

การศึกษา และออกแบบระบบแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหนึ่งเฟส
สี่เหลี่ยมคางหมูชนิดบ่อนไปข้างหน้าที่มีการควบคุมแบบอินทิกรัล

A STUDY AND DESIGN OF FEEDFORWARD TECHNIQUE USING
INTEGRAL CONTROL FOR SINGLE-PHASE TRAPEZOIDAL AC POWER
SUPPLY

วิศวรรษ กานตีกูล
VISAVAT KANTIKOON

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2433-1

การศึกษา และออกแบบระบบแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหนึ่งเฟส
สี่เหลี่ยมคางหมูชนิดป้อนไปข้างหน้าที่มีการควบคุมแบบอินทิกรัล

A STUDY AND DESIGN OF FEEDFORWARD TECHNIQUE USING
INTEGRAL CONTROL FOR SINGLE-PHASE TRAPEZOIDAL AC POWER
SUPPLY



วิศวรรษ กานติกูล

VISAVAT KANTIKOON

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....61622
น.,เดือน,ปี.....19 ก.ค. 2549

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2549

ISBN 974-15-2433-1

**A STUDY AND DESIGN OF FEEDFORWARD TECHNIQUE USING
INTEGRAL CONTROL FOR SINGLE-PHASE TRAPEZOIDAL AC POWER
SUPPLY**

VISAVAT KANTIKOON

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

2006

ISBN 974-15-2433-1

COPYRIGHT 2006

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การศึกษาและออกแบบระบบแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหนึ่งเฟสสี่เหลี่ยมคางหมู
ชนิดป้อนไปข้างหน้าที่มีการควบคุมแบบอินทิกรัล

A STUDY AND DESIGN OF FEEDFORWARD TECHNIQUE USING
INTEGRAL CONTROL FOR SINGLE-PHASE TRAPEZOIDAL AC
POWER SUPPLY

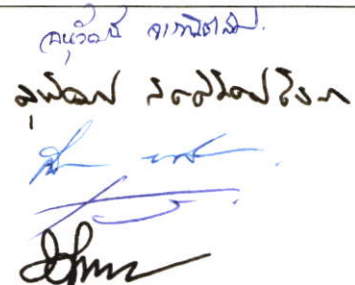
นักศึกษา นายวิศวรรช กานตีกุล

รหัสประจำตัว 44061038

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.อนุวัฒน์	จางวนิชเลิศ	
ผศ.ดร.สุพัฒน์	กิตติรัตน์สัจจา	
ดร.สมภพ	ผลไม้	
รศ.ดร.ชรินทร์	บุญลักษณ์านุสรณ์	
รศ.ดร.วิจิตร	กิณเรศ	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 26 เมษายน 2549 เวลา 11.30-13.30 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (E12-403)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(ผศ.ดร.จารุวัตร เจริญสุข)
คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่.....๒๕.....เดือน.....พฤษภาคม.....พ.ศ. ๒๕๔๙

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษา และออกแบบระบบแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหนึ่งเฟส สี่เหลี่ยมคางหมูชนิดป้อนไปข้างหน้าที่มีการควบคุมแบบอินทริกัล
นักศึกษา	นายวิศวรรช กานติกุล
รหัสนักศึกษา	44061038
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2549
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ ได้นำเสนอเทคนิคการควบคุมแบบอินทริกัล สำหรับแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหนึ่งเฟสสี่เหลี่ยมคางหมู ชนิดป้อนไปข้างหน้า โดยการป้อนสัญญาณการสวิตช์ที่ดับบลิวเอ็มเปรียบเทียบกับสัญญาณไซน์อินพุตที่ได้ทำการเคลมปีมาใช้ในการควบคุมระบบ เพื่อช่วยในการรักษาระดับแรงดันของระบบ ในกรณีของแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตไม่คงที่ และเนื่องจากการควบคุมนี้มีข้อดีที่ลดค่าตัวเก็บประจุที่บัสเชื่อมต่อ โยงแรงดันไฟตรง ให้มีขนาดเล็กและให้การตอบสนองทางไดนามิกที่เร็ว เป็นผลให้แรงดันกระแสที่บัสไฟตรงเชื่อมต่อ ซึ่งโครไนซ์กับสัญญาณเอาต์พุต ซึ่งเป็นผลในการปรับปรุงตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตและคุณภาพของกระแสอินพุต โดยเทคนิคการควบคุมแบบอินทริกัลอย่างง่ายจะถูกนำมาใช้ในการควบคุมอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสฟูลบริดจ์ ซึ่งในส่วนแรกจะทำการศึกษาและวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจรการควบคุมอินทริกัล ตลอดจนคุณสมบัติการทำงานต่างๆ เพื่อใช้ออกแบบวงจรกำลังหลักและสร้างระบบควบคุมการทำงาน พร้อมทั้งมีการจำลองการทำงานของวงจร ตลอดจนตรวจสอบสมรรถนะของระบบทางด้านอินพุต และผลตอบสนองทางไดนามิกภายใต้เงื่อนไข แรงดันแหล่งจ่ายและโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน โดยผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎีจะถูกตรวจสอบโดยผลการทดลอง

Thesis Title	A Study and design of Feedforward Technique using Integral Control for Single-Phase Trapezoidal AC Power Supply
Student	Mr. Visavat Kantikoon
Student ID.	44061038
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2006
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Vijit Kinnares

ABSTRACT

In this thesis, a feedforward technique using integral control for a single-phase trapezoidal ac power supply is presented. This technique is based on a comparison between PWM switching signals and clamped sinusoidal input signal for controlling system in order to maintain output voltage at constant level in case of ac input source variations. This technique offers advantages of a small dc link capacitor and fast dynamic response. This technique makes ripple dc link voltage synchronize with ac output voltage. This technique improves input power factor and input current quality. The simple integral control technique is introduced to control a 1-phase full bridge inverter. In the initial stage, the principal operation of integral control as well as various characteristic operation are studied and analyzed for main power circuit design and operated control system construction. The simulation of designed circuit is included and dynamic performance of the system is also verified under various operating conditions especially sudden supply voltage and load changes. The theoretical analysis is verified by experimental results.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงได้เป็นอย่างดี ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์ซึ่งขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร. วิจิตร กิมเรศ อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ที่ได้ให้ความรู้ ให้คำปรึกษาแนะนำความช่วยเหลือในด้านต่างๆเกี่ยวกับการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มาโดยตลอด

ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์ ที่เป็นแหล่งสนับสนุนทางด้านตำราและเอกสารอ้างอิง รวมทั้งเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทำวิจัย

ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา ที่เป็นผู้ให้กำลังใจในการศึกษาเล่าเรียนและเป็นผู้สนับสนุนในทุกสิ่งทุกอย่างอย่างตลอดมา

ขอขอบคุณเพื่อนนักศึกษา พี่ๆ น้องๆ ในภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกคนที่ให้ความช่วยเหลือเสนอแนะ ให้กำลังใจผู้วิจัยอย่างใกล้ชิด

คุณค่าและประโยชน์ที่พึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ บิดา มารดา คุณครูบา อาจารย์และผู้มีพระคุณทุกท่าน

วิศวรรช กานติกุล

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญภาพ.....	X
คำย่อและสัญลักษณ์.....	XVII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษาวิจัย.....	2
1.3 วิธีการวิจัย.....	3
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
1.5 ประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์.....	3
1.6 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานของวงจรแปลงผันไฟฟ้าชนิดเอช-ดีซีหนึ่งเฟส.....	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 องค์ประกอบการไม่เป็น ไลนูซอชดัลของรูปคลื่น.....	7
2.2.1 การวิเคราะห์ฟูเรียร์ของรูปคลื่น.....	7
2.2.2 ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส.....	8
2.2.3 กำลังไฟฟ้าและค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า.....	11
2.3 วงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์แบบเฟสเดียว.....	13
2.3.1 วงจรทางอุดมคติที่ $L_s = 0$	14
2.3.2 ผลกระทบของ L_s ที่มีต่อการคอมมิวเตทกระแส.....	18
2.3.3 คุณสมบัติของวงจรเรียงกระแส ที่ $v_d(t) = V_d$	23
2.3.4 วงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์ที่มีตัวเก็บประจุฟูลเตอร์.....	27

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.4 ตัวอย่างการปรับปรุงยูทิลิตี้อินเวอร์เฟสแบบเฟสเดียว.....	30
2.4.1 วงจรกรองชนิดพาสซีฟ.....	31
2.4.2 วงจรรูปแบบแอกทีฟสำหรับกระแสอินพุท.....	32
2.4.3 วงจรแปลงผันไฟฟ้าชนิดไหลผ่านกำลังสองทิศทาง.....	33
2.5 บทสรุป.....	36
บทที่ 3 ทฤษฎีพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งเฟส.....	37
3.1 บทนำ.....	37
3.2 รูปแบบและหลักการของอินเวอร์เตอร์.....	38
3.2.1 อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส.....	38
3.2.2 อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน.....	38
3.2.2.1 อินเวอร์เตอร์แบบมีอคคูเลตตามความกว้างพัลส์.....	39
3.2.2.2 อินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่นจัตุรัส.....	43
3.2.2.3 อินเวอร์เตอร์แบบยกเลิกแรงดันเฟสเดียว.....	44
3.3 อินเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งเฟส.....	44
3.3.1 อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์ครึ่งลูกคลื่น.....	44
3.3.2 อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์เต็มลูกคลื่น.....	45
3.3.2.1 การมีอคคูเลตตามความกว้างพัลส์ที่มีการสวิทช์แรงดันแบบสองขั้ว.....	46
3.3.2.2 การมีอคคูเลตตามความกว้างพัลส์ที่มีการสวิทช์แรงดันแบบขั้วเดียว.....	47
3.4 เทคนิคการควบคุมอินเวอร์เตอร์ในรูปแบบอื่นๆ.....	49
3.4.1 เทคนิคการมีอคคูเลตตามความกว้างพัลส์แบบวิธีกำจัดฮาร์มอนิกส์.....	49
3.4.2 เทคนิคการมีอคคูเลตตามความกว้างพัลส์แบบกระแสกระเพื่อมต่ำสุด.....	51
3.4.3 เทคนิคการปรับตัวของรูปคลื่นกระแสฟีดแบ็กลิวเอ็ม.....	52
3.4.4 เทคนิคเคลด้ามีอคคูเลเตอร์.....	54
3.5 บทสรุป.....	56

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การวิเคราะห์และออกแบบเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัล.....	57
4.1 บทนำ.....	57
4.2 หลักการของระบบที่ใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัล.....	57
4.3 เทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัล สำหรับระบบที่มีเอาต์พุตเป็นสี่เหลี่ยมคางหมู.....	59
4.4 การวิเคราะห์และออกแบบวงรอบการควบคุมแรงดันอินทริกัล สำหรับระบบที่มีเอาต์พุตเป็นสี่เหลี่ยมคางหมู.....	61
4.5 บทสรุป.....	64
บทที่ 5 เทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่นำเสนอ.....	67
5.1 บทนำ.....	67
5.2 การวิเคราะห์และออกแบบวงจรการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่นำเสนอ.....	67
5.3 ผลการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินทริกัล เมื่อมีการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์.....	71
5.3.1 ผลของการเปลี่ยนแปลงขนาดแรงดันของสัญญาณไซน์อินพุต.....	72
5.3.2 ผลของการเปลี่ยนแปลงขนาดแรงดันของสัญญาณอ้างอิง.....	73
5.3.3 ผลของการเปลี่ยนแปลงค่าคงที่เวลาของการอินทริเกรต.....	74
5.4 การวิเคราะห์ผลตอบสนองของระบบ.....	75
5.5 บทสรุป.....	78
บทที่ 6 การออกแบบวงจรกำลัง และวงจรควบคุมของระบบที่นำเสนอ.....	79
6.1 บทนำ.....	79
6.2 การออกแบบวงจรกำลัง.....	79
6.2.1 วงจรเรียงกระแสบริดจ์ไดโอดหนึ่งเฟส.....	79
6.2.2 ตัวเก็บประจุบัสกระแสตรง.....	80
6.2.3 วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส.....	81
6.2.4 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสองทางเอาต์พุต (ตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต และตัวเก็บประจุเอาต์พุต).....	82
6.3 วงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงสี่เหลี่ยมคางหมู.....	83

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
6.4 วงจรเคคไทม์ และวงจรจับเกท.....	84
6.5 บทสรุป.....	87
บทที่ 7 การทดลองและผลการทดลอง.....	88
7.1 การทดสอบและเปรียบเทียบผลรูปคลื่น ของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันสวิทช์ อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงกับแบบที่นำเสนอ.....	89
7.2 ผลการทดสอบเมื่อตัวเก็บประจุสกราะแสดงเปลี่ยนแปลงของทั้ง 2 ระบบ.....	92
7.3 ผลการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะทางด้านอินพุทของทั้ง 2 ระบบ เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง.....	98
7.4 ผลการทดสอบเมื่อแรงดันเอาต์พุทเปลี่ยนแปลงของทั้ง 2 ระบบ.....	102
7.5 ผลการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของทั้ง 2 ระบบ.....	105
7.6 ผลการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบผลตอบสนองทางไดนามิกส์ของทั้ง 2 ระบบ.....	109
7.6.1 การเปรียบเทียบผลตอบสนองเมื่อเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุทอย่างฉับพลัน.....	109
7.6.2 การเปรียบเทียบผลตอบสนองเมื่อเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลัน.....	111
บทที่ 8 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	114
8.1 สรุปผลการทดลอง.....	114
8.2 ปัญหาในงานวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	116
เอกสารอ้างอิง.....	117
ภาคผนวก ก.....	119
ภาคผนวก ข.....	127
ภาคผนวก ค.....	130
ภาคผนวก ง.....	134
ภาคผนวก จ.....	137
ประวัติผู้เขียน.....	154

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	การใช้คุณลักษณะฟังก์ชันในการวิเคราะห์ฟูเรียร์..... 9
7.1	ผลการทดลองแสดงค่า THD_i , DPF และ PF ทางด้านอินพุท เมื่อค่าตัวเก็บประจุเปลี่ยนแปลง ที่ $V_{out} = 110V$ ของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคกับลิวิตเอ็มเอท์พุท..... 93
7.2	ผลการทดลองแสดงค่า THD_i , DPF และ PF ทางด้านอินพุท เมื่อค่าตัวเก็บประจุเปลี่ยนแปลง ที่ $V_{out} = 110V$ ของเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่นำเสนอ..... 94
7.3	ผลการทดลองแสดงค่า THD_i , DPF และ PF ทางด้านอินพุท เมื่อค่าตัวเก็บประจุเปลี่ยนแปลง ที่ $V_{out} = 185V$ ของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคกับลิวิตเอ็มเอท์พุท..... 95
7.4	ผลการทดลองแสดงค่า THD_i , DPF และ PF ทางด้านอินพุท เมื่อค่าตัวเก็บประจุเปลี่ยนแปลง ที่ $V_{out} = 185V$ ของเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่นำเสนอ..... 96
7.5	ผลการทดลองแสดงค่า THD_i , DPF และ PF ทางด้านอินพุท เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง ที่ $V_{out} = 110V$ ของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคกับลิวิตเอ็มเอท์พุท..... 98
7.6	ผลการทดลองแสดงค่า THD_i , DPF และ PF ทางด้านอินพุท เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง ที่ $V_{out} = 110V$ ของเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่นำเสนอ..... 99
7.7	ผลการทดลองแสดงค่า THD_i , DPF และ PF ทางด้านอินพุท เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง ที่ $V_{out} = 185V$ ของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคกับลิวิตเอ็มเอท์พุท..... 100
7.8	ผลการทดลองแสดงค่า THD_i , DPF และ PF ทางด้านอินพุท เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง ที่ $V_{out} = 185V$ ของเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่นำเสนอ..... 101
7.9	ผลการจำลองของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคกับลิวิตเอ็มเอท์พุท ($V_{out} = 110V, C_{dc} = 10\mu F$)..... 105

สารบัญตาราง(ต่อ)

ตารางที่	หน้า
7.10 ผลการทดลองของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิวเอ็มเอท์พุท ($V_{out} = 110V, C_{dc} = 10\mu F$)	105
7.11 ผลการจำลองของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิวเอ็มเอท์พุท ($V_{out} = 185V, C_{dc} = 10\mu F$)	106
7.12 ผลการทดลองของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิวเอ็มเอท์พุท ($V_{out} = 185V, C_{dc} = 10\mu F$)	106
7.13 ผลการจำลองเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่นำเสนอ ($V_{out} = 110V, C_{dc} = 10\mu F$)	107
7.14 ผลการทดลองเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่นำเสนอ ($V_{out} = 110V, C_{dc} = 10\mu F$)	107
7.15 ผลการจำลองเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่นำเสนอ ($V_{out} = 185V, C_{dc} = 10\mu F$)	108
7.16 ผลการทดลองเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่นำเสนอ ($V_{out} = 185V, C_{dc} = 10\mu F$)	108

