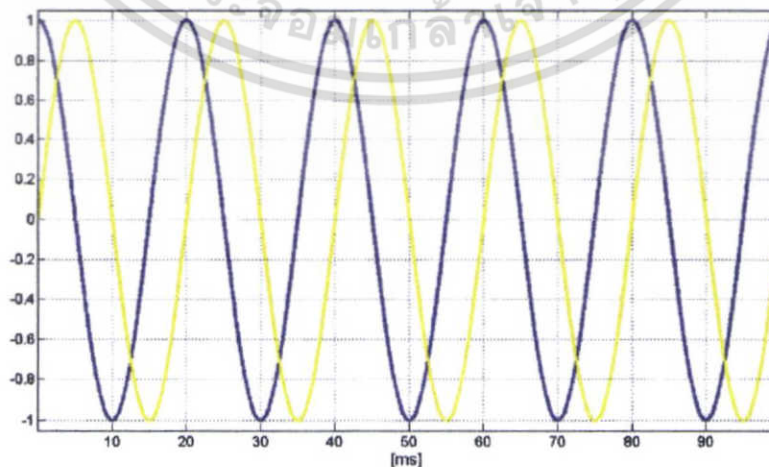
สำหรับระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุล แรงดันไฟฟ้าลำดับศูนย์ (Zero sequence) จะเป็นดังสมการ (2.31)

$$v_0(t) = \frac{1}{3} [v_a(t) + v_b(t) + v_c(t)] \quad (2.31)$$

ทำให้สามารถเขียนสมการการแปลงแกนจากระบบ 3 เฟส ให้อยู่ในรูป 2 เฟส ในรูปเมตริกซ์ ได้ดังสมการ (2.32)

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

จากสมการสามารถเขียนเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 2.13 ซึ่งมุมของแกน β จะนำหน้าแกน α อยู่ 90 องศา



รูปที่ 2.13 คลื่นสัญญาณ V_α V_β

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2 การคำนวณหาเวลาในการสวิตช์

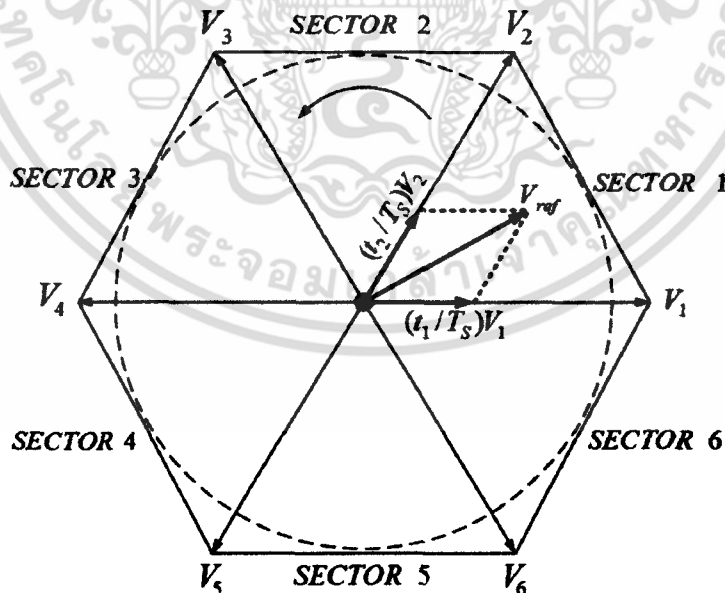
การคำนวณหาว่าแรงดันอ้างอิงนั้นจะเข้าสู่เซกเตอร์ใดใน 6 เซกเตอร์ ดังรูปที่ 2.14 โดยแต่ละเซกเตอร์จะมีเวกเตอร์ข้างเคียง เซกเตอร์ละสองเวกเตอร์ หลักการทำงานพื้นฐานของ SVM จะเป็นการบวกของเวกเตอร์ศูนย์กับเวกเตอร์อีกสองเวกเตอร์ใกล้เคียงเพื่อให้ได้ผลลัพธ์เท่ากับเวกเตอร์อ้างอิง V_{ref} ที่คำนวณได้ โดยเวกเตอร์ใกล้เคียงนั้นจะมีขนาดเท่ากับช่วงเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์นั้น ซึ่งจะสามารถอธิบายได้ด้วยสมการดังนี้

$$V_{ref} = V_n \times \frac{t_n}{T_s} + V_{n+1} \times \frac{t_{n+1}}{T_s} + V_0 \times \frac{t_0}{T_s} \quad (2.32)$$

โดยที่ t_n คือ เวลาในการสร้างสัญญาณการสวิตช์เวกเตอร์แรงดัน V_n
 t_{n+1} คือ เวลาในการสร้างสัญญาณการสวิตช์เวกเตอร์แรงดัน V_{n+1}
 t_0 คือ เวลาของเวกเตอร์ศูนย์

เมื่อกำหนดให้ t_a, t_b, t_0 เป็นเวลาในการสร้างสัญญาณเวลาการสวิตช์เวกเตอร์แรงดัน V_a, V_b, V_0 ตามลำดับ และผลรวมของเวลากำหนดให้เป็นครึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ ดังสมการ (2.33)

$$t_1 + t_2 + t_0 = \frac{T_s}{2} \quad (2.33)$$



รูปที่ 2.14 เวกเตอร์แรงดันไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.14 สามารถหาขนาดของเวกเตอร์ข้างเคียง V_1 และเวกเตอร์ V_2 เพื่อสร้างเวกเตอร์อ้างอิง V_{ref} ดังสมการ (2.34)

$$V_{ref} = V_1 + V_2 = V_1 \times \frac{t_1}{T_s} + V_2 \times \frac{t_2}{T_s} \quad (2.34)$$

จากสมการ (2.34) สามารถเขียนความสัมพันธ์ของเวลาในการสวิตช์กับเวกเตอร์ข้างเคียงได้ดังสมการ (2.35) และสมการ (2.36) ตามลำดับ

$$t_1 = \frac{|V_1|}{|V_1|} \times T_s \quad (2.35)$$

$$t_2 = \frac{|V_2|}{|V_2|} \times T_s \quad (2.36)$$

ความสัมพันธ์ของ V_1 และ V_2 สามารถแสดงในรูปตรีโกณมิติ ได้ดังสมการ (2.37) และสมการ (2.38) ตามลำดับ

$$V_1 = |V_{ref}| \left(\cos \theta - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \theta \right) \quad (2.37)$$

$$V_2 = |V_m| \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \theta \quad (2.38)$$

นำค่า V_1 ในสมการ (2.37) แทนในสมการ (2.35) และค่า V_2 ในสมการ (2.38) แทนในสมการ (2.36) จะสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ของ t_1, t_2, t_0 และ M ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$t_1 = \frac{3}{4} M \left(\cos \theta - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \theta \right) T_s \quad (2.39)$$

$$t_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} M (\sin \theta) T_s \quad (2.40)$$

$$t_0 = \frac{T_s}{2} - t_1 - t_2 \quad (2.41)$$

โดยที่ $M = \text{Modulation Index} = |V_{ref}| / (V_{dc} / 2)$

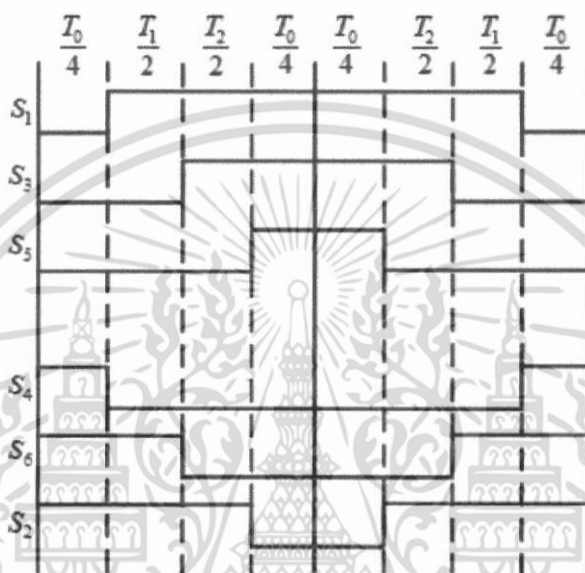
$$t_1 + t_2 + t_0 = \frac{T_s}{2}$$

$\theta =$ มุมที่เวกเตอร์อ้างอิงทำกับแนวแกน X มีค่าระหว่าง $0^\circ < \theta < 60^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

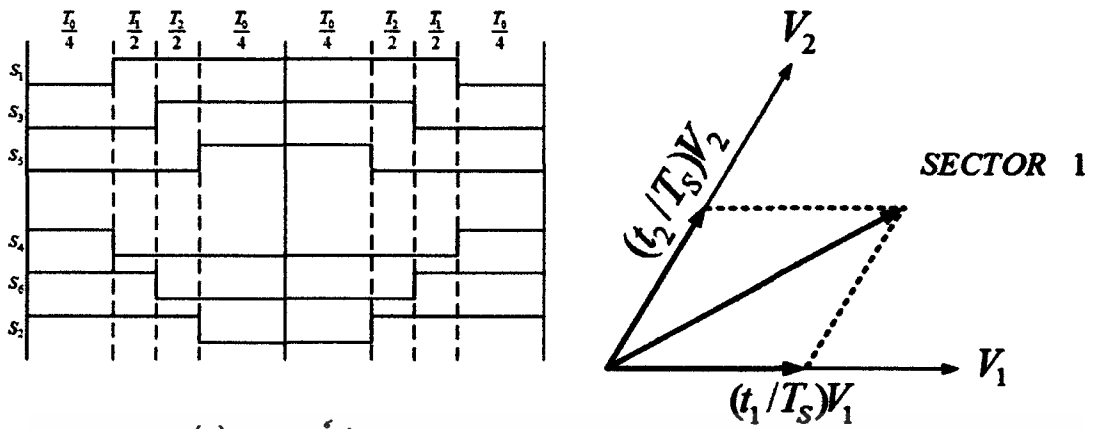
โดยเมื่อทำการคำนวณหาเวลาการสวิตซ์ในแต่ละเชกเตอร์จะได้ค่าดังตารางที่ 2.1 โดยช่วงเวลาที่น่าสนใจคือเวลา t_0 ซึ่งในอินเวอร์เตอร์ปกติใช้สำหรับเปลี่ยนเชกเตอร์ แต่ในงานวิจัยนี้จะใช้เพื่อควบคุมอัตราขยายแรงดัน (MB) ซึ่งจะมีช่วงการทำงานคือ Active vector 2 ช่วง และ Zero vector 1 ช่วง ดังรูปที่ 2.15 และเมื่อทำการปรับปรุงค่าเพื่อให้สอดคล้องกับช่วงเวลา Shoot-through จะได้ค่าดังตารางที่ 2.2

ZERO	ACTIVE	ACTIVE	ZERO	ACTIVE	ACTIVE	ZERO
------	--------	--------	------	--------	--------	------

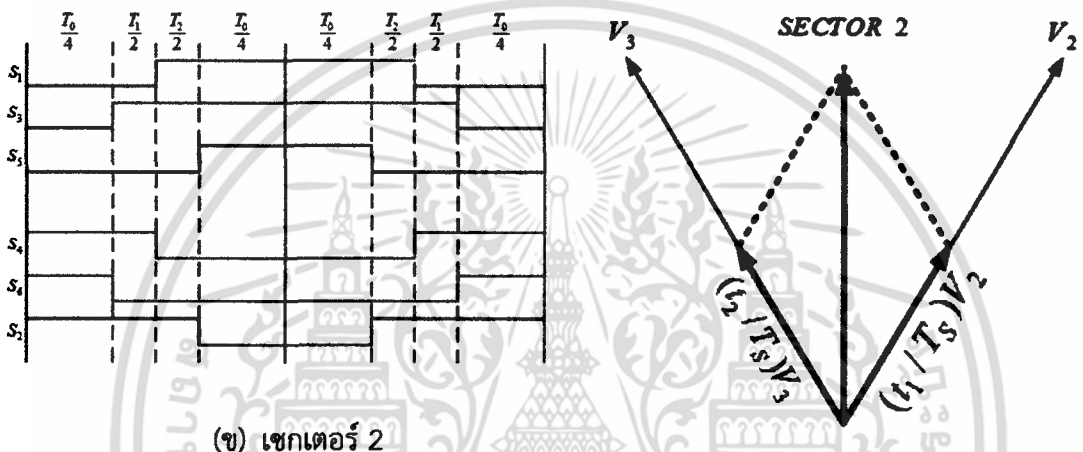


รูปที่ 2.15 ลำดับและช่วงเวลาการสวิตซ์

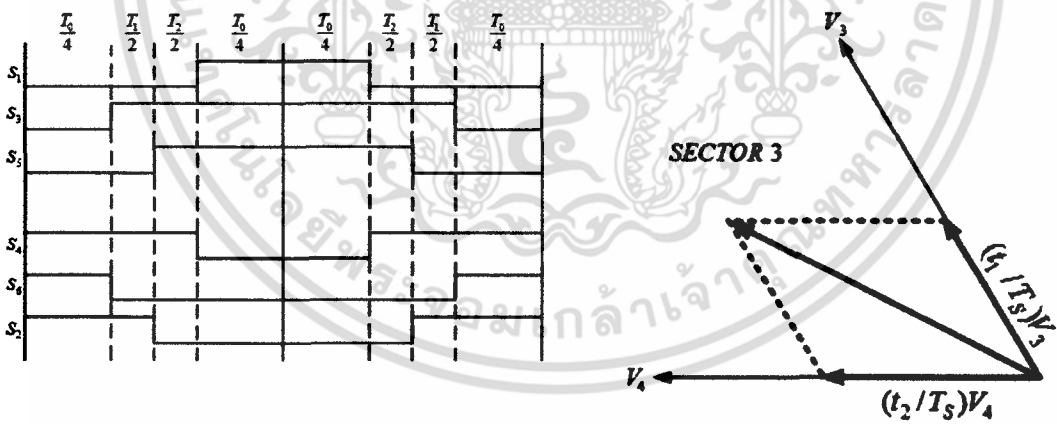
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) เซกเตอร์ 1



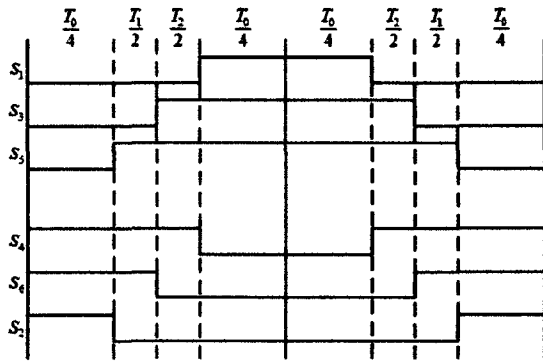
(ข) เซกเตอร์ 2



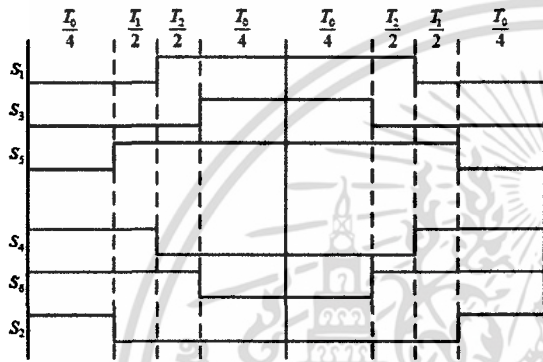
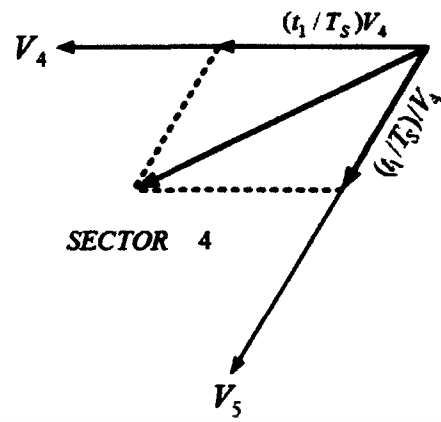
(ค) เซกเตอร์ 3

รูปที่ 2.16 ช่วงเวลาการสวิตช์ปกติของสวิตช์ในแต่ละเซกเตอร์

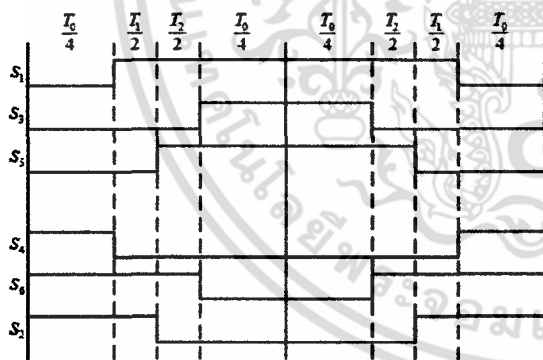
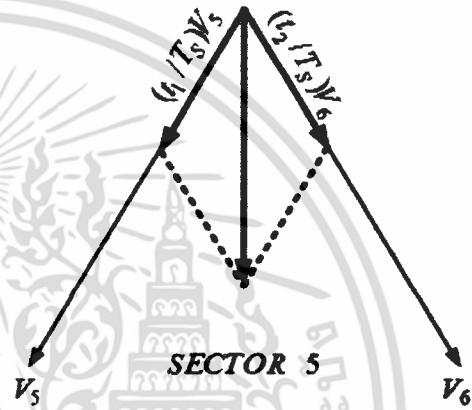
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



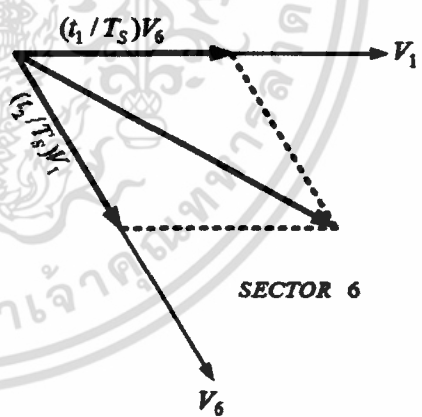
(ง) เซกเตอร์ 4



(จ) เซกเตอร์ 5



(ฉ) เซกเตอร์ 5



รูปที่ 2.17 (ต่อ) ช่วงเวลาการสวิตช์ปกติของสวิตช์ในแต่ละเซกเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.14 (ก) สามารถทำการคำนวณหาค่าดิวิตซ์ไคเคลของสวิตซ์ในแต่ละเฟสของอินเวอร์เตอร์ ได้ดังสมการ (2.42) ถึงสมการ (2.44)

$$v_{an} = V_{dc} \frac{t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2}}{\frac{T_s}{2}} = V_{dc} \cdot D_A$$

$$D_A = \frac{t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2}}{\frac{T_s}{2}} \quad (2.43)$$

$$v_{bn} = V_{dc} \frac{t_2 + \frac{t_0}{2}}{\frac{T_s}{2}} = V_{dc} \cdot D_B$$

$$D_B = \frac{t_2 + \frac{t_0}{2}}{\frac{T_s}{2}} \quad (2.43)$$

$$v_{cn} = V_{dc} \frac{\frac{t_0}{2}}{\frac{T_s}{2}} = V_{dc} \cdot D_C$$

$$D_C = \frac{\frac{t_0}{2}}{\frac{T_s}{2}} \quad (2.44)$$

จากสมการข้างต้นสามารถคำนวณและสรุปได้ดังตารางที่ 2.1 แต่เนื่องจากต้องการให้ช่วงเวลา t_0 เกิด Shoot-through เพื่อบูสต์แรงดันไฟตรง ดังนั้นจำเป็นต้องปรับปรุงสัญญาณเพื่อให้เหมาะสมโดยการกำหนดให้เกิดการลัดวงจร ทำได้โดยการเพิ่มช่วงเวลาดังกล่าวเข้าไปในช่วงเวลา t_0 โดยดิวิตซ์ไคเคลของช่วง Shoot-through ถูกกำหนดด้วยสมการ (2.45) [13] และตารางที่ 2.2

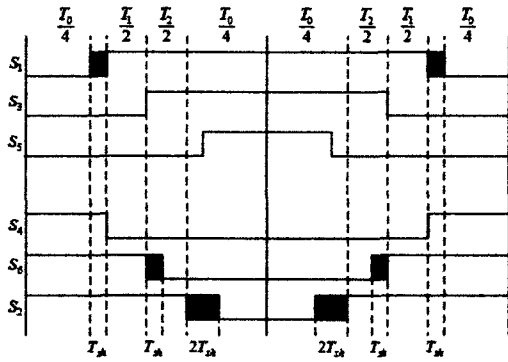
$$D_0 = \frac{3T_{sh}}{T_s} \quad (2.45)$$

โดยที่ T_{sh} คือ คาบเวลาของช่วงเวลา Shoot-through

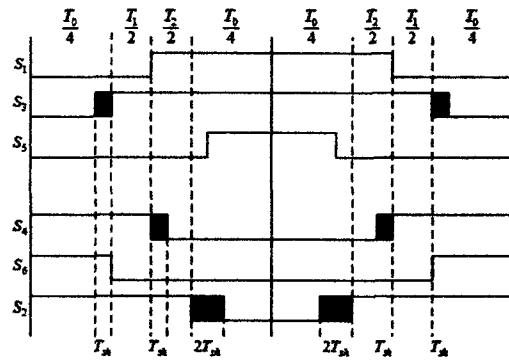
ตารางที่ 2.1 Switching Time ของสวิตช์กำลัง

เซกเตอร์	สวิตช์ด้านบน (S_1, S_3, S_5)	สวิตช์ด้านล่าง (S_4, S_6, S_2)
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_0 / 2$	$S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
2	$S_1 = T_1 + T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_0 / 2$	$S_4 = T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
3	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_0 / 2$
4	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_0 / 2$ $S_2 = T_0 / 2$
5	$S_1 = T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_0 / 2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_0 / 2$

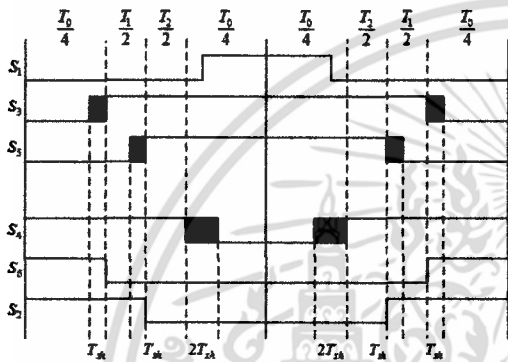
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



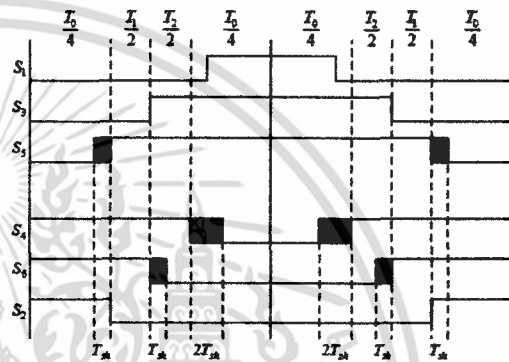
(ก) เซกเตอร์ 1



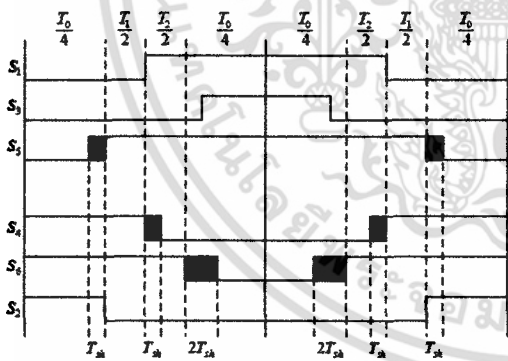
(ข) เซกเตอร์ 2



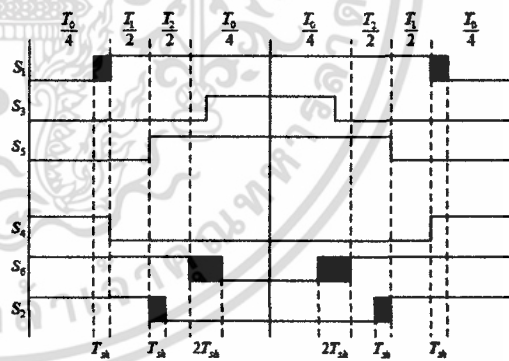
(ค) เซกเตอร์ 3



(ง) เซกเตอร์ 4



(จ) เซกเตอร์ 5



(ฉ) เซกเตอร์ 6

รูปที่ 2.18 ช่วงเวลาการสวิตช์ของสวิตช์ในแต่ละเซกเตอร์เมื่อเพิ่มช่วง T_{sh}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.2 Switching Time ของสวิตช์กำลังเมื่อเพิ่มช่วง T_{sh}

เซกเตอร์	สวิตช์ด้านบน (S_1, S_3, S_5)	สวิตช์ด้านล่าง (S_4, S_6, S_2)
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2 + T_{sh}$ $S_3 = T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_0 / 2 - T_{sh}$	$S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_0 / 2 + T_{sh}$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2 + 2T_{sh}$
2	$S_1 = T_1 + T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2 + T_{sh}$ $S_5 = T_0 / 2 - T_{sh}$	$S_4 = T_2 + T_0 / 2 + T_{sh}$ $S_6 = T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2 + 2T_{sh}$
3	$S_1 = T_0 / 2 - T_{sh}$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2 + T_{sh}$ $S_5 = T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2 + 2T_{sh}$ $S_6 = T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_0 / 2 + T_{sh}$
4	$S_1 = T_0 / 2 - T_{sh}$ $S_3 = T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2 + T_{sh}$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2 + 2T_{sh}$ $S_6 = T_1 + T_0 / 2 + T_{sh}$ $S_2 = T_0 / 2$
5	$S_1 = T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2 - T_{sh}$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2 + T_{sh}$	$S_4 = T_1 + T_0 / 2 + T_{sh}$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2 + 2T_{sh}$ $S_2 = T_0 / 2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2 + T_{sh}$ $S_3 = T_0 / 2 - T_{sh}$ $S_5 = T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2 + 2T_{sh}$ $S_2 = T_1 + T_0 / 2 + T_{sh}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 สัญญาณขั้วเกิดของสวิตช์กำลังที่ปรับปรุงใหม่

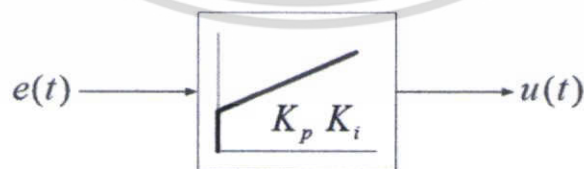
2.5.3 ควบคุมโวลต์ด้วยตัวควบคุมแบบ PI [10]

ตัวควบคุมพีไอถูกใช้อย่างกว้างขวางในระบบควบคุมแบบต่างๆ เป็นเวลาช้านาน มีบล็อกไดอะแกรมดังภาพที่ 2.19 จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.19 สามารถเขียนเป็นสมการคณิตศาสตร์ ได้ดังนี้

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_s} \int_0^t e(t) dt \right] \quad (2.46)$$

สำหรับ Z-transformation ของ Discrete Time PI Controller หาได้จาก

$$U(z) = Z\{m(t)\} = K_p \left[Z\{e(t)\} \frac{1}{T_s} Z\left\{ \int_0^t e(t) dt \right\} \right] \quad (2.47)$$



รูปที่ 2.20 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมแบบพีไอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดใช้ Trapezoidal Rule of Integration Back Ward Difference ดังนั้น จะสามารถเขียนสมการได้ ดังสมการ (2.48)

$$U(z) = K_p \left[E(z) + \frac{1}{T_s} \times \frac{T}{2} \times \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} E(z) \right] \quad (2.48)$$

$$U(z) = \left[\left(K_p - \frac{K_p T}{2T_s} \right) + \left(\frac{K_p T}{T_s} \right) \right] E(z)$$

จะได้ Z-Transfer Function ดังสมการ (2.49)

$$D(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = K_{pi} + \frac{K_i}{1-z^{-1}} \quad (2.49)$$

โดยที่

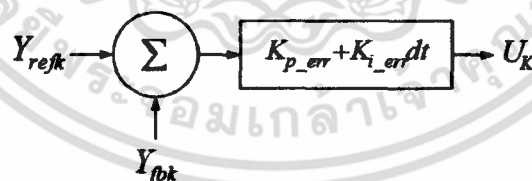
$$K_{pi} = K_p + \frac{K_p T}{2T_s}$$

$$K_i = \frac{K_p T}{T_s}$$

สำหรับ Discrete Time ของ PI Controller สามารถเขียนสมการได้ ดังนี้

$$U_k = K_{pi} e_k + K_i \sum_{i=0}^k e_i \quad (2.50)$$

สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ แสดงดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.21 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมพีไอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

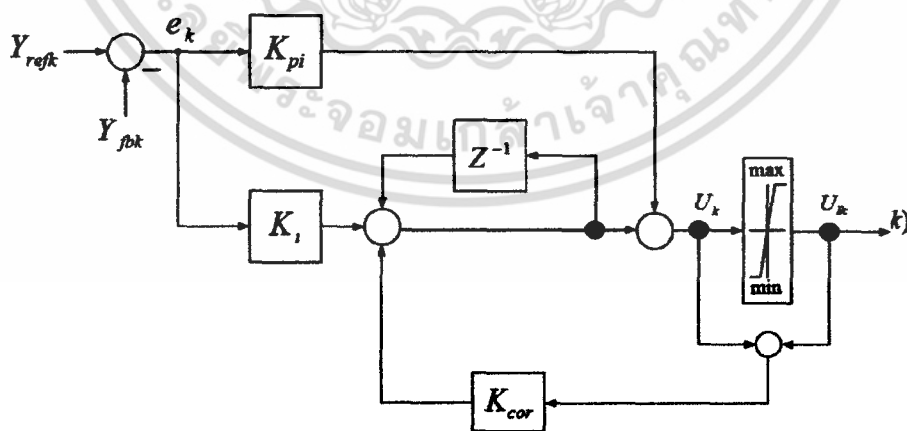
เนื่องจากต้องจำกัดค่าเอาต์พุตของตัวควบคุม ซึ่งมีส่วนการควบคุมแบบอินทิเกรตอยู่ด้วย ซึ่งขณะที่ค่าเอาต์พุตติดขอบจำกัดส่วนอินทิเกรตจะต้องหยุดอินทิเกรต เพื่อไม่ให้เกิดค่าอินทิเกรตสะสมขณะที่เอาต์พุตไม่สามารถเพิ่มขึ้นได้ (Integrator Windup) มิฉะนั้นจะทำให้ผลการควบคุมเกิดโอเวอร์ชูตสูงกว่าปกติ ดังนั้นจึงต้องใช้ตัวควบคุมชนิดที่แก้ผลดังกล่าว