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	แหล่งจ่ายไฟเร็กกูเลท เอชซี – เอชซี ที่ปราศจากวงจรแก้ตัวประกอบกำลังแบบต่างๆไป..... 1
1.2	แหล่งจ่ายไฟเร็กกูเลท เอชซี – เอชซี กับวงจรแก้ตัวประกอบกำลังแบบต่างๆไป..... 1
1.3	รูปแบบแหล่งจ่ายไฟ ที่นำเสนอ..... 2
2.1	บล็อกไดอะแกรมของวงจรแปลงผัน ไฟฟ้าชนิดเอชซี-ดีซี..... 6
2.2	ลักษณะรูปคลื่นกระแสที่คิดเทียบ..... 9
2.3	แสดงความสัมพันธ์ของกำลัง ไฟฟ้า (Power Triangle)..... 11
2.4	วงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์แบบเฟสเดียว..... 14
2.5	วงจรสมมูลพื้นฐานและรูปคลื่นสัญญาณ ของวงจรเรียงกระแสกับแรงดันดีซีเชื่อมโยง..... 14
2.6	วงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์ในทางอุดมคติที่ $L_s = 0$ 15
2.7	การแบ่งกลุ่มไดโอดของวงจรเรียงกระแส..... 15
2.8	รูปคลื่นวงจรเรียงกระแส (a) ของวงจรในรูปที่ 2.6(a) และ (b) ของวงจรในรูปที่ 2.6(b)..... 16
2.9	(a) วงจรพื้นฐานของการคอมมิวเตทกระแส..... 18 และ(b) รูปคลื่นสัญญาณ ที่ $L_s = 0$ 18
2.10	(a) วงจรระหว่างการคอมมิวเตท..... 18 และ(b) วงจรหลักจากการคอมมิวเตทกระแสที่สมบูรณ์..... 18
2.11	แสดงรูปคลื่นในวงจรพื้นฐานของรูปที่ 2.9..... 19
2.12	(a) แสดงวงจรเรียงกระแสไดโอดแบบเฟสเดียวที่ L_s 21 และ(b) แสดงรูปคลื่น..... 21
2.13	วงจรของรูปที่ 2.12(a) ระหว่างการคอมมิวเตทกระแส..... 23
2.14	(a) แสดงวงจรเรียงกระแสที่แรงดันดีซีเชื่อมโยงคั้งที่..... 24 (b) วงจรเทียบเท่า..... 24 และ (c) รูปคลื่น..... 24
2.15	แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_d กับ V_d ของวงจรในรูปที่ 2.14(a) เมื่อ v_d คงที่..... 25
2.16	แสดงค่า THD_i , DPF และ PF ของวงจรในรูปที่ 2.14(a) เมื่อ v_d คงที่..... 26
2.17	แสดงความสัมพันธ์ของ V_d และ $Crest Factor$ ของวงจรในรูปที่ 2.14(a) เมื่อ v_d คงที่..... 27

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.18	แสดงวงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์ที่มีตัวเก็บประจุฟิลเตอร์..... 27
2.19	แสดงวงจรสมมูลของวงจร ในรูปที่ 2.18..... 28
2.20	แสดงรูปคลื่นของวงจรในรูปที่ 2.18..... 30
2.21	(a) วงจรกรองชนิดพาสซีฟ..... 31
	(b) รูปคลื่นกระแส i_s ที่ถูกปรับปรุง..... 31
2.22	(a) วงจรกรองชนิดแอกทีฟ..... 32
	(b) รูปคลื่น v_s และ i_s 32
	(c) รูปคลื่น $ v_s $ และ i_L 33
2.23	โหมคการสวิตช์วงจรแปลงผันไฟฟ้าของยูทิลิตี้อินเตอร์เฟส..... 33
2.24	การเรียงกระแส และการผกผัน
	(a) เฟสเซอร์โคอะแกรมแบบทั่วไป..... 34
	(b) การเรียงกระแสที่ตัวประกอบกำลังเป็นยูทิลิตี้..... 34
	(c) การผกผันที่ตัวประกอบกำลังเป็นยูทิลิตี้..... 34
2.25	แสดงรูปคลื่นที่ตัวประกอบกำลังเป็นยูทิลิตี้ของวงจรในรูปที่ 2.23
	(a) รูปคลื่นของวงจร..... 35
	(b) เฟสเซอร์โคอะแกรม..... 35
3.1	โครงสร้างของระบบอินเวอร์เตอร์..... 37
3.2	แสดงเทคนิคการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ และสเปกตรัมของฮาร์มอนิกส์..... 41
3.3	แสดงการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์กับรูปคลื่นไซน์ซอซัด..... 42
3.4	กราฟแสดงการควบคุมแรงดัน โดยแปรค่า m_a 43
3.5	แสดงการสวิตช์ของรูปคลื่นจัตุรัส และสเปกตรัม..... 44
3.6	แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์ครึ่งลูกคลื่น..... 44
3.7	แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์เต็มลูกคลื่น..... 45
3.8	แสดงการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ที่มีการสวิตช์แรงดันแบบสองขั้ว..... 46
3.9	แสดงการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ ที่มีการสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียวและสเปกตรัม..... 48
3.10	แสดงรูปคลื่นการมอดูเลตด้วยวิธีการกำจัดฮาร์มอนิกส์..... 49
3.11	แสดงวงจรสร้างสัญญาณของเทคนิคการปรับตัวของรูปคลื่นกระแสพีคบัลิวเอ็ม..... 53

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.12	แสดงรูปคลื่นของเทคนิคการปรับตัวของรูปคลื่นกระแสพีคดับลิวเอ็ม..... 53
3.13	แสดงวงจรเคลด้ามีอคคูเลเตอร์อย่างง่าย..... 54
3.14	แสดงรูปคลื่นของเทคนิคเคลด้ามีอคคูเลเตอร์อย่างง่าย..... 55
3.15	แสดงการเกิดรูปคลื่นการสวิตช์ของเทคนิคเคลด้ามีอคคูเลเตอร์ที่มีคาบไม่คงที่..... 55
4.1	เทคนิคที่ใช้การควบคุมแรงดันอินทริกัล..... 58
4.2	แสดงรูปคลื่นสัญญาณของระบบที่ใช้การควบคุมแรงดันอินทริกัล..... 59
4.3	ระบบแหล่งจ่ายไฟที่มีการควบคุมแบบอินทริกัล ชนิดป้อนกลับจากอินเวอร์เตอร์..... 60
4.4	การจำลองรูปคลื่นสัญญาณแรงดัน และกระแสของระบบ ที่ความถี่การสวิตช์ 0.025 เท้า..... 60
4.5	บล็อกการควบคุมแบบอินทริกัล ที่มีการป้อนกลับแรงดันอินเวอร์เตอร์จากภาคกำลัง..... 61
4.6	แสดงคาบเวลาของรูปคลื่นสามเหลี่ยม..... 62
4.7	การจำลองรูปคลื่นสัญญาณของการควบคุมแบบอินทริกัล ที่ความถี่การสวิตช์ 0.025 เท้า (a) รูปคลื่นการมอดูเลตด้านบวก..... 63 (b) รูปคลื่นสัญญาณเกท ที่สวิตช์1..... 63 (c) รูปคลื่นการมอดูเลตด้านลบ..... 63 (d) รูปคลื่นสัญญาณเกท ที่สวิตช์2..... 63
5.1	ระบบแหล่งจ่ายไฟที่มีการควบคุมแบบอินทริกัลที่นำเสนอ..... 66
5.2	บล็อกการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่นำเสนอ..... 67
5.3	แสดงผลการจำลองรูปคลื่นสัญญาณควบคุมของเทคนิคที่นำเสนอ..... 68
5.4	แสดงส่วนขยายผลการจำลองรูปคลื่นสัญญาณควบคุมของเทคนิคที่นำเสนอ..... 69
5.5	วงจรอินทริเกรเตอร์ที่ใช้ออปแอมป์..... 70
5.6	วงจรที่ใช้ในการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่นำเสนอ..... 71
5.7	รูปคลื่นสัญญาณ v_s และ v_m ของเทคนิคที่นำเสนอ (a) $V_s = 185V$ 72 (b) $V_s = 220V$ 72 (c) $V_s = 250V$ 72

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.8	รูปคลื่นสัญญาณ v_{ref} และ v_m ของเทคนิคที่นำเสนอ
	(a) $V_{ref} = 4V$ 73
	(b) $V_{ref} = 7.5V$ 73
5.9	รูปคลื่นสัญญาณ v_o และ v_m ของเทคนิคที่นำเสนอ
	(a) $T_i = 12.5 \times 10^{-6} s$ 74
	(b) $T_i = 25 \times 10^{-6} s$ 74
	(c) $T_i = 50 \times 10^{-6} s$ 74
5.10	ระบบควบคุมที่มีการป้อนกลับ 75
5.11	การออกแบบบล็อกไดอะแกรมของระบบที่นำเสนอ 76
5.12	เส้นทางเดินรากลของระบบที่นำเสนอ 77
5.13	ผลตอบสนองของระบบที่นำเสนอ 77
6.1	วงจรกำลังของระบบอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแบบอินทริกัลที่นำเสนอ 79
6.2	วงจรกำลังและรูปคลื่นสัญญาณเมื่อตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงขนาดเล็ก ทำหน้าที่กรองกระแสฮาร์มอนิกส์ความถี่สูงจากอินเวอร์เตอร์ของระบบที่นำเสนอ 80
6.3	วงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงสี่เหลี่ยมคางหมู 83
6.4	ผลของสัญญาณอ้างอิงสี่เหลี่ยมคางหมูที่ $4V$ 84
6.5	ผลของสัญญาณอ้างอิงสี่เหลี่ยมคางหมูที่ $7.5V$ 84
6.6	แสดงวงจรกำลังอินเวอร์เตอร์ในหนึ่งกิ่ง 85
6.7	รูปสัญญาณเมื่อมีการสร้างเคดไทม์ 85
6.8	วงจรเคดไทม์และวงจรจับเกท 86
6.9	แสดงผลสัญญาณอินพุทและเอาต์พุทของวงจรเคดไทม์ 86
7.1	วงจรต้นแบบการทดลองและวงจรเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุท 88
7.2	รูปคลื่นกระแสและแรงดันของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันสวิทซ์อินเวอร์เตอร์ ความถี่สูงที่เอาต์พุท 110V 89
7.3	รูปคลื่นกระแสและแรงดันของเทคนิคที่นำเสนอที่เอาต์พุท 110V 89
7.4	รูปคลื่นกระแสและแรงดันของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันสวิทซ์อินเวอร์เตอร์ ความถี่สูงที่เอาต์พุท 185V 90
7.5	รูปคลื่นกระแสและแรงดันของเทคนิคที่นำเสนอที่เอาต์พุท 185V 90

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
7.6	แสดงผลการจำลองรูปคลื่นกระแสและแรงดันของเทคนิคที่นำเสนอ..... 91
7.7	รูปคลื่นกระแสและแรงดันของเทคนิคทั้งสองที่ $C_{dc} = 100\mu F$
	(a) เทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันอินเวอร์เตอร์..... 92
	(b) เทคนิคที่นำเสนอ..... 92
7.8	รูปคลื่นกระแสและแรงดันของเทคนิคทั้งสองที่ $C_{dc} = 47\mu F$
	(a) เทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันอินเวอร์เตอร์..... 92
	(b) เทคนิคที่นำเสนอ..... 92
7.9	รูปคลื่นกระแสและแรงดันของเทคนิคทั้งสองที่ $C_{dc} = 10\mu F$
	(a) เทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันอินเวอร์เตอร์..... 93
	(b) เทคนิคที่นำเสนอ..... 93
7.10	กราฟแสดงค่า DPF , PF และ $\%THD_i$ ของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันอินเวอร์เตอร์ที่ $V_{out} = 110V$ เมื่อตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรงเปลี่ยนแปลง..... 94
7.11	กราฟแสดงค่า DPF , PF และ $\%THD_i$ ของเทคนิคที่นำเสนอมที่ $V_{out} = 110V$ เมื่อตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรงเปลี่ยนแปลง..... 95
7.12	กราฟแสดงค่า DPF , PF และ $\%THD_i$ ของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันอินเวอร์เตอร์ที่ $V_{out} = 185V$ เมื่อตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรงเปลี่ยนแปลง..... 96
7.13	กราฟแสดงค่า DPF , PF และ $\%THD_i$ ของเทคนิคที่นำเสนอมที่ $V_{out} = 185V$ เมื่อตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรงเปลี่ยนแปลง..... 97
7.14	กราฟแสดงค่า DPF , PF และ $\%THD_i$ ของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันอินเวอร์เตอร์ที่ $V_{out} = 110V$ เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง..... 99
7.15	กราฟแสดงค่า DPF , PF และ $\%THD_i$ ของเทคนิคที่นำเสนอมที่ $V_{out} = 110V$ เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง..... 100
7.16	กราฟแสดงค่า DPF , PF และ $\%THD_i$ ของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันอินเวอร์เตอร์ที่ $V_{out} = 185V$ เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง..... 101
7.17	กราฟแสดงค่า DPF , PF และ $\%THD_i$ ของเทคนิคที่นำเสนอมที่ $V_{out} = 185V$ เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง..... 102
7.18	กราฟแสดงค่า DPF , PF และ $\%THD_i$ ของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันอินเวอร์เตอร์ เมื่อแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง..... 103

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
7.19	กราฟแสดงค่า DPF , PF และ $\%THD_i$ ของเทคนิคที่นำเสนอ เมื่อแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง104
7.20	กราฟแสดงค่า $\%Eff$ ของเทคนิคที่มีการป้องกันกลับแรงดันพีคดับลิวเอ็มเอาต์พุต สำหรับระบบแรงดันเอาต์พุต 110V106
7.21	กราฟแสดงค่า $\%Eff$ ของเทคนิคที่มีการป้องกันกลับแรงดันพีคดับลิวเอ็มเอาต์พุต สำหรับระบบแรงดันเอาต์พุต 185V107
7.22	กราฟแสดงค่า $\%Eff$ ของเทคนิคที่นำเสนอ สำหรับระบบแรงดันเอาต์พุต 110V108
7.23	กราฟแสดงค่า $\%Eff$ ของเทคนิคที่นำเสนอ สำหรับระบบแรงดันเอาต์พุต 185V109
7.24	รูปคลื่นสัญญาณของระบบที่มีการป้องกันกลับแรงดันพีคดับลิวเอ็มเอาต์พุต เมื่อแรงดันอินพุตเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด (a) แรงดันอินพุตเปลี่ยนจาก185V → 250V110 (b) แรงดันอินพุตเปลี่ยนจาก 250V → 185V110
7.25	แสดงผลตอบสนองชั่วขณะของระบบที่มีการป้องกันกลับแรงดันพีคดับลิวเอ็มเอาต์พุต เมื่อแรงดันอินพุตเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดจาก185V → 250V110
7.26	รูปคลื่นสัญญาณของระบบที่นำเสนอ เมื่อแรงดันอินพุตเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด (a) แรงดันอินพุตเปลี่ยนจาก185V → 250V110 (b) แรงดันอินพุตเปลี่ยนจาก 250V → 185V110
7.27	แสดงผลตอบสนองชั่วขณะของระบบที่นำเสนอ เมื่อแรงดันอินพุตเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดจาก185V → 250V111
7.28	รูปคลื่นสัญญาณของระบบที่มีการป้องกันกลับแรงดันพีคดับลิวเอ็มเอาต์พุต เมื่อโหลดเปลี่ยนจาก 300W → 500W111
7.29	แสดงผลตอบสนองชั่วขณะของระบบที่มีการป้องกันกลับแรงดันพีคดับลิวเอ็มเอาต์พุต เมื่อโหลดเปลี่ยนจาก 300W → 500W112
7.30	รูปคลื่นสัญญาณของระบบที่นำเสนอ เมื่อโหลดเปลี่ยนจาก 300W → 500W112

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่		หน้า
7.31	แสดงผลตอบสนองชั่วขณะของระบบที่นำเสนอ เมื่อโหลดเปลี่ยนจาก $300W \rightarrow 500W$	112

รายการคำย่อและสัญลักษณ์

A_n	คือ	สัมประสิทธิ์ฟูเรียร์ของฟังก์ชัน Cos
B_n	คือ	สัมประสิทธิ์ฟูเรียร์ของฟังก์ชัน Sin
C_{dc}	คือ	ตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรง
C_i	คือ	ตัวเก็บประจุอินพุท
C_o	คือ	ตัวเก็บประจุเอาต์พุท
D_1, D_2, \dots, D_n	คือ	ไดโอด
f_c	คือ	ความถี่ของพัลส์วีค
$f_r f_1$	คือ	ความถี่ของสัญญาณ ไซน์อ้างอิงหรือความถี่อินเวอร์เตอร์
f_{sw}	คือ	ความถี่พาหะ
G	คือ	ค่าของเกน
$G_c(s), G_p(s)$	คือ	ฟังก์ชันถ่ายโอน
$H(s)$	คือ	ฟังก์ชันถ่ายโอนป้อนกลับ
I_d, I_{dc}	คือ	ขนาดกระแสดีซี
I_L, I_o	คือ	ขนาดกระแสโหลดหรือกระแสอินพุท
I_{ripple}	คือ	ขนาดกระแสการกระเพื่อม
I_s	คือ	ขนาดกระแสแหล่งจ่าย
I_{s1}	คือ	ขนาดกระแสมูลฐาน
I_T	คือ	ขนาดกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์การสวิตช์
i_{Cdc}	คือ	กระแสตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรง
i_{dc}	คือ	กระแสที่บัสกระแสตรง
i_{dis}	คือ	ความผิดเพี้ยนของกระแส
i_{Lo}	คือ	กระแสที่ตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุท
i_{ii}	คือ	กระแสอินพุทของอินเวอร์เตอร์
i_l, i_o	คือ	กระแสโหลดหรือกระแสเอาต์พุท
i_{ro}	คือ	กระแสเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแส
i_s	คือ	กระแสแหล่งจ่าย
K_i	คือ	อัตราขยายอินทริกัล
k_f	คือ	อัตราขยายป้อนกลับ
L_i	คือ	ตัวเหนี่ยวนำอินพุท