การแก้ผลของอินทิเกรตสะสมขณะที่เอาต์พุตติดขอบจำกัดนี้ อาศัยผลต่างเอาต์พุตจริง (U_k) และเอาต์พุตที่ติดขอบจำกัด (U_{ik}) ซึ่งจะได้ค่าติดลบเสมอขณะที่ติดขอบจำกัด คูณด้วยค่าคงที่การแก้อินทิเกรตสะสม K_{cor} แล้วนำไปบวกกับค่าที่เกิดจากการควบคุมแบบอินทิเกรต ซึ่งค่าคงที่การอินทิเกรตสะสมมีค่าดังสมการที่ (2.51)

$$K_{cor} = \frac{K_i}{K_{pi}} \quad (2.51)$$

จากโครงสร้างตัวควบคุมแบบ PI ดังแสดงรูปที่ 2.21 สามารถเขียนเป็นขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมการควบคุมแบบ PI ที่แก้อินทิเกรตสะสมขณะที่เอาต์พุตติดขอบจำกัดได้ดังนี้ [10]

$$\begin{aligned} e_k &= Y_{refk} - Y_{fbk} \\ U_k &= x_i + K_{pi} e_k \\ U_{ik} &= U_k \\ \text{If } (U_k > U_{max}) \\ U_{ik} &= U_{max} \\ \text{If } (U_k < U_{min}) \\ U_{ik} &= U_{min} \\ e_{ik} &= U_k - U_{ik} \\ x_i &= x_i + K_i e_k - K_{cor} e_{ik} \end{aligned}$$



รูปที่ 2.22 บล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมแบบ PI ที่แก้อินทิเกรตสะสมขณะที่เอาต์พุตติดขอบจำกัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

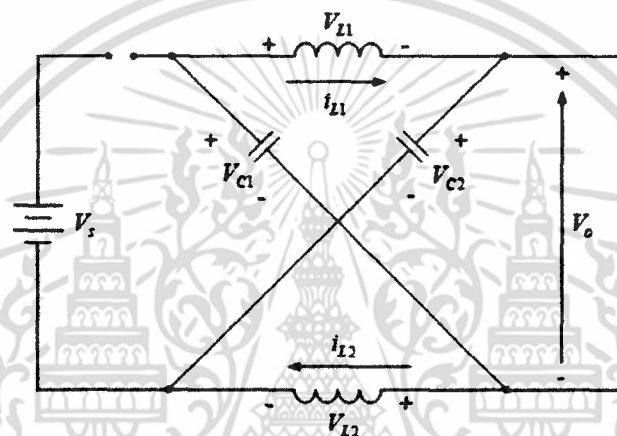
2.6 การควบคุมแรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

การควบคุมวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุท (v_{Ao}) แรงดันไฟตรง (V_{dc}) และดัชนีมอดูเลต (M) ได้ดังนี้

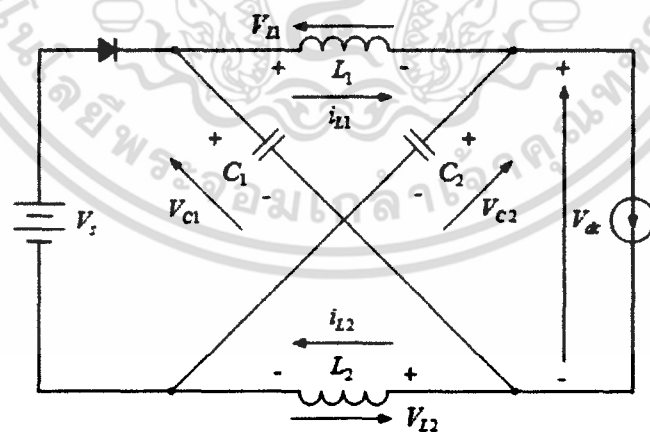
เนื่องจากวงจรอินเวอร์เตอร์นี้สามารถทำงานเปรียบเสมือนกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบทบระดับ-ทอนระดับ(Buck-Boost converter) ดังนั้นการวิเคราะห์ในเบื้องต้นนี้จะอ้างอิงกับวงจรดังกล่าว โดยจากรูปที่ 2.22 พิจารณาด้วย KVL จะได้ว่า

$$V_L - V_C = 0 \quad (2.52)$$

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.53)$$



รูปที่ 2.23 วงจรสมมูลของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ เมื่ออยู่ในสถานะถ่วงวงจร



รูปที่ 2.24 วงจรสมมูลของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ เมื่ออยู่ในโหมดอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_C}{L} \quad (2.54)$$

จากรูปที่ 2.23 พิจารณาด้วย KVL จะได้ว่า

$$-V_{dc} + V_L + V_C = 0 \quad (2.55)$$

$$V_L = V_{dc} - V_C \quad (2.56)$$

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.57)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{dc} - V_C}{L} \quad (2.58)$$

เนื่องจากแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (V_{L1} และ V_{L2}) ในหนึ่งคาบเวลาสวิตชิงมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนแรงดันที่ตัวเก็บประจุและแรงดันไฟตรง กับช่วงเวลาลัดวงจร ได้ดังสมการ (2.61)

$$V_{L,av} = V_{L,shoot} + V_{L,nonshoot} = 0 \quad (2.59)$$

$$\frac{V_C T_0}{T} + \frac{(V_{dc} - V_C) T_1}{T} = 0 \quad (2.60)$$

$$\frac{V_C}{V_{dc}} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} \quad (2.61)$$

กำหนดให้ D คือ อัตราส่วนดิวตี้ไซเคิลของช่วงเวลาลัดวงจร ดังนั้นสามารถเขียนสมการ (2.60) ได้ดังนี้

$$V_C D T + (V_{dc} - V_C)(1 - D)T = 0 \quad (2.62)$$

$$V_C(D - 1 + D) + V_{dc}(1 - D) = 0 \quad (2.63)$$

$$\frac{V_C}{V_{dc}} = \frac{1 - D}{1 - 2D} \quad (2.64)$$

$$\frac{V_C}{V_{dc}} = \frac{1 - \frac{T_0}{T}}{1 - 2\frac{T_0}{T}} \quad (2.65)$$

ขนาดของแรงดันเอาต์พุตต่อเฟสของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่มูลฐานคือ

$$v_{A0,1} = M \frac{v_o}{2} \quad (2.66)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากแรงดันไฟตรงเฉลี่ยในหนึ่งคาบเวลาสวิตซิงมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตและช่วงเวลาสวิตจอร์ ดังนี้

$$V_o = 0 \quad (2.67)$$

สถานะช่วง Active vector

$$V_o = V_C - V_L \quad (2.68)$$

$$V_o = 2V_C - V_{dc} \quad (2.69)$$

$$v_{o,av} = \frac{0T_0 + (2V_C - V_{dc})T_1}{T} \quad (2.70)$$

$$v_{o,av} = V_C = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_{dc} \quad (2.71)$$

แรงดันไฟตรงสูงสุดในหนึ่งคาบเวลาสวิตซิง สามารถแทนได้ด้วยสมการดังนี้ [1]

$$v_{o,peak} = \frac{T}{T_1 - T_0} V_{dc} = B V_{dc} \quad (2.72)$$

$$B = \frac{T}{T_1 - T_0} = \frac{1}{1 - 2\frac{T_0}{T}} \quad (2.73)$$

โดยที่ B คือ ค่าตัวประกอบการบูสต์ Boost factor

แทนสมการ (2.72) ในสมการ (2.66)

$$v_{Ao,1} = MB \frac{V_{dc}}{2} \quad (2.74)$$

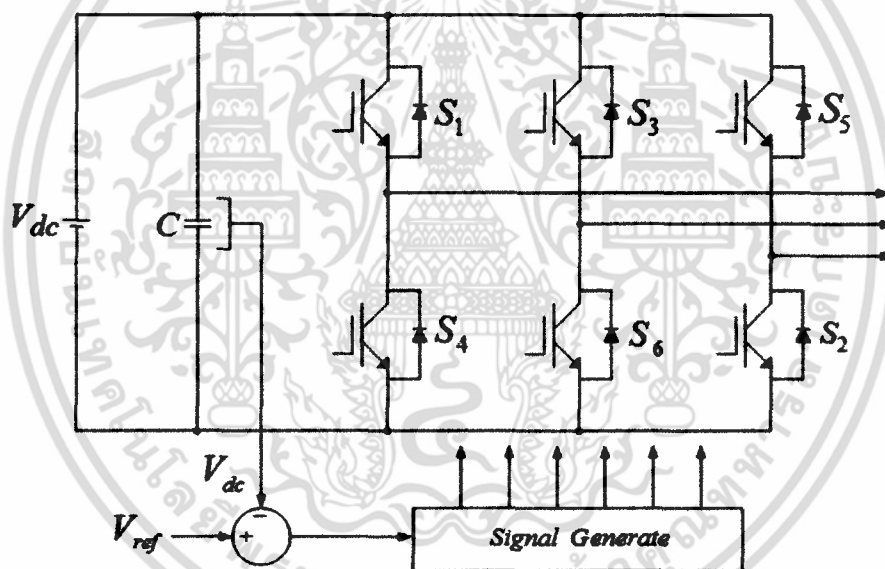
จากสมการ (2.74) คือแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งสามารถควบคุมได้จากค่า Boost factor (B) และค่ามอดดูเลชัน (M)

2.7 การควบคุมระดับแรงดันเชื่อมโยงไฟตรงของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่าย อิมพีแดนซ์

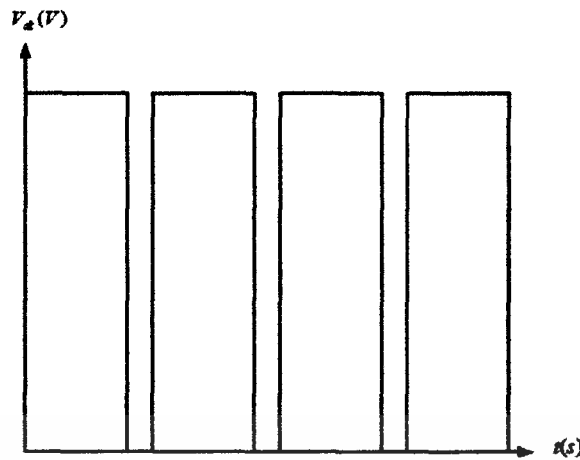
การควบคุมระดับแรงดันเชื่อมโยงไฟตรงของอินเวอร์เตอร์สามเฟส โดยทั่วไปจะอาศัยวิธีการป้อนกลับค่าแรงดันไฟตรงแล้วทำการเปรียบเทียบกับระดับแรงดันอ้างอิง จากนั้นนำค่าความคลาดเคลื่อนเข้าสู่ตัวควบคุมแบบ PI เพื่อให้ระบบเข้าสู่เสถียรภาพ ก่อนที่จะทำการสร้างสัญญาณควบคุม เพื่อควบคุมอินเวอร์เตอร์ แสดงดังรูปที่ 2.24

แต่เนื่องจากในวงจรอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอนี้ แรงดันของวงจรเชื่อมโยงไฟตรง (V_{dclink}) จะมีสัญญาณเป็นแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square waveform) เนื่องจากมีช่วงการลัดวงจร แสดงดังรูปที่ 2.25 ส่วนในช่วงการทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์แบบปกติแรงดันที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรงจะเท่ากับค่าแรงดันของแหล่งจ่ายไฟตรง ดังนั้นค่าแรงดันดังกล่าวจึงไม่เหมาะสมในการจะนำมาใช้เป็นสัญญาณป้อนกลับเพื่อควบคุมแรงดันที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรง จากการศึกษาบทความวิจัย [8] ได้นำเสนอการใช้สัญญาณจากตัวเก็บประจุของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์แทน โดยที่แรงดันของตัวเก็บประจุนี้ (V_{C_z}) ก่อนข้างมีค่าใกล้เคียงกับแรงดันเชื่อมโยงไฟตรงของอินเวอร์เตอร์ (V_{dclink}) แสดงดังรูปที่ 2.26 ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันของตัวเก็บประจุในวงจรอิมพีแดนซ์กับแรงดันเชื่อมโยงไฟตรงของอินเวอร์เตอร์ มีความสัมพันธ์ ดังสมการ (2.75)

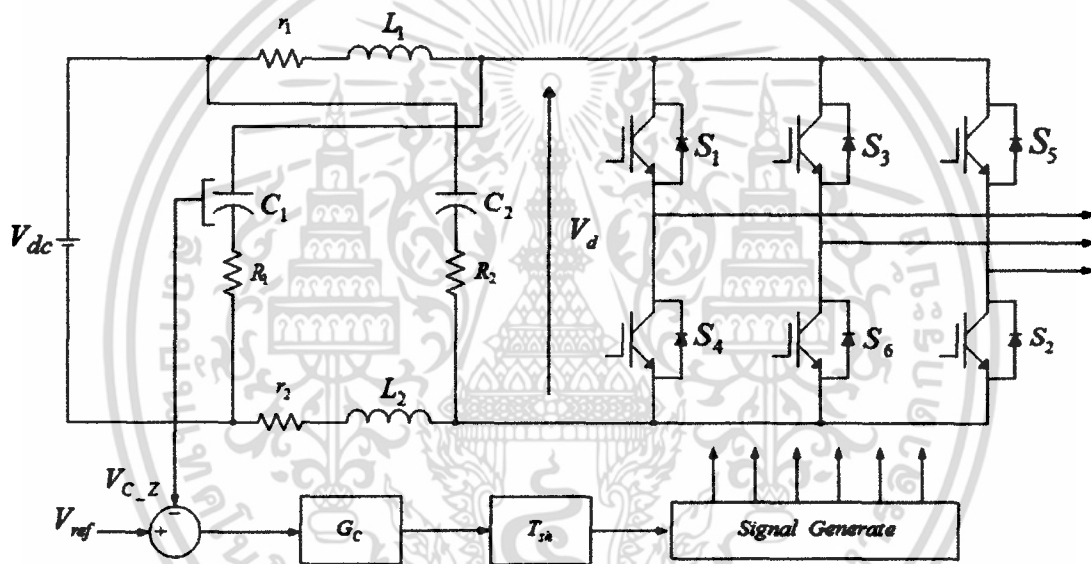
$$\frac{V_{C_z}}{V_{dc}} = \frac{1 - \frac{T_{sh}}{T_s}}{1 - 2\frac{T_{sh}}{T_s}} \quad (2.75)$$



รูปที่ 2.25 การควบคุมแรงดันเชื่อมโยงไฟตรง



รูปที่ 2.26 แรงดันเชื่อมโยงไฟตรงของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์



รูปที่ 2.27 การควบคุมแรงดันเชื่อมโยงไฟตรงด้วยการควบคุมแรงดันที่ตัวเก็บประจุของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

จากความสัมพันธ์ของสมการ (2.75) จะพบว่าเป็นความสัมพันธ์ไม่เชิงเส้น ซึ่งในการออกแบบตัวควบคุมที่ไม่เป็นเชิงเส้นนั้นทำได้ค่อนข้างซับซ้อน ดังนั้นจึงกำหนดตัวแปรขึ้นมาเพื่อให้ความสัมพันธ์ดังกล่าวเป็นเชิงเส้น ดังสมการ (2.76)

$$K = \frac{V_{c,z}}{V_{dc}} \tag{2.76}$$

จากสมการ (2.75) และสมการ (2.76) สามารถสร้างความสัมพันธ์ใหม่ได้ดังนี้

$$T_{sh} = \frac{K-1}{2K-1} T_s \tag{2.77}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 บทสรุป

บทนี้อธิบายการควบคุม และสร้างสัญญาณในการควบคุมสวิตช์กำลังของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีทั้งหมดสามวิธีโดยได้ทำการจำลองสัญญาณ และอธิบายด้วยสมการคณิตศาสตร์ พร้อมทั้งแสดงความสัมพันธ์ของอัตราการขยายแรงดัน และค่ามอดดูเลชั่นอินเด็ก ของการสร้างสัญญาณทั้งสามวิธี รวมถึงการควบคุมแรงดันเอาต์พุต และการควบคุมระดับแรงดันเชื่อมโยงไฟตรงของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ รวมถึงอธิบายพื้นฐานของการควบคุมแบบ PI



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

สมการคณิตศาสตร์ของวงจรมีพีแดนซ์

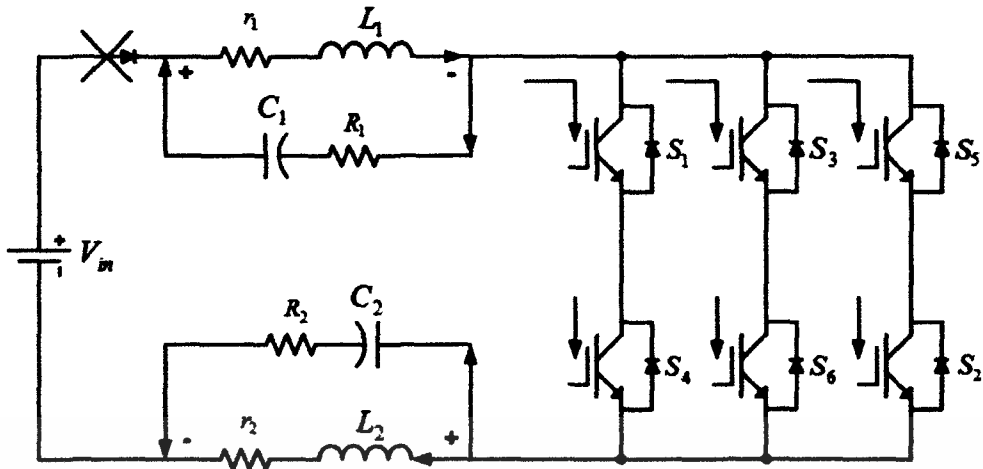
3.1 บทนำ

บทนี้อธิบายวงจรมีพีแดนซ์ด้วยแบบจำลองคณิตศาสตร์ เพื่อหาค่าตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำที่เหมาะสมสำหรับวงจรมีพีแดนซ์ และเพื่อหาค่าตัวควบคุม PI ที่เหมาะสมในการควบคุมแรงดันของวงจรเชื่อมโยงไฟตรง โดยจะอธิบายถึงโครงสร้างของฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบปิดของการควบคุมแรงดันของวงจรเชื่อมโยงไฟตรง และทำการทดสอบผลตอบสนองแบบ Step-response ของวงรอบปิดโดยเปลี่ยนแปลงตัวควบคุมอินทิเกรต (k_i) และคำนวณหาค่าตัวควบคุมสัดส่วน (k_p) และอธิบายการคำนวณประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันร่วมกับวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ เปรียบเทียบกับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายมีพีแดนซ์ และแสดงผลการจำลองถึงค่าความสูญเสียในแต่ละสวิตช์ของแต่ละวงจร

3.2 แบบจำลองคณิตศาสตร์ของวงจรมีพีแดนซ์

เมื่อใช้งานอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายมีพีแดนซ์ในระบบผลิตกำลังไฟฟ้าแบบกระจายตัว (Distributed Generation: DG) จำเป็นต้องมีการควบคุมแบบป้อนกลับเพื่อให้ระบบสามารถรักษาเสถียรภาพต่อสิ่งรบกวนจากภายนอกได้ (disturbance rejection) โดยจะทำการสร้างแบบจำลองด้วยสมการคณิตศาสตร์ เพื่อใช้ในการจำลองระบบเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงทางด้านแหล่งจ่ายไฟตรง (DC source) แล้วจะส่งผลต่อแรงดันไฟฟ้า และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์อย่างไร โดยจะแยกการพิจารณาออกเป็นสองส่วน คือ (1) ด้าน DC side และ (2) ด้าน AC side

การสร้างแบบจำลองของวงจรมีพีแดนซ์ทางด้าน DC side จะอธิบายในรูปสมการ State-space ($\dot{X} = AX + BU$) และวิเคราะห์ผลตอบสนองชั่วขณะด้วยการวิเคราะห์ Small-Signal จากรูปที่ 3.1 เมื่อเกิดสถานะ Shoot-through พลังงานไฟฟ้าสถิตที่เก็บอยู่ในตัวเก็บประจุ จะถูกถ่ายเทให้กับตัวเหนี่ยวนำเก็บไว้ในรูปพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้า สามารถเขียนสมการในขณะเกิดการ Shoot-through ในรูปสมการ $K\dot{X} = A_1X + B_1U$ ได้ดังสมการ (3.1)



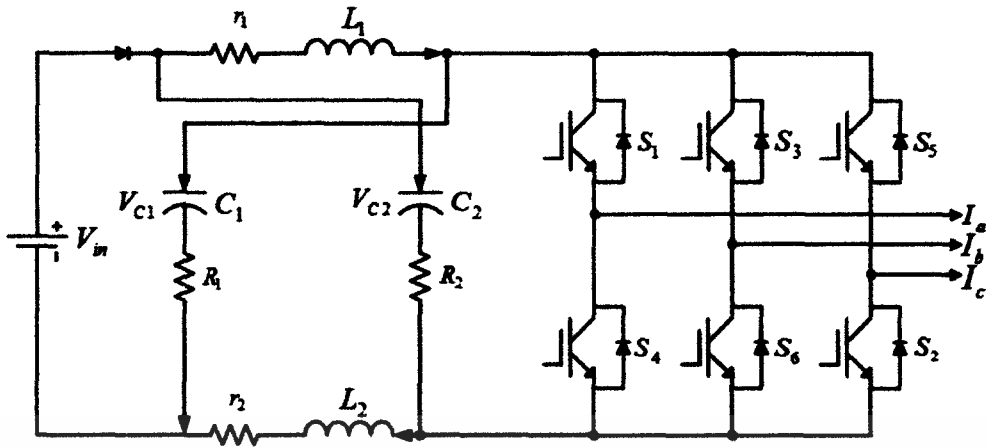
รูปที่ 3.1 วงจรอินเวอร์เตอร์ในสถานะ Shoot-through

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{L1}}{dt} \\ \frac{dI_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_{C1}}{dt} \\ \frac{dV_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

ถ้าคิดผลของพารามิเตอร์แฝงในตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ จะสามารถเขียนสมการ (3.1) ใหม่ได้ ดังสมการ (3.2)

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{L1}}{dt} \\ \frac{dI_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_{C1}}{dt} \\ \frac{dV_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(r+R)}{L} & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{(r+R)}{L} & 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

และเมื่อไม่มีการ Shoot-through พลังงานที่สะสมในวงจรมอเตอร์ที่แดนซ์ และจากแหล่งจ่ายไฟตรงจะถูกส่งไปยังอินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 3.2 สามารถเขียนสมการในรูป $K\dot{X} = A_2X + B_2U$ ได้ดังสมการ (3.3)



รูปที่ 3.2 วงจรอินเวอร์เตอร์ในสถานะไม่มีการ Shoot-through

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{L1}}{dt} \\ \frac{dI_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_{C1}}{dt} \\ \frac{dV_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_s}{L} \\ -\frac{I_{Load}}{L} \\ -\frac{V_s}{L} \\ -\frac{I_{Load}}{C} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

ถ้าคิดผลของพารามิเตอร์แฝงในตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ จะสามารถเขียนสมการ (3.3) ใหม่ได้ ดังสมการ (3.4)

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{L1}}{dt} \\ \frac{dI_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_{C1}}{dt} \\ \frac{dV_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(r+R)}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{(r+R)}{L} & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{(V_s + RI_{Load})}{L} \\ \frac{(V_s + RI_{Load})}{L} \\ -\frac{I_{Load}}{C} \\ -\frac{I_{Load}}{C} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

จากสมการ (3.1) และสมการ (3.3) จะได้สมการของวงจรอิมพีแดนซ์ใน 1 คาบการสวิตช์ โดยไม่คำนึงถึงค่าพารามิเตอร์แฝงในตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ ในรูปสมการ State-space ดังสมการ (3.5)

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{L1}}{dt} \\ \frac{dI_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_{C1}}{dt} \\ \frac{dV_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D_0}{L} & -\frac{(1-D_0)}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{(1-D_0)}{L} & \frac{D_0}{L} \\ -\frac{D_0}{C} & \frac{1-D_0}{C} & 0 & 0 \\ \frac{1-D_0}{C} & -\frac{D_0}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{(1-D_0)}{L} \\ \frac{(1-D_0)}{L} \\ -\frac{(1-D_0)I_{Load}}{C} \\ -\frac{(1-D_0)I_{Load}}{C} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

และจากสมการ (3.5) ในรูป State-space จะสามารถเขียนเป็นสมการเพื่อวิเคราะห์ small signal ระหว่างความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรสถานะ (I_{L1} , I_{L2} , V_{C1} , V_{C2}) กับตัวแปรอินพุต (D_0) ในรูปแบบสมการ

$$K\dot{X} = AX + BU + (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U \quad (3.6)$$

โดยที่ $A = D_0A_1 + (1-D_0)A_2$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 0 & D_0 & -(1-D_0) \\ 0 & 0 & -\frac{(1-D_0)}{(1-D_0)} & \frac{D_0}{(1-D_0)} \\ -D_0 & 1-D_0 & -\frac{Z}{(1-D_0)} & -\frac{Z}{(1-D_0)} \\ 1-D_0 & -D_0 & \frac{Z}{Z} & -\frac{(1-D_0)}{Z} \end{bmatrix}$$

$$B = D_0B_1 + (1-D_0)B_2$$

$$= \begin{bmatrix} 1-D_0 \\ 1-D_0 \\ \frac{(1-D_0)}{Z} \\ \frac{Z}{(1-D_0)} \\ \frac{Z}{Z} \end{bmatrix}$$

$$X = \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix}$$

จะได้สมการ Small signal AC state [17] ดังสมการ (3.7)

$$\begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{dI_{L1}}{dt} \\ \frac{dI_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_{C1}}{dt} \\ \frac{dV_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & D_0 & 1-D_0 \\ 0 & 0 & -\frac{(1-D_0)}{(1-D_0)} & \frac{D_0}{(1-D_0)} \\ -D_0 & 1-D_0 & -\frac{Z}{(1-D_0)} & -\frac{Z}{(1-D_0)} \\ 1-D_0 & -D_0 & \frac{Z}{Z} & -\frac{(1-D_0)}{Z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$+ \begin{bmatrix} 1-D_0 \\ 1-D_0 \\ \frac{(1-D_0)}{C+L} \\ \frac{(1-D_0)}{C+L} \end{bmatrix} V_S + \begin{bmatrix} V_{C1}+V_{C2}-V_S \\ V_{C1}+V_{C2}-V_S \\ -I_{L1}-I_{L2}+\frac{V_{C1}}{Z}+\frac{V_{C2}}{Z}-\frac{V_S}{Z} \\ -I_{L1}-I_{L2}+\frac{V_{C1}}{Z}+\frac{V_{C2}}{Z}-\frac{V_S}{Z} \end{bmatrix} d(t)$$

จากนั้นทำการแก้สมการ Laplace ของสมการ (3.7)

$$sL_1 I_{L1}(s) = D_0 V_{C1}(s) - (1-D_0) V_{C2}(s) + (1-D_0) V_S(s) + (V_{C1} + V_{C2} - V_S) d(s) \quad (3.8)$$

$$sL_2 I_{L2}(s) = -(1-D_0) V_{C1}(s) + D_0 V_{C2}(s) + (1-D_0) V_S(s) + (V_{C1} + V_{C2} - V_S) d(s) \quad (3.9)$$

$$sC_1 V_S(s) = -D_0 I_{L1}(s) + (1-D_0) I_{L2}(s) - \frac{(1-D_0)}{Z} V_{C1}(s) - \frac{(1-D_0)}{Z} V_{C2}(s) + \frac{(1-D_0)}{Z} V_S(s) + \left(-I_{L1} - I_{L2} + \frac{V_{C1}}{C} + \frac{V_{C2}}{C} - I_m \right) d(s) \quad (3.10)$$

$$sC_2 V_{C2}(s) = (1-D_0) I_{L1}(s) - D_0 I_{L2}(s) - \frac{(1-D_0)}{Z} V_{C1}(s) - \frac{(1-D_0)}{Z} V_{C2}(s) + \frac{(1-D_0)}{Z} V_S(s) + \left(-I_{L1} - I_{L2} + \frac{V_{C1}}{C} + \frac{V_{C2}}{C} - I_m \right) d(s) \quad (3.11)$$

นำสมการ (3.8) ลบสมการ (3.9)

$$I_{L1}(t) - I_{L2}(t) = \frac{1}{sL} (V_{C1}(t) - V_{C2}(t)) \quad (3.12)$$

นำสมการ (3.10) ลบสมการ (3.11)

$$sC(V_{C1}(t) - V_{C2}(t)) = -\frac{1}{sL} (V_{C1}(t) - V_{C2}(t)) \quad (3.13)$$