L_o	คือ	ตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต
M	คือ	คัมภ์ของการมีอคคูลเลท
m_a	คือ	อัตราส่วนองขนาดที่ใช้ในการมีอคคูลเลท
m_f	คือ	อัตราส่วนองความถี่ที่ใช้ในการมีอคคูลเลท
P_i, P_{in}	คือ	กำลังไฟฟ้าอินพุท
P_o, P_{out}	คือ	กำลังไฟฟ้าเอาต์พุท
Q	คือ	กำลังไฟฟ้าที่สูญเสีย
R_i	คือ	ความต้านทานอินพุท
R_l	คือ	ความต้านทานเอาต์พุท
S	คือ	กำลังปรากฏ
S_f	คือ	ค่าความชันขาลง
S_r	คือ	ค่าความชันขาขึ้น
T_i	คือ	ค่าคงที่เวลาการอินทริเกรต
T_{sw}	คือ	คาบการสวิตช์
t_d	คือ	เดดไทม์
Δt_+	คือ	ค่าเวลาองพัลส์บวก
Δt_-	คือ	ค่าเวลาองพัลส์ลบ
V_{BE}	คือ	ขนาดแรงดันคร่อมขาเบสและอิมิตอร์
V_d, V_{dc}	คือ	ขนาดแรงดันกระแสตรง
V_i, V_{in}	คือ	ขนาดแรงดันอินพุท
V_L, V_o	คือ	ขนาดแรงดันโหลดหรือเอาต์พุท
V_m	คือ	ขนาดแรงดันสูงสุดคลื่นไซน์
V_{o1}	คือ	ขนาดแรงดันมูลฐานองสัญญาณเอาต์พุท
V_{on}	คือ	ขนาดแรงดันองฮาร์โมนิกส์อันดับที่ n
V_p	คือ	ขนาดแรงดันขอคสัญญาณการมีอคคูลเลท
V_T, V_{tri}, A	คือ	ขนาดแรงดันขอคสัญญาณพาหะ
$V_r, V_{control}$	คือ	ขนาดแรงดันสัญญาณไซน์อ้างอิง
V_{rms}	คือ	ขนาดแรงดันอาร์เอ็มเอสองไฟกระแสสลับ
v_{dc}	คือ	แรงดันที่บัสกระแสตรง
v_f	คือ	แรงดันป้อนกลับ
v_{inv}	คือ	แรงดันอินเวอร์เตอร์
v_m	คือ	แรงดันอินทริกัล

v_l, v_o	คือ	แรงดันโหลดหรือเอาต์พุต
$v_r, v_{control}$	คือ	แรงดันไซน์อ้างอิง
v_s, v_{in}	คือ	แรงดันแหล่งจ่ายหรืออินพุต
Δv_{dc}	คือ	แรงดันกระเพื่อมที่บัสกระแสตรง
ω_c	คือ	ความถี่เชิงมุมของสัญญาณคลื่นพาหะ
ω_r	คือ	ความถี่เชิงมุมของสัญญาณไซน์อ้างอิง
α	คือ	มุมจุดชนวน
ϕ	คือ	มุมของตัวประกอบกำลังการกระจัด
θ	คือ	มุมระหว่างตัวแปรใดๆ

คำย่อ

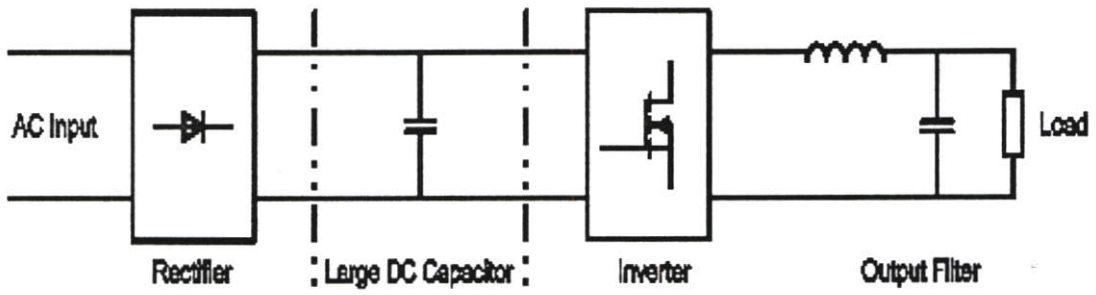
CSI	คือ	Current Source Inverter
DPF	คือ	Displacement Power Factor
EFF	คือ	Efficiency
PF	คือ	Power Factor
PWM	คือ	Pulse Width Modulation
SPWM	คือ	Sinusoidal Pulse Width Modulation
THD	คือ	Total Harmonic Distortion
UPS	คือ	Uninterruptible Power Supply
VSI	คือ	Voltage Source Inverter

บทที่ 1

บทนำ

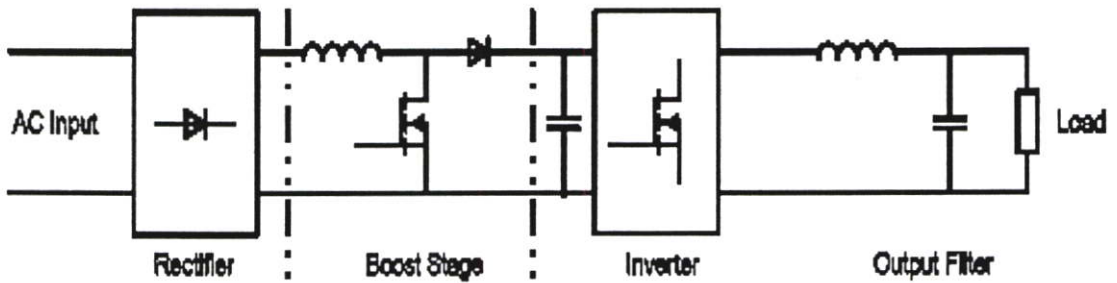
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟสอย่างง่ายที่สุด และถูกใช้กันอย่างแพร่หลาย ดังแสดงในรูปที่ 1.1 ที่ถูกประกอบไปด้วย วงจรเรียงกระแสบริดจ์ไดโอด, ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ที่บัสกระแสตรง และอินเวอร์เตอร์ชนิดพีคดับลิแวน์ โดยในการเชื่อมต่อกับตัวเก็บประจุในส่วนของบัสกระแสตรง สำหรับความต้องการให้แรงดันที่บัสกระแสตรงปราศจากการกระเพื่อมแบบไม่ถูกรีگูลเลท ตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงที่ถูกนำมาใช้จะถูกเลือกให้มีขนาดที่ใหญ่เพียงพอ สำหรับการรักษาระดับการกระเพื่อมให้มีค่าน้อยที่สุด เป็นผลทำให้ขนาดของระบบโดยรวมมีขนาดที่ใหญ่ขึ้น และผลตอบสนองทางไดนามิกส์ที่แย่ลง โดยเฉพาะผลที่ตามมาของความผิดเพี้ยนกระแส และค่าตัวประกอบกำลังด้านอินพุตที่ต่ำลง อันเนื่องมาจากผลของตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงที่มีขนาดใหญ่



รูปที่ 1.1 แหล่งจ่ายไฟเร็กกูเลท เอซี - เอซี ที่ปราศจากวงจรแก้ตัวประกอบกำลังแบบต่างๆไป

และแม้ว่ารูปแบบในรูปที่ 1.1 จะเป็นรูปแบบอย่างง่าย แต่ก็ยังคงมีข้อจำกัด ในเรื่องของค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกส์รวม (THDi) ของกระแสอินพุตที่สูง และค่าตัวประกอบกำลังอินพุตที่ต่ำ [2]



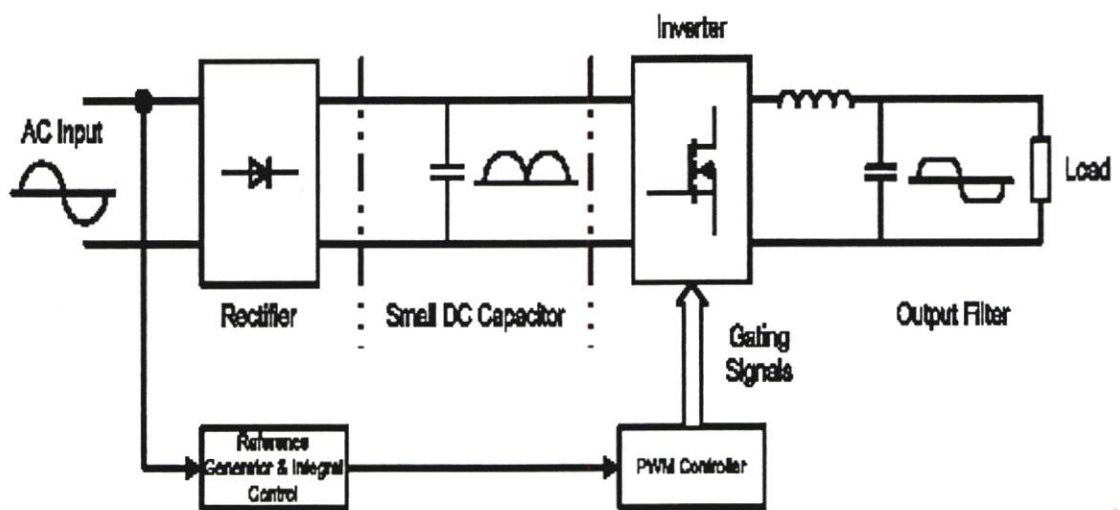
รูปที่ 1.2 แหล่งจ่ายไฟเร็กกูเลท เอซี - เอซี กับวงจรแก้ตัวประกอบกำลังแบบต่างๆไป

ดังนั้นคุณภาพของรูปคลื่นกระแสอินพุท จึงถูกนำมาพิจารณา เพื่อรักษาความเป็นอูคมคติ ของรูปคลื่นไซน์ซอซด์ และการตรงเฟสกับกับแรงดัน [5] ในรูปที่ 1.2 เป็นรูปแบบสำหรับการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสอินพุท โดยการเพิ่มในส่วนของวงจรทระดับที่ทำให้ค่าความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุทมีค่าต่ำ และมีค่าตัวประกอบกำลังที่สูงมาก แต่อย่างไรก็ตามการเพิ่มวงจรทระดับ ในส่วนของภาคกำลังก็จะมีผลเสีย ในเรื่องของค่าใช้จ่ายที่เพิ่มมากขึ้น อีกทั้งเป็นการลดประสิทธิภาพของระบบโดยรวม

ในองค์ประกอบของการควบคุม เทคนิคพีดับลิวเอ็มแบบป้อนไปข้างหน้าชนิดวงรอบเปิด จะถูกนำมาใช้เพื่อควบคุมวัฏจักรงาน (duty-cycle) ของสวิตซ์อินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 1.1 และ 1.2 สำหรับสร้างแรงดันเอาท์พุทที่ต้องการ

1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษาวิจัย

จากประโยชน์ที่ได้รับและความสำคัญของปัญหาข้างต้น รูปแบบของแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหนึ่งเฟสที่ใช้เทคนิคการควบคุมแบบอินทริกัล ในรูปที่ 1.3 จึงถูกนำเสนอ โดยมีข้อดีเนื่องจากการใช้ค่าตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงที่มีขนาดเล็กมาก รวมทั้งการนำค่าแรงดันกระแสเฟอ้อม 100 เฮอร์ทซ์ ที่บัสกระแสตรงมาใช้ประโยชน์ในการควบคุมเป็นผลทำให้ขนาดและราคาของระบบลดลง เนื่องจากเอาท์พุทมีความสอดคล้องกันกับแรงดันกระแสเฟอ้อมที่บัสกระแสตรง ทำให้กระแสอินพุทกับแรงดันมีเฟสที่ใกล้เคียงกัน อีกทั้งวงจรที่ไม่ซับซ้อนและไม่มีความต้องการในส่วนวงจรทระดับ กับตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรงขนาดใหญ่ ดังนั้นจึงให้ค่าตัวประกอบกำลังอินพุทที่ดี และปรับปรุงค่าความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุท



รูปที่ 1.3 รูปแบบแหล่งจ่ายไฟ ที่นำเสนอ

โดยในงานวิจัยนี้ ได้อาศัยหลักการทำงานของเทคนิคการควบคุมแบบอินทริกัล ที่ปราศจากการป้อนกลับจากภาคกำลัง สำหรับใช้กับอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส ทำให้ช่วยลดอุปกรณ์ในส่วนของการป้อนกลับแรงดันเอาต์พุตที่ดับลิวิตเอ็ม แต่ระบบก็ยังคงทำหน้าที่เป็นปริเรกูเลเตอร์(Preregulator)ได้ ซึ่งจะช่วยชดเชยแรงดันเอาต์พุตมูลฐานที่ตกไปและการเพิ่มขึ้นของกระแสโหลดให้คงที่

1.3 วิธีการวิจัย

- 1.3.1 ศึกษาปัญหาที่เกิดขึ้นและวิธีการแก้ไขปัญหา
- 1.3.2 ค้นคว้าทฤษฎีจากบทความในวารสารต่างๆ, เอกสารและตำราที่สามารถให้ข้อมูลเกี่ยวกับเทคนิคการควบคุมแบบอินทริกัล
- 1.3.3 วิเคราะห์การทำงานของวงจรที่ได้ถูกออกแบบ
- 1.3.4 จำลองการทำงานตามวงจรที่ได้ออกแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ เพื่อตรวจสอบเทียบผลทางทฤษฎีของเทคนิคที่นำเสนอ
- 1.3.5 ออกแบบอุปกรณ์และส่วนประกอบต่างๆในวงจรที่นำเสนอ
- 1.3.6 ทดสอบการทำงานจริงของวงจรที่นำเสนอ
- 1.3.7 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

- 1.4.1 วิเคราะห์การทำงานของวงจรในลักษณะสมการคณิตศาสตร์ เพื่อใช้สำหรับการออกแบบวงจรที่นำเสนอ
- 1.4.2 สร้างเครื่องต้นแบบ และวิเคราะห์การควบคุมด้วยเทคนิคอินทริกัล สำหรับที่ดับลิวิตเอ็มอินเวอร์เตอร์ ของแหล่งจ่ายไฟหนึ่งเฟส รูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมู ขนาด 500W ความถี่สวิทซ์ 40kHz แรงดันเอาต์พุต 110V และ 185V
- 1.4.3 ศึกษาสมรรถนะทางด้านอินพุตของแหล่งจ่ายไฟและดูผลกระทบทางด้านเอาต์พุต
- 1.4.4 เปรียบเทียบผลระหว่างระบบที่มีการป้อนกลับกับระบบที่นำเสนอ และประสิทธิภาพ

1.5 ประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์

- 1.5.1 ทำให้วงจรมีขนาดเล็กลงเพราะสามารถลดขนาดของตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรง และวงจรป้อนกลับจากภาคกำลัง
- 1.5.2 ปรับปรุงค่า DPF(Displacement Power Factor), PF(Power Factor) ทางด้านอินพุตและค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสอินพุตให้ดีขึ้น โดยปราศจากวงจรPFC(Power Factor Correction) เพิ่มเติม

- 1.5.3 ลดผลกระทบการกระเพื่อมของแรงดันบัลลิ่งกระแสตรงที่มีต่อสมรรถนะทางด้านอินพุท
- 1.5.4 ช่วยปรับปรุงการตอบสนองทางไดนามิก
- 1.5.5 ได้ปรับเร็กกูเลชันขึ้นต้น โดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบอินทริกัลชนิดป้อนไปข้างหน้า ในการช่วยรักษาระดับแรงดันเอาต์พุท
- 1.5.6 เป็นพื้นฐานในการศึกษาเพื่อนำมาประยุกต์ใช้งานในด้านอื่นๆ เช่น ระบบจ่ายกำลังไฟฟ้าสำรอง(UPS) และระบบMultiinput Converter เป็นต้น

1.6 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นงานวิจัยที่ได้ศึกษาและวิเคราะห์ เพื่อออกแบบและทดลองเทคนิคควบคุมแรงดันอินทริกัลชนิดป้อนไปข้างหน้าสำหรับแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหนึ่งเฟส โดยรายละเอียดที่จะกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์ ได้ถูกแบ่งเป็นบทต่างๆดังนี้

บทที่ 1 บทนำจะกล่าวถึงความเป็นมา, ความสำคัญของปัญหา, จุดมุ่งหมาย, วัตถุประสงค์ของการศึกษาวิจัย, วิธีการวิจัย, ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย และ โครงสร้างของวิทยานิพนธ์นี้

บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานของวงจรแปลงผันไฟฟ้าชนิดเอช-ดีซีหนึ่งเฟส ที่กล่าวถึงองค์ประกอบ การไม่เป็นไขนุซของคัลของรูปคลื่น แบ่งเป็นการวิเคราะห์ฟูเรียร์, ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส, กำลังและค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า, หลักการวงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์แบบเฟสเดียว และผลของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ทางด้านเอาต์พุท