เนื่องจากวงจรอิมพีแดนซ์ต่อกันเป็นวงจรสมมาตร มีค่าตัวเก็บประจุเท่ากัน ทำให้แรงดันตกคร่อมเท่ากัน ($V_C = V_{C1} = V_{C2}$) และค่าตัวเหนี่ยวนำเท่ากัน ทำให้กระแสที่ไหลผ่านเท่ากัน ($I_L = I_{L1} = I_{L2}$) จึงสามารถเขียนสมการ (3.8) ได้เป็นดังนี้

$$sL I_L(s) = (2D_0 - 1) V_C(s) + (1-D_0) V_S(s) + (2V_C(s) - V_S(s)) d(s) \quad (3.14)$$

สมการ (3.9) เขียนใหม่ได้เป็น

$$sL I_L(s) = (2D_0 - 1) V_C(s) + (1-D_0) V_S(s) + (2V_C(s) - V_S(s)) d(s) \quad (3.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการ (3.10) เขียนใหม่ได้เป็น

$$sCV_C(s) = (1-2D_0)I_L(s) - 2\left(\frac{1-D_0}{Z}\right)V_C(s) + \frac{(1-D_0)}{Z}V_S(s) + \left(-2I_L + \frac{2V_C}{C} - I_m\right)d(s) \quad (3.16)$$

สมการ (3.11) เขียนใหม่ได้เป็น

$$sCV_C(s) = (1-2D_0)I_L(s) - 2\left(\frac{1-D_0}{Z}\right)V_C(s) + \frac{(1-D_0)}{Z}V_S(s) + \left(-2I_L + \frac{2V_C}{C} - I_m\right)d(s) \quad (3.17)$$

เนื่องจากสมการ (3.14) และสมการ (3.15) เหมือนกัน และสมการ (3.16) และสมการ (3.17) เหมือนกัน เขียนความสัมพันธ์ของตัวแปรสถานะที่ต้องการความคุม กับตัวแปรอินพุต จะได้ตั้งสมการ (3.18)

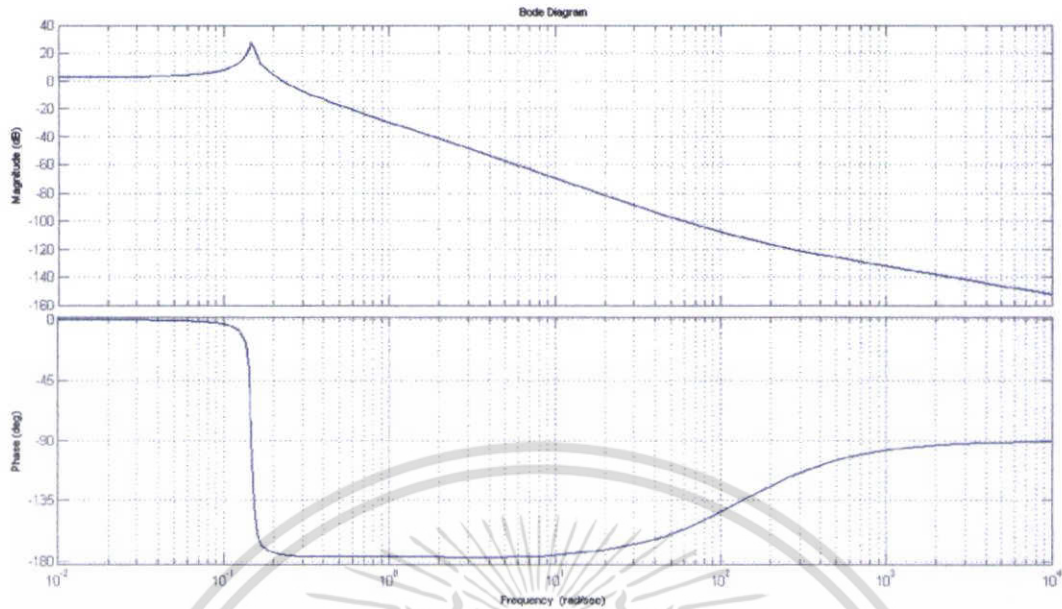
$$V_C(s) = \left[\frac{(1-D_0)Ls + (1-D_0)(1-2D_0)}{LCs^2 + \frac{2(1-D_0)L}{Z}s + (2D_0-1)^2} \right] V_S(s) + \left[\frac{\left(-2I_L + \frac{2V_C}{C} - \frac{V_S}{Z}\right)Ls + (1-2D_0)(2V_C - V_S)}{LCs^2 + \frac{2(1-D_0)L}{Z}s + (2D_0-1)^2} \right] d(s) \quad (3.18)$$

จากสมการ (3.18) จะสามารถหาสมการความสัมพันธ์ของฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุอิมพีแดนซ์กับแรงดันแหล่งจ่ายได้ตั้งสมการ (3.19)

$$\frac{V_C(s)}{V_S(s)} = \frac{[1-D_0(1-2D_0)Z + (1-D_0)L]s + (1-D_0)(1-2D_0)Z}{LCs^3 + LCs^2 + [2(1-D_0)L + Z(2D_0-1)^2]s + z(2D_0-1)^2} \quad (3.19)$$

ตารางที่ 3.1 ตัวแปรที่ใช้ในการจำลอง

ตัวแปร	ขนาด
D_0	0.2
L	1 mH
C	200 μF
Z	12+0.1 Ω



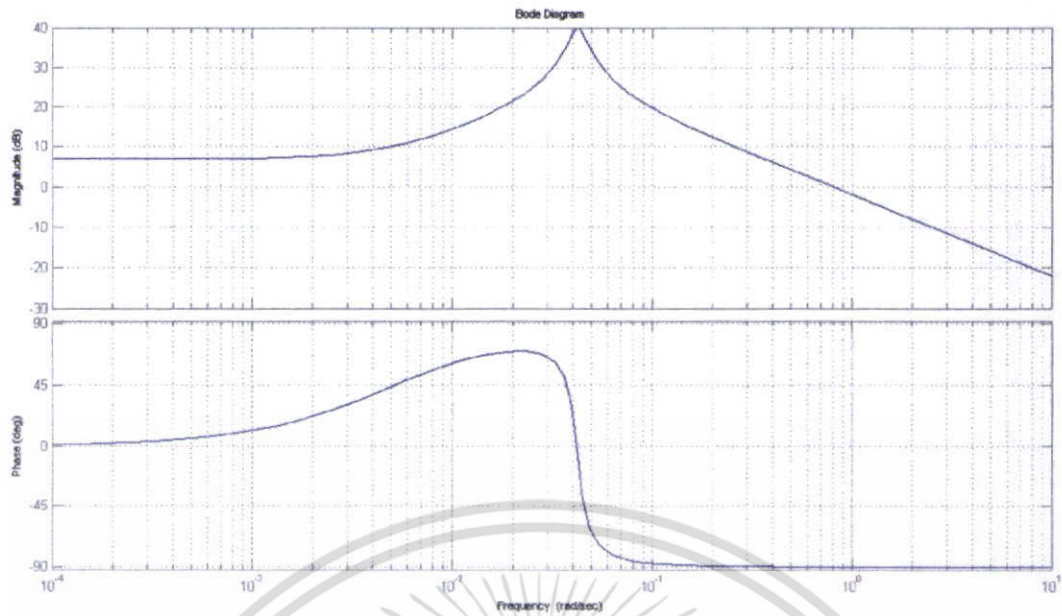
รูปที่ 3.3 Bode plot ของฟังก์ชันถ่ายโอน $\frac{V_C}{V_S}$

ส่วนสมการความสัมพันธ์ของฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างกระแสไฟฟ้าที่ตัวเหนี่ยวนำของวงจรอิมพีแดนซ์กับแรงดันแหล่งจ่ายสามารถหาได้จากสมการ (3.14)

$$I_L(s) = \left[\frac{(2D_0 - 1) \frac{V_C(s)}{V_S(s)} + (1 - D_0)}{Ls} \right] V_S(s) + \left[\frac{2 \frac{V_C(s)}{V_S(s)} d(s) - 1}{Ls} \right] V_S(s) d(s) \quad (3.20)$$

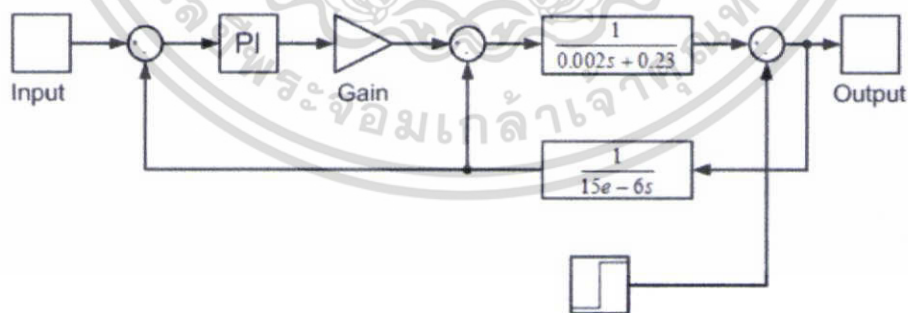
$$\frac{I_L(s)}{V_S(s)} = \frac{(1 - D_0)LCs^2 + (1 - D_0)LCs + [2L(1 - D_0)^2 + L(1 - D_0)(2D_0 - 1)]}{L[LCs^3 + LCs^2 + [2(1 - D_0)L + (2D_0 - 1)^2]s + (2D_0 - 1)^2]} \quad (3.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



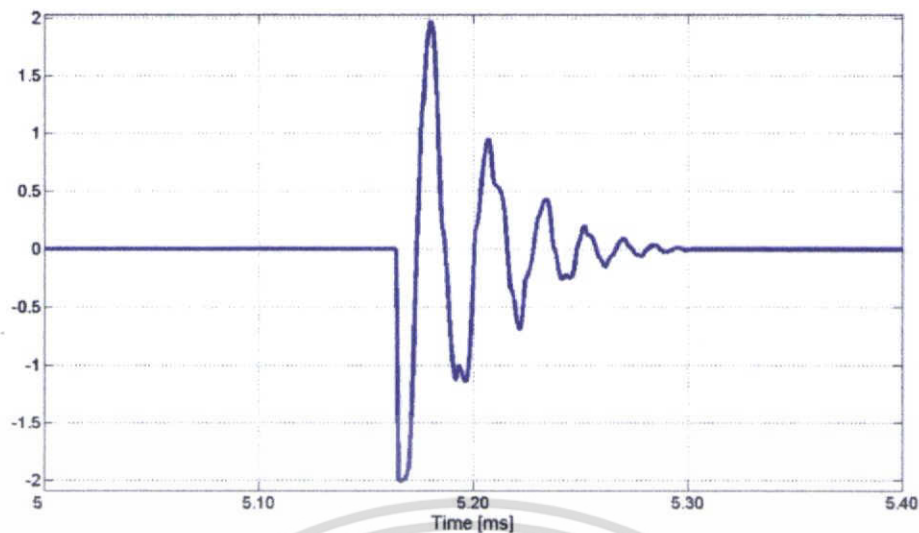
รูปที่ 3.4 Bode plot ของฟังก์ชันถ่ายโอน $\frac{I_L}{V_s}$

เมื่อทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ และแทนตัวแปรในตารางที่ 3.1 สามารถสร้างแบบจำลองของระบบ โดยจำลองระบบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลัน โดยจะทำการเปลี่ยนกระแสโหลดจาก 3 แอมป์เป็น 5 แอมป์ โดยการเปลี่ยนแปลงเป็นสัญญาณ unit step จากการจำลองพบว่าระบบมีแรงดันคงที่ แต่กระแสที่โหลดเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณ unit step ที่ป้อนเข้ามา กำหนดให้อินพุตมีค่าอยู่ที่ 3 แอมป์ นำมาลบกับฟังก์ชันถ่ายโอน ดังรูปที่ 3.5 ผ่านตัวควบคุม PI ผ่านตัวขยายสัญญาณ เข้าสู่ฟังก์ชันของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะมีสัญญาณรบกวนซึ่งกำหนดให้เปลี่ยนแปลงจาก 3 แอมป์เป็น 5 แอมป์ ซึ่งผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 3.6

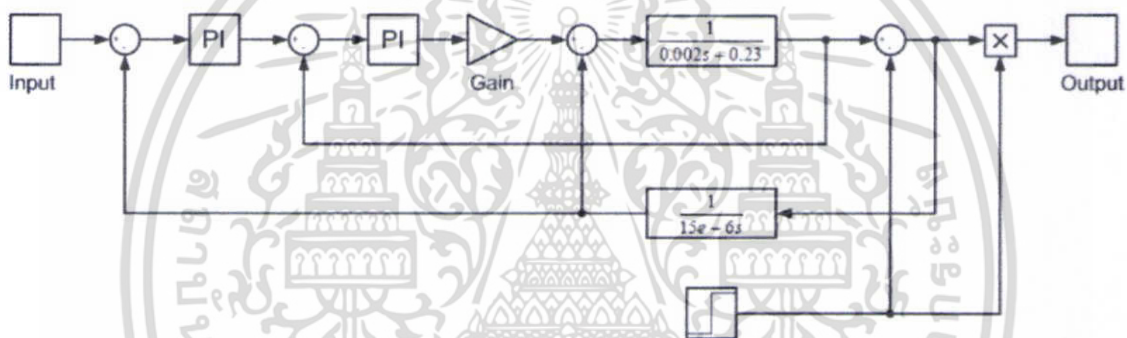


รูปที่ 3.5 แบบจำลองเมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง

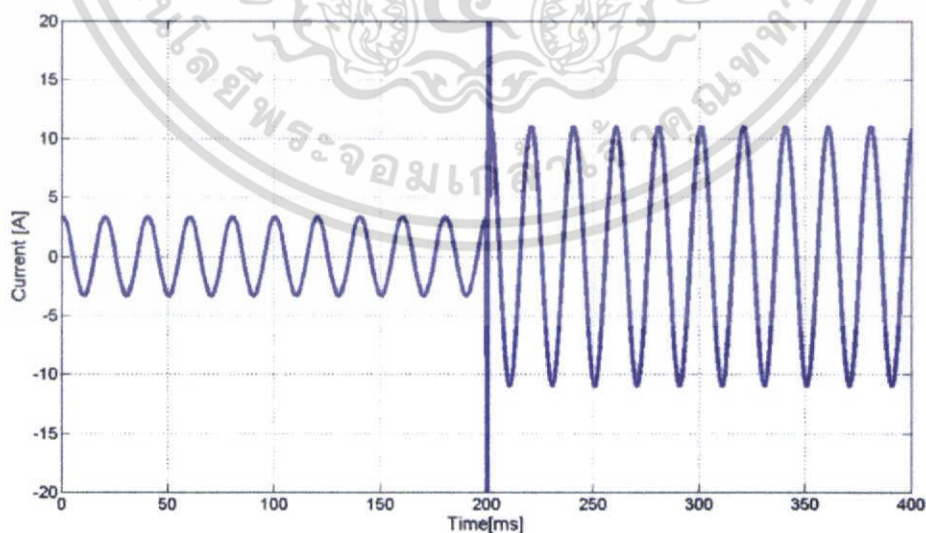
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 ผลตอบสนองเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงจาก 3 แอมป์เป็น 5 แอมป์

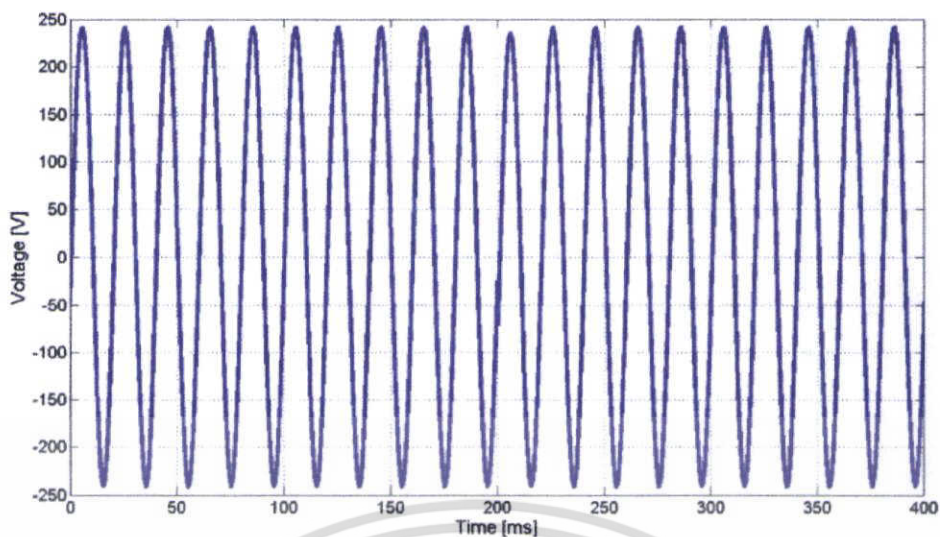


รูปที่ 3.7 แบบจำลองเมื่อแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง และมีการบูสต์แรงดัน

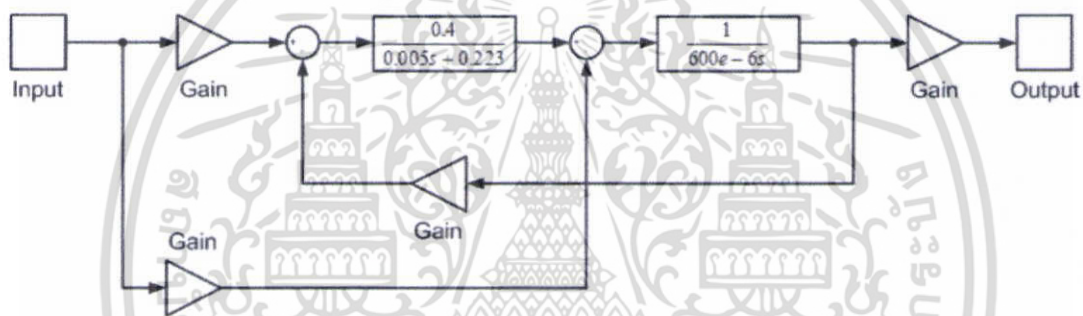


รูปที่ 3.8 ผลการจำลองกระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง

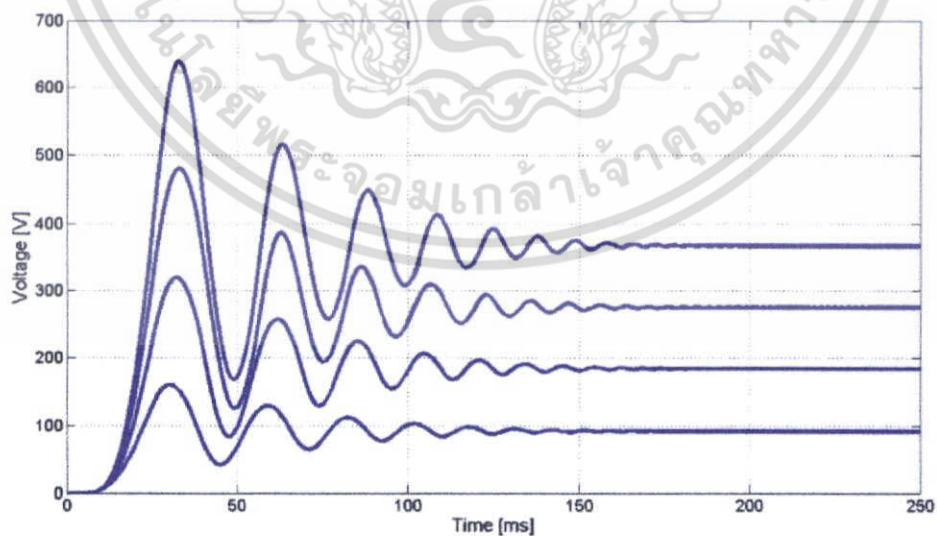
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 ผลการจำลองแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง

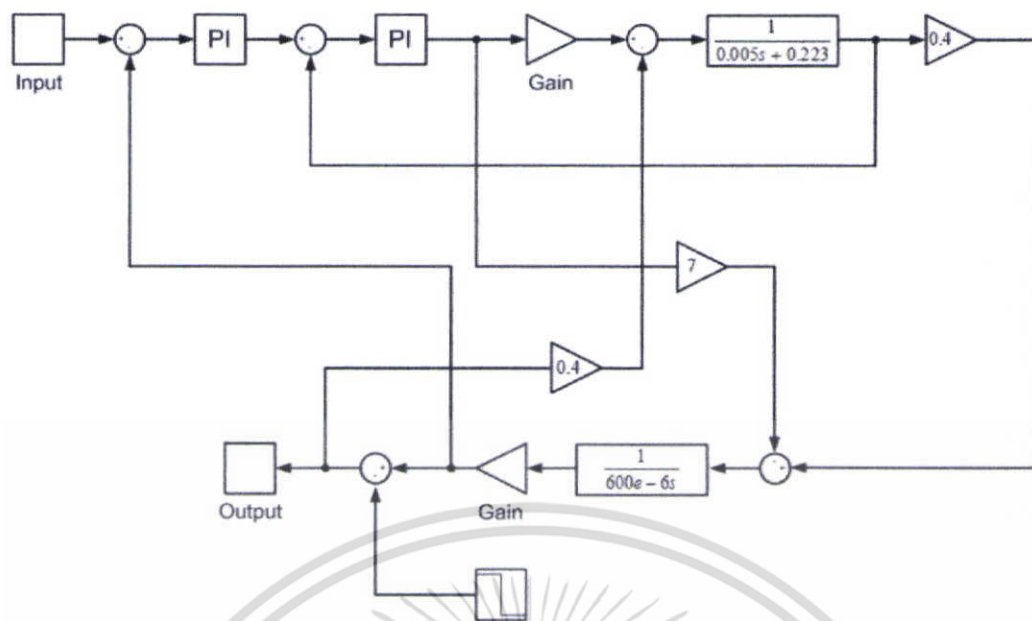


รูปที่ 3.10 แบบจำลองเมื่อปรับอัตราการบูสต์แรงดัน (B) ต่อวงจรเชื่อมโยงไฟตรง

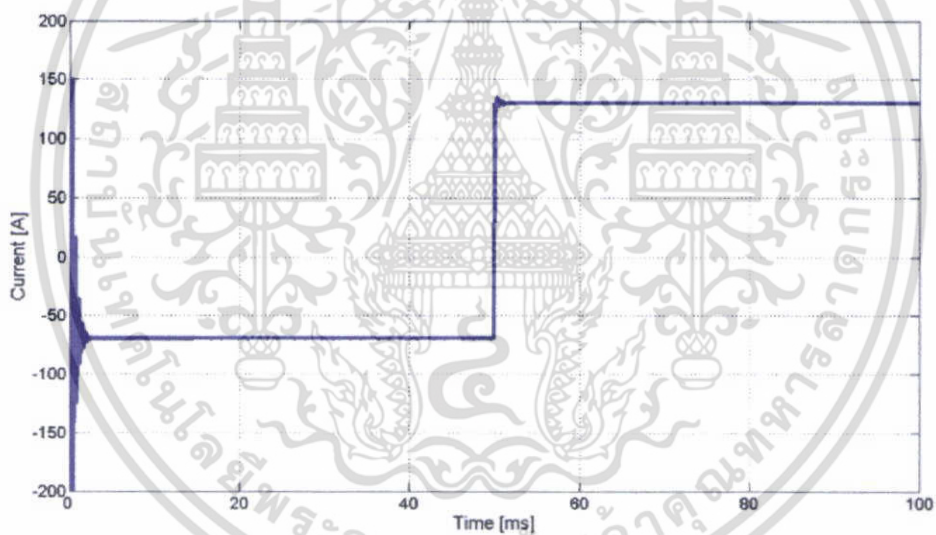


รูปที่ 3.11 ผลการจำลองแรงดันของวงจรเชื่อมโยงไฟตรงเมื่อมีการเปลี่ยนอัตราการบูสต์แรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

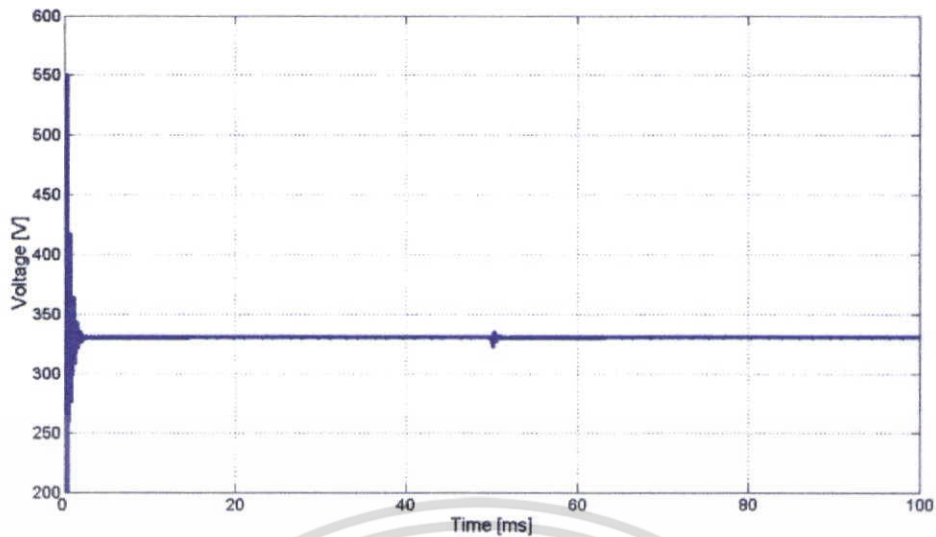


รูปที่ 3.12 แบบจำลองเมื่อแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 3.13 กระแสที่ตัวเก็บประจุเมื่อแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงโหด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 แรงดันวงจรเชื่อมโยงไฟตรงเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลด

3.3 บทสรุป

บทนี้อธิบายวงจรอิมพีแดนซ์ในเทอมของสมการคณิตศาสตร์ State space จากนั้นทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ ซึ่งแสดงถึงผลการจำลองด้วยกราฟ Bode plot นอกจากนี้ยังนำสมการคณิตศาสตร์ที่ได้มาทำการจำลองผลตอบสนองของระบบซึ่งได้อธิบายไว้ข้างต้น

บทที่ 4

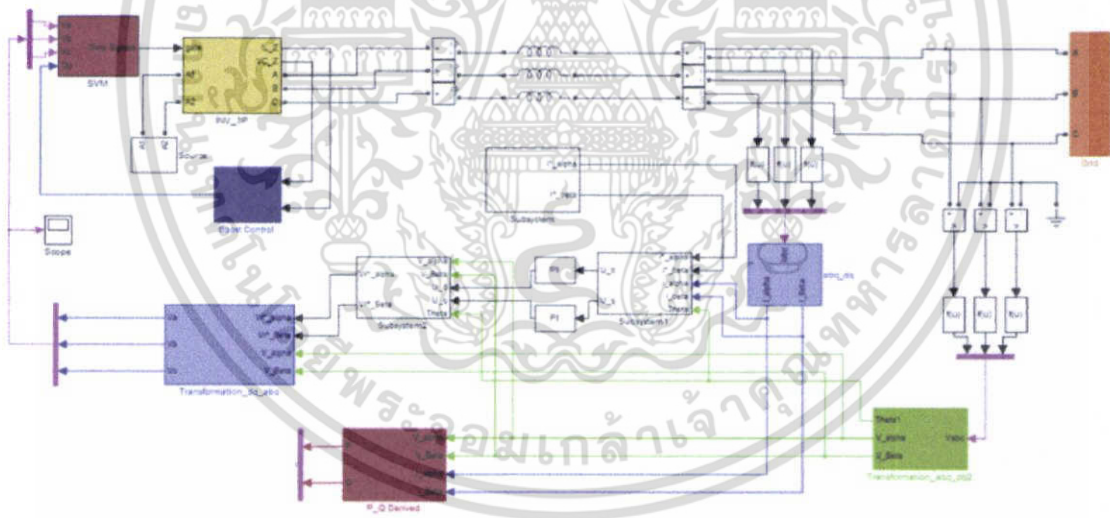
การจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะแสดงการจำลองระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ซึ่งจะใช้โปรแกรม Power Simulation 9.0.1 และ Matlab/Simulink เวอร์ชัน 7.4.0 เพื่อจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ ก่อนการสร้างอินเวอร์เตอร์เครื่องต้นแบบ ซึ่งจำเป็นต้องมีการจำลองการทำงานของวงจรที่ได้ทำการคำนวณ ออกแบบไว้ก่อน เพื่อสร้างความเชื่อมั่น ความปลอดภัยในการทำ การทดลอง และที่สำคัญเพื่อยืนยันความถูกต้องของการออกแบบ ว่าเป็นไปตามหลักการทาง วิศวกรรม ทั้งทางด้านทฤษฎีและสมมติฐานก่อนการทดลอง โดยทดสอบกับโหลดตัวต้านทาน และ โหลดตัวเหนี่ยวนำ โหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

4.2 แบบจำลองของอินเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

แบบจำลองที่สร้างขึ้นนี้จะใช้โปรแกรม Matlab/Simulink และ โปรแกรม PSIM โดยที่ผล การจำลองจะทำงานบนโปรแกรม Matlab โดยแบ่งเป็นวงจรกำลังจะสร้างจากโปรแกรม PSIM และ สมการคณิตศาสตร์ และสัญญาณควบคุมจะสร้างจากโปรแกรม Simulink



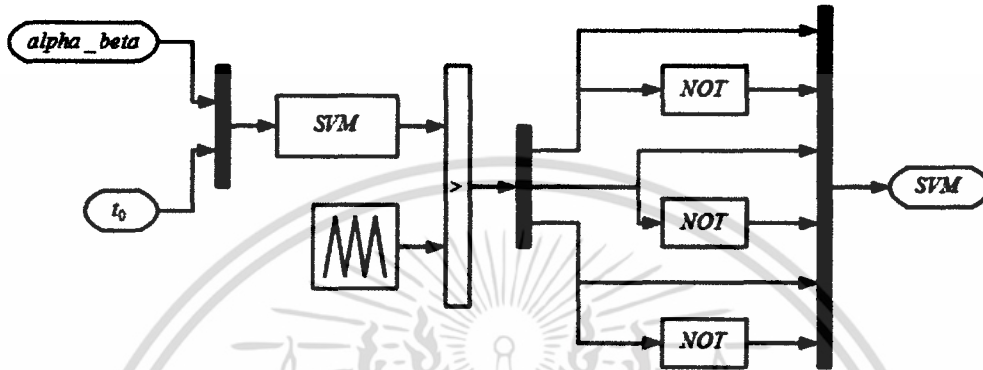
รูปที่ 4.1 บล็อกจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์ด้วย Matlab/Simulink

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยในแต่ละบล็อกจะประกอบไปด้วยรายละเอียดที่สำคัญ ดังนี้

4.2.1 สเปซเวกเตอร์มอดดูเลชั่น

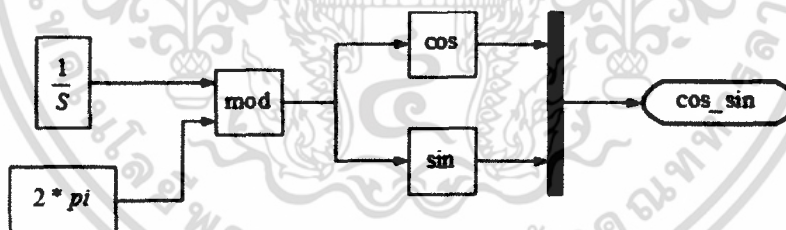
วิธีการสร้างสัญญาณ จะอาศัยการแปลงแกนซึ่งอธิบายไว้ในบทที่ 2 จากนั้นนำสัญญาณแรงดันมาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยมเพื่อสร้างสัญญาณมอดดูเลชั่น ซึ่งความถี่ของการสวิตช์เท่ากับ 5 kHz แสดงดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 บล็อกไดอะแกรมจำลองการสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์มอดดูเลชั่น

4.2.2 เฟสล็อกกลูบ

วงจรเฟสล็อกกลูบใช้เพื่อสร้างมุมเฟสของสัญญาณแรงดัน และสัญญาณกระแส สำหรับการแปลงแกนจากกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งไปสู่กรอบอ้างอิงใด ๆ

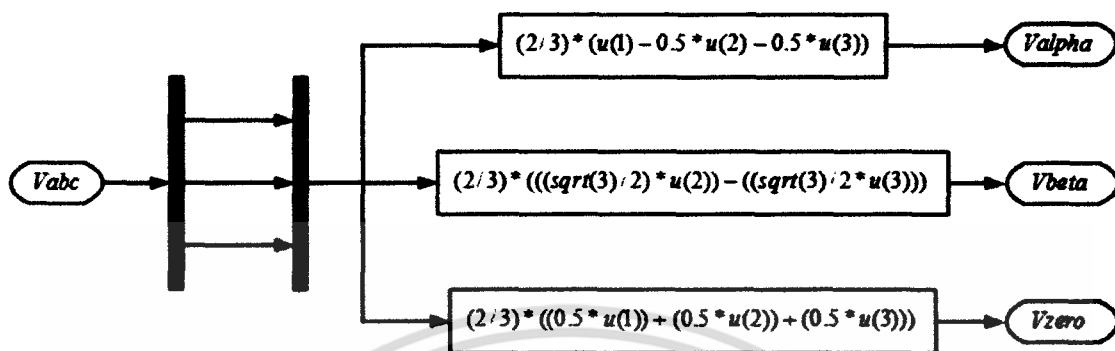


รูปที่ 4.3 บล็อกไดอะแกรมจำลองวงจรเฟสล็อกกลูบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.3 การแปลงแกนของ Clarke

การแปลงแกนจากกรอบอ้างอิงสามเฟสไปสู่กรอบอ้างอิงหยุดนิ่งสองเฟส เรียกว่า การแปลงแกนของ Clarke ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 บล็อกไดอะแกรมจำลองการแปลงแกนของ Clarke

4.2.3 การแปลงแกนของ Park

การแปลงแกนจากกรอบอ้างอิงสามเฟสไปสู่กรอบอ้างอิงหยุดนิ่งสองเฟส เรียกว่า การแปลงแกนของ Clarke ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 บล็อกไดอะแกรมจำลองการแปลงแกนของ Park

4.3 ผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

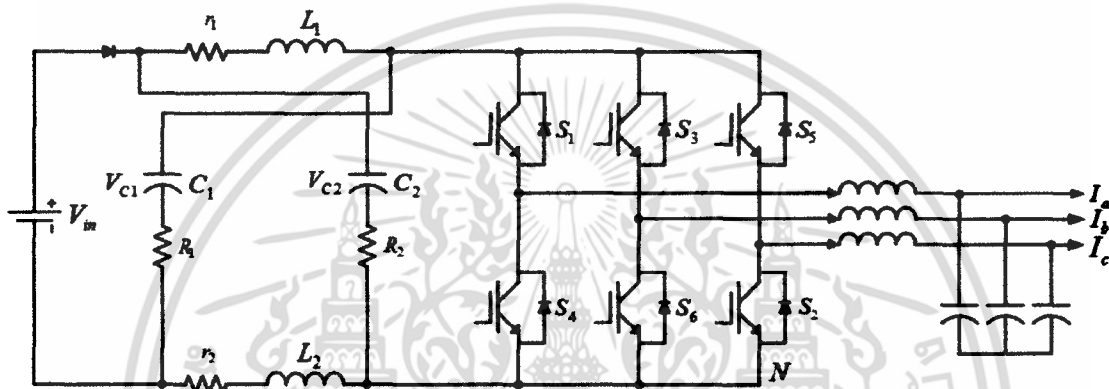
การจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์นั้นจะแบ่งหัวข้อการจำลองออกเป็น 2 ส่วน คือ การจำลองระบบควบคุมวงรอบเปิด และการจำลองระบบควบคุมวงรอบปิด

4.3.1 ระบบควบคุมวงรอบเปิด

แบบจำลองแบบวงรอบเปิด ทำเพื่อศึกษา และพิสูจน์ทฤษฎีตามที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 และนำข้อมูลมาปรับปรุงเพื่อใช้ในการทดลองในระบบควบคุมวงรอบปิดต่อไป โดยค่าตัวแปรต่างๆ ได้แสดงดังตารางที่ 4.1

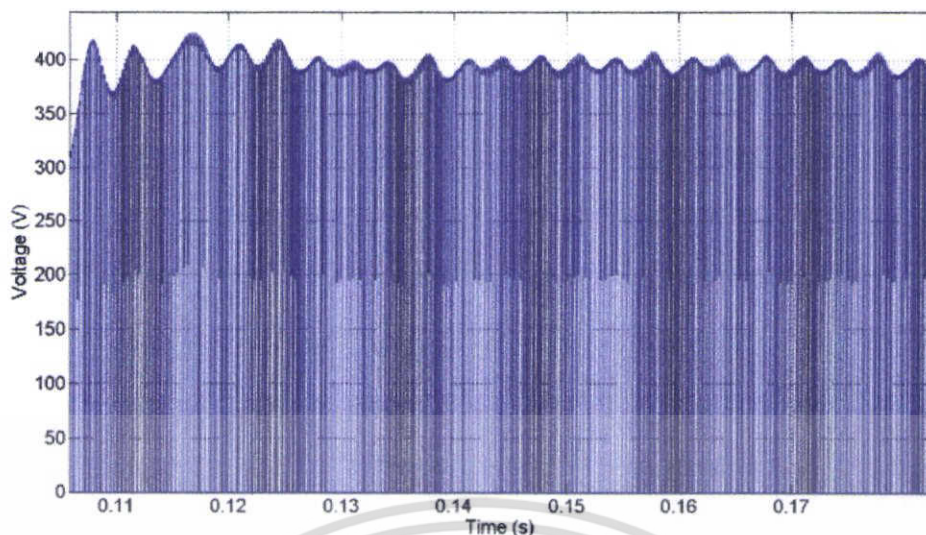
ตารางที่ 4.1 ตัวแปรที่ใช้ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

ตัวแปร	ขนาด	หน่วย
ความถี่ในการสวิตชิง	5	kHz
ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2	500	μF
ตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2	1	mH
ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์	40	μF
ตัวเหนี่ยวนำฟิลเตอร์ L_f	5	mH
แรงดันเอาต์พุต	220	V_{L-L}

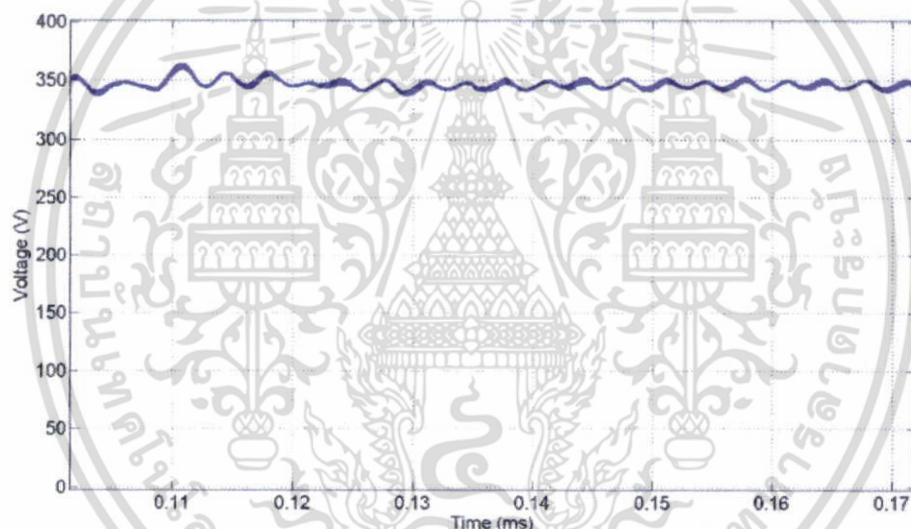


รูปที่ 4.6 บล็อกไดอะแกรมจำลองอินเวอร์เตอร์แบบไม่มีการควบคุมเอาต์พุต

การจำลองวงรอบเปิดแสดงดังรูปที่ 4.6 โดยที่พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองแสดงดังตารางที่ 4.1 แรงดันของแหล่งจ่ายไฟตรง V_m 200 โวลต์ การจำลองนี้ใช้โพลต์เป็นตัวด้านทานที่พิกัดกำลัง 3 กิโลวัตต์ สังเกตอัตราการบูสต์แรงดันของวงจรมอเตอร์โดยจากการจำลองพบว่าแรงดันที่สามารถบูสต์ได้อยู่ที่ประมาณ 2 เท่าที่ดัชนีมอดดูเลตเท่ากับ 0.7 โดยมีผลการจำลองดังรูปที่ 4.7 ถึงรูปที่ 4.10 รูปที่ 4.7 แสดงแรงดันไฟตรงที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรงซึ่งอยู่ระหว่างวงจรมอเตอร์ และวงจรมอเตอร์ จากผลการจำลองจะพบว่าแรงดันจะถูกสับเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมตามความถี่สวิตชิง และแรงดันจะมีการกระเพื่อมเนื่องจากไม่มีการควบคุมเวลาการ Shoot through ทำให้เมื่อตัวเหนี่ยวนำในวงจรมอเตอร์เก็บสะสม และคลายพลังงาน ให้กับวงจรมอเตอร์ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรง ซึ่งแก้ไขได้โดยการเพิ่มตัวเก็บประจุด้านหน้าวงจรมอเตอร์ ซึ่งในการควบคุมแบบวงรอบเปิด เป็นการตรวจสอบความสัมพันธ์ของค่าดัชนีมอดดูเลชัน (M) แรงดันที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรง และแรงดันทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ว่ามีความสามารถในการบูสต์แรงดันได้เพียงพอในการที่จะทำการรักษาระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ได้หรือไม่ ซึ่งจะแสดงในผลการทดลองในบทที่ 6 ต่อไป



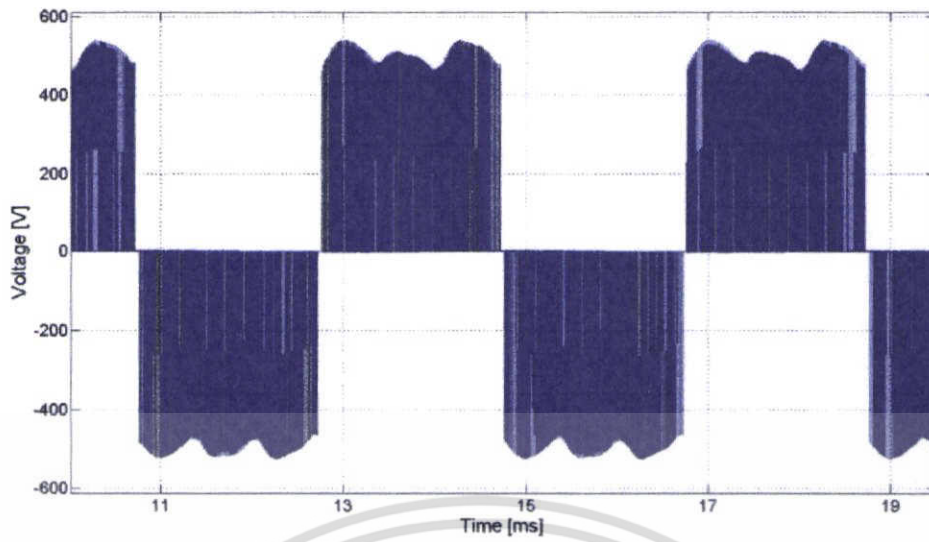
รูปที่ 4.7 แรงดันไฟตรงที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรง



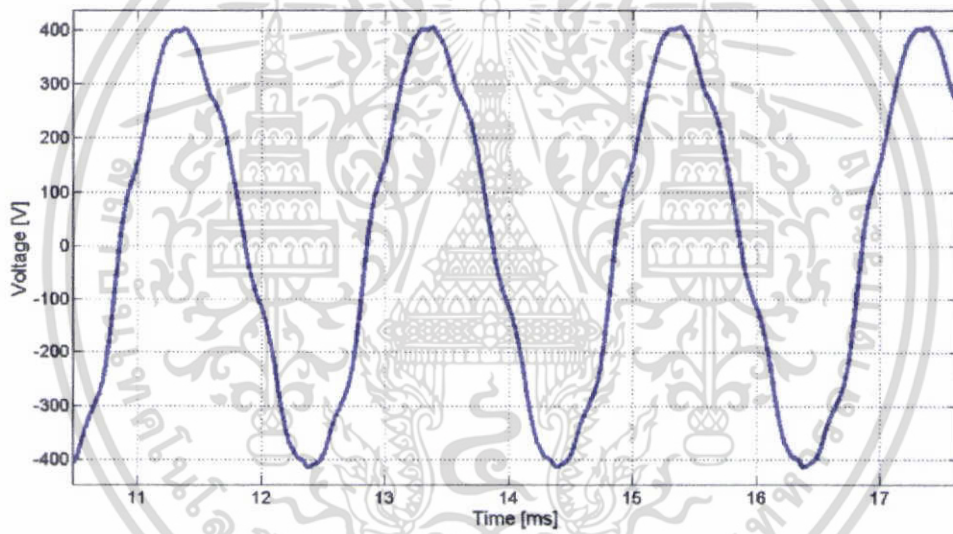
รูปที่ 4.8 แรงดันไฟตรงที่ตัวเก็บประจุ (V_{C1}) ของวงจรอิมพีแดนซ์

รูปที่ 4.8 แสดงแรงดันที่ตัวเก็บประจุของวงจรอิมพีแดนซ์ สังเกตพบว่าแรงดันจะค่อนข้างเรียบ เนื่องจากตัวเก็บประจุในวงจรอิมพีแดนซ์ โดยที่แรงดันที่ตัวเก็บประจุนี้จะนำไปใช้ในการควบคุมแรงดันของอินเวอร์เตอร์ในการควบคุมแบบวงจรรอบปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

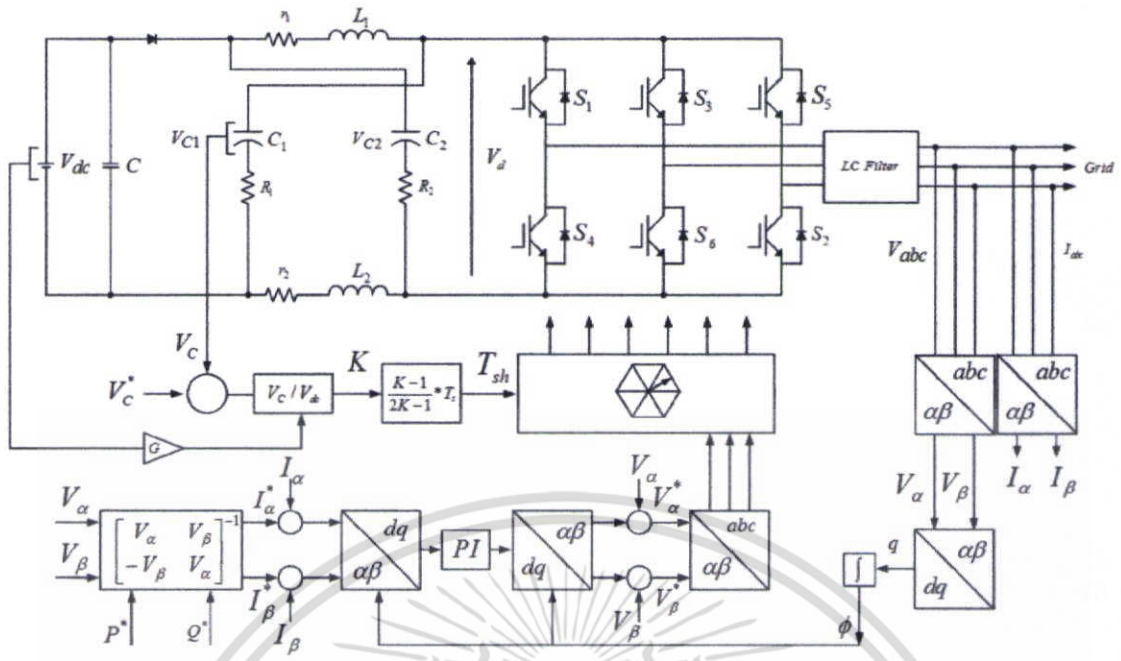


รูปที่ 4.9 แรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์

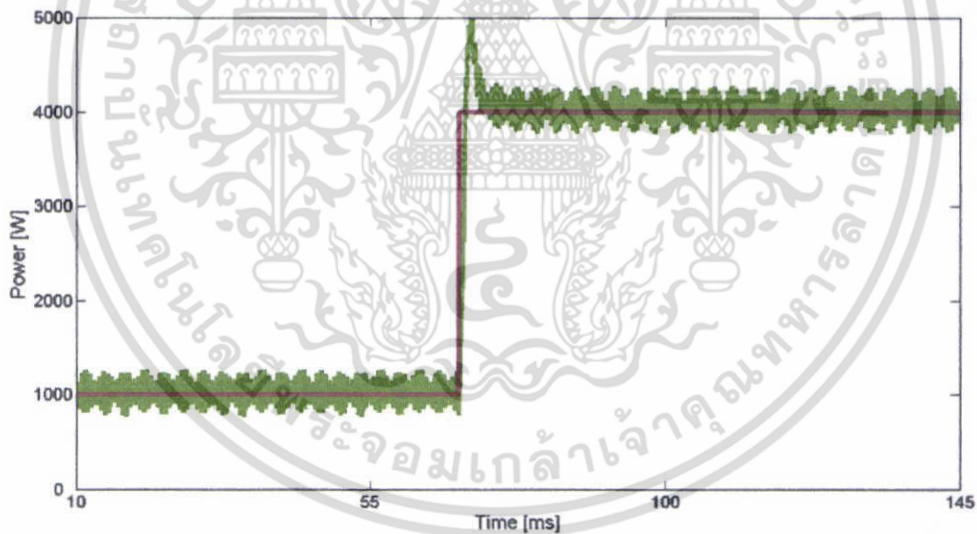


รูปที่ 4.10 แรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์หลังวงจรฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

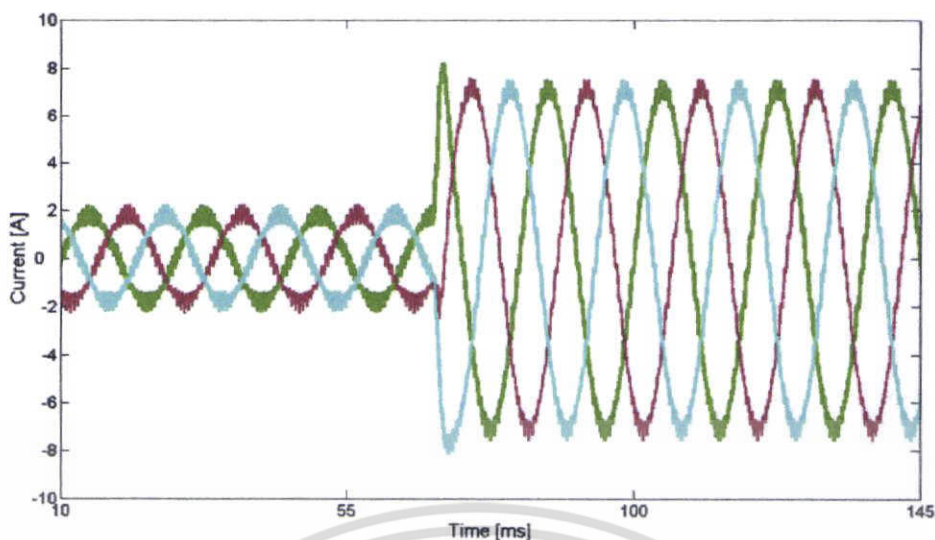


รูปที่ 4.12 บล็อกไดอะแกรมจำลองการควบคุมวงรอบปิดเมื่อเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า และควบคุมกำลังไฟฟ้าจริง

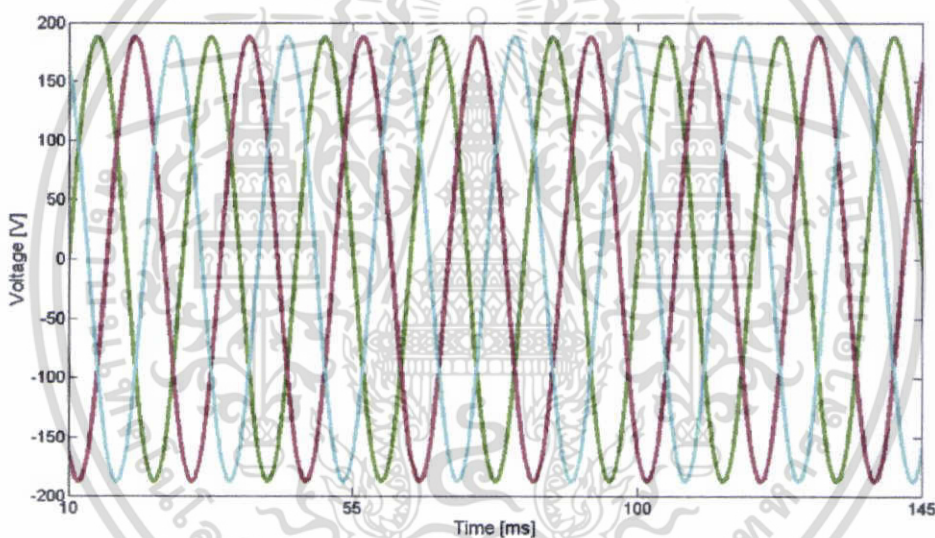


รูปที่ 4.13 กำลังไฟฟ้าจริงเปลี่ยนแปลงเมื่อมีความต้องการกำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 กระแสไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงเนื่องจากความต้องการกำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.15 แร่งดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตอินเวอร์เตอร์

4.4 บทสรุป

บทนี้แสดงผลการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ โดยแบ่งการจำลองออกเป็น (1) ระบบควบคุมวงรอบเปิด (2) ระบบควบคุมวงรอบปิด ผลการจำลองแสดงแรงดันอินพุต แรงดันเอาต์พุต แรงดันที่ตัวเก็บประจุของวงจรอิมพีแดนซ์ กำลังไฟฟ้า การแปลงแกนของ Clarke และ Park ซึ่งผลการจำลองได้แสดงดังหัวข้อด้านบนที่ได้กล่าวไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การออกแบบ และการสร้างอินเวอร์เตอร์

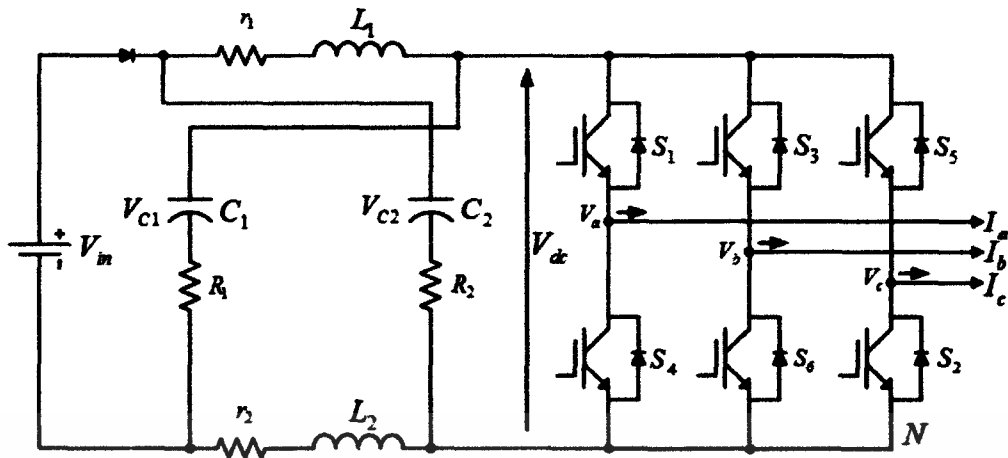
5.1 บทนำ

บทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบสร้างเครื่องต้นแบบและการทำงานในส่วนต่างๆ เพื่อนำไปใช้ในการสร้างอินเวอร์เตอร์ โดยนำไมโครคอนโทรลเลอร์(Microcontroller) และอุปกรณ์ต่างๆ นำมาประยุกต์ใช้ให้เกิดเป็นชิ้นงานต้นแบบขึ้นมา ซึ่งชิ้นงานต้นแบบนี้สามารถนำไปใช้ประโยชน์ในการยกระดับแรงดันที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์ให้มากขึ้น และสามารถนำไปติดตั้งกับแหล่งพลังงานทางเลือกอื่นๆ เพื่อที่จะนำไปใช้เพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้า และสามารถนำพลังงานที่ได้มาใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 5.1 โดยวงจรจะประกอบด้วยตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 วงจรนี้สามารถบูสต์แรงดันไฟตรงโดยการควบคุมช่วงเวลาลัดวงจร T_0 ของเวกเตอร์ศูนย์ โดยความสามารถในการบูสต์แรงดัน B จะมีความสัมพันธ์โดยตรงกับอัตราการมอดูเลชัน m_a และช่วงเวลา T_0 ของเวกเตอร์ศูนย์อธิบายไว้ใน [2] ซึ่งในบทความนี้จะศึกษาช่วงการทำงานของแรงดันอินพุตจากเซลล์แสงอาทิตย์ระหว่าง 150 ถึง 310 โวลต์ อินเวอร์เตอร์ที่เชื่อมต่อระบบไฟฟ้ามีขนาดพิกัด 3 kW ระดับแรงดันที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรงคงที่ที่ 310 โวลต์ สามารถแสดงดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

แรงดันอินพุต (V_{PV})	150 - 310 V
แรงดันที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรง (V_d)	310 V
แรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ($V_{out, peak}$)	220 V
พิกัดกำลังอินเวอร์เตอร์ (P_{inv})	3 kW
ความถี่สวิตช์ (T_s)	5 KHz
สวิตช์กำลัง	IGBT



รูปที่ 5.1 อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

5.2 การสร้างอินเวอร์เตอร์

เมื่อทำการจำลองระบบของอินเวอร์เตอร์ด้วยคอมพิวเตอร์แล้ว หลังจากนั้นจะทำการสร้างชิ้นงานต้นแบบเพื่อทำการทดสอบ ซึ่งรายละเอียดในการออกแบบมีดังรายละเอียดต่อไปนี้

5.2.1 การออกแบบวงจรอิมพีแดนซ์

ส่วนประกอบของวงจรอิมพีแดนซ์มีส่วนประกอบคือ ตัวเหนี่ยวนำ 2 ตัว L_1 และ L_2 ตัวเก็บประจุ 3 ตัว C_1 และ C_2 ไดโอด D ดังรูปที่ 5.1

5.2.1.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

การออกแบบวงจรอิมพีแดนซ์ควรออกแบบที่แรงดัน V_{PV} ต่ำสุด เพื่อให้ค่าตัวประกอบการบวม B สูงสุด โดยเมื่อไม่มีการบวม (Non-shoot-through) แรงดันแรงดันที่ตัวเก็บประจุวงจรอิมพีแดนซ์จะเท่ากับแรงดันที่เซลล์แสงอาทิตย์ ส่วนแรงดันที่ตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเป็นศูนย์ จนเมื่อมีการบวม (Shoot-through) กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะเพิ่มสูงขึ้น และแรงดันที่ตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากับแรงดันที่ตัวเก็บประจุจนสิ้นสุดการบวม เมื่อสิ้นสุดการบวมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะลดลง และแรงดันที่ตัวเหนี่ยวนำจะไม่เท่ากับตัวเก็บประจุ ซึ่งสามารถคำนวณกระแสเฉลี่ย ($I_{L,avg}$) ที่ตัวเหนี่ยวนำได้จากสมการ

$$I_{L,avg} = \frac{P_{inv}}{V_{PV}} \quad (5.1)$$

โดยที่ P_{inv} คือ พิกัดกำลังอินเวอร์เตอร์

V_{PV} คือ แรงดันไฟฟ้าที่เซลล์แสงอาทิตย์

ดังนั้นจะสามารถคำนวณหาค่ากระแสเฉลี่ยที่ $P_{inv} = 3\text{kW}$ และ $V_{PV} = 150\text{V}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{L,avg} = \frac{3000}{150} = 20 \text{ A}$$