บทที่ 3 ทฤษฎีพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งเฟส ประกอบด้วยทฤษฎีของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส และชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่มีการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์, การเกิดรูปคลื่นจัตุรัส, การทำงานของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบครึ่งคลื่น และแบบบริดจ์เต็มคลื่นที่มีการสวิตซ์แรงดันแบบสองขั้วและขั้วเดียว, เทคนิคการควบคุมอินเวอร์เตอร์ในรูปแบบต่างๆเช่น เทคนิคการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์แบบวิธีกำจัดฮาร์โมนิกส์, เทคนิคการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์แบบกระแสกระเพื่อมต่ำสุด, เทคนิคการปรับตัวของรูปคลื่นกระแสพิคดับบลิวเอ็ม และเทคนิคเคลด้ามมอดูเลเตอร์

บทที่ 4 การวิเคราะห์และออกแบบเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัล ประกอบด้วย หลักการของระบบ การวิเคราะห์ และออกแบบวงรอบการควบคุมแรงดันอินทริกัล

บทที่ 5 เทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลชนิดป้อนไปข้างหน้าที่นำเสนอ ซึ่งประกอบด้วย การวิเคราะห์และออกแบบวงจรการควบคุมแรงดันอินทริกัลชนิดป้อนไปข้างหน้า, ผลกระทบต่อการเปลี่ยนแปลงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันอินทริกัล เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ต่างๆได้แก่ การเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันของสัญญาณไซน์อินพุท, การเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันของสัญญาณอ้างอิงรูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมู, การเปลี่ยนแปลงค่าคงที่เวลาของการอินทริเกรต และการวิเคราะห์ผลตอบสนองของระบบ

บทที่ 6 การออกแบบวงจรกำลัง และวงจรควบคุมของระบบที่ถูกนำเสนอ จะอธิบายถึงการออกแบบค่าพารามิเตอร์ต่างๆในส่วนของวงจรกำลังได้แก่ การออกแบบตัวเก็บประจุกระแสตรง ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุของวงจรกรองผ่านความถี่ค่าเอาต์พุต, วงจรอินทริเกรเตอร์, วงจรเคด ไซน์ และวงจรขับเกท

บทที่ 7 การทดลองและผลการทดลอง ของแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหนึ่งเฟส ที่ใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลแบบป้อนกลับและแบบที่นำเสนอ ซึ่งประกอบไปด้วยผลการทดสอบและผลเปรียบเทียบของทั้งสองระบบได้แก่ การเปรียบเทียบรูปคลื่นสัญญาณ, ผลการทดสอบเมื่อตัวเก็บประจุกระแสตรงเปลี่ยนแปลง, ผลการทดสอบเมื่อแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง, ผลการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบผลสมรรถนะทางด้านอินพุตของค่าตัวประกอบกำลังการกระจัด, ตัวประกอบกำลัง และความผิดเพี้ยนกระแสด้านอินพุต, ผลการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพระบบ, ผลการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบผลตอบสนองทางไดนามิกส์ที่แบ่งเป็น เมื่อเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตอย่างฉับพลัน และเมื่อโหลดถูกเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน โดยผลที่ได้จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับผลการจำลองว่ามีความสอดคล้องกับทฤษฎีหรือไม่

บทที่ 8 บทสรุปและข้อเสนอแนะจากผลการทดลอง เพื่อใช้เป็นแนวทางในการแก้ปัญหา และวิเคราะห์วิจัยขั้นต่อไป

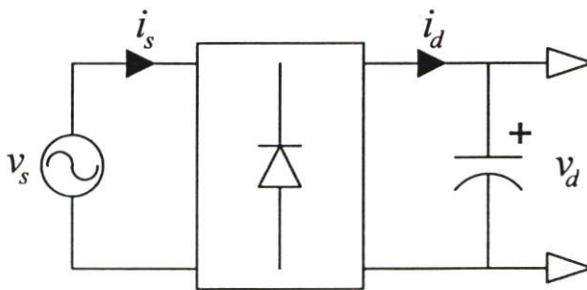
บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานของวงจรแปลงผันไฟฟ้าชนิดเอช-ดีซีหนึ่งเฟส

2.1 บทนำ

แหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหนึ่งเฟสโดยทั่วไป จะประกอบไปด้วยวงจรแปลงผันไฟฟ้าส่วนหลัก 2 ส่วน ได้แก่ วงจรแปลงผันไฟฟ้าชนิดเอช-ดีซี (AC to DC Converter) หรือที่เรียกกันโดยทั่วไปว่า วงจรเรียงกระแส (Rectifier) ซึ่งทำหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสสลับไปเป็นกระแสตรง และส่วนที่ 2 คือวงจรแปลงผันไฟฟ้าชนิดดีซี-เอช (DC to AC Converter) หรือที่ถูกเรียกว่าอินเวอร์เตอร์ (Inverter) ซึ่งในบทนี้จะได้กล่าวแต่เฉพาะวงจรแปลงผันไฟฟ้าชนิดเอช-ดีซี โดยวงจรแปลงผันไฟฟ้าในส่วนของดีซี-เอช จะได้ถูกกล่าวในบทต่อไป

วงจรแปลงผันไฟฟ้าชนิดเอช-ดีซี จะประกอบไปด้วยแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับรูปคลื่นไซน์ 50-60 Hz สำหรับแหล่งจ่ายกำลังทางด้านอินพุท, วงจรเรียงกระแสบริดจ์ไดโอด ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแส อาจเป็นชนิดครึ่งรูปคลื่นหรือเต็มรูปคลื่น และเป็นชนิดที่มีการควบคุมหรือไม่มีการควบคุม ซึ่งจะทำหน้าที่แปลงแปลงไฟฟ้ากระแสสลับไปเป็นกระแสตรง และตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรง (DC Bus Capacitor) ดังในรูปที่ 2.1 โดยวงจรแปลงผันไฟฟ้าชนิดนี้จะถูกนำไปประยุกต์ใช้งานที่หลากหลายเช่น แหล่งจ่ายไฟกระแสตรง, การขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรง, การขับเคลื่อนดีซีเซอร์โว ซึ่งเป็นการใช้วงจรเรียงกระแสที่ไม่มีการควบคุม โดยแรงดันกระแสตรงด้านเอาต์พุทที่ได้จากวงจรเรียงกระแสที่ปราศจากตัวเก็บประจุบัสกระแสตรง จะมีแรงดันการกระเพื่อม (Ripple Voltage) ที่เป็นอิสระผสมอยู่ [7], [10], [11] ด้วยเหตุที่ตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงขนาดใหญ่ ที่ถูกเชื่อมต่อในวงจรเสมือนเป็นตัวฟิลเตอร์ในกระแสตรง จะถูกประจุให้มีค่าใกล้เคียงกับค่ายอดของแรงดันกระแสสลับอินพุท โดยแรงดันเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแสจะมีขนาดใกล้เคียงกับค่าสูงสุดแรงดันกระแสสลับอินพุท และจะเป็นช่วงระยะเวลาที่มีค่าเป็นศูนย์ระหว่างแต่ละครึ่งรอบของความถี่ จึงทำให้กระแสของวงจรเรียงกระแสมีการบิดเบือนจากยูทิลิตี้



รูปที่ 2.1 บล็อกโคอะแกรมของวงจรแปลงผันไฟฟ้าชนิดเอช-ดีซี

$$F_h = \frac{\sqrt{a_h^2 + b_h^2}}{\sqrt{2}} \quad (2.6)$$

และเฟส ϕ_h ถูกกำหนดได้จาก

$$\tan(\phi_h) = \frac{(-b_h)}{a_h} \quad (2.7)$$

ดังนั้นฟังก์ชัน $f(t)$ ในเทอมค่าอาร์เอ็มเอสของส่วนประกอบอนุกรมฟูเรียร์ คือ

$$F = \left(F_0^2 + \sum_{h=1}^{\infty} F_h^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.8)$$

2.2.2 ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส

จากรูปที่ 2.2 แสดงลักษณะรูปคลื่นของกระแส i_s ที่เกิดจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังโดยมีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ ซึ่งกระแสที่มีลักษณะผิดเพี้ยนนี้ยังสามารถก่อให้เกิดความผิดเพี้ยนในรูปคลื่นแรงดันอีกด้วย แต่อย่างไรก็ตามความผิดเพี้ยนที่เกิดกับแรงดันมักมีขนาดเล็ก โดยในการวิเคราะห์ เพื่อให้ง่ายต่อความเข้าใจจึงสมมุติให้แรงดันขาเข้าเป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่มูลฐานเท่านั้น ดังในสมการที่ 2.9 ($\omega_1 = \omega$ และ $f_1 = f$)

$$v_s = \sqrt{2}V_s \sin \omega_1 t \quad (2.9)$$

และให้กระแส i_s เป็น

$$i_s(t) = i_{s1}(t) + \sum_{h \neq 1} i_{sh}(t) \quad (2.10)$$

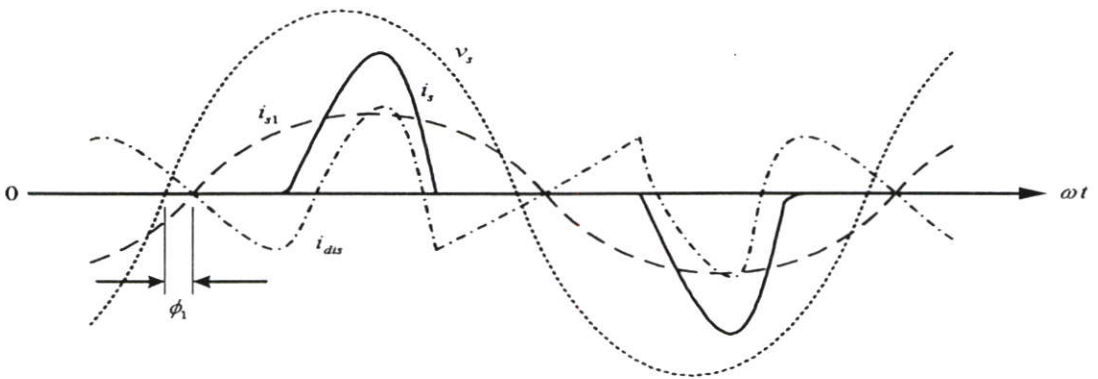
เมื่อ i_{s1} เป็นค่าองค์ประกอบมูลฐาน

i_{sh} เป็นค่าองค์ประกอบความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่ f_h ซึ่งองค์ประกอบของกระแสดังในสมการที่ 2.10 สามารถแสดงได้เป็น

$$i_s(t) = \sqrt{2}I_{s1} \sin(\omega_1 t - \phi_1) + \sum_{h \neq 1} \sqrt{2}I_{sh} \sin(\omega_h t - \phi_h) \quad (2.11)$$

ตารางที่ 2.1 การใช้คุณลักษณะฟังก์ชันในการวิเคราะห์ฟูรีเยร์

ฟังก์ชัน	เงื่อนไข	a_h และ b_h
Even	$f(-t) = f(t)$	$b_n = 0$ $a_h = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(t) \cos(h\omega t) d(\omega t)$
Odd	$f(-t) = -f(t)$	$a_h = 0$ $b_h = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(t) \sin(h\omega t) d(\omega t)$
Half-Wave	$f(t) = -f(t + \frac{1}{2}T)$	$a_h = b_h = 0$ สำหรับ h เลขคู่ $a_h = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(t) \cos(h\omega t) d(\omega t)$ สำหรับ h เลขคี่ $b_h = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(t) \sin(h\omega t) d(\omega t)$ สำหรับ h เลขคี่
Even Quarter-Wave	Even and Half-Wave	$b_n = 0$ สำหรับ h ทั้งหมด $a_h = \begin{cases} \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} f(t) \cos(h\omega t) d(\omega t) & \text{สำหรับ h เลขคี่} \\ 0 & \text{สำหรับ h เลขคู่} \end{cases}$
Odd Quarter-Wave	Odd and Half-Wave	$a_n = 0$ สำหรับ h ทั้งหมด $b_n = \begin{cases} \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} f(t) \sin(h\omega t) d(\omega t) & \text{สำหรับ h เลขคี่} \\ 0 & \text{สำหรับ h เลขคู่} \end{cases}$



รูปที่ 2.2 ลักษณะรูปคลื่นกระแสที่คิดเขียน

เมื่อ ϕ_1 เป็นมุมเฟสระหว่างแรงดันและกระแสอินพุทรูปคลื่นไซน์ v_s และ i_{s1} (ϕ_1 แสดงถึงค่ากระแส i_{s1} ตามแรงดัน v_{s1}) โดยค่าอาร์เอ็มเอสของกระแส I_s สามารถคำนวณได้จากการกำหนดค่าอาร์เอ็มเอส ตามสมการที่ 2.12 และได้รูปคลื่นกระแส i_s ดังสมการต่อไปนี้

$$I = \left(\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt \right) \quad (2.12)$$

$$I_s = \left(\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} i_s^2(t) dt \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.13)$$

เมื่อ

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

การแทนค่า i_s จากสมการที่ 2.10 ในสมการที่ 2.13 จะสังเกตได้ว่าอินทิกรัลของเทอม Cross-Product ทั้งหมดเป็นศูนย์ดังสมการ

$$I_s = \left(I_{s1}^2 + \sum_{h \neq 1} I_{sh}^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.14)$$

ความผิดเพี้ยนในรูปคลื่นแรงดันหรือกระแส แสดงด้วยคุณสมบัติจากค่าเฉลี่ยของดัชนีที่เรียกว่า ค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกส์รวม Total Harmonic Distortion (THD) โดยองค์ประกอบความผิดเพี้ยนของกระแส i_{dis} จากสมการที่ 2.10 ถูกแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$i_{dis}(t) = i_s(t) - i_{s1}(t) = \sum_{h \neq 1} i_{sh}(t) \quad (2.15)$$

จากรูปที่ 2.2 สามารถแสดงค่าอาร์เอ็มเอสของความผิดเพี้ยนกระแสได้ดังนี้

$$I_{dis} = \left[I_s^2 - I_{s1}^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \left(\sum_{h \neq 1} I_{sh}^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.16)$$

และค่า THD ของกระแสสามารถถูกกำหนดได้จาก

$$\%THD_i = 100 \times \frac{I_{dis}}{I_{s1}} \quad (2.17)$$

$$= 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}}$$

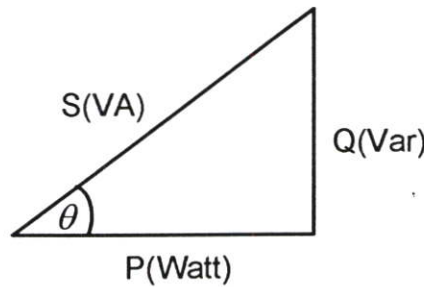
$$= 100 \times \sqrt{\sum_{h \neq 1} \left(\frac{I_{sh}}{I_{s1}} \right)^2}$$

และเมื่อ $I_{s,peak}$ เป็นค่ายอดของรูปคลื่นกระแส i_s ในรูปที่ 2.2 เป็นอัตราส่วนกับกระแสอาร์เอ็มเอสทั้งหมด I_s จะได้ค่า

$$\text{Crest factor} = \frac{I_{s,peak}}{I_s} \quad (2.18)$$

2.2.3 กำลังไฟฟ้าและค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

โดยทั่วไปอุปกรณ์ที่นำมาใช้งานในระบบไฟฟ้าจะเกิดกำลังไฟฟ้าใน 2 ลักษณะ คือ กำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นแล้วสามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้ และกำลังไฟฟ้าที่สูญเสียไป โดยไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้ เช่น กำลังไฟฟ้าที่สูญเสียไปในรูปของความร้อน โดยกำลังไฟฟ้าสามารถแยกออกได้เป็น 3 ประเภทคือ



รูปที่ 2.3 แสดงความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้า (Power Triangle)

1. กำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับวงจรหรือโหลดที่ได้จากการถอดรากที่สองของ $P^2 + Q^2$ ซึ่งเรียกกำลังไฟฟ้านี้ว่ากำลังไฟฟ้าปรากฏ (Apparent Power) หรือค่า S มีหน่วยเป็นโวลท์แอมป์ (VA)
2. กำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นกับโหลดที่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้ หรือที่เรียกว่ากำลังไฟฟ้าจริง (Active Power) หรือค่า P จากสูตร $VI \cos \theta$ มีหน่วยเป็นวัตต์ (W)

3. กำลังไฟฟ้าที่ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้ หรือที่เรียกว่ากำลังไฟฟารีแอกทีฟ (Reactive Power) หรือค่า Q จากสูตร $VI \sin \theta$ ที่มีหน่วยเป็นโวลต์แอมป์รีแอกทีฟ หรือวาร์ (VAR)

โดยสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าทั้ง 3 แบบ ได้ดังรูปที่ 2.3

จากความสัมพันธ์ที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นจะส่งผลต่อค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power Factor ; PF), ค่าตัวประกอบกำลังการกระจัด (Displacement Power Factor ; DPF) โดยค่าตัวประกอบกำลังคือ อัตราส่วนของกำลังไฟฟ้าจริงต่อกำลังไฟฟ้าปรากฏ ($\frac{P}{S}$) ซึ่งมีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 1 ซึ่งจากรูปที่

2.3 จะแสดงได้ว่า $PF = \cos \theta$

โดยที่ค่า PF อาจเป็นแบบนำหน้าหรือล้าหลังขึ้นอยู่กับทิศทางการไหลของกำลังงานที่ทำให้เกิดกำลังงานไฟฟารีแอกทีฟ คือถ้ากำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟารีแอกทีฟไหลไปในทิศทางเดียวกันค่า PF จะเป็นแบบล้าหลัง แต่ถ้าไหลไปในทิศทางที่ตรงกันข้ามกันค่าของ PF จะเป็นแบบนำหน้า เช่นระบบที่มีตัวเก็บประจุเป็นแหล่งกำเนิดกำลังงานรีแอกทีฟเพียงอย่างเดียวค่า PF จะเป็นแบบนำหน้า และในระบบที่มีแต่ตัวเหนี่ยวนำจะได้ค่า PF ที่เป็นแบบล้าหลัง