ในการออกแบบกำหนดให้กระแสกระแสเพื่อมที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับ 60% (p-p) ดังนั้นจะสามารถหาค่ากระแสสูงสุด กระแสต่ำสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และกระแสเพื่อมได้เท่ากับ

$$I_{L,max} = I_L + I_L \cdot 30\% \quad (5.2)$$

$$I_{L,min} = I_L - I_L \cdot 30\% \quad (5.3)$$

$$\Delta I_L = I_{L,max} - I_{L,min} \quad (5.4)$$

โดยที่ $I_{L,max}$ คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุด

$I_{L,min}$ คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำต่ำสุด

ΔI_L คือ กระแสเพื่อม

ดังนั้นจะสามารถคำนวณหาค่ากระแสเพื่อมได้ดังนี้

$$I_{L,max} = 20 + 6 = 26 \text{ A} \quad (5.5)$$

$$I_{L,min} = 20 - 6 = 14 \text{ A} \quad (5.6)$$

$$\Delta I_L = 26 - 14 = 12 \text{ A} \quad (5.7)$$

โดยเมื่อเกิดการลัดวงจรแรงดันที่ตัวเก็บประจุจะมีค่าเท่ากับ

$$U_c = \frac{V_{max} + V_{min}}{2} \quad (5.8)$$

โดยที่ V_{max} คือ แรงดันอินพุตจากเซลล์แสงอาทิตย์สูงสุด

V_{min} คือ แรงดันอินพุตจากเซลล์แสงอาทิตย์ต่ำสุด

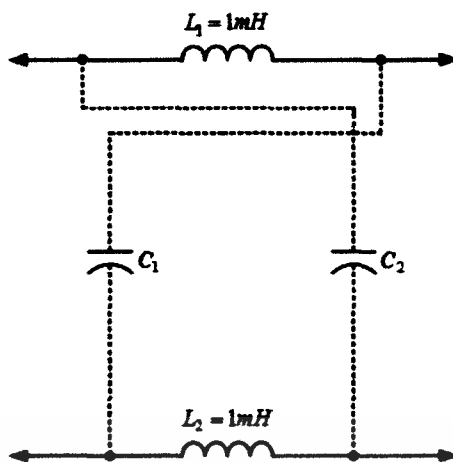
เพราะฉะนั้นจะสามารถหาค่าของตัวเหนี่ยวนำได้ดังนี้

$$L = \frac{T_{sh} \times U_c}{\Delta I_L} \quad (5.9)$$

ดังนั้นสามารถคำนวณ L ได้ดังนี้

$$L = \frac{51.6 \times 230}{12} = 989 \mu\text{H}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 ตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจรอินเวอร์ต

ดังนั้นสรุปได้ว่าค่าตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจรอินเวอร์ต $L_1 = L_2 = 1 \text{ mH}$ โดยตัวเหนี่ยวนำสามารถสร้างได้จากค่าที่คำนวณได้ โดยเลือกใช้แกนทอรอยด์ชนิดผงเหล็กอัด เพราะว่าจะให้ค่าของความเหนี่ยวนำต่อพื้นที่ใช้งานสูงสุด และมีค่าอัตราระหว่างพื้นที่ต่อปริมาตรในการแพร่กระจายความร้อนดีที่สุด นอกจากนี้การออกแบบด้วยแกนชนิดทอรอยด์มีข้อดีคือ ลักษณะของแกนจะมีการซีลด์สนามแม่เหล็กด้วยตนเอง ซึ่งมีผลอย่างดียิ่งในการช่วยลดผลของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่จะออกมารบกวนภายนอก และยังมีผลของฟลักซ์รั่วไหลต่ำ แสดงดังรูปที่ 5.2

5.2.1.2 การออกแบบตัวเก็บประจุ

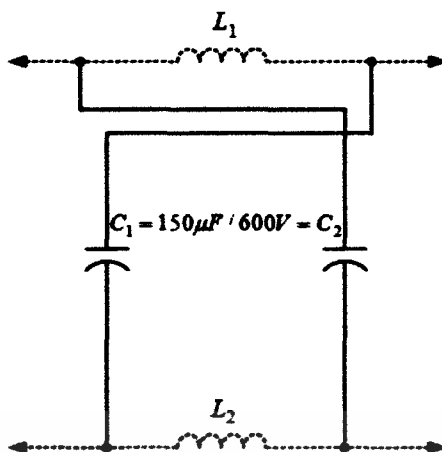
ตัวเก็บประจุในวงจรอินเวอร์ต C_1 และ C_2 มีไว้เพื่อลดกระแสกระเพื่อม และรักษาระดับแรงดันให้คงที่ เนื่องจากระหว่าง Shoot-through ตัวเก็บประจุจะชาร์จประจุให้กับตัวเหนี่ยวนำซึ่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุจะเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งสามารถคำนวณแรงดันกระเพื่อมได้ดังนี้

$$U_c = \frac{I_{L,avg} \times T_{sh}}{C} \quad (5.13)$$

ดังนั้นสามารถคำนวณ C ได้ดังนี้ โดยที่กำหนดแรงดันกระเพื่อมที่ 3%

$$C = \frac{20 \times 51.6}{230 \times 0.03} = 150 \mu F$$

ดังนั้นสรุปได้ว่าค่าตัวเก็บประจุเท่ากับ $C_1 = C_2 = 150 \mu F$ เลือกใช้ตัวเก็บประจุชนิด Film capacitors เพราะค่าตัวเก็บประจุชนิดนี้มีขนาดเล็กกว่าตัวเก็บประจุชนิด Electrolytic ที่ค่าความจุประจุเท่ากัน และมีประสิทธิภาพในการลดกระแสกระเพื่อมได้ดีกว่า ซึ่งตัวเก็บประจุที่เลือกใช้ มีพิกัด $150\mu F/600V$



รูปที่ 5.3 ตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรอิมพีแดนซ์

5.2.2 การเลือกสวิตช์กำลัง

การเลือกขนาดพิกัดของอุปกรณ์สวิตช์กำลัง กำหนดให้แรงดันตกคร่อมสวิตช์สูงสุด 310 โวลต์ และแรงดันอินพุตจากเซลล์แสงอาทิตย์มีค่าต่ำสุดที่ 150 โวลต์ เมื่อใช้เทคนิคการบูสต์แรงดันด้วย Maximum Constant Boost Control สามารถหาค่ามอดดูเลชันได้จากสมการ

$$V_{PV} = BV_d \quad (5.14)$$

คำนวณหาค่าตัวประกอบการบูสต์ B จากสมการ

$$B = \frac{1}{1 - 2D_0} = \frac{V_{out}}{V_{PV}} \quad (5.15)$$

โดยที่ D_0 คือ ดิวตี้ไซเคิลของการ Shoot-through

ดังนั้นสามารถคำนวณ D_0 ได้ดังนี้

$$\frac{1}{1 - 2D_0} = \frac{310}{150}$$

$$D_0 = 0.258$$

เมื่อกำหนดให้ความถี่สวิตช์เท่ากับ 5 kHz ดังนั้นเวลาในการ shoot-through จะเท่ากับ 51.6 us ดังนั้นสามารถหาค่า M ที่บูสต์แรงดันเอาท์พุทได้ 220 โวลต์ ที่อินพุตจากเซลล์แสงอาทิตย์ 150 โวลต์ได้ดังนี้

$$m_a = \frac{2(1 - D_0)}{\sqrt{3}} = 0.825$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันเอาต์พุตสูงสุด

$$V_{load} = 150 \times 0.825 \times 2.067 = 255 \text{ V}$$

กระแสที่โหลดสามารถคำนวณได้ดังนี้ ถ้ากำหนดให้โหลดเป็นมอเตอร์มีค่าตัวประกอบกำลัง 0.9

$$I_{load} = \frac{1,000}{\sqrt{3} \times 0.9 \times 220} = 4.51 \text{ A}$$

แต่เนื่องจากอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ มีกระแสไหลผ่านสวิตช์กำลังของอินเวอร์เตอร์ 2 ส่วน คือ กระแสที่จ่ายให้กับโหลด และกระแสเมื่อมีการลัดวงจร (Shoot-through state) ซึ่งกระแสลัดวงจรที่ไหลผ่านสวิตช์กำลังแต่ละตัวสามารถคำนวณได้จากสมการ ดังนี้

$$I_{avs} = \frac{2}{3} \times I_L \quad (5.16)$$

โดยที่ I_L คือ กระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ

ดังนั้นกระแสทั้งหมดที่ไหลผ่านสวิตช์กำลังแต่ละตัวจะเท่ากับ [1]

$$I_{avs} = \frac{2}{3} \times I_L \times \frac{T_0}{T_s} + \frac{\sqrt{2}P_o}{3V_o \cos \phi \pi} \left(1 - \frac{T_0}{T_s}\right) \quad (5.17)$$

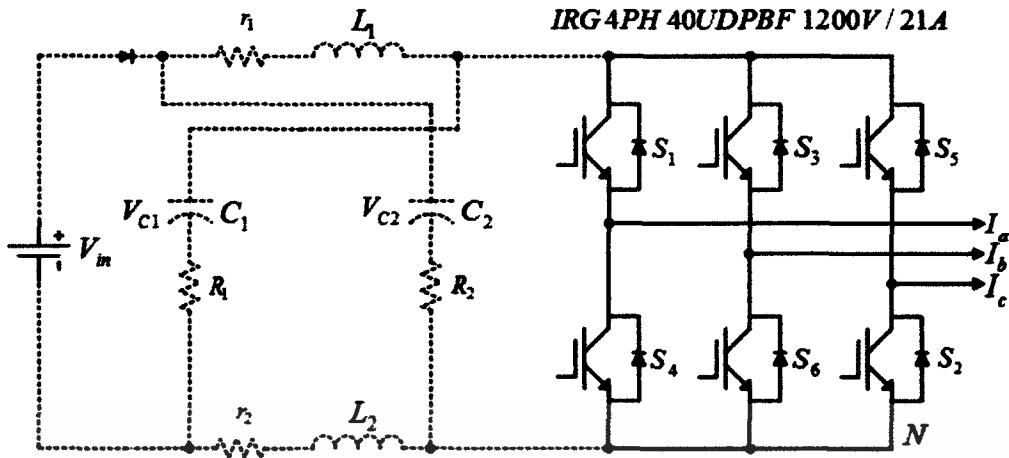
$$I_{avs} = \frac{2}{3} \times I_L \times \frac{T_0}{T_s} + \left[\frac{4(\sqrt{3}M - 1)P_o}{3V_o \cos \phi \pi M} \right] \times \left(1 - \frac{T_0}{T_s}\right) \quad (5.18)$$

จากสมการข้างต้นสามารถคำนวณหากระแสที่ไหลผ่านสวิตช์กำลังแต่ละตัวได้ ดังนี้

$$I_{avs} = \frac{2}{3} \times 20 \times 0.258 + \left[\frac{4(1.57)1000}{2381} \right] \times 0.742$$

$$I_{avs} = 5.4 \text{ A}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 อินเวอร์เตอร์สามเฟส

แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์กำลังสามารถคำนวณได้จากสมการ

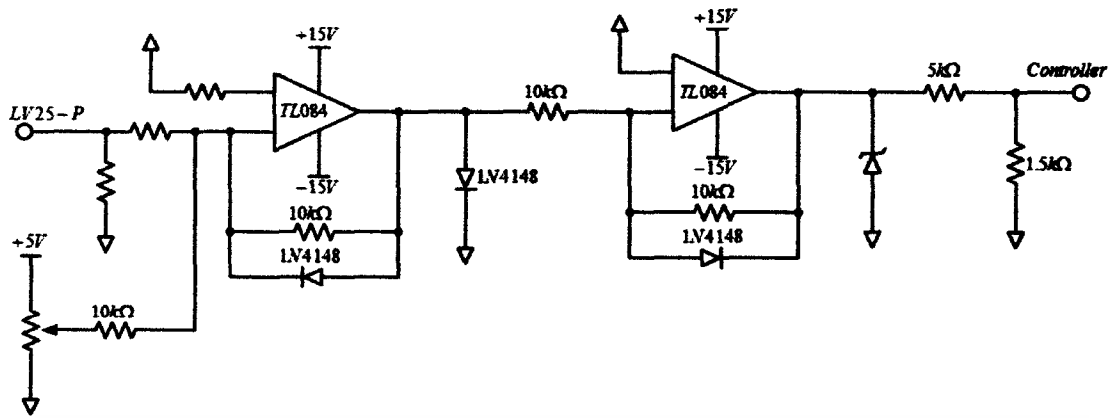
$$\frac{V_{out}}{V_{pv}} = \frac{1}{\sqrt{3m_a - 1}} \quad (5.19)$$

$$V_{out} = \frac{310}{0.55} = 560 \text{ V}$$

ดังนั้นพิกัดของสวิตช์กำลังที่ออกแบบจะมีพิกัดแรงดัน 1200V พิกัดกระแส 10 A

5.2.3 ตัวตรวจวัดแรงดัน

สำหรับการตรวจวัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และกระแสสลับ จะใช้เซนเซอร์ตรวจจับของ LEM รุ่น LV25-P ซึ่งสามารถวัดแรงดันไฟฟ้าสูงสุด 500 โวลต์ โดยมีหน้าที่วัดขนาดของแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์วัดแรงดัน และเปลี่ยนจากแรงดันที่วัดได้เป็นสัญญาณ ส่งไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยผ่านออปแอมป์เบอร์ TL084 ซึ่งเป็นตัวขยายสัญญาณ และผ่านตัวต้านทานที่ปรับค่าได้เพื่อปรับระดับของสัญญาณในแกน x ให้ได้ตามที่ต้องการ สัญญาณอนาล็อกที่ได้จะเป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีแกน x อยู่ที่ 1.5V และแกน y มีค่าตั้งแต่ 0-3V เปลี่ยนไปตามระดับแรงดันที่วัดได้ วงจรการทำงานของอุปกรณ์วัดแรงดันแสดงดังรูปที่ 5.5 มีหลักการทำงาน คือ จะทำการวัดแรงดันระหว่างเฟสโดยมี R_1 เป็นตัวจำกัดปริมาณกระแสโดยจะจำกัดไว้ที่ 10 mA โดยในงานวิจัยนี้จะวัดแรงดันระหว่างเฟสฝั่งกระแสสลับที่ 380V และวัดแรงดันที่จุดเชื่อมโยงไฟตรงที่ 220V ดังนั้น ค่า R_1 ที่ได้ 38 k Ω และ 22 k Ω ตามลำดับ การคำนวณแสดงดังสมการที่ 5.20



รูปที่ 5.5 อุปกรณ์ตรวจวัดแรงดัน

$$R_1 = \frac{v}{i}$$

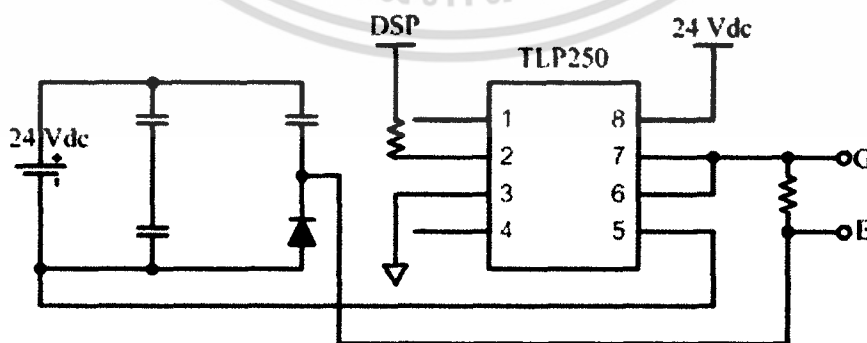
(5.20)

$$R_{ac} = \frac{380}{10 \times 10^{-3}} = 38k\Omega$$

$$R_{dc} = \frac{220}{10 \times 10^{-3}} = 22k\Omega$$

5.2.4 การออกแบบวงจรขับเคลื่อน

เนื่องจากสัญญาณ SVM ที่ออกมาจาก DSP มีระดับแรงดัน 0 โวลต์ และ 5 โวลต์ แต่ที่สัญญาณที่ใช้ส่งผ่านข้อมูลระหว่างตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลกับอินเวอร์เตอร์เพื่อใช้สำหรับควบคุมการเปิด-ปิด ของสวิตช์กำลังต้องจ่ายแรงดันที่มีระดับแรงดัน 15 โวลต์ขึ้นไป ดังนั้นจึงใช้ IC เบอร์ TLP250 ซึ่งเหมาะสมกับการใช้งานกับสวิตช์กำลังของ MOSFET และ IGBT พร้อมด้วยวงจรแยกโดดทางแสงด้วย ทำให้ไม่เกิดความเสียหายกับ DSP เมื่อเกิดความเสียหายทางด้านวงจรกำลัง มาทำการยกระดับสัญญาณจาก 5 โวลต์ เป็น 15 โวลต์ นอกจากนี้ยังออกแบบให้วงจรดังกล่าวมีไฟตรงด้านลบเพื่อช่วยในการหยุดนำกระแสของสวิตช์ให้เร็วขึ้น ซึ่งไฟตรงด้านลบจะมีระดับแรงดันที่ 9 โวลต์ เพื่อทำการขับ IGBT ของอินเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 5.6

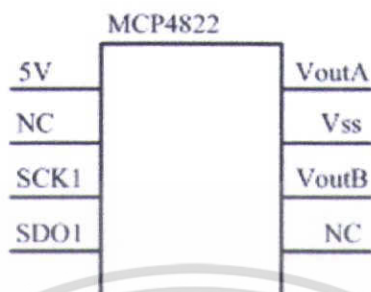


รูปที่ 5.6 วงจรขับเคลื่อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

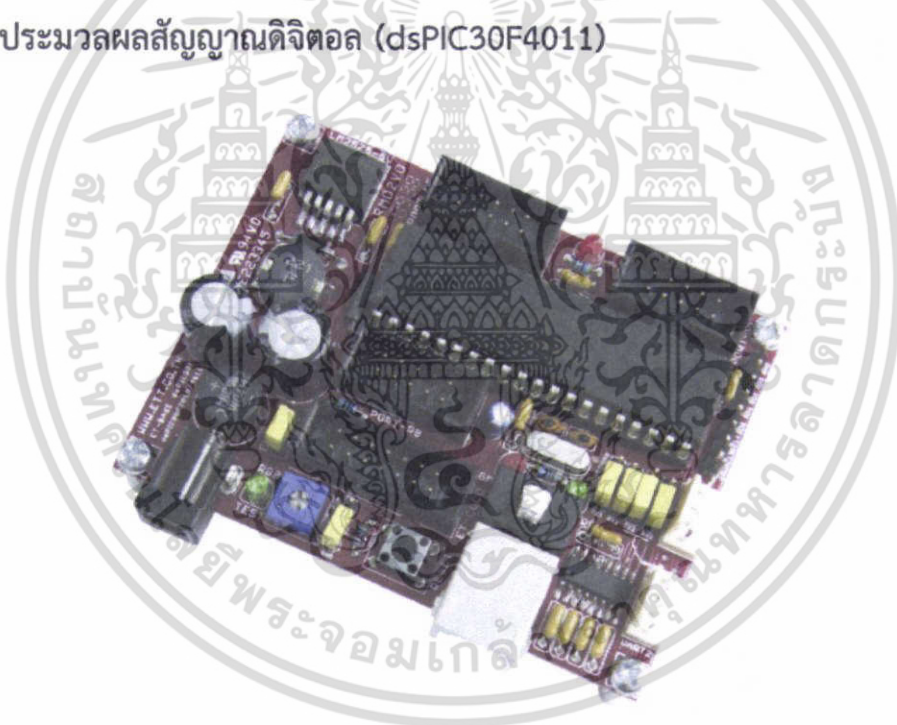
5.2.5 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก

วงจรทำหน้าที่แปลงสัญญาณดิจิทัลที่เป็นเอาต์พุตของไมโครคอนโทรลเลอร์ ให้เป็นสัญญาณอนาล็อก เพื่อค่าทางสโคป โดยไอซีที่ใช้จะเป็นเบอร์ MCP4822 ของบริษัทไมโครชิพ ซึ่งมีความละเอียด 12 บิต มีช่องเอาต์พุต 2 ช่อง



รูปที่ 5.7 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก

5.3 ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (dsPIC30F4011)



รูปที่ 5.8 บอร์ดทดลอง dsPIC30F4011

ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล dsPIC30F4011 เป็นของบริษัท Microchips เป็น MCU ประจำบอร์ด ET-BASE dsPIC30F2010/4011ของบริษัท ETT โดย dsPIC30F4011 เป็น MCU ซึ่งใช้การประมวลผลข้อมูลแบบ 16 บิต ซึ่งมีจุดเด่นในด้านของความสามารถในการประมวลผลข้อมูลสัญญาณแบบดิจิทัล โดยโครงสร้างภายในจะเป็นการผสมผสานระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์ (MCU) และวงจร DSP (Digital Signal Processing) รวมเข้าไว้ด้วยกัน หรืออาจเรียก MCU นี้ว่าเป็น DSC หรือ Digital Signal Controller ก็ได้ คุณสมบัติที่สำคัญของตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล dsPIC30F4011 มีดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน่วยความจำ Flash ขนาด 48Kbyte
 หน่วยความจำ RAM ขนาด 2Kbyte
 หน่วยความจำ EEPROM ขนาด 1KByte สำหรับเก็บข้อมูลใช้งาน
 พอร์ต I/O ขนาด 29 Bit
 16Bit Timer/Counter 5 ชุด
 Input Capture จำนวน 4 ช่อง
 Output Compare จำนวน 4 ช่อง
 ADC 10Bit/500Ksps จำนวน 9 ช่อง
 PWM Motor Control จำนวน 6 ช่อง พร้อม Quadrature Encode Interface (QEI)
 UART จำนวน 2 ช่อง (dsPIC30F4011)
 SPI จำนวน 1 ช่อง และมี I2C จำนวน 1 ช่อง
 มีวงจร Watchdog, Power-ON Reset, PWM
 Crystal ความถี่ 7.3728MHz สามารถใช้ PLL คูณความถี่เพื่อ Run ความถี่ 29.491MHz

ได้

พอร์ตสื่อสารอนุกรม UART แบบ RS232 จำนวน 2 ช่อง

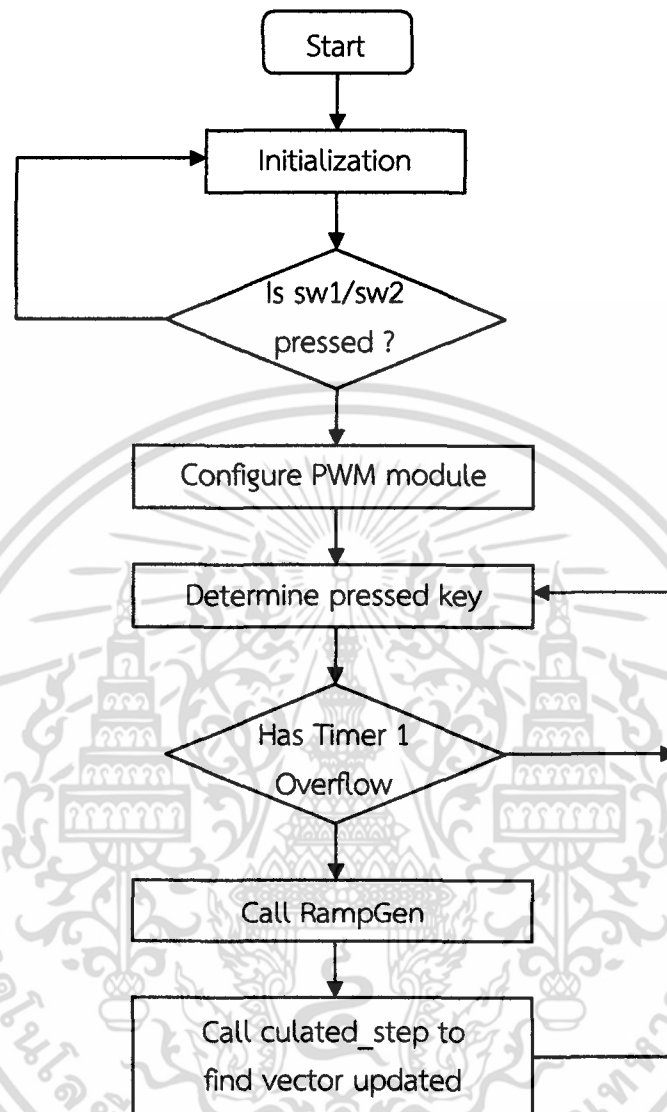
จากข้อมูลทีกล่าวมาในตอนต้นจะเห็นว่า MCU นี้มีคุณสมบัติเหมาะที่จะใช้ในการออกแบบโปรแกรมควบคุมอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากสามารถสร้างสัญญาณพัลส์แบบ SVM ได้ จากคุณสมบัติข้างต้นที่รองรับการคำนวณสมการคณิตศาสตร์ และการประมวลผลทางดิจิทัลได้ดี ซึ่งสามารถสรุปเหตุผลที่เลือกใช้ตัวประมวลผลเชิงดิจิทัล (DSP) ในงานควบคุมได้ดังนี้

1. การใช้ DSP สามารถใช้การโปรแกรมการคำนวณทางคณิตศาสตร์ที่ซับซ้อนได้ และสามารถคำนวณแบบเวลาจริง (real-time) ได้ ซึ่งเป็นผลดีต่อการตอบสนองต่ออินพุตทำให้การควบคุมถูกต้องและแม่นยำ
2. ประสิทธิภาพของ DSP ในปัจจุบันสามารถที่จะรวมเอาวงจรต่างๆเข้าไปไว้ในชิพเดียวกัน เช่น วงจรกำเนิดสัญญาณ PWM วงจรสื่อสารแบบSPI วงจร Quadrature Encode เป็นต้น
3. การใช้ DSP จะมีความถูกต้องแม่นยำสูง ซึ่งความแม่นยำในการประมวลผลนั้นจะขึ้นอยู่กับจำนวนบิตที่ใช้แทนสัญญาณ และ พารามิเตอร์ต่างๆ

5.3.1 การออกแบบซอฟต์แวร์ด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

ภาษาโปรแกรมที่ใช้เพื่อควบคุมในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ภาษาซีในการเขียนโปรแกรม เนื่องจากเป็นภาษาที่พัฒนาได้ง่ายเมื่อเทียบกับภาษาโปรแกรมคอมพิวเตอร์อื่นๆ และนำมาประมวลผลด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ (dsPIC30F4011) ทำให้การสร้างสัญญาณ และการควบคุมอินเวอร์เตอร์สามารถทำงานได้ง่าย และสะดวกรวดเร็วขึ้น ซึ่งกระบวนการเขียนโปรแกรมจะทำตามบล็อกไดอะแกรม ดังรูปที่ 5.9

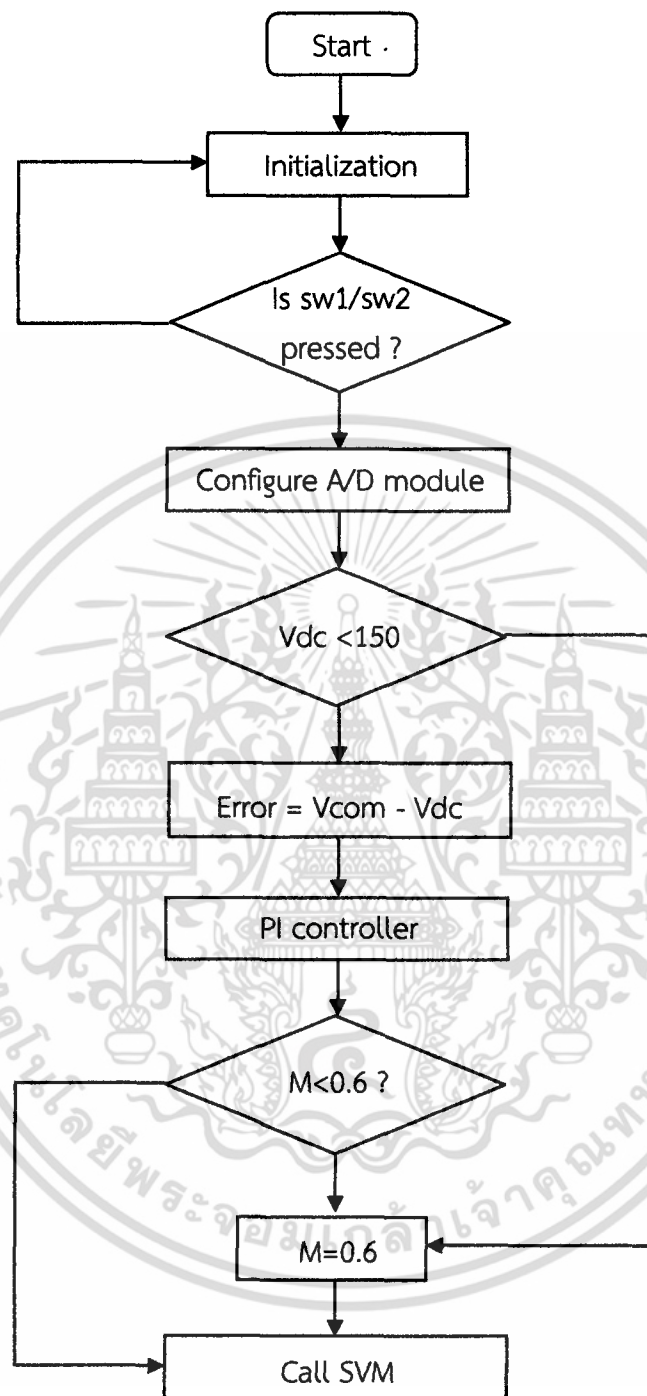
โหมตหลัก (Openloop)