ดังนั้นค่า PF จึงเป็นการบ่งบอกถึงความสามารถในการนำกำลังไฟฟ้ามาใช้ให้เกิดประโยชน์ได้มากน้อยเพียงใด

ซึ่งจากรูปที่ 2.2 สามารถกำหนดกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยได้ดังนี้

$$P = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} p(t) dt = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} v_s(t) i_s(t) dt \quad (2.19)$$

และเมื่อแทนค่า PF จากสมการที่ 2.9 และ PF จากสมการที่ 2.11 ลงในสมการที่ 2.19 จะได้ว่า

$$P = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} \sqrt{2} V_s \sin \omega_1 t \cdot \sqrt{2} I_{s1} \sin(\omega_1 t - \phi_1) dt = V_s I_s \cos \phi_1 \quad (2.20)$$

จากสมการที่ 2.20 จะสังเกตเห็นว่าส่วนประกอบของกระแสที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ไม่ได้มีส่วนในกำลังเฉลี่ยจากแรงดันไซน์ซอซอดัล v_s โดยกำลังกำลังปรากฏ S ที่ได้เป็นผลจากแรงดันอาร์เอ็มเอสของ V_s และกระแสอาร์เอ็มเอสของ I_s ดังสมการ

$$S = V_s I_s \quad (2.21)$$

โดยค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของสัญญาณสามารถแสดงได้ตามสมการ

$$PF = \frac{P}{S} \quad (2.22)$$

ดังนั้นจากสมการที่ 2.20 ถึง 2.22 ที่แรงดันเป็นรูปคลื่นไซน์ แต่กระแสไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ตามรูปที่ 2.2 จะได้ว่า

$$PF = \frac{V_s I_s \cos \phi_1}{V_s I_s} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \phi_1 \quad (2.23)$$

และค่าตัวประกอบกำลังการกระจัด ที่มุม ϕ_1 คือ

$$DPF = \cos \phi_1 \quad (2.24)$$

ดังนั้นค่าตัวประกอบกำลังที่มีความสัมพันธ์กับค่าประกอบกำลังการกระจัดของกระแสที่ไม่ใช่รูปคลื่นไซน์ คือ

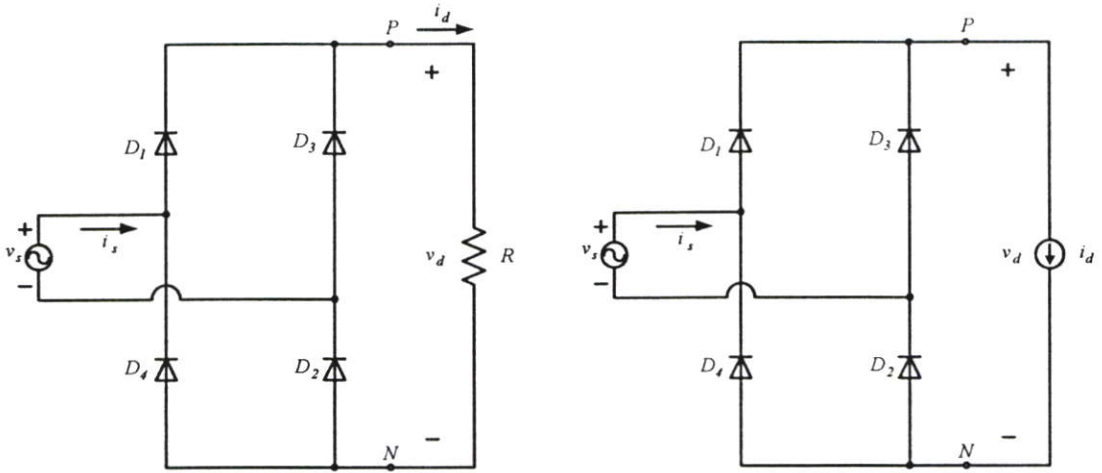
$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} DPF \quad (2.25)$$

จากสมการที่ 2.17 ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสจะถูกแทนในค่า $\frac{I_{s1}}{I_s}$ ของสมการที่ 2.25 ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i^2}} DPF \quad (2.26)$$

2.3 วงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์แบบเฟสเดียว

การทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบต่างๆไป ดังแสดงในรูปที่ 2.4 ซึ่งมีตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงทำหน้าที่เป็นฟิลเตอร์ โดยจำลองแหล่งจ่ายยูทิลิตี้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันไซน์ชอยด์ล v_s พร้อมทั้งอิมพีแดนซ์ภายใน ซึ่งในทางปฏิบัติเป็นการเหนี่ยวนำเบื้องต้น ดังนั้นจึงแทนค่าด้วยตัวเหนี่ยวนำ L_s ที่อาจจะเพิ่มขึ้นในกระแสสลับ ซึ่งจะถูกวิเคราะห์วงจรและสมมุติฐานเพื่อความเข้าใจในการทำงานของวงจรในรูปที่ 2.4 เพื่อแก้ไขรูปคลื่นกระแสในไลน์

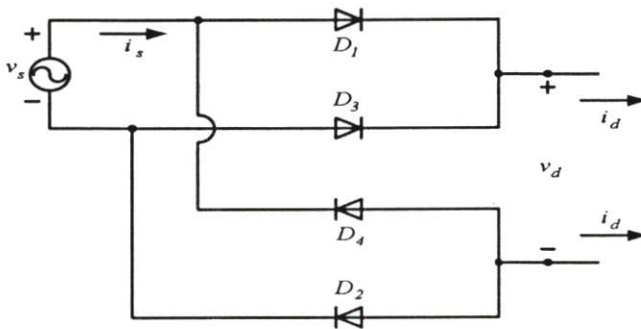


รูปที่ 2.6 วงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์ในทางอุดมคติที่ $L_s = 0$

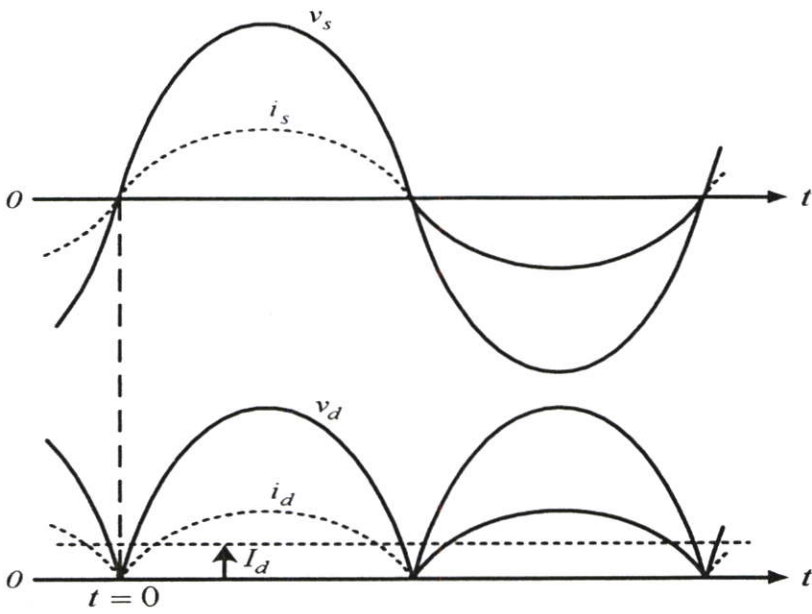
การอธิบายถึงโหลดที่กระแสสี่ขั้วที่ในวงจรของรูปที่ 2.6(b) จะถูกประมาณในกรณีที่ว่า เหนี่ยวนำขนาดใหญ่อาจจะถูกเชื่อมโยงที่สี่ขั้วด้านขาออกของวงจรเรียงกระแสดังในรูปที่ 2.5

วงจรในรูปที่ 2.6 สามารถถูกนำมาแสดงในรูปที่ 2.7 ซึ่งประกอบไปด้วยไดโอด 2 กลุ่ม โดยกลุ่มบนที่ไดโอด 1 และ 3 กับกลุ่มล่างที่ไดโอด 2 และ 4 เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณาการทำงานของแต่ละกลุ่มของไดโอดที่ให้ $L_s = 0$ กระแส i_d ไหลไปยังคาโทดไดโอดของกลุ่มบนและคาโทดของกลุ่มล่างเป็นการนำกระแส i_d เมื่อ v_s เป็นบวก ไดโอด 1 จะนำกระแส i_d และ v_s จะเป็นเสมือนแรงดันไบแอสกลับทางกับไดโอด 3 เมื่อ v_s เป็นลบที่ให้ $L_s = 0$ กระแส i_d จะคอมมิวเตทในช่วงหนึ่งไปยังไดโอด 3 เมื่อ $L_s = 0$ แรงดันไบแอสกลับทางกับไดโอด 1

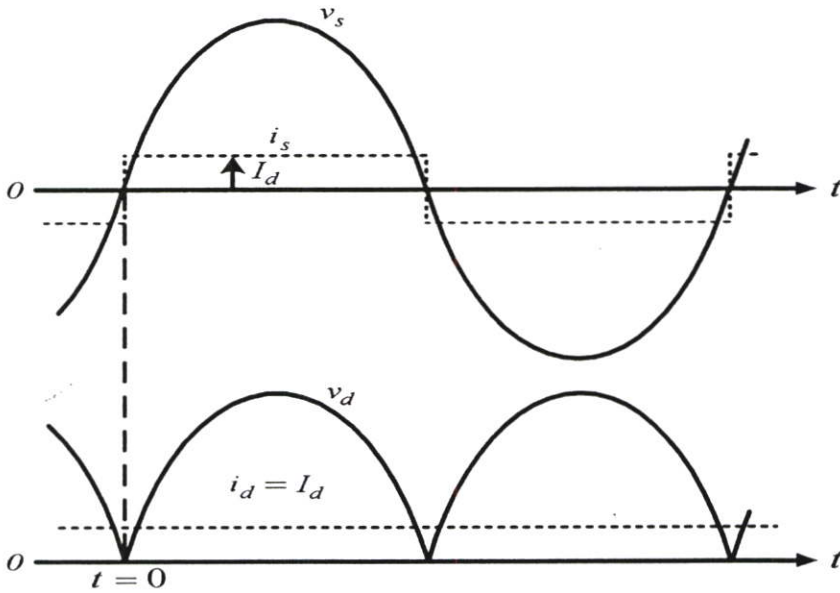
ในกลุ่มล่างแอนโนดของไดโอด 2 ตัวที่ทำงานปกติพร้อมกับไดโอดที่คาโทดต่ำสุดจะนำกระแส i_d เมื่อ v_s เป็นบวกไดโอด 2 จะนำกระแส i_d และ v_s เป็นแรงดันไบแอสกลับทางกับไดโอด 4 เมื่อ v_s เป็นลบกระแส i_d จะคอมมิวเตทในช่วงหนึ่งไปยังไดโอด 4 และแรงดันไบแอสกลับทางกับไดโอด 2



รูปที่ 2.7 การแบ่งกลุ่มไดโอดของวงจรเรียงกระแส



(a)



(b)

รูปที่ 2.8 รูปคลื่นวงจรเรียงกระแส (a) ของวงจรในรูปที่ 2.6(a) และ (b) ของวงจรในรูปที่ 2.6(b)

รูปคลื่นของกระแสและแรงดันจากรวมวงจรในรูปที่ 2.6 ถูกแสดงได้ดังรูปที่ 2.8(a) และ(b) โดยเมื่อ v_s เป็นบวกไดโอด 1 และ 2 จะนำกระแสทำให้ $v_d = v_s$ และ $i_s = i_d$ และเมื่อ v_s เป็นลบไดโอด 3 และ 4 จะนำกระแส ด้วยเหตุนี้ $v_d = -v_s$ และ $i_s = -i_d$ ดังนั้นแรงดันขาออกของแรงดันเฉลี่ยเชื่อมโยงในวงจรเรียงกระแส จะเป็น

$$v_d(t) = |v_s| \quad (2.27)$$

$$I_{sh} = \begin{cases} i_d & v_s > 0 \\ -i_d & v_s < 0 \end{cases} \quad (2.28)$$

ในกรณีอุดมคติ ค่าเฉลี่ย V_{do} ของแรงดันดีซีเชื่อมต่อโงเอาท์พุททั้ง 2 วงจรสามารถหาได้จากการให้จุดกำเนิดเวลาที่ $t = 0$ ในรูปที่ 2.8 และการอินทิเกรต $v_s = \sqrt{2}V_s \sin \omega t$ ในคาบเชิงเวลา เมื่อ $\omega = 2\pi f$ หรือ $\frac{\omega T}{2}$

$$V_{do} = \frac{1}{\left(\frac{T}{2}\right)} \int_0^{\frac{T}{2}} \sqrt{2}V_s \sin \omega t dt = \frac{1}{\left(\frac{\omega T}{2}\right)} \left(\sqrt{2}V_s \cos \omega t\right) \Big|_{\frac{T}{2}}^0 = \frac{2}{\pi} \sqrt{2}V_s \quad (2.29)$$

ดังนั้น

$$V_{do} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2}V_s = 0.9V_s \quad (2.30)$$

เมื่อ v_s คือค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันขาเข้า

จาก $i_d(t) = I_d$ รูปคลื่น v_s และ i_s ในรูปที่ 2.9(b) ตลอดจนส่วนประกอบของความถี่มูลฐาน i_{s1} ซึ่งข้อจำกัดพื้นฐานของค่าอาร์เอ็มเอสต่อรูปคลื่น i_s ในกรณีอุดมคตินี้จะได้

$$I_s = I_d \quad (2.31)$$

จากการวิเคราะห์ฟูเรียร์ของ i_s ส่วนประกอบมูลฐานและฮาร์โมนิกส์มีค่าตามอาร์เอ็มเอสในกรณีอุดมคติ

$$I_{s1} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2}I_d = 0.9I_d \quad (2.32)$$

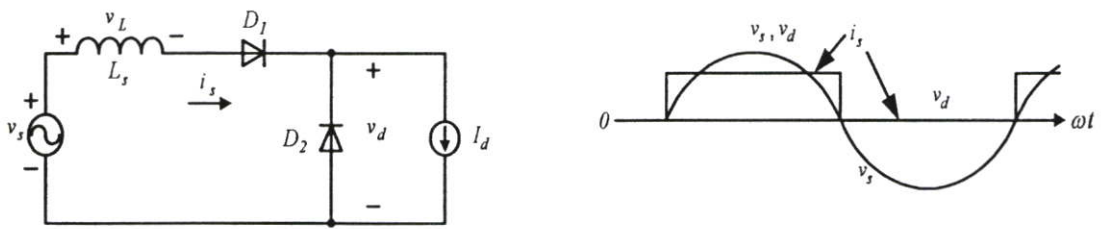
$$I_{sh} = \begin{cases} 0 & \text{สำหรับค่าคี่ของ } h \text{ และ} \\ \frac{I_{s1}}{h} & \text{สำหรับค่าคู่ของ } h \end{cases} \quad (2.33)$$

2.3.2 ผลกระทบของ L_s ที่มีต่อการคอมมิวเตทกระแส

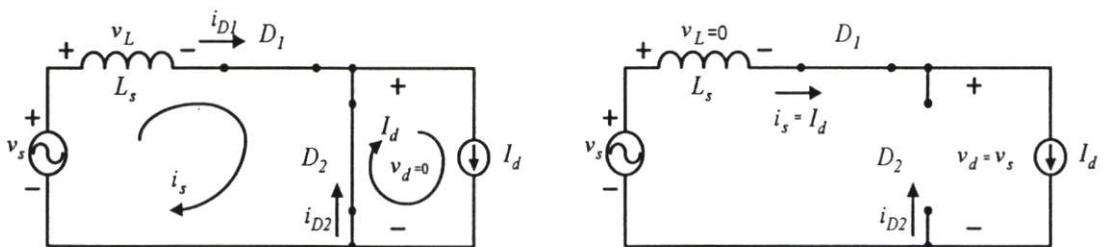
ผลกระทบของตัวเหนี่ยวนำ L_s ในการทำงานของวงจรได้ถูกสมมุติให้กระแสดีซี I_d คงที่ ดังในรูปที่ 2.12(a) และค่ากระแส i_s จากค่า $+I_d$ ถึงค่า $-I_d$ จึงเป็นทรานเซียนท์ ที่ถูกเรียกว่า เวลาของการคอมมิวเตทกระแส (Current Commutation Time) หรือเป็นช่วงของการคอมมิวเตท u (Commutation Interval u) และในขั้นตอนนี้เมื่อการนำกระแสถูกเลื่อนจากไดโอดหนึ่งไปยังไดโอดอื่น ซึ่งขั้นตอนนี้จะถูกเรียกว่าขั้นตอนของการคอมมิวเตทกระแส

ในขั้นแรก จะพิจารณาวงจรที่ถูกสมมุติขึ้นดังในรูปที่ 2.9(a) ซึ่งมีไดโอด 2 ตัว ที่ถูกจ่ายจากแหล่งจ่ายแรงดันไซน์ซุซชอยคัล $v_s = \sqrt{2}V_s \sin \omega t$ และแทนเอาท์พุทโดยแหล่งจ่ายกระแสดีซี I_d คงที่ โดยรูปคลื่นสัญญาณของ v_s , v_d และ i_s ที่ $L_s = 0$ ได้ถูกเปรียบเทียบดังรูปที่ 2.9(b)