รูปที่ 5.9 ขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมหลัก Openloop

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

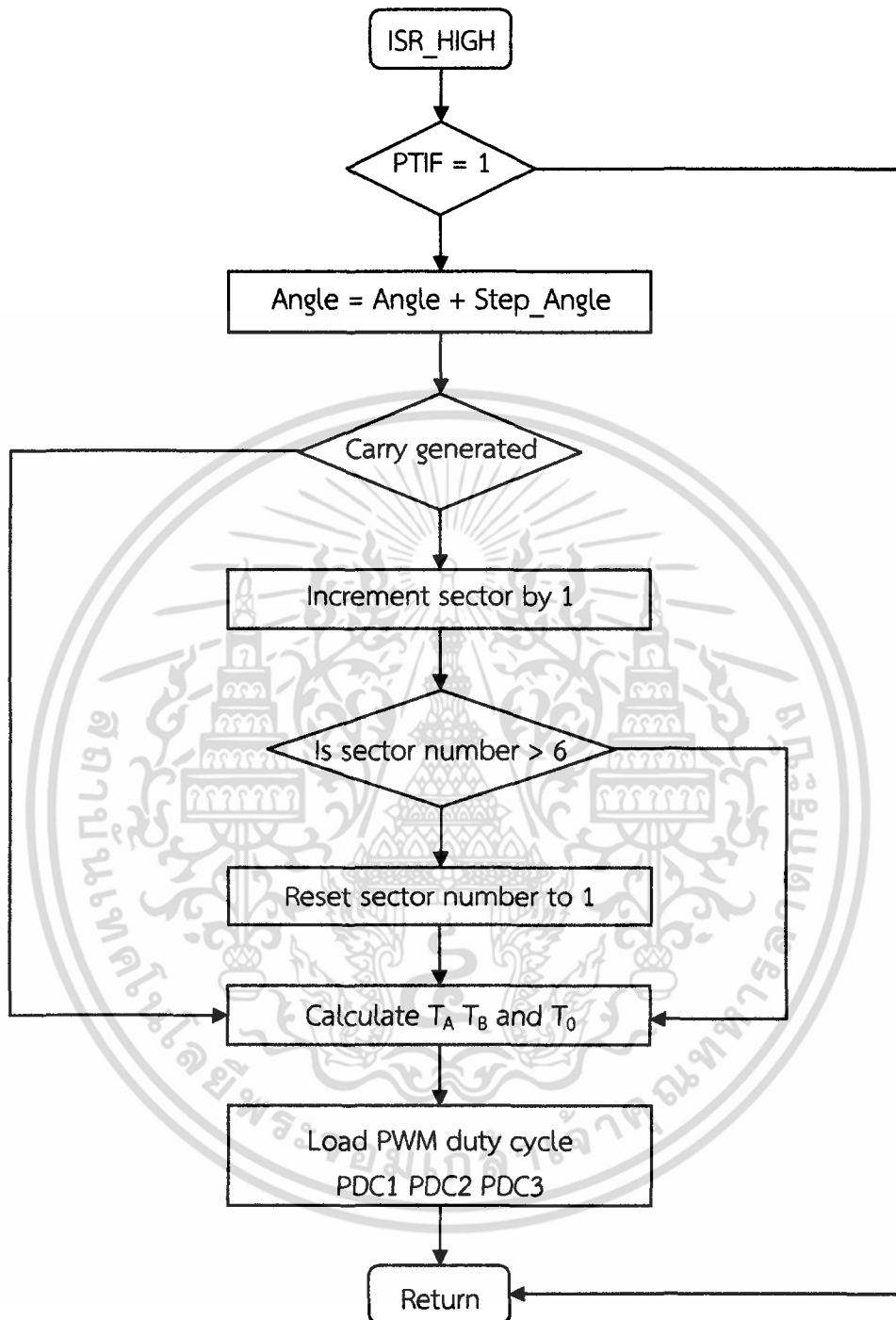
โหมดหลัก (Closeloop)



รูปที่ 5.10 ขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมหลัก Closeloop

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหมต Interrupt



รูปที่ 5.11 ขั้นตอนการทำงานของโปรแกรม Interrupt

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.2 ซอฟต์แวร์การสร้างสัญญาณพีคเบิลยูแบบเวกเตอร์แรงดัน

การออกแบบโปรแกรมสร้างสัญญาณ SVM จะใช้โมดูลคำสั่งสำเร็จรูปภายในตัว DSP

5.3.2.1 การสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์

การสร้างสัญญาณจะใช้ทฤษฎีที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 โดยในการเขียนโปรแกรม จะกำหนดค่าตารางไซน์ของมุม 0 องศา ถึง 60 องศา เพื่อใช้เป็นเซกเตอร์อ้างอิงในการสร้างสัญญาณอ้างอิง โดยการรับค่ามุมของแรงดัน α กับ β ที่แปลงมาจากแรงดันสามเฟส โดยมุมดังกล่าวจะถูกแปลงให้อยู่ในเซกเตอร์ 1 เพื่อให้ง่ายในการเขียนโปรแกรม การทำงานของโปรแกรมจะทำการรับค่าแรงดันสามเฟสเข้ามาเพื่อแปลงแกนให้อยู่ในกรอบอ้างอิงใดๆ ($\alpha\beta$ Axis) ดังโปรแกรมต่อไปนี้

```
V_alpha = (((long)a*(long)V_gab)>>15)+(((long)b*(long)V_gbc)>>15);
V_beta = ((long)c*(long)V_gbc) >> 15;
```

จากนั้นทำการหาค่ามุม α กับ β เพื่อคำนวณหาขนาดของแรงดันอ้างอิง เพื่อจะสั่งให้สวิตช์กำลังทำงานตามเวลาที่คำนวณได้ตั้งโปรแกรมต่อไปนี้

ตัวอย่างนี้เป็นการคำนวณในเซกเตอร์ที่ 2 เมื่อมุมระหว่าง 60 ถึง 120 องศา

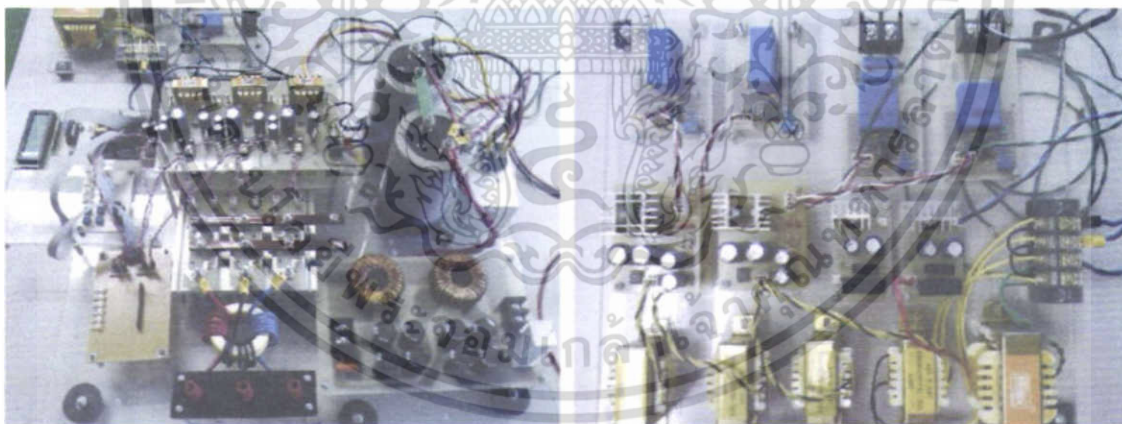
```
if (angle < 60°)
{
angle2 = angle - VECTOR1;
angle1 = SIXTY_DEG - angle2;
t1 = sinetable [(unsigned char)(angle1)];
t2 = sinetable [(unsigned char)(angle2)];
t1 = ((long)t1*(long)volts);
t1 = ((long)t1*(long)tpwm);
t2 = ((long)t2*(long)volts);
t2 = ((long)t2*(long)tpwm);
half_t0 = (tpwm - t1 - t2);
PDC1 = t1 + t2 + half_t0;
PDC2 = t2 + half_t0;
PDC3 = half_t0;}

```

5.4 เครื่องต้นแบบ

เครื่องต้นแบบที่ใช้ในการทดสอบ แสดงดังรูปที่ 5.10 มีส่วนประกอบทั้งหมด ดังนี้

1. ชุดอินเวอร์เตอร์ จำนวน 1 ชุด
2. ชุดขับสัญญาณเกต จำนวน 6 ชุด
3. ชุดแหล่งจ่ายไฟ
 - ±15 โวลต์ 200 มิลลิแอมแปร์ จำนวน 4 ชุด
 - +24 โวลต์ 100 มิลลิแอมแปร์ จำนวน 6 ชุด
 - +16 โวลต์ 800 มิลลิแอมแปร์ จำนวน 1 ชุด
 - +12 โวลต์ 500 มิลลิแอมแปร์ จำนวน 1 ชุด
 - +5 โวลต์ 100 มิลลิแอมแปร์ จำนวน 1 ชุด
4. ชุดตรวจจับแรงดัน จำนวน 2 ชุด
5. ชุดตรวจจับกระแส จำนวน 2 ชุด
6. ชุดวงจรอิมพีแดนซ์ จำนวน 1 ชุด
7. ชุดวงจร Overlap จำนวน 1 ชุด
8. ชุดวงจรแสดงผล LCD จำนวน 1 ชุด
9. ชุดป้องกันแรงดัน และกระแสเกิน จำนวน 2 ชุด
10. ชุดบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ จำนวน 1 ชุด
11. ชุดวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน จำนวน 1 ชุด
12. ชุดวงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง 310 โวลต์ 10 แอมแปร์ จำนวน 1 ชุด



รูปที่ 5.12 อินเวอร์เตอร์เครื่องต้นแบบขนาด 3 กิโลวัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 บทสรุป

บทนี้ได้อธิบายการออกแบบ และสร้างเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ ขนาดพิกัด 3 กิโลวัตต์ โดยได้อธิบายรายละเอียดต่าง ๆ ของการออกแบบวงจรอิมพีแดนซ์ ชุดขับสัญญาณเกต ชุดวงจรตรวจจับแรงดันและกระแสไฟฟ้า เป็นต้น ที่นำมาประกอบเป็นชิ้นงาน นอกจากนี้ยังอธิบายในส่วนของโปรแกรมที่พัฒนาขึ้นด้วยภาษาซีในไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยอธิบายการทำงานของโปรแกรมด้วยผังโปรแกรม (Flow Chart) ตั้งแต่การสร้างสัญญาณแรงดันอ้างอิง การสร้างมุมอ้างอิง การแก้ไขช่วงเวลาการลัดวงจร การควบคุมแรงดันที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรง การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

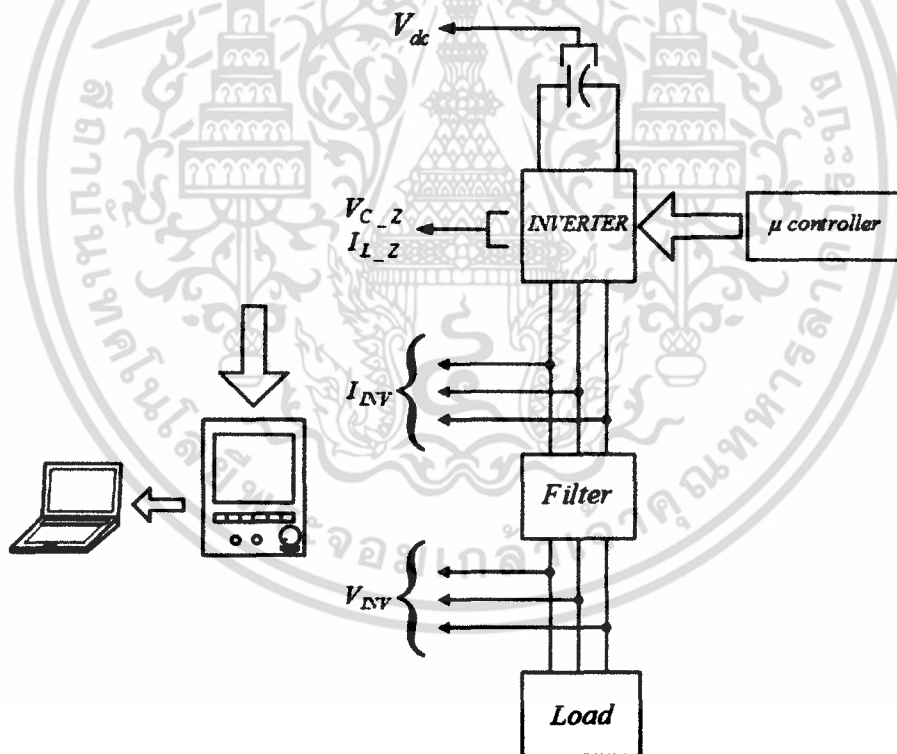
ผลการทดลองของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

6.1 บทนำ

บทนี้จะกล่าวถึงการนำเครื่องต้นแบบที่สร้างขึ้นมาทำการทดสอบ โดยมีจุดประสงค์หลักคือความสามารถในการบูสต์แรงดันของวงจรเชื่อมโยงไฟตรง โดยการทดสอบนั้นจะทำตามรูปที่ 6.1 ขั้นตอนการทดสอบเครื่องต้นแบบ จะเริ่มจากการทดสอบสัญญาณสเปซเวกเตอร์มอดดูเลชั่น ที่สร้างจากไมโครคอนโทรลเลอร์ สัญญาณของมุมอ้างอิง สัญญาณแรงดันในแกน alpha และแกน beta สัญญาณ Shoot-through สัญญาณขั้วเกิดของไอจีบีที แรงดันและกระแสของวงจรอิมพีแดนซ์แรงดันและกระแสของอินเวอร์เตอร์ วิเคราะห์การเพิ่มขึ้นของแรงดันวงจรเชื่อมโยงไฟตรง

6.2 การทดลองสัญญาณควบคุม

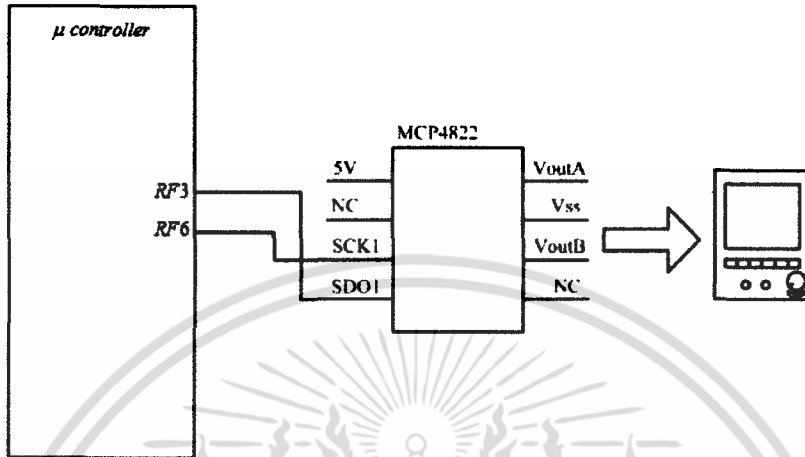
การทดลองในส่วนแรกนี้จะเป็นการทดสอบสัญญาณเบื้องต้น เพื่อใช้สำหรับควบคุมอินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีผลการทดลอง ดังนี้



รูปที่ 6.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรทดสอบ

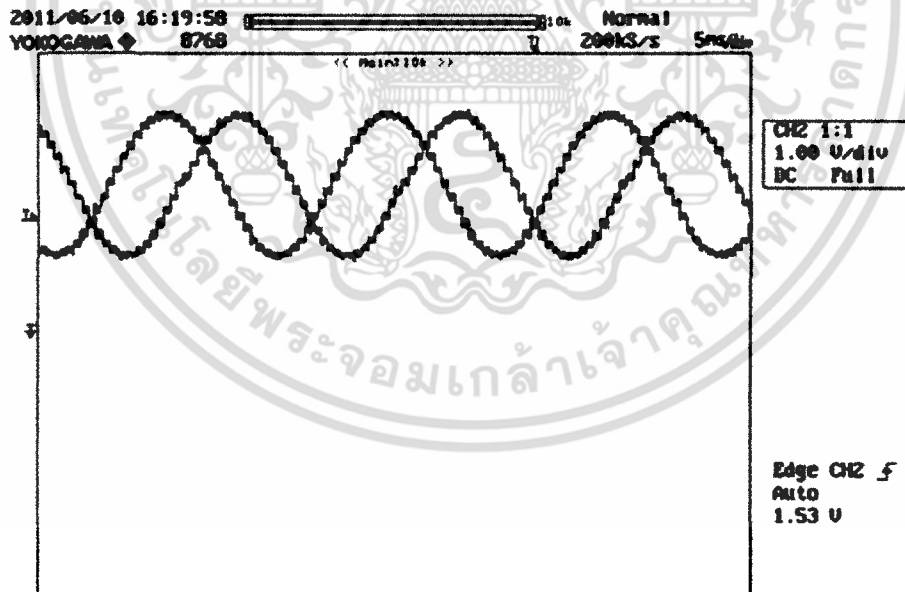
6.2.1 วิธีการทดลอง

การทดสอบสัญญาณควบคุม จะทำการวัดสัญญาณที่ได้จากไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยทำการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อกด้วยไอซี MCP4822 ผ่านพอร์ต SPI ของไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยมีวงจรการทดลองดังรูปที่ 6.2



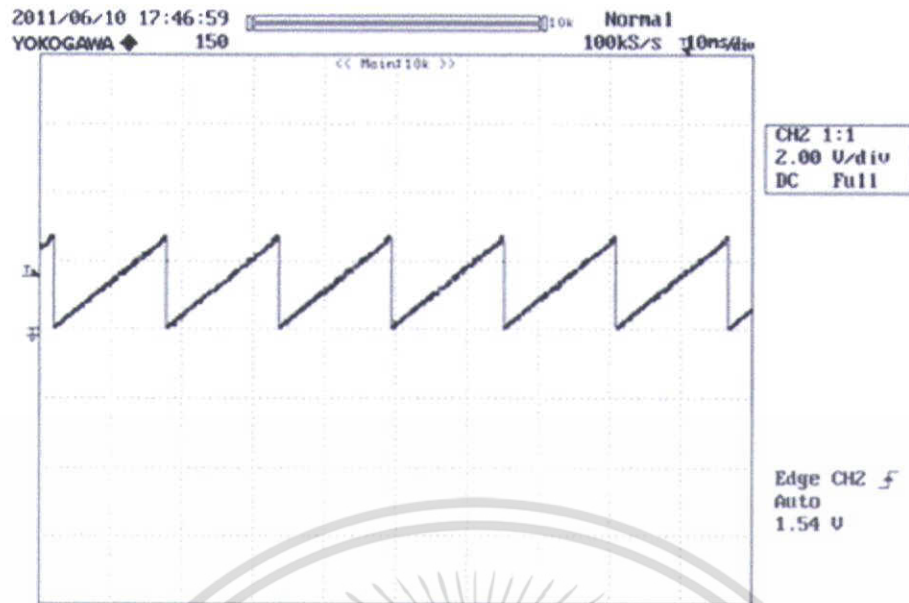
รูปที่ 6.2 วงจรทดสอบสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก

6.2.2 ผลการทดลอง



รูปที่ 6.3 สัญญาณแรงดัน α และ β

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

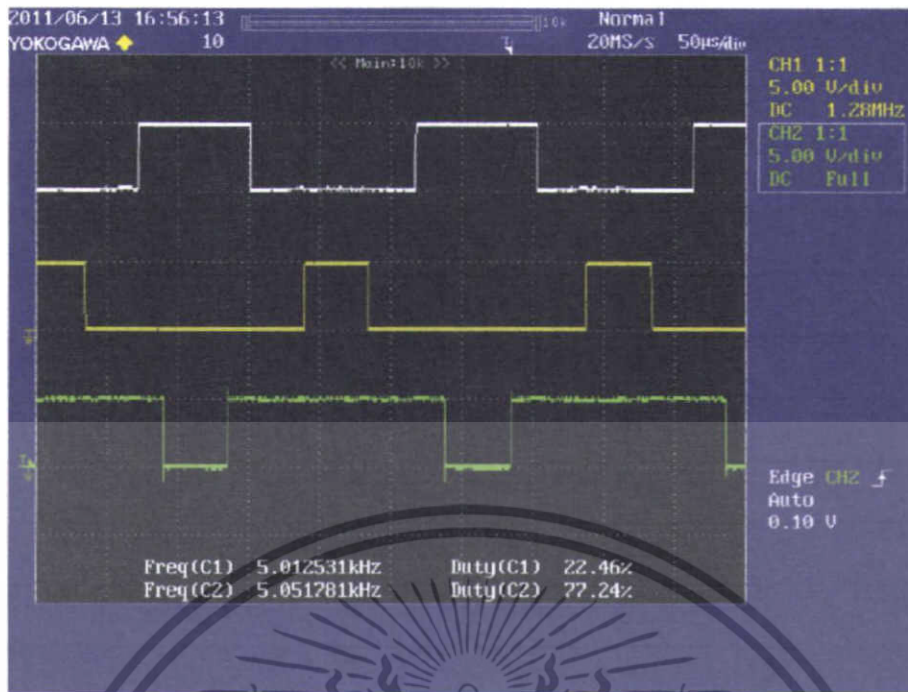


รูปที่ 6.4 สัญญาณมุมของแรงดันอ้างอิง

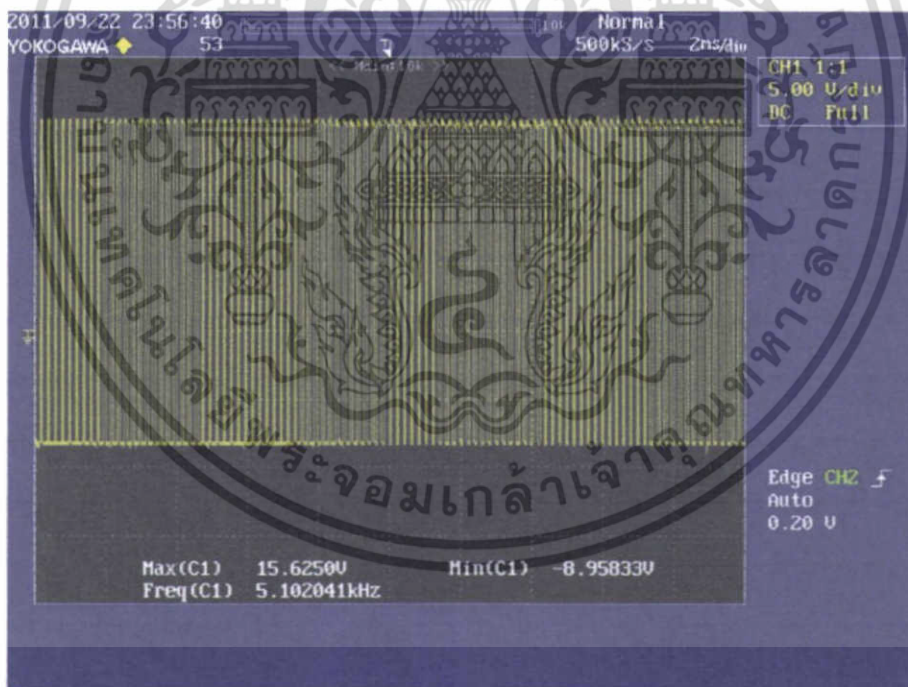


รูปที่ 6.5 สัญญาณสเปซเวกเตอร์มอเตอร์คู่เลขชั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.6 สัญญาณขั้วขาเกตของสวิตช์ที่ได้จากไมโครคอนโทรลเลอร์



รูปที่ 6.7 สัญญาณขั้วขาเกตของสวิตช์ที่ได้จากไอซี TLP250

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.1 ความสัมพันธ์ระหว่างมอดคูลุเลชั่นอินเด็กกับแรงดันเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์

ดัชนีมอดคูลุเลชั่น (M)	แรงดันเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ (V_{rms})
1.00	237
0.95	230
0.90	224
0.85	218
0.80	212
0.75	205
0.70	198
0.65	190
0.60	183
0.55	176
0.50	167
0.45	158
0.40	149
0.35	139
0.30	128
0.25	117
0.20	104
0.15	89
0.1	71

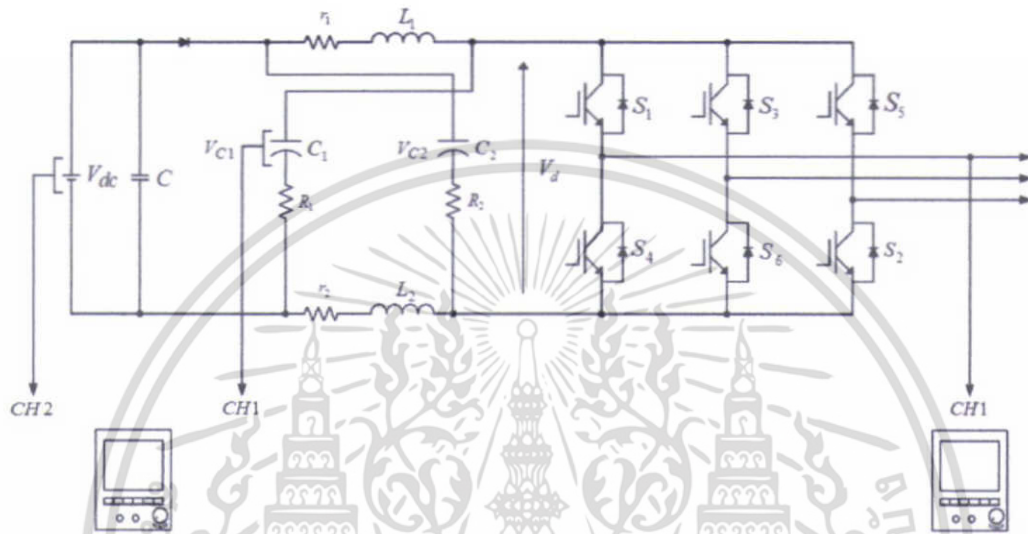
จากผลการทดลองในหัวข้อ 6.2.2 ทำให้ทราบว่าโปรแกรมที่ใช้ในการควบคุมอินเวอร์เตอร์มีความถูกต้องเนื่องจากสัญญาณที่ได้จากไมโครคอนโทรลเลอร์มีความสัมพันธ์ตามทฤษฎีที่ได้กล่าวมาข้างต้นในบทที่ 2 และแรงดันเอาท์พุทที่ได้จากอินเวอร์เตอร์มีความสัมพันธ์ดังตารางที่ 6.1

6.3 การทดลองการบูสต์แรงดันที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรง

การทดลองบูสต์แรงดันที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรง เพื่อทดสอบวงจรอิมพีแดนซ์ และช่วงเวลา Zero-state เพื่อทำการ Shoot-through ระหว่างขั้วบวกและขั้วลบ แล้วสังเกตผลของแรงดันที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรง และแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

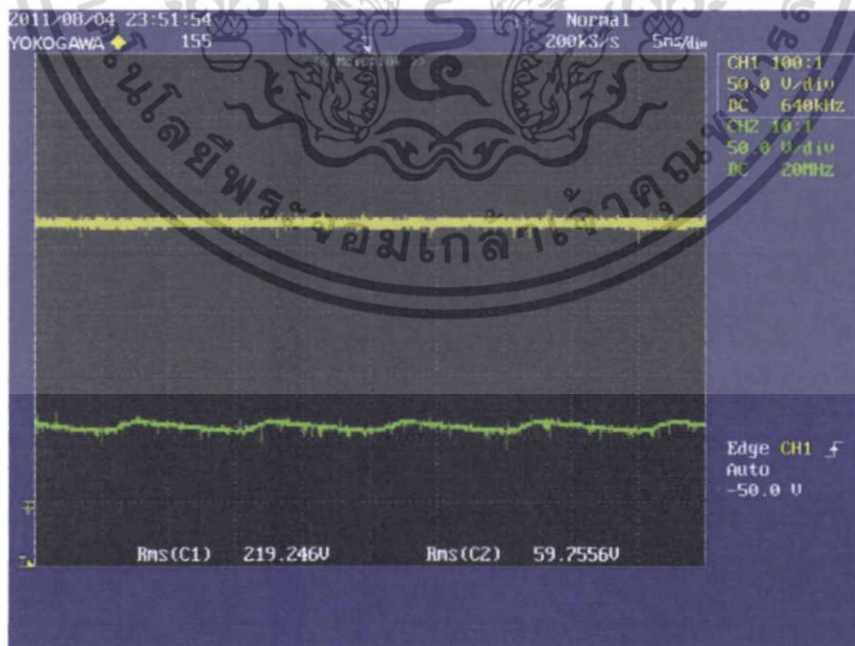
6.3.1 วิธีการทดลอง

การทดลองบูสต์แรงดันที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรง มีวงจรการทดลองดังรูปที่ 6.7



รูปที่ 6.8 วงจรทดสอบการบูสต์แรงดันที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรง

6.3.2 ผลการทดลอง



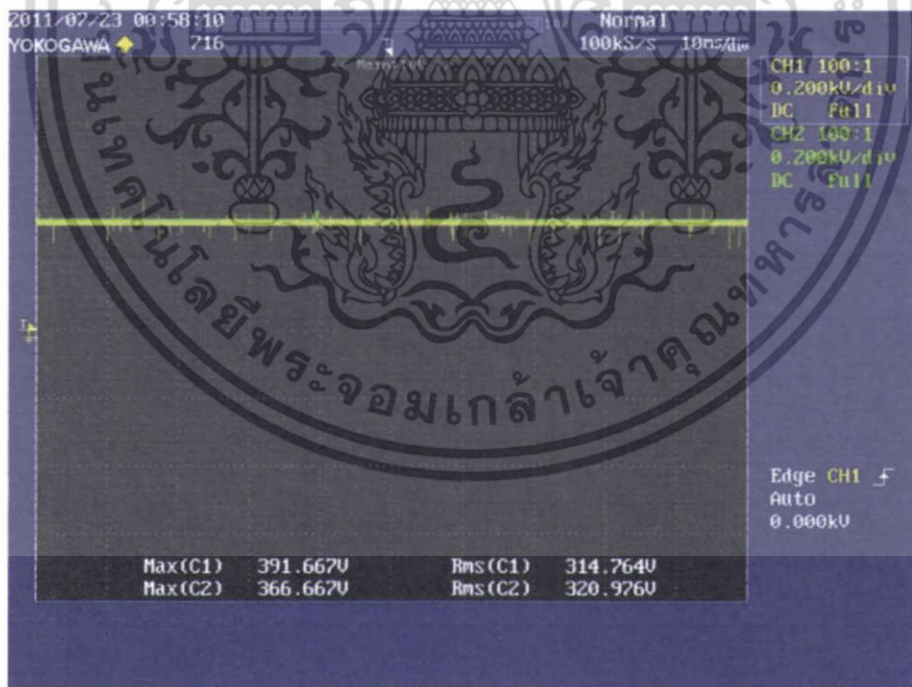
รูปที่ 6.9 แรงดันที่ตัวเก็บประจุวงจรอิมพีแดนซ์ (CH1 50V/div)

แรงดันอินพุต (CH2 50V/div) M=0.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

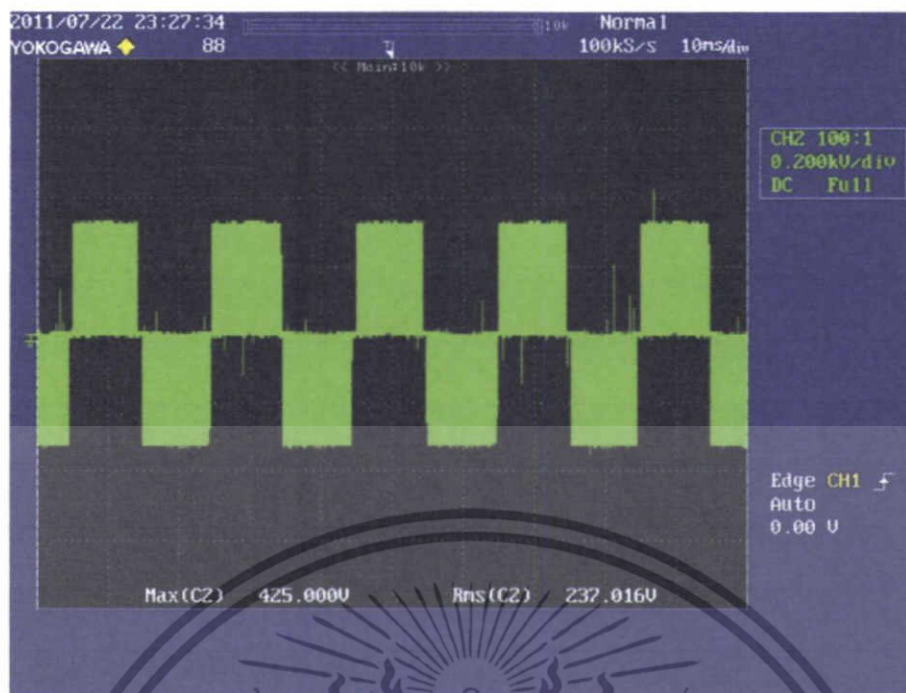


รูปที่ 6.10 แรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (CH1 200V/div)
แรงดันอินพุต (CH2 50V/div) M=0.8



รูปที่ 6.11 แรงดันที่ตัวเก็บประจุจอร์มที่แดนซ์ (CH1 200V/div)
แรงดันอินพุต (CH2 200V/div) M=1.0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.12 แรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (CH2 200V/div) $M=1.0$

ตารางที่ 6.2 ความสัมพันธ์ระหว่างมอดดูเลชั่นอินเด็กซ์กับแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์

ดัชนีมอดดูเลชั่น (M)	แรงดันอินพุต (V_{dc})	แรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (V_{rms})
1.00	320	237
0.90	65	230
0.80	60	220
0.70	51	212

จากผลการทดลองพบว่าอินเวอร์เตอร์สามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตได้โดยการปรับค่าดัชนีมอดดูเลชั่น (M) และควบคุมแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) ของการสร้างสัญญาณ SVM ซึ่งส่งผลให้สามารถควบคุมให้อินเวอร์เตอร์สามารถทำงานในโหมดการทำงานบิกหรือบูสต์ได้ โดยการออกแบบนั้น ได้ออกแบบให้อินเวอร์เตอร์มีแรงดันเอาต์พุตที่ 220 โวลต์ ที่ดัชนีมอดดูเลชั่นเท่ากับ 0.8 เป็นช่วงการทำงานที่มีการบูสต์แรงดันปกติ แต่ในกรณีที่ต้องการเพิ่มแรงดันจำเป็นต้องเพิ่มแรงดันอินพุต และปรับดัชนีมอดดูเลชั่นเพิ่มขึ้น ซึ่งผลการทดลองแสดงดังตารางที่ 6.2

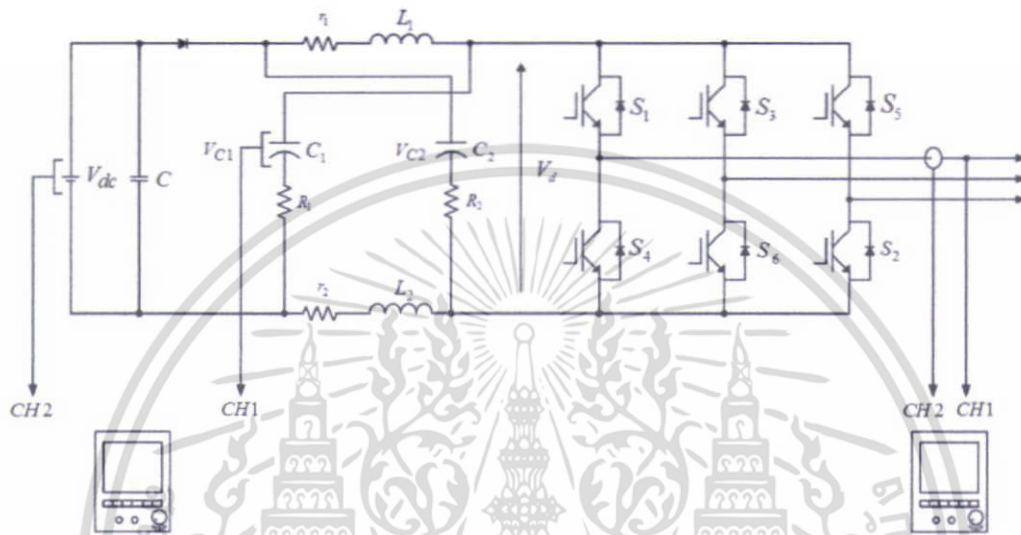
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.4 การทดลองรักษาระดับแรงดันของวงจรเชื่อมโยงไฟตรงเมื่อแหล่งจ่ายไฟตรงเปลี่ยนแปลง

การทดลองเพื่อจุดประสงค์สังเกตผลตอบสนองของวงจร เมื่อแหล่งจ่ายไฟจากโซลาร์เซลล์มีการเปลี่ยนแปลงโดยแรงดันลดลง โดยจะสังเกตที่แรงดันของตัวเก็บประจุที่วงจรอิมพีแดนซ์

6.4.1 วิธีการทดลอง

การทดลองบุสต์แรงดันที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรง มีวงจรการทดลองดังรูปที่ 6.12



รูปที่ 6.13 วงจรทดสอบการรักษาแรงดันเมื่อแหล่งจ่ายไฟตรงเปลี่ยนแปลง

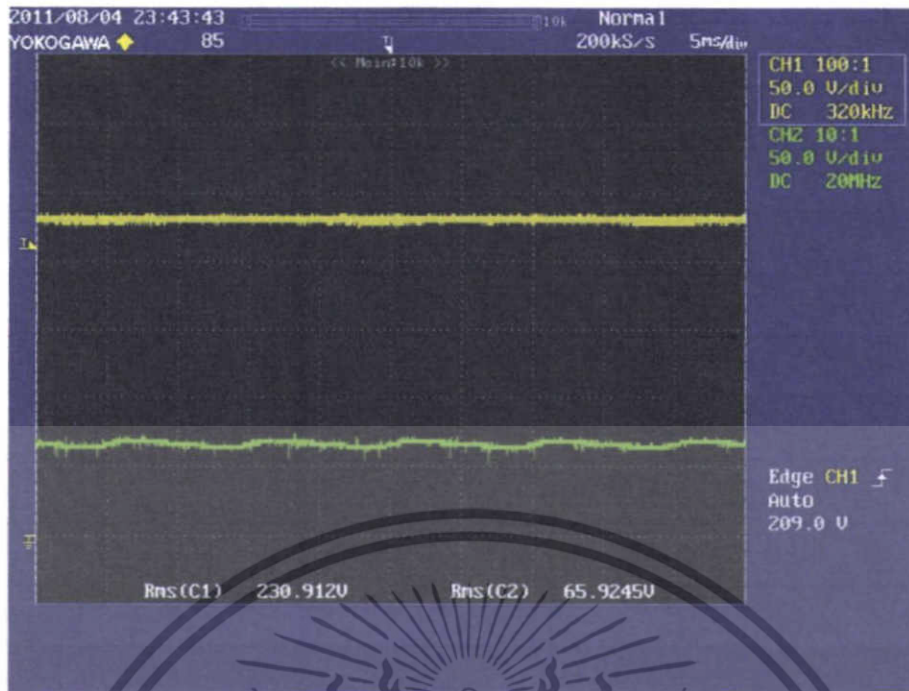
6.4.2 ผลการทดลอง



รูปที่ 6.14 แรงดันที่ตัวเก็บประจุวงจรอิมพีแดนซ์ (CH1 200V/div)

แรงดันอินพุต (CH2 200V/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.15 แรงดันที่ตัวเก็บประจุจอร์มิที่แดนซ์ (CH1 200V/div)
แรงดันอินพุท (CH2 200V/div)



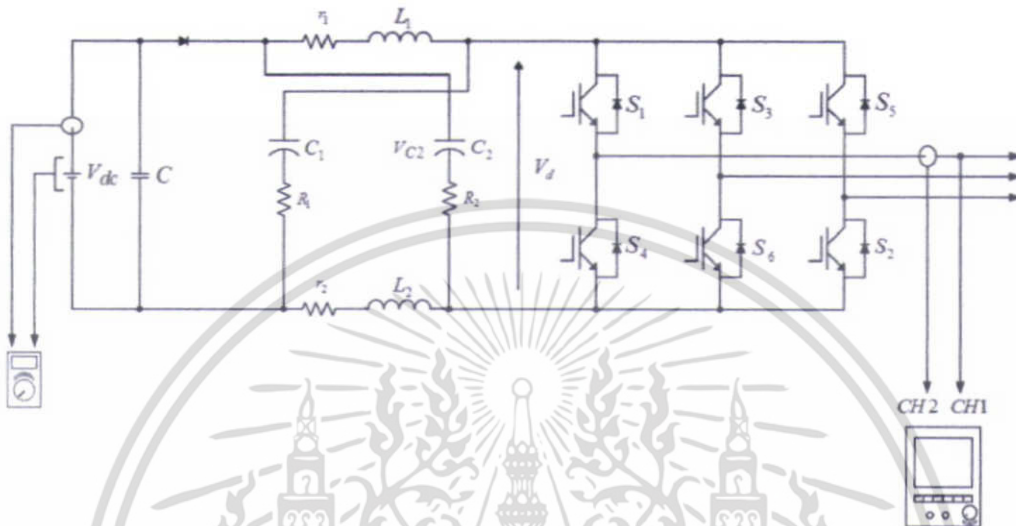
รูปที่ 6.16 แรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (CH1 200V/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

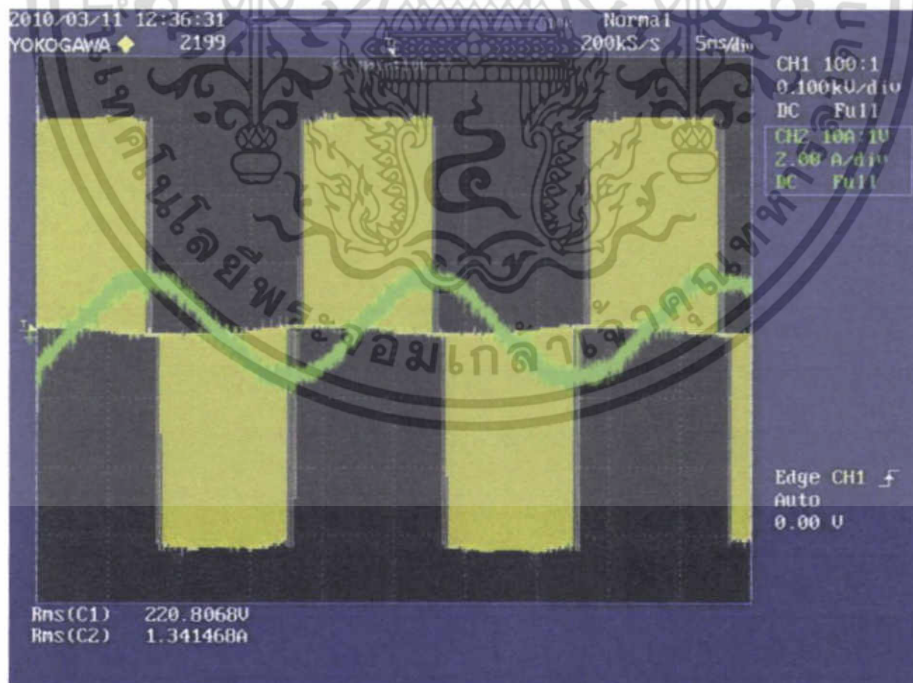
6.5 การทดลองประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์

การทดลองหาประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ ทำที่ค่าดัชนีมอดดูเลชั่นเท่ากับ 1 แรงดันอินพุทที่ 310 โวลต์ แรงดันเอาต์พุทที่ 220 โวลต์ โหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ขนาด 1 แรงม้า

6.5.1 วิธีการทดลอง



รูปที่ 6.17 วงจรทดสอบประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 6.18 แรงดัน และกระแสเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 6.18 จะได้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังตารางที่ 6.3

ตารางที่ 6.3 แรงดัน และกระแสที่ได้จากการทดสอบประสิทธิภาพ

แรงดันอินพุท	แรงดันเอาต์พุท
$V_{dc} = 320$ โวลต์	$V_{ac} = 220$ โวลต์
$I_{dc} = 3.12$ แอมป์	$I_{ac} = 1.34$ แอมป์

ดังนั้นจะสามารถคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าด้านเข้า และด้านออกของอินเวอร์เตอร์ ดังนี้

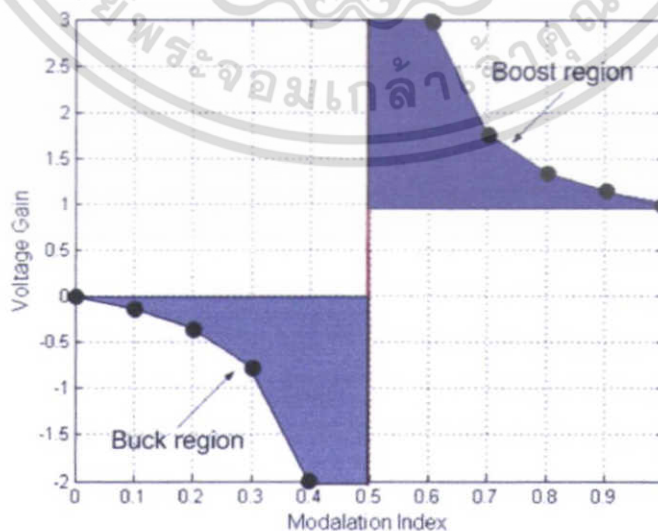
$$P_{in} = 320 \times 3.12 = 998 \text{ วัตต์}$$

$$P_{out} = 3 \times 220 \times 1.34 = 884.4 \text{ วัตต์}$$

ดังนั้นประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์เท่ากับ $\eta = 88.62$ เปอร์เซ็นต์

6.6 บทสรุป

จากผลการทดลองสรุปได้ว่าอินเวอร์เตอร์สามารถยุสต์แรงดันไฟตรงของวงจรเชื่อมโยงไฟตรงได้ โดยอัตราการยุสต์แรงดันแสดงดังตารางที่ 6.2 โดยที่อินเวอร์เตอร์สามารถยุสต์แรงดันได้สูงสุดประมาณ 3.5 เท่าของแรงดันอินพุท ซึ่งดัชนีมอดดูเลชันที่สามารถปรับได้อยู่ที่ 0.7 ถึง 0.9 สามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังรูปที่ 6.19 และสามารถควบคุมขนาดของแรงดันเอาต์พุทได้ด้วยการปรับขนาดของแรงดันอ้างอิง V_{ref} ซึ่งทำให้อินเวอร์เตอร์สามารถควบคุมแรงดันทางด้านเอาต์พุทได้ตามความต้องการ โดยในส่วนของ การควบคุมระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์เมื่อระดับแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงเปลี่ยนแปลงแสดง ดังรูปที่ 6.14 และ 6.15



รูปที่ 6.19 ความสัมพันธ์ระหว่างดัชนีมอดดูเลชัน และอัตราขยายแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจากการทดลองสามารถกล่าวได้ว่าอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ สามารถแก้ไขปัญหาการบดบังเงาแสงอาทิตย์ได้ ทำให้การจ่ายกำลังไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์มีความต่อเนื่อง และยังสามารถช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์อีกด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

สรุป วิเคราะห์ผลการการทดลอง และข้อเสนอแนะ

ในงานวิจัยนี้ได้ทำการศึกษาวិเคราะห์อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายที่ประยุกต์ใช้งานกับเซลล์แสงอาทิตย์ เพื่อใช้แก้ปัญหาเรื่องของการบดบังแสงอาทิตย์ ทำให้กำลังไฟฟ้าที่ผลิตได้ไม่ต่อเนื่อง และไม่เพียงพอต่อการใช้งาน ส่งผลให้ระบบมีประสิทธิภาพลดลง ดังนั้นวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ จึงได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานกับอินเวอร์เตอร์เพื่อที่จะแก้ไขปัญหาดังกล่าว โดนการยกระดับแรงดันที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรง ซึ่งจากการศึกษา ทดลอง ได้ผลเป็นที่น่าพอใจ โดยได้ทำการสร้างเครื่องอินเวอร์เตอร์ต้นแบบขนาด 3 กิโลวัตต์ 3 เฟส จากการที่ได้ทำให้สามารถทราบได้ว่า อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์สามารถยกระดับแรงดันและควบคุมแรงดันในขณะที่มีการบดบังเงาแสงอาทิตย์ได้อย่างน่าพอใจ โดยการสมมติให้แรงดันไฟกระแสตรงเปลี่ยนแปลง และจากผลการศึกษาและทดลองของงานวิจัยนี้สามารถสรุปได้ดังนี้

7.1 สรุปผลการวิจัย

1. อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์สามารถยกระดับแรงดันที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรงได้ดี โดยการควบคุมดัชนีการมอดูเลชัน แต่ต้องมีค่าไม่เกิน 0.6 เนื่องจากจะทำให้ช่วง Zero-state มีเวลามากขึ้นส่งผลให้แรงดันด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ลดลง
2. จากผลการทดลองการทำงานของระบบเมื่อระดับแรงดันของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงลดลงหรือเกิดการเปลี่ยนแปลง อินเวอร์เตอร์ยังคงสามารถทำงานได้ปกติ และรักษาเอาต์พุตให้คงที่ได้
3. เนื่องจากอินเวอร์เตอร์มีการใช้เทคนิคการสร้างสัญญาณขับสวิตช์ด้วยสัญญาณ SVM ทำให้การควบคุมช่วงเวลา Active และ Zero ของการขับสวิตช์ เพื่อยกระดับแรงดันที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรงทำได้สะดวกยิ่งขึ้น

7.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนางานวิจัย

1. พัฒนาให้สามารถใช้งานได้ในระดับมาตรฐานของระบบไฟฟ้า
2. ออกแบบหรือพิจารณาตัวควบคุมแบบอื่นๆ ในตัวควบคุมเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการรักษาระดับแรงดันที่วงจรเชื่อมโยงไฟตรง
3. ออกแบบให้สามารถเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าได้ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการใช้พลังงาน เนื่องจากในเบื้องต้นการควบคุมได้มีการแยกอิสระระหว่างแกน d และแกน q อยู่แล้ว ดังนั้นการพัฒนาต่อเพื่อชดเชยกำลังไฟฟ้าเสมือน หรือปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังสามารถทำได้
4. ทำการออกแบบตัวเหนี่ยวนำที่วงจรอิมพีแดนซ์ให้อยู่ในแกนร่วมกัน เนื่องจากมีการผลทดลองเพิ่มเติม ทำให้ทราบว่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำนั้นอินเฟสกันดังรูปผลการทดลองที่ 7.1



รูปที่ 7.20 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรอิมพีแดนซ์
ตัวเหนี่ยวนำ L1 (CH1 1A/div) ตัวเหนี่ยวนำ L2 (CH1 0.2A/div)

เนื่องจากกระแสอินเฟสกันทำให้สามารถใช้แกนเหล็กร่วมกันได้ ส่งผลให้ขนาดของตัว
เหนี่ยวนำลดลง โดยแสดงดังรูปที่ 7.2 ซึ่งสมการหาค่าความเหนี่ยวนำสามารถหาได้จากสมการ 7.1
และ 7.2 ดังนี้ และตัวอย่างตัวเหนี่ยวนำที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 7.2

$$L = \frac{N\phi}{i}$$

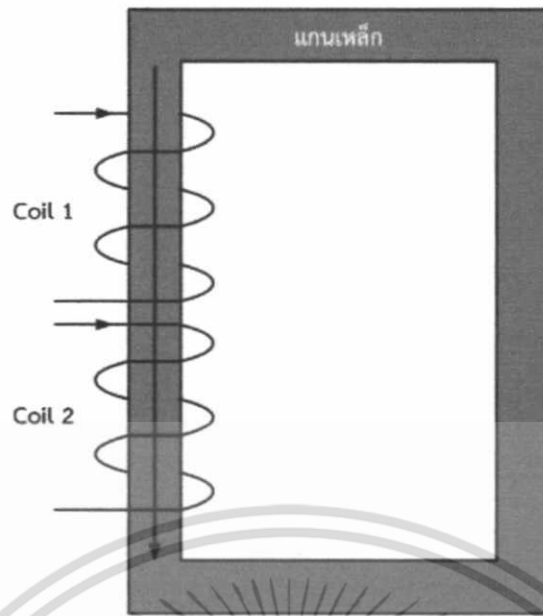
(7.1)

$$\phi = 2PNi$$

(7.2)

โดยที่ P คือ ความสัมพันธ์ของขนาดแกนเหล็กและวัสดุ
 N คือ จำนวนรอบที่พันลวด
 i คือ กระแสที่ไหลผ่านคอยล์
 ϕ คือ ฟลักซ์ (flux) ที่ไหลผ่านคอยล์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.21 ตัวเหนี่ยวนำแกนร่วม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] Fang Zheng Peng, **“Z-Source Inverter,”** IEEE Transactions on industry application, Vol. 39, No. 2, March/April 2003.
- [2] Miaosen Shen, Jin Wang, Alan Joseph, Fang Zheng Peng, Leon M. Tolbert, and Donald J. Adams, **“Constant Boost Control of the Z-Source Inverter to Minimize Current Ripple and Voltage Stress,”** IEEE Transactions on industry application, Vol. 42, No. 3, May/June 2006.
- [3] Fang Zheng Peng, Miaosen Shen, and Zhaoming Qian, **“Maximum Boost Control of the Z-Source Inverter,”** IEEE Transactions on power Electronics, Vol. 20, No. 4, July 2005.
- [4] C.J. Gajanayake, D. Mahinda Vilathgamuwa, and Poh Chiang Loh, **“Modeling and design of multi-loop closed loop controller for Z-source inverter for Distributed Generation,”** Power Electronics Specialists Conference 37th, pp. 1 - 7, 2006.
- [5] Mitch Olszewski, **“Z-Source Inverter for Fuel Cell Vehicles,”** U.S. Department of Energy, FreedomCAR and Vehicle Technologies, EE-2G, September 2005.
- [6] SmartCtrl Tutorial, **“3 Phase Grid-Connected PV Inverter Control Loop Design,”** Powersim Inc.
- [7] Miaosen Shen, Qingsong Tang, and Fang Z. Peng, **“Modeling and Controller Design of the Z-Source Inverter with Inductive Load,”** Power Electronics Specialists Conference 38th, pp. 1804 - 1809, 2007.
- [8] Xinping Ding, Zhaoming Qian, Shuitao Yang, Bin Cui, and Fangzheng Peng, **“A Direct DC-link Boost Voltage PID-link Fuzzy Control Strategy in Z-Source Inverter,”** Power Electronics Specialists Conference 39th, pp. 405 - 411, 2008.
- [9] วรชาติ แซ่ก๊ก, **“สเปซเวกเตอร์และทฤษฎีกรอบอ้างอิง,”** เอกสารประกอบการสอนวิชา Electrical Machine Drives and Systems, 2552.
- [10] Jorge Zambada and Debraj Deb, **“Sensorless Field Oriented Control of a PMSM,”** Microchip Technology Inc.
- [11] เจษฎา เจริญเกียรติดิตรัย, **“วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบ SVPWM ที่ใช้ตัวเก็บประจุขนาดเล็กในการเชื่อมต่อกับโหลด โดยใช้เทคนิคการกำจัดผลของสิ่งรบกวนแบบป้อนไปหน้า,”** วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2549.
- [12] Miaosen Shen and Fang Zheng Peng, **“Operation Modes and Characteristics of the Z-Source Inverter with Small Inductance or Low Power Factor,”** IEEE Transactions on industry electronics, Vol. 55, No. 1, January 2008.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [13] Poh Chiang Loh, Mahinda Vilathgamuwa, Yue Sen Lai, Geok Tin Chua and Yunmei Li, ***“Pulse-Width Modulation of Z-Source Inverters,”*** IEEE Trans. On Power Electronics Vol. 20, No. 6, pp. 1346-55, Nov. 2005.
- [14] W.-Toke Franke, Malte Mohr and Friedrich W. Fuchs, ***“Comparison of a Z-Source Inverter and a Voltage-Source Inverter Linked with a DC/DC-Boost-Converter for Wind Turbines Concerning Their Efficiency and Installed Semiconductor Power,”*** Power Electronics Specialists Conference, pp. 1814 - 1820, 2008.
- [15] M.H. Bierhoff, F.W. Fuchs, ***“Semiconductor Losses in Voltage Source and Current Source IGBT Converters Based on Analytical Derivation,”***
- [16] D.W. Chung, S.K. SUI, ***“Minimum-Loss PWM Strategy for 3-Phase PWM Rectifier,”*** Power Electronics Specialists Conference 1997, vol., pp. 1020 – 1027.
- [17] Jingbo Liu, Jiangang Hu and Longya Xu, ***“A Modified Space Vector PWM for Z-Source Inverter – Modeling and Design,”***
- [18] Tran-Quang Vinh, Tae-Won Chun, Jung-Ryol Ahn and Hong-Hee Lee, ***“Algorithms for Controlling Both the DC Boost and AC Output Voltage of the Z-Source Inverter,”*** IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 54, pp. 2745-2750, Oct. 2007.
- [19] Miaosen Shen, Alan Joseph, Jin Wang, Fang Z. Peng, and Donald J. Adams, ***“Comparison of Traditional Inverters and Z-Source Inverter for Fuel Cell Vehicles,”*** Power Electronics in Transportation, pp. 125 – 132, 21-22 Oct. 2004.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ECTI-CON 2010

The Empress Hotel Convention Centre

Chiang Mai, Thailand

19 - 21 May 2010

<http://ecticon2010.org>

ECTI-CON 2010 is the seventh annual international conference organized by Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) Association, Thailand. The conference aims to be an international forum for presentation of technological advances and research results in the field of electrical engineering, electronics, computer, telecommunications, and information technology. Accepted papers will be published in the *Proceedings of ECTI-CON 2010* and will be available via *IEEE Xplore* (IEEE Catalog Number: CFP1006E-ART). Acceptance will be based on quality, relevance, and originality.