เมื่อ $\omega t = 0$ และแรงดัน v_s เป็นลบ ค่าของกระแส I_d จะไหลผ่านไปยังไดโอด D_2 ทำให้ $v_d = 0$ และ $i_s = 0$ และเมื่อ v_s เป็นบวก ที่ $\omega t = 0$ ทำให้เกิดแรงดันไบแอสไปยังหน้าไหลผ่านไดโอด D_1 และเริ่มการนำกระแส การเพิ่ม i_s ได้มาจากวงจรในรูปที่ 2.10(a) เมื่อไดโอด D_2 กำลังนำกระแสจะเกิดการลัดวงจร โดยสมมุติให้ไดโอดในอุดมคติ ที่ $v_d = 0$ ตามที่เพิ่ม i_s (Mesh current) แสดง I_d และ i_s ซึ่งในเงื่อนไขของ Mesh current กระแสไดโอด $i_{D2} = I_d - i_s$



รูปที่ 2.9 (a) วงจรพื้นฐานของการคอมมิวเตทกระแส และ (b) รูปคลื่นสัญญาณ ที่ $L_s = 0$



รูปที่ 2.10 (a) วงจรระหว่างการคอมมิวเตท และ (b) วงจรหลักจากการคอมมิวเตทกระแสที่สมบูรณ์

ดังนั้นการเพิ่ม i_s ค่า I_d ระหว่างช่วงของการคอมมิวเตท $\omega t = u$ เป็นบวกและ D_2 นำกระแสในวงจรของรูปที่ 2.10(a) กระแส i_s จะมากกว่า I_d เมื่อเกิดค่าลบของ i_{D2} ไดโอด D_2

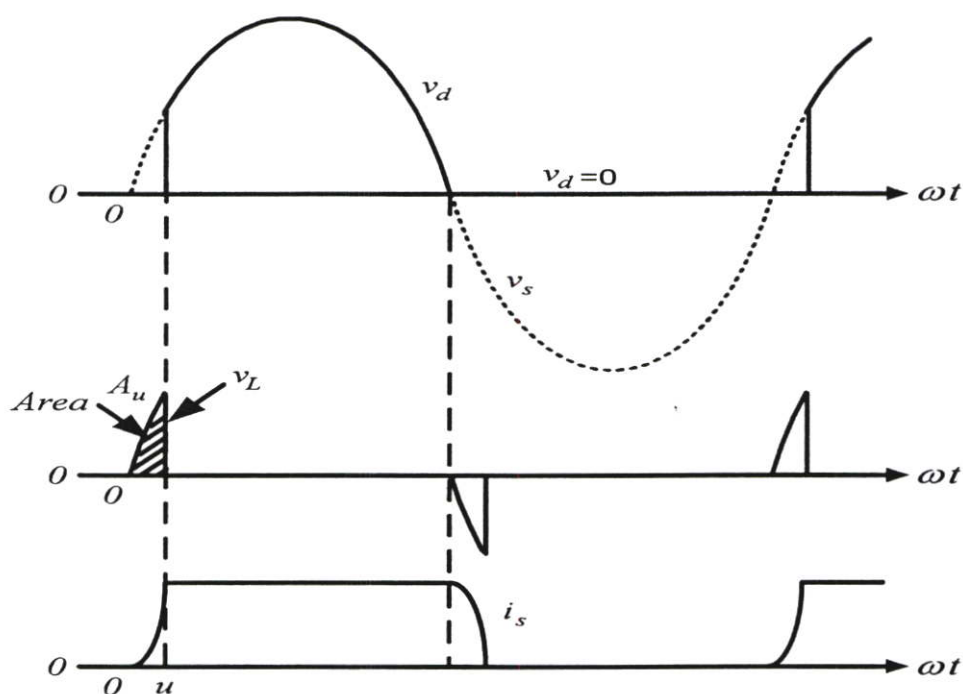
หยุดนำกระแสที่ $\omega t = u$ ทำให้วงจรเป็นดังรูปที่ 2.10(b) โดยรูปคลื่นได้ถูกนำมาพล็อตดังรูปที่ 2.11 ซึ่งเป็นฟังก์ชันของ ωt

จากที่กล่าวมาในข้างต้นกระแส i_s ตลอดจนตัวเหนี่ยวนำจะเริ่มต้นด้วยค่าศูนย์ของช่วงเวลาการคอมมิวเตต และจบด้วยค่าของ I_d ที่สิ้นสุดเพื่อให้ได้ความยาวของช่วงคอมมิวเตต u ซึ่งการพิจารณาสมการตัวเหนี่ยวนำระหว่างช่วงการคอมมิวเตตแรงดันอินพุทเอซี จะเป็นค่าแรงดันการคอมมิวเตตกระแสกับตัวเหนี่ยวนำ ดังในรูปที่ 2.10(a)

$$v_L = \sqrt{2}V_s \sin \omega t = L_s \frac{di_s}{dt} \quad 0 < \omega t < u \quad (2.34)$$

และสามารถเขียนในรูปของ $\frac{\omega L_s di_s}{d(\omega t)}$ ได้เป็น

$$\sqrt{2}V_s \sin \omega t d(\omega t) = \omega L_s di_s \quad (2.35)$$



รูปที่ 2.11 แสดงรูปคลื่นในวงจรพื้นฐานของรูปที่ 2.9

จะเห็นได้ว่าค่าของ L_s ที่นำมาใช้ถูกแสดง ถึงช่วงของการคอมมิวเตต

ทำการอินทิเกรตสมการที่ 2.35 ตั้งแต่ค่ากระแส i_s จากศูนย์ถึง I_d และระหว่างช่วงคอมมิวเตตจากศูนย์จนถึง u จะได้

$$\int_0^u \sqrt{2}V_s \sin \omega t d(\omega t) = \omega L_s \int_0^{I_d} di_s = \omega L_s I_d \quad (2.36)$$

ในสมการที่ 2.36 เป็นการอินทิกรัลของแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ v_L ระหว่างช่วงการคอมมิวเตทอินทิกรัลแรงดันข้างต้นเป็นพื้นที่ที่โวลท์เรเคียน A_u ในรูปที่ 2.11

$$A_u = \int_0^u \sqrt{2}V_s \sin \omega t d(\omega t) = \sqrt{2}V_s (1 - \cos u) \quad (2.37)$$

โดยจากสมการที่ 2.36 และ 2.37 จะได้

$$A_u = \sqrt{2}V_s (1 - \cos u) = \omega L_s I_d \quad (2.38)$$

จากสมการที่ 2.38 จะพบว่าการอินทิกรัลของแรงดัน การคอมมิวเตทในช่วงการคอมมิวเตทสามารถคำนวณได้จาก ω , L_s และการเปลี่ยนแปลงในกระแสผ่านไปยัง L_s ระหว่างการคอมมิวเตท ซึ่งจากสมการที่ 2.38 จะได้

$$\cos u = 1 - \frac{\omega L_s I_d}{\sqrt{2}V_s} \quad (2.39)$$

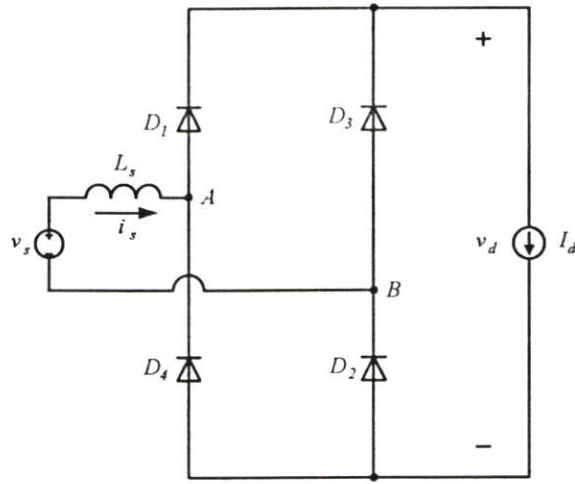
สมการที่ 2.39 แสดงให้เห็นว่า หาก $L_s = 0$, $\cos u = 1$ และการคอมมิวเตทกระแสจะเป็นเพียงชั่วขณะหนึ่งที่มี $u = 0$ สำหรับการกำหนดความถี่ ω ช่วงการคอมมิวเตท u เพิ่มขึ้นด้วย L_s และ i_d โดยแรงดัน V_s ที่เพิ่มขึ้น

การจำกัดช่วงของการคอมมิวเตทลดค่าเฉลี่ยของแรงดันขาออก ในรูปที่ 2.9(b) ที่ $L_s = 0$ ค่าเฉลี่ย V_{do} ของ v_d จะเป็น

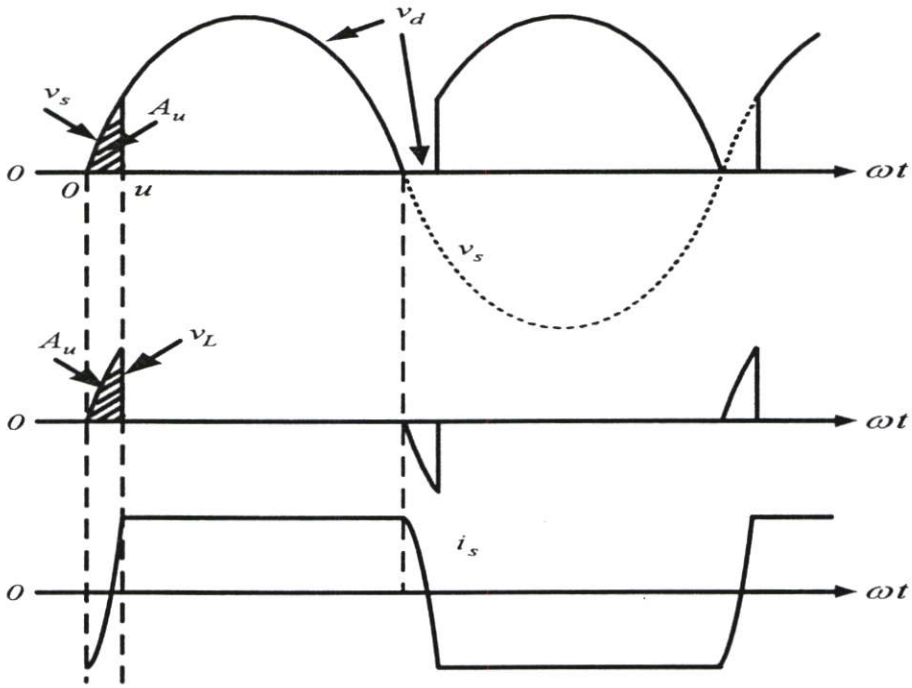
$$V_{do} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2}V_s \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{2\pi} V_s = 0.45V_s \quad (2.40)$$

ที่ L_s และ u ที่ไม่ใช่ศูนย์ ในรูปที่ 2.11, $v_d = 0$ ระหว่างช่วง u ดังนั้น

$$V_d = \frac{1}{2\pi} \int_u^\pi \sqrt{2}V_s \sin \omega t d(\omega t) \quad (2.41)$$



(a)



(b)

รูปที่ 2.12 (a) แสดงวงจรเรียงกระแสไดโอดแบบเฟสเดียวที่ L_s และ(b) แสดงรูปคลื่น

ซึ่งสามารถเขียนได้ดังนี้

$$V_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}V_s \sin \omega t d(\omega t) - \frac{1}{2\pi} \int_0^u \sqrt{2}V_s \sin \omega t d(\omega t) \quad (2.42)$$

แทนค่าสมการที่ 2.40 และ 2.36 ลงในสมการที่ 2.42 จะได้

$$V_d = 0.45V_s - \frac{\text{area } A_u}{2\pi} = 0.45V_s - \frac{\omega L_s}{2\pi} I_d \quad (2.43)$$

เมื่อลดแรงดันเอาท์พุทเฉลี่ย ΔV_d จาก V_{do} ดังนั้น

$$\Delta V_d = \frac{\text{area } A_u}{2\pi} = \frac{\omega L_s}{2\pi} I_d \quad (2.44)$$

จากวงจรในรูปที่ 2.12 (a) ได้แสดงรูปคลื่นดังในรูปที่ 2.12 (b) ที่เป็นการพิจารณาขั้นตอนการคอมมิวเตทของกระแส ก่อนที่ $\omega t = 0$ ในรูปที่ 2.12 ไดโอด 3 และ 4 กำลังนำกระแส I_d ในวงจรรูปที่ 2.6(b) โดย $L_s = 0$ และ $i_s = -I_d$ ซึ่งวงจรของรูปที่ 2.12 (a) แสดงได้ดังรูปที่ 2.13 เพื่อเสนอขั้นตอนการคอมมิวเตทกระแส ระหว่าง $0 < \omega t < u$ เมื่อ $t = 0$, v_s เป็นบวกและไดโอด 1 และ 2 เป็นไบแอสเคินหน้า เนื่องมาจากการลัดวงจรของการนำกระแสของไดโอด 3 และ 4 ในรูปที่ 2.13 เป็นการคอมมิวเตทกระแส i_u ของไดโอดทั้ง 4 ตัวที่เป็นการนำกระแสระหว่างช่วงการคอมมิวเตทและด้วยเหตุนี้ $v_d = 0$ ในเทอมของ Mesh current สามารถแสดงกระแสไดโอดและกระแสในไลน์ i_s ระหว่างช่วงการคอมมิวเตทได้เป็น

$$i_{D1} = i_{D2} = i_u \quad i_{D3} = i_{D4} = I_d - i_u \quad (2.45)$$

และ

$$i_s = -I_d + 2i_u \quad (2.46)$$

เมื่อ i_u ถูกเพิ่มจากศูนย์ที่จุดเริ่มต้นไปยัง I_d ที่จุดสิ้นสุดของช่วงการคอมมิวเตท ดังนั้นที่ $\omega t = u$, $i_{D1} = i_{D2} = I_d$ และ $i_s = I_d$ ระหว่างการคอมมิวเตทของกระแสจากไดโอด 3 และ 4 ไปยังไดโอด 1 และ 2 กระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_s เปลี่ยนจาก $-I_d$ ถึง I_d เป็นการวิเคราะห์รูปที่ 2.9(a)

พื้นที่โวลท์เรเคียน A_u ในรูปคลื่นของรูปที่ 2.12(b) และ (c) สามารถเขียนจากสมการที่ 2.36 ถึงสมการที่ 2.38 ได้เป็น

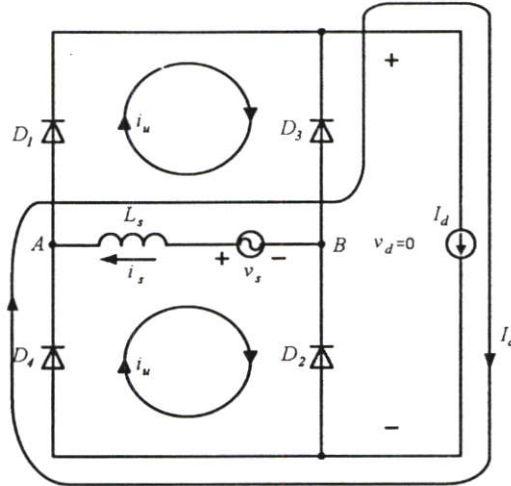
$$\text{พื้นที่โวลท์เรเคียน} \quad A_u = \int_0^u \sqrt{2}V_s \sin \omega t d(\omega t) = \omega L_s \int_{-I_d}^{I_d} di_s = 2\omega L_s I_d \quad (2.47)$$

เมื่อการอินทิกรัลเป็น $i_s(0) = -I_d$ ดังนั้น

$$A_u = \sqrt{2}V_s(1 - \cos u) = 2\omega L_s I_d \quad (2.48)$$

และ

$$\cos u = 1 - \frac{2\omega L_s}{\sqrt{2}V_s} I_d \quad (2.49)$$



รูปที่ 2.13 วงจรของรูปที่ 2.12(a) ระหว่างการคอมมิวเตทกระแส

ซึ่งการคอมมิวเตทแสดงถึงวงรอบที่ i_s จาก I_d ถึง $-I_d$ และในวงจรมีค่าเฉลี่ยของ v_d ในกรณีอุดมคติที่ $L_s = 0$ คำนวณจากสมการที่ 2.30 เป็น $V_{do} = 0.9V_s$ เมื่อค่าเฉลี่ย V_d คำนวณจากสมการที่ 2.40 ถึง 2.43 และคำนวณ V_d จากการตรวจสอบรูปที่ 2.12(b) เพื่อเปรียบเทียบกับกรณีอุดมคติ พื้นที่ A_u จะสูญเสียทุก ๆ ครั้งวงรอบจากอินทิกรัลและแรงดัน v_d จะได้ว่า

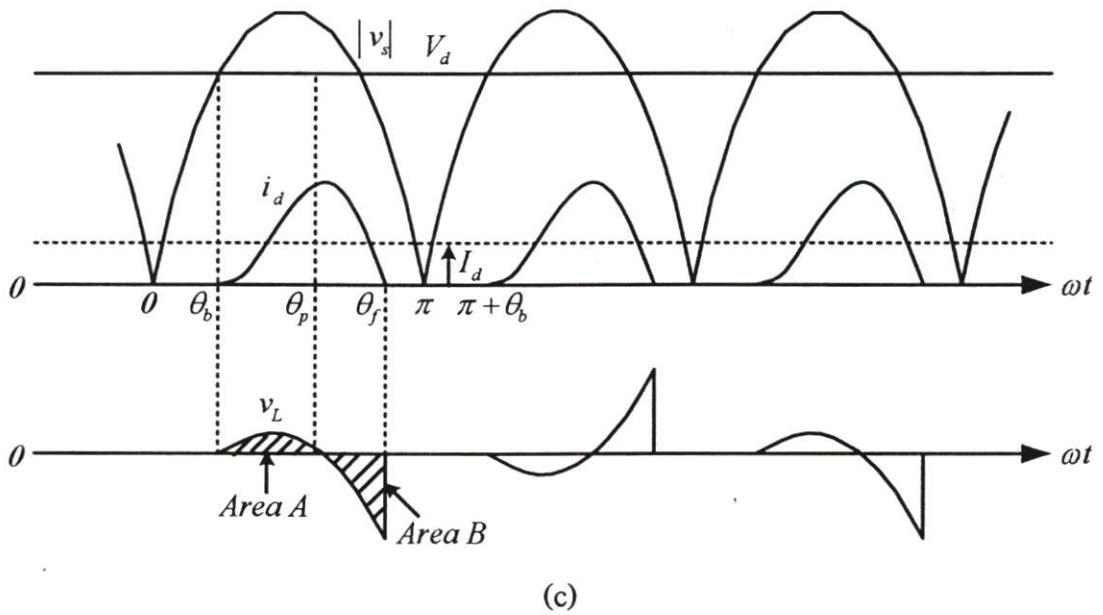
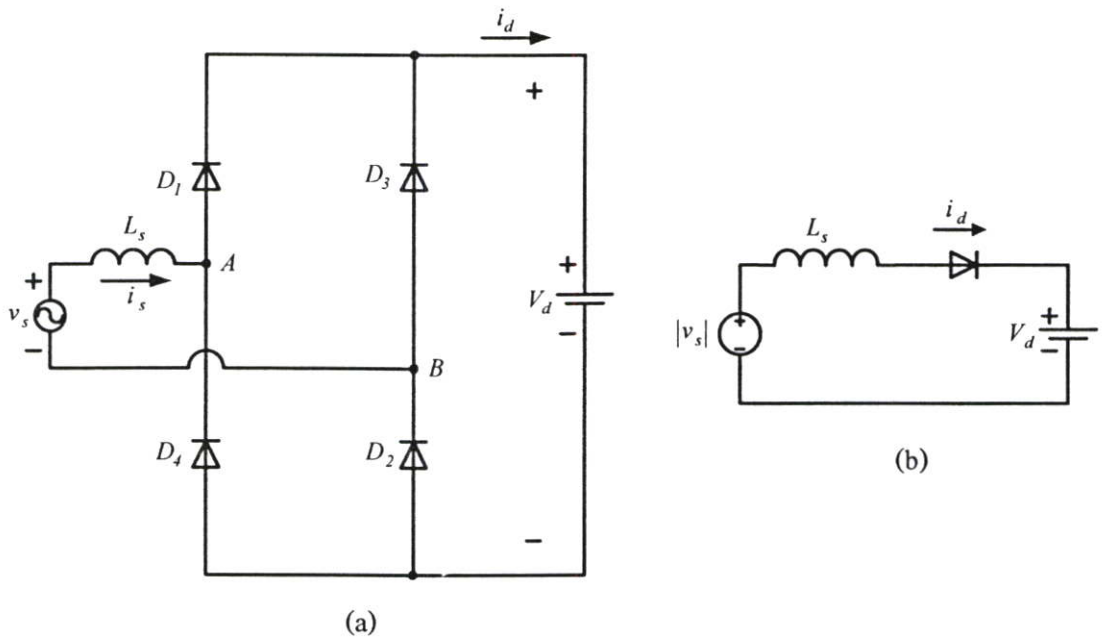
$$V_d = V_{do} - \frac{\text{area } A_u}{\pi} = 0.9V_s - \frac{2\omega L_s I_d}{\pi} \quad (2.50)$$

2.3.3 คุณลักษณะของวงจรเรียงกระแส ที่ $v_d(t) = V_d$

จากวงจรในรูปที่ 2.14(a) ที่แรงดันคัสซีเชื่อมโยงครั้งที่ $v_d(t) = V_d$ พร้อมกับตัวเก็บประจุที่สถานะของวงจรกระแส i_d เท่ากับศูนย์ดังในรูปที่ 2.14(c) ภายได้สถานะดังกล่าววงจรที่เทียบเท่าดังในรูปที่ 2.14(b) จากรูปคลื่นในรูปที่ 2.14(c) เมื่อค่า v_s มากกว่า V_d ที่ θ_b ไคโอดตัวที่ 1 และ 2 เริ่มนำกระแสไปสู่ค่าสูงสุดที่ θ_p ซึ่ง v_L จะเปลี่ยนเป็นลบ กระแสจะเป็นศูนย์ที่ θ_f เมื่อพื้นที่ Volt-second A และ B มีค่าเท่ากัน หรือต่างมีค่าเท่ากับค่าติดลบ กระแสยังคงเป็นศูนย์จนถึง $\pi + \theta_b$ เมื่อค่า V_d ที่กำหนดค่าเฉลี่ย I_d โดย

มุม θ_b สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$V_d = \sqrt{2}V_s \sin \theta_b \quad (2.51)$$



รูปที่ 2.14 (a) แสดงวงจรเรียงกระแสที่แรงดันดีซีเชื่อม โยงคงที่, (b) วงจรเทียบเท่า และ (c) รูปคลื่น

จากรูปที่ 2.14(a) แรงดันเหนี่ยวนำเริ่มคืนศูนย์ที่ θ_b และเปลี่ยนเป็นศูนย์ที่ θ_p ก่อนจะเป็นค่าลบจากความสมมาตรในรูปที่ 2.14(c)

$$\theta_p = \pi - \theta_b \quad (2.52)$$

เมื่อเกิดการไหลของกระแสแรงดันเหนี่ยวนำ v_L จะถูกกำหนดโดย

$$v_L = L_s \frac{di_d}{dt} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega t) - V_d \quad (2.53)$$

และอินทิกรัลที่เกี่ยวข้องกับ ωt สามารถเขียนได้เป็น

$$\omega L_s \int_{\theta_b}^{\theta} di_d = \int_{\theta_b}^{\theta} (\sqrt{2}V_s \sin \omega t - V_d) d(\omega t) \quad (2.54)$$

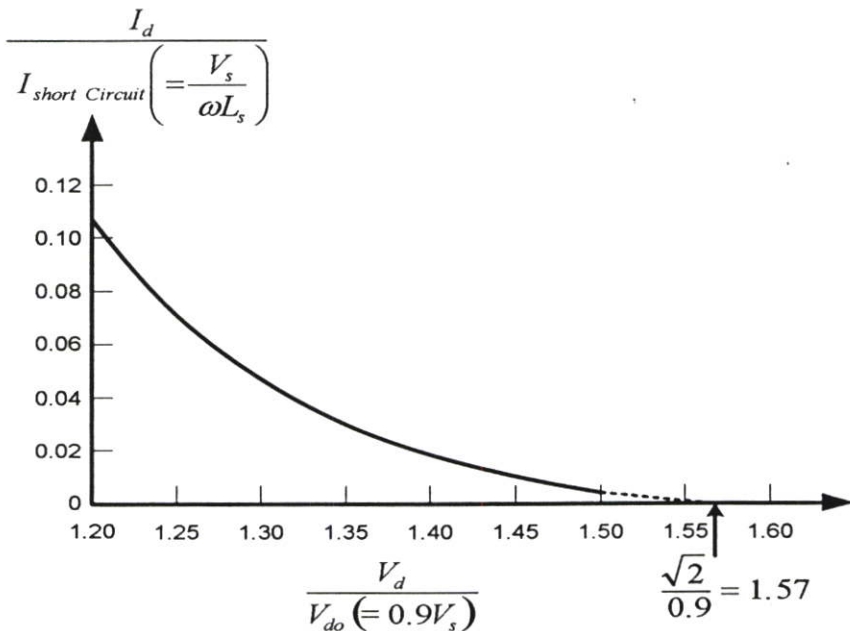
เมื่อ $\theta > \theta_b$ จะได้ i_d ที่ θ_b เป็นศูนย์ ดังสมการที่ 2.54 จะได้ว่า

$$i_d(\theta) = \frac{1}{\omega L_s} \int_{\theta_b}^{\theta} (\sqrt{2}V_s \sin \omega t - V_d) d(\omega t) \quad (2.55)$$

ที่มุม θ_f ซึ่ง i_d เป็นศูนย์ จากสมการที่ 2.55 ได้

$$0 = \int_{\theta_b}^{\theta_f} (\sqrt{2}V_s \sin \omega t - V_d) d(\omega t) \quad (2.56)$$

ซึ่งสอดคล้องกับพื้นที่ A เท่ากับพื้นที่ B ดังในรูปที่ 2.14 (c)



รูปที่ 2.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_d กับ V_d ของวงจรในรูปที่ 2.14(a) เมื่อ v_d คงที่

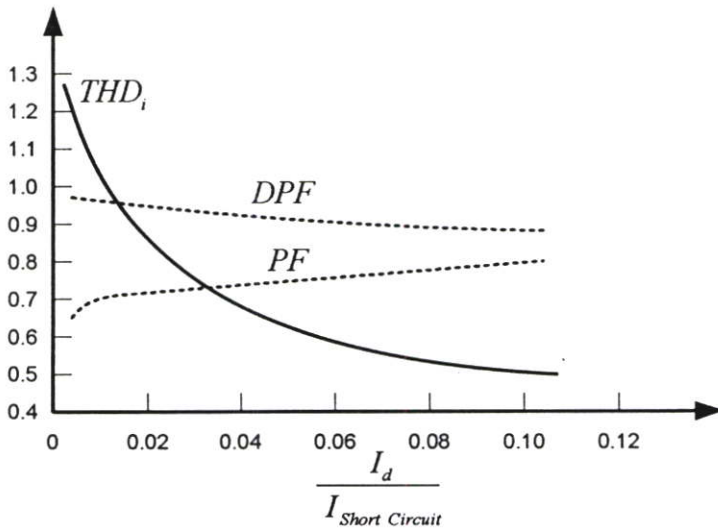
ค่าเฉลี่ย I_d ของกระแสตรงหาได้จากการอินทิเกรต $i_d(\theta)$ จาก θ_b ถึง θ_f และหารด้วย π

$$I_d = \frac{\int_{\theta_b}^{\theta_f} i_d(\theta) d\theta}{\pi} \quad (2.57)$$

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

$$I_{short\ circuit} = \frac{V_s}{\omega L_s} \quad (2.58)$$

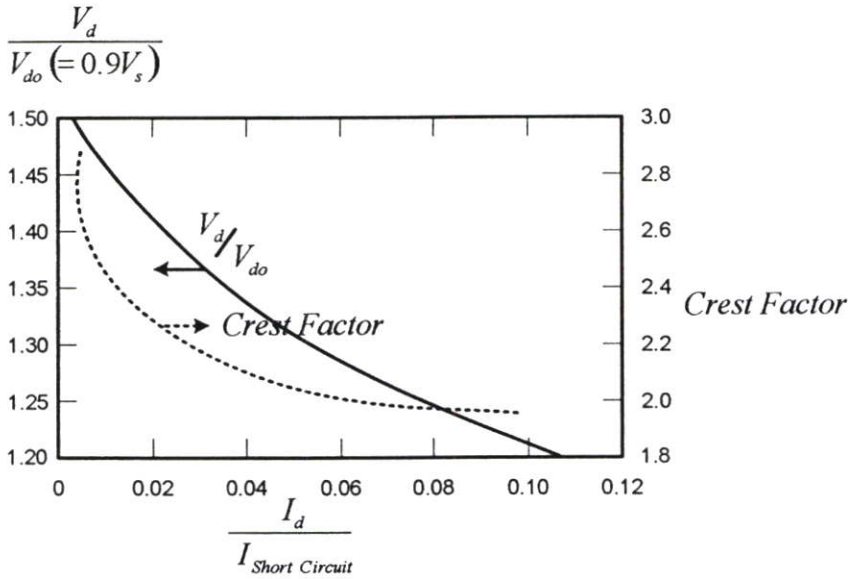
เป็นกระแสอาร์เอ็มเอสที่แหล่งแรงดันเอซี v_s ลัดวงจรไปสู่ L_s ผลที่ได้จากการปฏิบัติในช่วงต้นที่กล่าวมานั้นถูกนำมาพล็อตในรูปที่ 2.15 เมื่อกระแสถึงศูนย์ ค่า V_d ไปสู่ค่าสูงสุดของแรงดันกระแสสลับขาเข้า



รูปที่ 2.16 แสดงค่า THD_i , DPF และ PF ของวงจรในรูปที่ 2.14(a) เมื่อ v_d คงที่

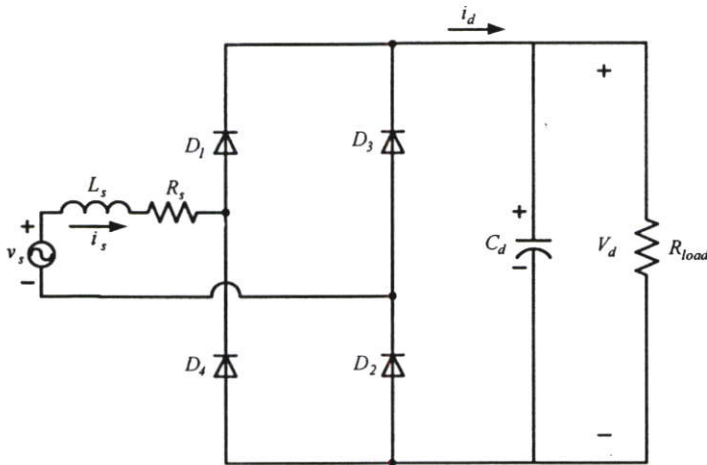
การประมาณค่าของแรงดันคัสซึ่เชื่อมโยงที่คงที่ $v_d(t) = V_d$ อาจเป็นเหตุผลว่าวงจรที่สามารถใช้เป็นประโยชน์ได้มีสูงจากรูปที่ 2.5 หากว่าโหลดถูกเปลี่ยนโดยความต้านทานที่เทียบเท่า R_{load} ในรูปที่ 2.18 ค่าคงที่เวลา $C_d R_{oad}$ มากกว่าค่าเวลาของความถี่ในไลน์เป็นผลให้รีปเปิลมีขนาดเล็กมากใน v_d การประมาณเป็นการนำเสนอลักษณะของวงจรเรียงกระแสในแบบทั่วไปดังรูปที่ 2.16 และ 2.17 เป็นการพล็อตฟังก์ชันของกระแสคัสซึ่ I_d สำหรับการกำหนดค่า I_d การเพิ่ม

ผลใน $I_{short\ circuit}$ ที่ต่ำและด้วยเหตุนี้ $I_d / I_{short\ circuit}$ ที่สูง ดังนั้นรูปที่ 2.16 และ 2.17 แสดงการเพิ่ม L_s เป็นผลในการปรับปรุงรูปคลื่น i_s ซึ่งมี THD_i ต่ำกว่า ทำให้ค่าตัวประกอบกำลังดีขึ้น และค่าตัวประกอบยอดคลื่น(Crest Factor)ที่ปรับปรุงต่ำกว่า ตามรูป



รูปที่ 2.17 แสดงความสัมพันธ์ของ V_d และ Crest Factor ของวงจรในรูปที่ 2.14(a) เมื่อ v_d คงที่

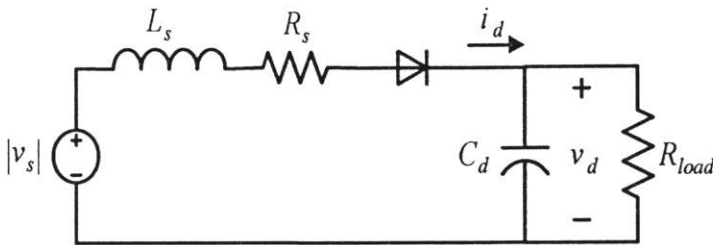
2.3.4 วงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์ที่มีตัวเก็บประจุฟิลเตอร์



รูปที่ 2.18 แสดงวงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์ที่มีตัวเก็บประจุฟิลเตอร์

จากรูปที่ 2.18 เมื่อโหลดถูกแทนด้วยความต้านทานที่เทียบเท่า R_{load} ในวงจรนี้มีการกระเพื่อมที่ตัวเก็บประจุของแรงดันดีซีเชื่อมโยงที่ ถูกใช้ในการวิเคราะห์รูปคลื่นของวงจร และมีการคำนวณที่

ใช้ในการวิเคราะห์ภายใต้กระแสที่ไม่ต่อเนื่อง โดยเงื่อนไขการทำงานของวงจรถูกตั้งสมมุติฐานเพื่อใช้ในการความไม่ต่อเนื่องของกระแส i_d ซึ่งคล้ายคลึงกับรูปคลื่นในรูปที่ 2.14 (c) ที่ i_d เป็นศูนย์ และที่ v_s ทุกๆครั้งรอบหลังจากวงจรที่เทียบเท่าของรูปที่ 2.19 ถูกนำมาใช้เพื่อคำนวณกระแสและแรงดันในรูปที่ 2.18 การคอมมิวเตทกระแสในข้างต้นถูกรวมอยู่ในการวิเคราะห์นี้ เพื่อที่จะใช้อธิบายระบบในรูปที่ 2.19 สถานะของตัวแปรที่ถูกเลือกให้เป็นกระแสเหนี่ยวนำ i_d และแรงดันคิซีเชื่อมโยง v_d ระหว่างในแต่ละครั้งรอบของความถี่ในเส้นทางที่มีช่วงแตกต่างกัน 2 ช่วงคล้ายกับรูปที่ 2.14(c) เมื่อกำหนดให้ $t_b = \theta_b / \omega$ และ $t_f = \theta_f / \omega$