Steering Committee

Apirat Siritaratitwat (*10)
 Chaiwut Chat-uthai (*10)
 Kosin Chamongthai (*10)
 Sawasd Tantaratana (*10)
 Seyed Hossein Hosseini (*10)
 Tuptim Angkaew (*10)
 Weerachet Karngern (*10)
 Banlue Srisuchinwong (*11)
 Prayoot Akkaraekthalin (*11)
 Jitkasame Ngarmuil (*11)
 Vara Varavithya (*11)
 Vutipong Areekul (*11)
 Wanlop Surakarnpon (*11)

General Chair

Booncharoen Sirinawakul

General Co-Chair

Nipon Theera-Umpon

Technical Program Chair

Sansanee Auephanwiriyaikul

Technical Program Committee

Sernsak Uatrongjit (Area 1)
 Chiranut Sa-ngiamsak (Area 1)
 Anan Phonphoem (Area 2)
 Juggapong Natwichai (Area 2)
 Phumin Kirawanich (Area 3)
 Chaodit Aswakul (Area 3)
 Nipapon Siripon (Area 3)
 Kasemsak Uthachana (Area 4)
 Manop Wongsaisuan (Area 4)
 Poj Tangamchut (Area 4)
 Suttichai Premrudeepreechacharn (Area 5)
 Natthaphob Nimpitiwan (Area 5)
 Peerapol Jirapong (Area 5)
 Matthew Dailey (Area 6)
 Somchart Chokchaitam (Area 6)

Finance Chair

Sernsak Uatrongjit
 Banlue Srisuchinwong
 Pairin Kaewkuay

Information System Chair

Sakgasit Ramingwong

Publication Chairs

Sansanee Auephanwiriyaikul
 Kasin Prakobwaitayakit
 Narat Montreekhachorn

General Secretary

Nipon Theera-Umpon

Important Dates

Paper submission	15 January 2010
Notification of acceptance	1 March 2010
Camera ready copy due/ Early bird registration	19 March 2010

Call for Contributed Papers

The annual ECTI-CON is a premier event in the areas of Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology. It will be held during the 19th to 21st May 2010 in Chiang Mai, Thailand. This conference will focus on all topics, including, but not limited to:

Area 1) Circuits and Systems: Analog Circuits, Digital Circuits, Mixed Signal Circuits, Nonlinear Circuits and Systems, Sensing and Sensor Networks, Filters and Data Conversion Circuits, RF and Wireless Circuits, Photonic and Optoelectronic Circuits, Low Power Design and VLSI Physical Design, Biomedical Circuits, Assembly and Packaging, Test and Reliability, Advanced Technologies (i.e. MEMS and Nano-electronic Devices);

Area 2) Computers and Information Technology: Computer Architecture, Computational Biology and Bioinformatics, Knowledge and Data Engineering, Learning Technologies, Multimedia Services and Technologies, Mobile Computing, Parallel/Distributed Computing and Grid Computing, Pattern Analysis and Machine Intelligence, Software Engineering, Visualization and Computer Graphics;

Area 3) Communication Systems: Communication Theory and Information Theory, Antenna and Propagation, Microwave Theory and Techniques, Modulation, Coding, and Channel Analysis, Networks Design, Network Protocols, and Network Management, Optical Communications, Wireless/Mobile Communications & Technologies;

Area 4) Controls: Control Theory and Applications, Adaptive and Learning Control System, Fuzzy and Neural Control, Mechatronics, Manufacturing Control Systems and Applications, Process Control Systems, Robotics and Automation;

Area 5) Electrical Power Systems: Power Engineering and Power Systems, Electromagnetic Compatibility, Energy Conversion, High Voltage Engineering and Insulation, Power Delivery, Power Electronics, Illumination;

Area 6) Signal Processing: Signal Processing Theory, Digital Signal Processing Algorithms, Digital Filter Design & Implementation, Array Processing, Adaptive Signal Processing, Audio, Speech, and Language Processing, Image Processing, Video Processing, Medical Signal Processing, Medical Imaging; Submissions for oral and poster presentation are invited from researchers, practitioners and students worldwide.

General Secretary ที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

more information visit the web site <http://ecticon2010.org>

general inquiry, please contact General co-chair Nipon Theera-Umpon at nipon@ieee.org.

program inquiry, please contact Program chair Sansanee Auephanwiriyaikul at sansanee@ieee.org.

Z-Source Grid-Connected Inverter for Solving the photovoltaic cell Shading problem

Anucha Pattanaphol² Surin Khomfoi¹ Prapart Paisuwanna²
¹Center of Excellence for Innovative Energy Systems, ²Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Chalongkrung Rd., Ladkrabang, Bangkok, 10520, THAILAND

Abstract

An application of grid-connected inverter interfacing with renewable energy resources for electrical power generation such as photovoltaic, fuel cell, and microturbine has a higher attraction. The application of photovoltaic cell normally faces the shading problem of solar light: this will lead to inconsistent power generation and low system efficiency; therefore, the z-source grid connected inverter is proposed in this paper. The operation of a grid-connected inverter is explained. The boosted capability of dc voltage bus in the z-source inverter is also investigated for this grid-connected application. The design of z-source elements is also demonstrated including simulation results. The simulation results suggest that a z-source inverter is a promising technique to apply in a grid-connected inverter in order to improve the overall grid-connected inverter efficiency and solve the shading problems.

I. INTRODUCTION

Recently, renewable energy resources have become an alternative power sources. Also, power electronics technologies have provided an important improvement of renewable energy applications. Many renewable energy applications will require high power inverters (>50 kW); for instance, a grid connected inverter for microgrid application. Furthermore, a photovoltaic production cost is reduced; thereupon, an application of grid-connected inverter interfaced with renewable energy resources for electrical power generation such as photovoltaic, fuel cell, and microturbine has a higher attraction. The application of photovoltaic cell normally faces the shading problem of solar light: this will lead to inconsistent power generation and low system efficiency. So far, dc-dc converters are utilized to constant dc bus voltage fed to a grid-connected inverter as shown in Fig. 1. A dc-dc converter requires at least an additional power switch to keep the dc bus constant; consequently, additional losses of a dc-dc converter will reduce the grid-connected inverter efficiency. The grid-connected inverter may require multiple dc-dc converters for a solar farm because of the limitation of NEC for dc distribution (< 600 V). The overall grid-connected inverter reliability would be reduced and the overall cost would be high. Therefore, it would be better if the grid-connected inverter can keep the dc bus constant without an extra dc-dc converter.

Z-source inverter topology has been proposed in [1] to improve inverter efficiency with both voltage source inverter

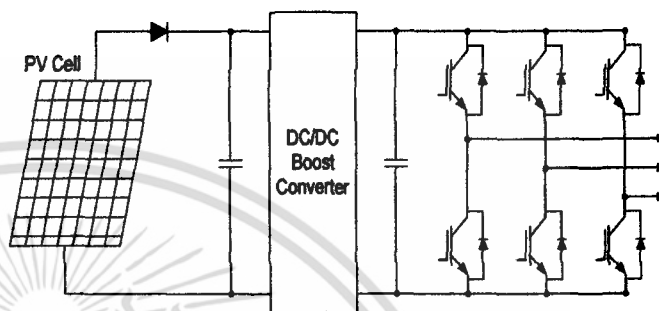


Fig. 1. A conventional inverter for photovoltaic application

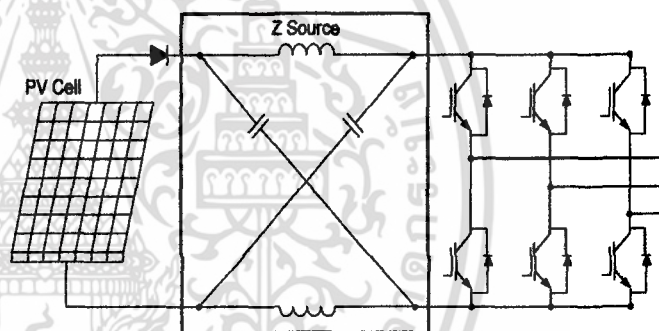


Fig. 2. A z-source topology for photovoltaic application

(VSI) and current source inverter (CSI). The z-source inverter consists of passive elements connected at the dc bus: two inductors and two capacitors as shown in Fig. 2. The dc voltage bus can be maintained by using the zero vector of the space vector paradigm as clearly explained in [2]. The boosted voltage capability can be up to three times of the input dc voltage [3]; however, the boosted voltage capability is depended upon the switching time of the zero vectors. Z-source inverters may not be required the dead time so that the additional 3-phase output voltage can be achieved. This z-source topology can be applied in a grid-connected inverter; nonetheless, a few researches on z-source grid-connected inverter have been presented.

Thus far, the z-source grid connected inverter is developed in this paper. The operation of a grid-connected inverter is clearly explained. The boosted capability of dc bus is also investigated for this grid-connected application. The design of z-source elements is also demonstrated including simulation results. The use of z-source technique in a grid-connected inverter may improve the overall grid-connected inverter efficiency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

II. Z-SOURCE CIRCUIT ANALYSIS AND OPERATION

The famous space vector modulation (SVM) is applied for the 3-phase inverter in this research as shown in (1). By briefly explained, V_{ref} is a referent vector to represent the output voltage trajectory which can be calculated from the vector V_α and V_β at a speed of ω ($2\pi f$) which f is a fundamental frequency reference. SVM technique has a different eight vectors using to switch the IGBT: six active vectors and two zero vectors as shown in Table I.

As can be seen in Table I., the zero vectors (V_0 and V_7) are used to buck or boost the dc bus voltage as the shoot-through switching states. V_0 and V_7 provide the zero output voltage vectors for the remained switching period from the active vector which is controlled by the referent vector (V_{ref}), in conventional SVM technique; but, V_0 and V_7 in z-source topology are used to boosted the dc bus voltage by turning on the upper and lower power switches at the same time which also provide a zero output voltages. At this switching period, the z-source can act as the conventional buck-boost converter. The ability of buck-boost voltage is depended upon the zero switching periods (T_0) which can be calculated in (3).

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{\sqrt{3}T_z|V_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{n-1}{3}\pi\right) \right), \\ &= \frac{\sqrt{3}T_z|V_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin\frac{n}{3}\pi - \alpha \right), \\ &= \frac{\sqrt{3}T_z|V_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin\frac{n}{3}\pi \cos\alpha - \cos\frac{n}{3}\pi \sin\alpha \right). \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} T_2 &= \frac{\sqrt{3}T_z|V_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin\left(\alpha - \frac{n-1}{3}\pi\right) \right), \\ &= \frac{\sqrt{3}T_z|V_{ref}|}{V_{dc}} \left(-\cos\alpha \sin\frac{n-1}{3}\pi + \sin\alpha \cos\frac{n-1}{3}\pi \right). \end{aligned} \quad (2)$$

$$T_0 = T_z - T_1 - T_2, \quad (3)$$

where n is the sector 1 to 6 of the SVM,
 V_{dc} is dc bus voltage,
 α is $\tan^{-1}\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right)$.

TABLE I. IGBT SWITCHING PATTERN.

Space vectors	Switching states	Output voltage ratio			
		v_{ao}	v_{bo}	v_{co}	
Zero vector	V_7	[111]	0	0	0
	V_0	[000]	0	0	0
Active vector	V_1	[001]	-1/3	-1/3	2/3
	V_2	[010]	-1/3	2/3	-1/3
	V_3	[011]	-2/3	1/3	1/3
	V_4	[100]	2/3	-1/3	-1/3
	V_5	[101]	1/3	-2/3	1/3
	V_6	[110]	1/3	1/3	-2/3

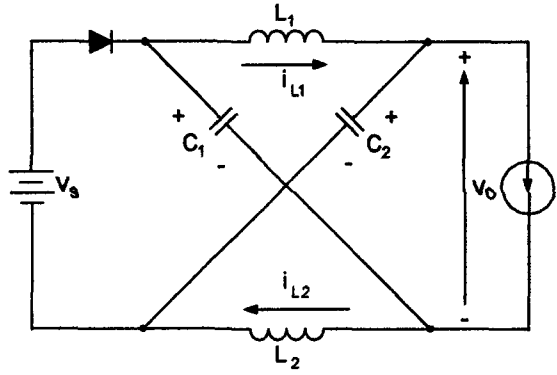


Fig. 3. A z-source equivalent circuit.

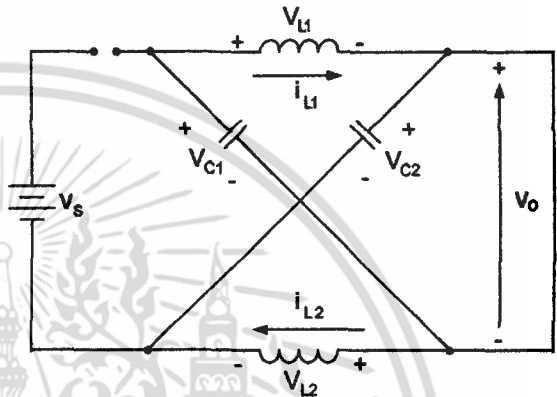


Fig. 4. A z-source equivalent circuit during shoot-through state.

Fig. 3. shows the equivalent circuit of a z-source inverter. The circuit operation of this z-source topology has been clearly explained in [2] and will briefly elucidate here for better understanding. A z-source technique normally has nine states: one additional state from a conventional inverter, having eight states, is a shoot trough state (positive and negative bus is connected). During this shoot-through state, z-source inverter is acting as a normal buck-boost converter which can be control by a modulation index (m_a) as depicted in Fig. 4 and Fig.5

The buck-boost capability of z-source inverter can be analyzed as follows:
 First, using KVL applied in Fig. 4, we get;

$$V_L - V_C = 0,$$

$$V_L = L \frac{di_L}{dt},$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_C}{L}$$

Again, with the help of KVL in Fig. 3, we also get;

$$-V_{dc} + V_L + V_C = 0,$$

$$V_L = V_{dc} - V_C,$$

$$V_L = L \frac{di_L}{dt},$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{dc} - V_C}{L}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Assuming that the averaged voltage across the inductors (V_{L1} and V_{L2}) is zero within one cycle of switching period. The relationship between voltage gain and shoot-through interval can be written as:

$$\begin{aligned} V_{L,av} &= V_{L,shoot} + V_{L,nonshoot} = 0, \\ \frac{V_C T_0}{T} + \frac{(V_{dc} - V_C) T_1}{T} &= 0, \\ \frac{V_C}{V_{dc}} &= \frac{T_1}{T_1 - T_0}. \end{aligned} \quad (4)$$

Let D is the shoot-through duty ratio, the (4) can be rewritten as:

$$\begin{aligned} V_C D T + (V_{dc} - V_C)(1 - D) T &= 0, \\ V_C(D - 1 + D) + V_{dc}(1 - D) &= 0, \\ \frac{V_C}{V_{dc}} &= \frac{1 - D}{1 - 2D}, \end{aligned} \quad (5)$$

$$\frac{V_C}{V_{dc}} = \frac{1 - \frac{T_0}{T}}{1 - 2\frac{T_0}{T}} \quad (6)$$

The amplitude of output phase voltage of a 3-phase inverter at fundamental frequency is

$$v_{AO,1} = m_a \frac{V_{O,1}}{2} \quad (7)$$

Assuming that the average of dc voltage bus in one cycle of switching period is zero; therefore, the shoot-through state is:

$$V_0 = 0. \quad (8)$$

The normal or active vector state are:

$$\begin{aligned} V_0 &= V_C - V_L, \\ V_0 &= 2V_C - V_{dc}, \\ v_{0,av} &= \frac{0T_0 + (2V_C - V_{dc})T_1}{T}, \\ v_{0,av} &= V_C = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_{dc}. \end{aligned} \quad (9)$$

The maximum of output dc voltage bus in one switching cycle can be represented as [1]:

$$v_{o,peak} = \frac{T}{T_1 - T_0} V_{dc} = B V_{dc}, \quad (11)$$

$$B = \frac{T}{T_1 - T_0} = \frac{1}{1 - 2\frac{T_0}{T}} \quad (12)$$

where B is boosted factor.

Substituting (11) into (7), we get

$$v_{AO,1} = m_a B \frac{V_{dc}}{2}. \quad (13)$$

Equation (13) shows that the output voltage of a 3-phase inverter can be adjusted by controlling m_a and B . The boosted factor, B , relates with the modulation index, m_a , as follows:

$$\frac{T_0}{T} = 1 - m_a, \quad (14)$$

Substituting (14) into (5), the relationship between voltage gain and modulation index can be written as;

$$\frac{V_C}{V_{dc}} = \frac{m_a}{2m_a - 1}, \quad (15)$$

and with the help of (14) and (12), we get

$$B = \frac{1}{2m_a - 1}. \quad (16)$$

From previously analyzed, the amplitude of output phase voltage in a z-source inverter at fundamental frequency is

$$v_{AO,1} = \frac{m_a}{2(2m_a - 1)} V_{dc}. \quad (17)$$

Equation (5) and (15) can graphically illustrate the relationship between voltage gain and modulation index of a z-source inverter as shown in Fig. 5.

Fig 5 shows that the maximum boosted capability is about three times of dc input voltage theoretically. The only boosted region is focused in this particular application because the z-source grid-connected inverter is expected to solve the shading problem of photovoltaic cell. We can see that if shading problem occurs, the dc bus can be boosted by adjusting the modulation index to increase the voltage gain

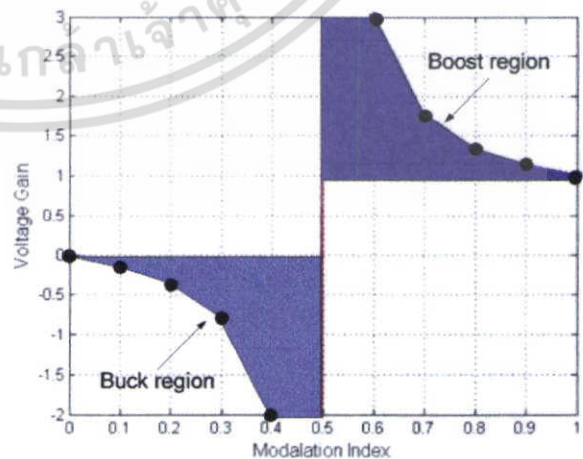


Fig. 5. The relationship between voltage gain and modulation index of a z-source inverter.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

to add up the output voltage inverter as high as requested voltage. It should be noted that at low modulation index (0.5-0.7) the active vector interval is quite short so that the zero vector interval (shoot-through state) is long: this leads to higher voltage gain increasing the output voltage of a z-source inverter; for instance, if the z-source inverter operates at 0.6/1.0 m_a , the output voltage of a z-source inverter increases about 80% compared to a conventional inverter operated at 1.0/1.0 m_a .

III. DESIGN EXAMPLE OF THE Z-SOURCE GRID-CONNECTED INVERTER

A grid-connected inverter normally consists of three main parts: 3-phase inverter, isolation transformer and output voltage filter. The z-source is placed between the photovoltaic array cell and dc voltage bus as illustrated in Fig. 6. Designing impedance network of a z-source inverter has been proposed in [4] which can be modified into this particular grid-connected application. 220 Vrms output voltage and 50 Hz fundamental frequency are selected in this work. Equation (16) demonstrates that we can keep the output voltage of the z-source grid-connected inverter constant by controlling m_a related with T_o and D . Therefore, the inverter will operate at $m_a = 1.0/1.0$; consequently, $D = 0.0/1.0$ during the normal operation.

For boosted operation, the inverter will operate at m_a varying from 0.5 to 0.99 out of 1.0. The z-source components such as L_1, L_2, C_1 and C_2 used in this research can be designed by using (18) and (19). Table II shows a list of all components and parameters utilized in the simulation model in the next section.

$$C = \frac{I_o T_s (2V_o - V_{dc})}{2kV_s (4V_o - V_{dc})} \quad (18)$$

$$L = \frac{V_s T_s (2V_o - V_{dc})}{2kI_o (4V_o - V_{dc})} \quad (19)$$

where k is voltage ripple factor at dc voltage bus.

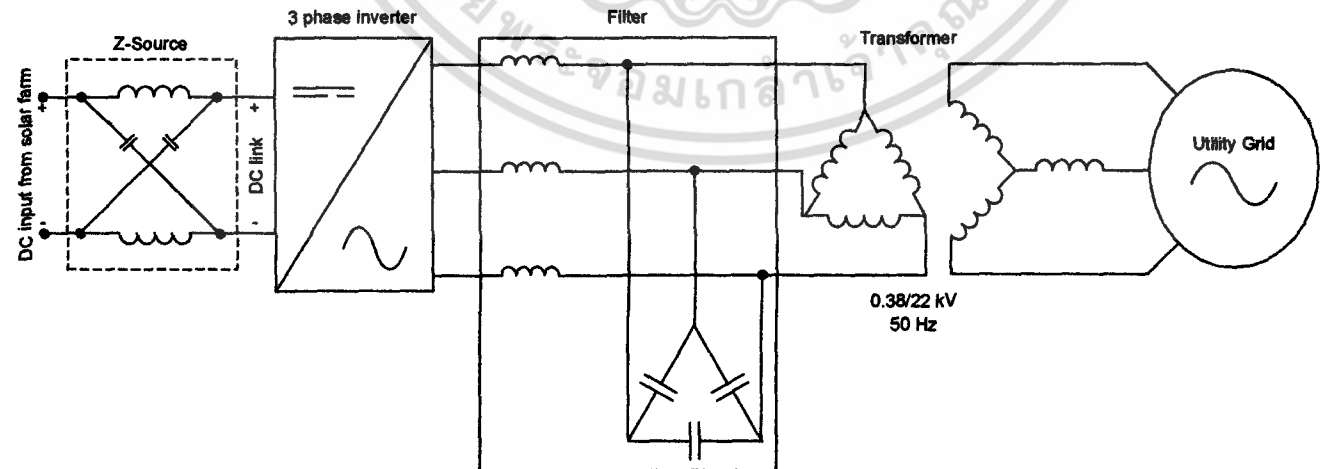


Fig. 6. Proposed 3-phase grid-connected inverter

TABLE II. COMPONENTS AND PARAMETERS USED IN THE SIMULATION MODEL.

Variables	Value of variables
Switching frequency	10 kHz
C_1 and C_2	1,000 μ F
L_1 and L_2	1.2 mH
Transformer	400/400 V
Inductance L_{filter}	50 μ H
Capacitance C_{filter}	250 kVAR
Grid voltage (rms)	220 $V_{ph}/50$ Hz
Rated inverter	125 kW

IV. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

MATLAB/Simulink is used to simulate the z-source grid-connected inverter as shown in Fig. 6. The z-source grid-connected inverter components and parameters are listed in Table II. The z-source inverter is generated power at 125 kW with 220V phase voltage, 50 Hz fundamental frequency and 311V dc bus voltage at normal operation. Fig. 7 is simulation results of the z-source inverter operating at $m_a = 0.80/1.0$, the voltage across C_1 (V_{c1}) which operating at $m_a = 0.8/1.0$, and waveform quality both output voltage and current are very good, probed after the filter circuit as shown in Fig. 7. Fig. 7 is simulation results of the z-source inverter operating at $m_a = 0.8/1.0$. As can be seen, the dc voltage across C_1 is increased from 311 V to about 350 V. This operation is boosted the dc voltage bus during shading problem. One can see that the fine quality output voltage of the z-sources inverter is almost the same as illustrated in Fig. 7. The simulation results suggest that the z-source technique can be applied to a grid connected inverter to solve the shading problems.

The experiment validation with a 1 kW phototype is also developed as shown in Fig. 8. The two solar panel was connected in series in order to achieve the 80 Vdc bus voltage. The z-source inverter was connected with the 1-hp induction motor as the load. The results show that the dc voltage bus can boost upto about 1.7 times during the shading condition as shown in Fig. 9.

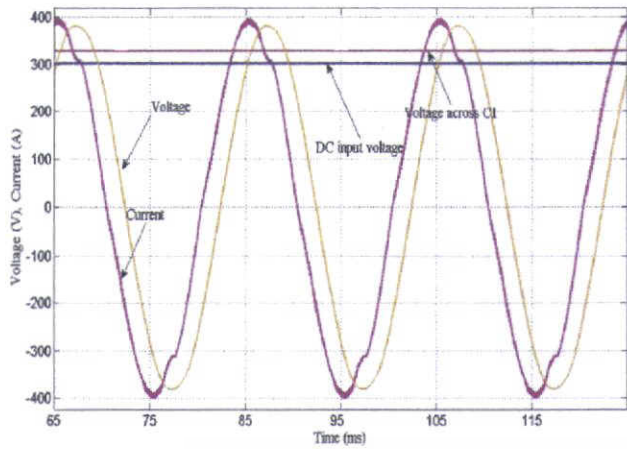


Fig. 7. The voltage across C_1 , V_{c1} , the output voltage and current of the z-source grid-connected inverter operating at $m_a = 0.8/1.0$.

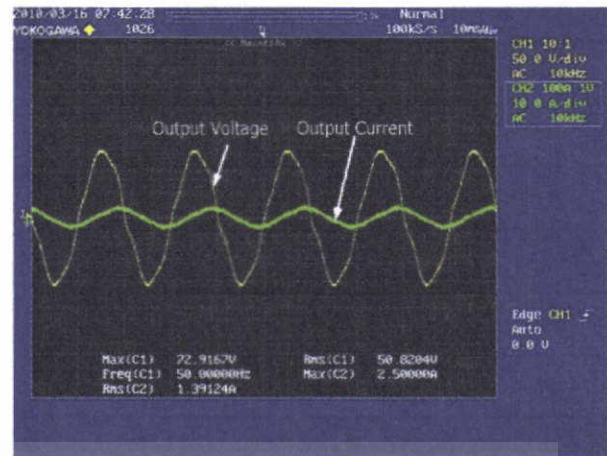


Fig. 10. The output voltage and current of the z-source grid-connected inverter operating at $m_a = 0.8/1.0$.

Fig. 10. show that the z-source inverter can supply the induction motor with the fine voltage and current waveform quality. However, the experiment validation for grid-connected application is required to prove the idea which will present in the near future.

V. CONCLUSION

The z-source grid connected inverter has been proposed in this paper. The operation of a grid-connected inverter has been explained. The dc bus voltage boosted capability has been also investigated for this grid-connected application. The design of z-source elements has also been demonstrated including simulation results. The simulation results suggest that the use of z-source technique in a grid-connected inverter could improve the overall grid-connected inverter efficiency and could solve the shading problems; however, the experiment validation is required to prove the idea which will present in the near future.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors would like to thank Ministry of Energy Thailand under EPPO Research Grant and Thailand Research Fund under the MRG5280027 contact number.

REFERENCE

- [1] Fang Zheng Peng, "Z-Source Inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no.2, March/April 2003.
- [2] Miaosen Shen and Fang Z. Peng, "Operation Modes and Characteristics of the Z-Source Inverter with Small Inductance," *IAS 2005*.
- [3] F. Z. Peng and Miaosen Shen, Zhaoming Qian, "Maximum Boost Control of the Z-source Inverter," *in Proc.of IEEE PESC 2004*.
- [4] S. Rajakaruna and Y. R. L. Jayawickrama, "Designing Impedance Network of Z-Source Inverter,"

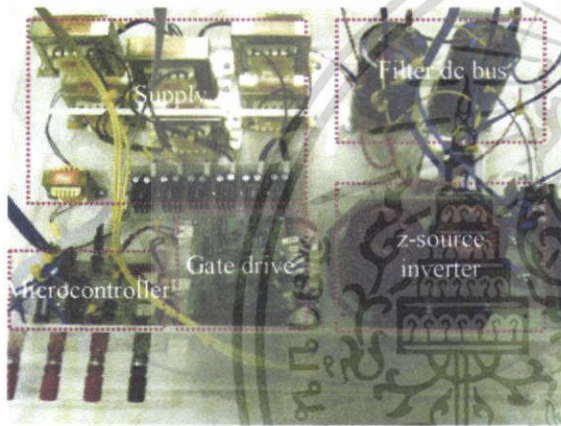


Fig. 8. 1 kW z-source inverter prototype

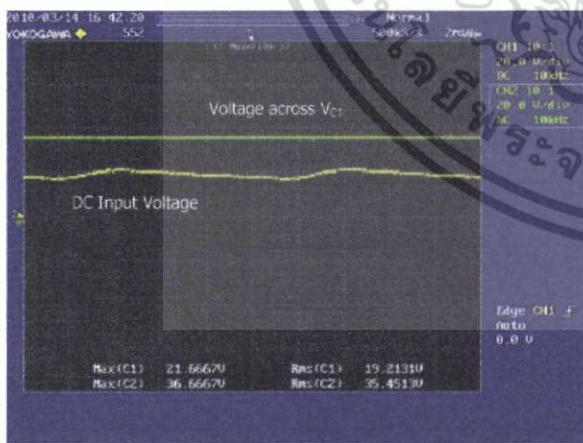


Fig. 9. The voltage across C_1 , V_{c1} , operating at $m_a = 0.8/1.0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชื่อ-นามสกุล นายอนุชา พัฒนผล

วัน เดือน ปีเกิด 10 กรกฎาคม 2529

ที่อยู่ 3/155 หมู่ที่ 2 ตำบลหนองปลิง อำเภอเมือง จังหวัดนครสวรรค์ 60000

ประวัติการศึกษา

- 2554 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- 2550 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- 2546 โรงเรียนสตรีนครสวรรค์
- 2540 โรงเรียนวิสุทธิศึกษา

ประสบการณ์การทำงาน

เมษายน พ.ศ.2551 - มิถุนายน พ.ศ.2551 ตำแหน่งวิศวกรไฟฟ้า บริษัท สิงห์ เบเวอเรจ จำกัด

มิถุนายน พ.ศ.2550 - เมษายน พ.ศ.2551 ตำแหน่งวิศวกรไฟฟ้า บริษัท ปทุมธานี บรีวเวอรี่ จำกัด

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

- [1] Anucha Pattanaphol, Surin Khomfoi and Prapart Prisuwana, ***“Snubber Considerations in 3 phase Grid-Connected IGBT Inverter for Microgrid Applications,”*** the 2nd AUN/SEED-Net Regional Conference on New and Renewable Energy 2010, 21-22 January 2010.
- [2] Anucha Pattanaphol, Surin Khomfoi and Prapart Prisuwana, ***“Z-Source Grid-Connected Inverter for Solving the photovoltaic cell Shading problem,”*** ECTI 2010, 19-21 May 2010.
- [3] Anucha Pattanaphol, Surin Khomfoi and Prapart Prisuwana, ***“Z-Source Grid-Connected Inverter for Interfacing with Photovoltaic Cells,”*** ECTI 2011, 17-19 May 2011.
- [4] อนุชา พัฒนผล วรชาติ แซ่ก๊ก ประภาส ไพรสวรรณา และ สุรินทร์ คำฝอย, ***“การควบคุม วงจรเชื่อมโยงไฟตรงและแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์,”*** การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 33, เล่มที่ 1 หน้า วันที่ 2-5 ธันวาคม 2553.