รูปที่ 2.19 แสดงวงจรสมมูลของวงจร ในรูปที่ 2.18

(a) $t_b < t < t_f$ เมื่อกระแสไหลระหว่าง $t_b < t < t_f$ เมื่อ t_b เป็นจุดเริ่มต้นของการนำ กระแส และ t_f เป็นเวลาการนำกระแสสุดท้ายดังสมการของความถี่ในเส้นทาง

$$|v_s| = R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} + v_d \quad (2.59)$$

และ

$$i_d = C_d \frac{dv_d}{dt} + \frac{v_d}{R_{load}} \quad (2.60)$$

เมื่อ KVL และ KCL เป็นกฎแรงดัน และกระแสของ Kirchoff การนำสมการที่กล่าวมาในข้างต้นมาจัดรูปแบบใหม่ในรูปของตัวแปรระหว่าง $t_b < t < t_f$ จะได้

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{dv_d}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C_d} & -\frac{1}{C_d R_{load}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ v_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} |v_s| \quad (2.61)$$

สถานะที่แปรผันของเวกเตอร์ \mathbf{X} ประกอบด้วย i_d และ v_d ในรูปของเมตริก คือ

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C_d} & -\frac{1}{C_d R_{load}} \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

และ

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{M}\mathbf{x}(t - \Delta t) + \mathbf{N}(|v_s(t)| - |v_s(t - \Delta t)|) \quad (2.64)$$

เมื่อ

$$\mathbf{M} = \left[\mathbf{M} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A} \right]^{-1} \cdot \left[\mathbf{I} + \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A} \right] \quad (2.65)$$

และ

$$\mathbf{N} = \left[\mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A} \right]^{-1} \frac{\Delta t}{2} \mathbf{b} \quad (2.66)$$

(b) $t_f < t < t_b + \frac{1}{2}T$ ระหว่างช่วง $t_f < t < t_b + \frac{1}{2}T$ เมื่อวงจรเรียงกระแสบริดจ์ไม่ถูกนำกระแส $i_d = 0$ และ

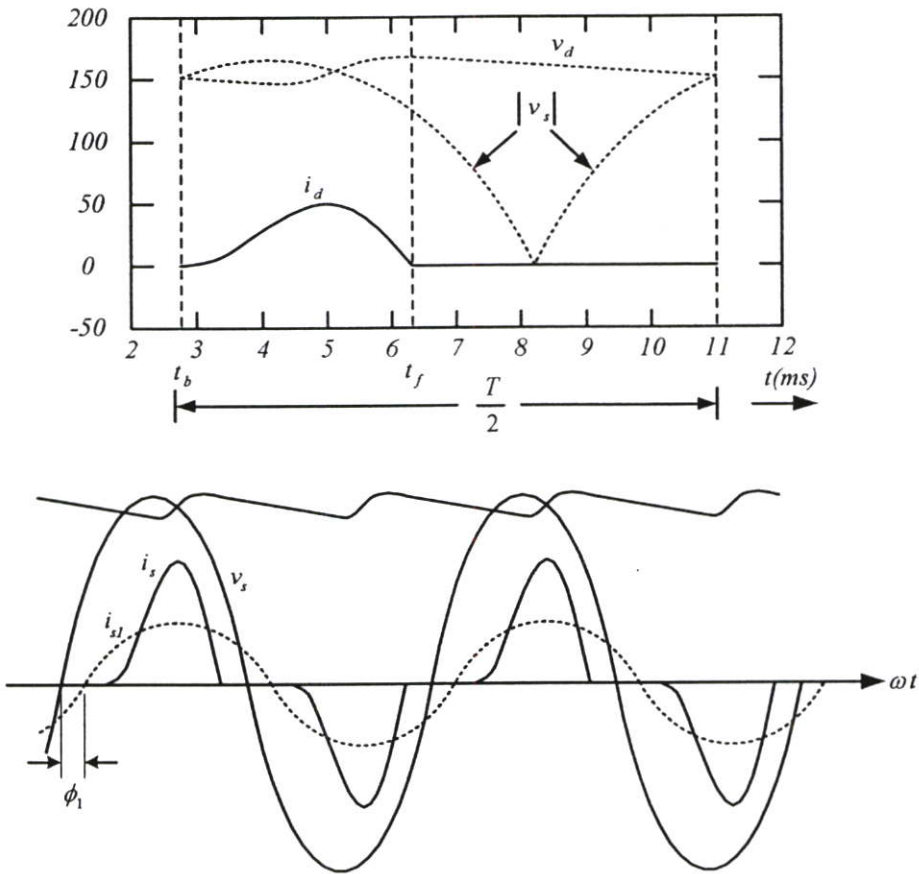
$$\frac{dv_d}{dt} = -\frac{1}{C_d R_{load}} v_d \quad (2.67)$$

ดังนั้นจากสมการที่ 2.67 จะได้

$$v_d(t) = v_d(t_f) e^{-(t-t_f)/(C_d R_{load})} \quad (2.68)$$

จากสมการที่ 2.68 เมื่อทำการเพิ่มค่าตัวเก็บประจุ C_d หรือโหลด R_{load} ให้มากขึ้นจะทำให้เวลาในการคายประจุสั้นใช้เวลานานมากขึ้นจึงทำให้แรงดันกระแสตรง $v_d(t)$ เรียบมากขึ้นแต่จะส่งผลให้ค่า DPF (Displacement Power Factor), PF (Power Factor) ทางด้านอินพุตต่ำลง และทำให้ค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสอินพุต (THD_i) มีค่ามากขึ้น ซึ่งในทางตรงกันข้ามเมื่อลดค่าตัวเก็บประจุ C_d หรือมีการเพิ่มขึ้นของกระแสโหลด จะทำให้เวลาในการคายประจุน้อยลงเป็นผลให้แรงดันกระแสตรงเกิดการกระเพื่อมมากขึ้น จึงทำให้กระแสและแรงดันเอาต์พุตไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ซึ่งจะมีผลต่อสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์

จากสมการที่ 2.64 และ 2.68 ต้องใช้เวลาคงที่ t_b ซึ่งขณะเริ่มต้นการนำกระแสค่า t_b ที่แท้จริงเป็นผลในการเริ่มต้นของการนำกระแสที่เป็นไปอย่างช้าๆ จากค่าที่ถูกเลือกเดิม จนกระทั่งได้ค่าที่แท้จริงภายในค่าที่ยอมรับได้



รูปที่ 2.20 แสดงรูปคลื่นของวงจรในรูปที่ 2.18

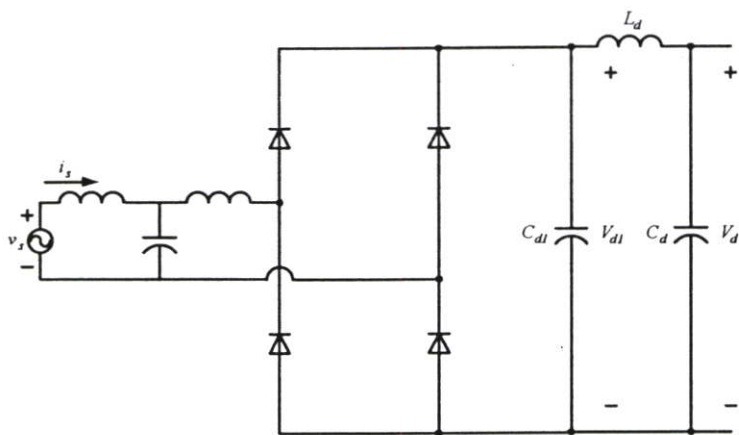
2.4 ตัวอย่างการปรับปรุงยูนิตอินเตอร์เฟสแบบเฟสเดียว

เป็นการปรับปรุงยูนิตอินเตอร์เฟสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังซึ่งอาศัยวิธีการดังนี้

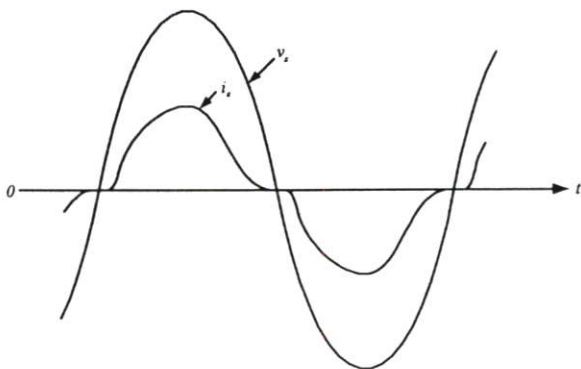
2.4.1 วงจรกรองชนิดพาสซีฟ

เป็นการนำตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุมาเชื่อมต่อกับวงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์เพื่อใช้แก้ไขรูปคลื่นของกระแสจาก Utility Grid โดยการเพิ่มตัวเหนี่ยวนำทางด้านกระแสสลับของวงจรเรียงกระแสบริดจ์ ดังในรูปที่ 2.1 โดยผลที่ได้คือ ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_s จะทำให้ทางด้านกระแสสลับมีประสิทธิภาพสูง ซึ่งเป็นการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง และลดความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุท ซึ่งผลกระทบที่ได้จากการเพิ่มตัวเหนี่ยวนำจะมีผลดังต่อไปนี้

- เป็นการแก้ไขรูปคลื่นของกระแสและค่าตัวประกอบกำลังอินพุท จากค่าที่ต่ำเป็นค่าที่สามารถยอมรับได้
- แรงดันเอาต์พุท V_d ขึ้นอยู่กับโหลดทางด้านเอาต์พุท และมีค่าต่ำ (ประมาณ 10 เปอร์เซ็นต์) เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีที่ไม่มีตัวเหนี่ยวนำ
- ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ C_d ในรูปที่ 2.1 เป็นวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ ที่การกระเพื่อมจากค่าขอดถึงขอดของแรงดันเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแส V_d จะมีค่าน้อย
- ประสิทธิภาพพลังงานยังคงเดิม แต่การสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำจะเพิ่มขึ้น หากแต่การสูญเสียของการนำไดโอดมีน้อยมาก



(a)



(b)

รูปที่ 2.21 (a) วงจรกรองชนิดพาสซีฟ, (b) รูปคลื่นกระแส i_s ที่ถูกปรับปรุง

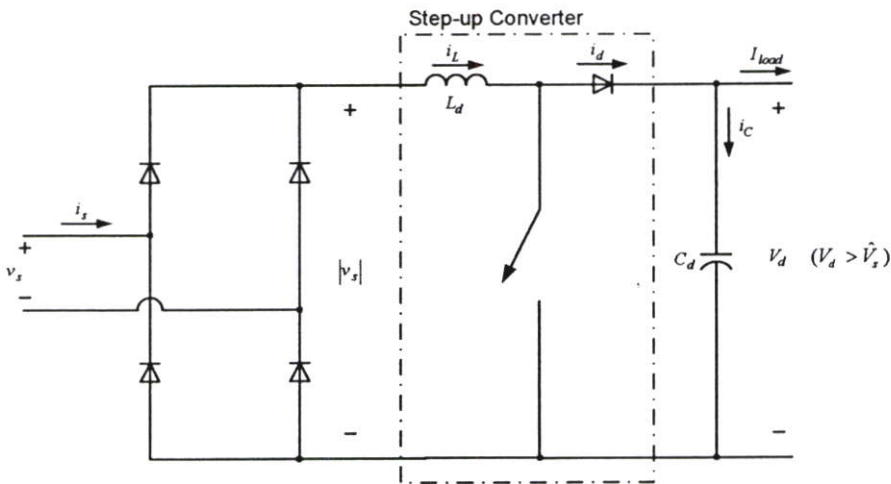
มีความเป็นไปได้ว่าการแก้ไขรูปคลื่นกระแสอินพุต ดังในรูปที่ 2.21(b) ที่ได้จากวงจรในรูปที่ 2.21(a) ซึ่งประกอบไปด้วย C_{d1} ในวงจรเรียงกระแสบริดจ์ ที่มีความสัมพันธ์กับ C_d ซึ่งยอมให้เกิดการกระเพื่อมใน V_{d1} แต่ผลในรูปคลื่นที่แก้ไข i_s ของการกระเพื่อม V_{d1} จะถูกรองออกจากวงจรผ่านความถี่ต่ำ ที่ประกอบไปด้วย L_d และ C_d ซึ่งข้อเสียของวงจรนี้ คือ ต้นทุน ขนาด การสูญเสีย ที่ขึ้นอยู่กับค่าเฉลี่ยของแรงดันดิซีซีเอ็มโอง V_d ในวงจรกำลัง

2.4.2 วงจรรูปแบบแยกที่สำหรับกระแสอินพุต

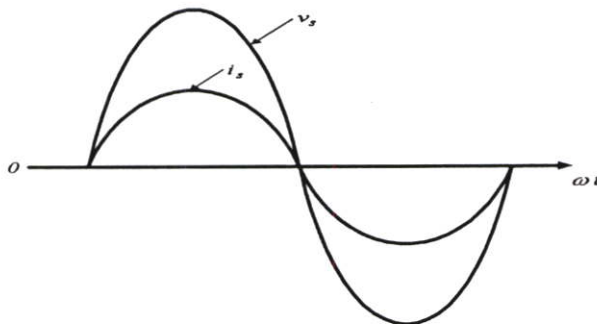
จากการใช้วงจรแปลงผันไฟฟ้าของอิเล็กทรอนิกส์กำลัง เพื่อให้ได้รูปคลื่นของกระแสในรูปที่ 2.22(a) มีความเป็นไปได้ว่ากระแสอินพุตของวงจรเรียงกระแสบริดจ์เป็นไซน์ชอยซ์คัล

หากยึดตามข้อพิจารณาที่ว่า $V_d > \hat{V}_s$ เมื่อ \hat{V}_s เป็นค่ายอดของแรงดันกระแสสลับอินพุตของวงจรแปลงผันไฟฟ้าแบบ Step-up ดิซี-ดิซี โดยวงจรที่แสดงดังรูปที่ 2.22(a) เมื่อ C_d ถูกใช้เพื่อลดการกระเพื่อมแรงดัน v_d และเป็นการสะสมพลังงานของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังกระแสตรง

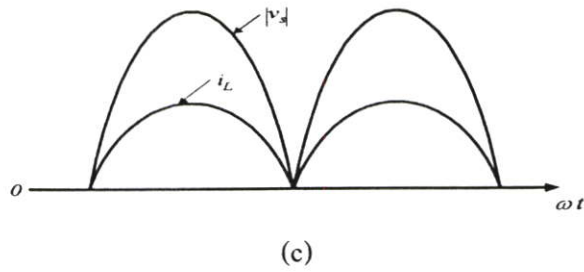
ซึ่งหลักการพื้นฐานการทำงานของกระแส i_s ที่เป็นไซน์ชอยซ์คัลของ v_s ที่ด้านเอาต์พุตของยูทิลิตี้ ถูกแสดงดังรูปที่ 2.22(b) จึงทำให้เอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสชนิดเต็มลูกคลื่น i_L และ $|v_s|$ มีรูปคลื่นแบบเดียวกันดังแสดงในรูปที่ 2.22(c) เมื่อ $\hat{V}_s = \sqrt{2}V_s$ และ $\hat{I}_s = \sqrt{2}I_s$



(a)



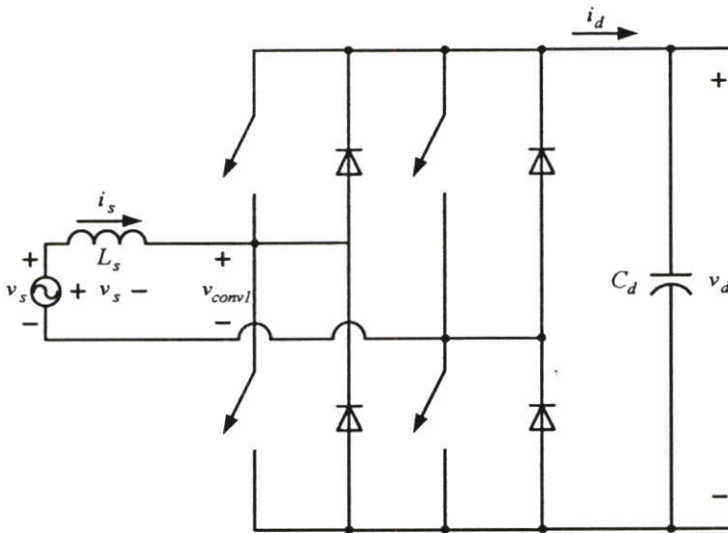
(b)



รูปที่ 2.22 (a) วงจรกรองชนิดแอกทีฟ, (b) รูปคลื่น v_s และ i_s , (c) รูปคลื่น $|v_d|$ และ i_L

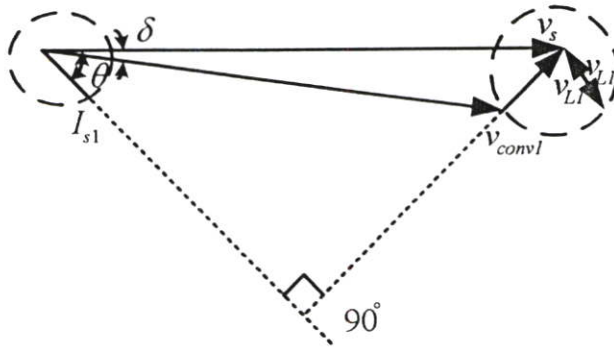
2.4.3 วงจรแปลงผันไฟฟ้าชนิดไหลผ่านกำลังสองทิศทาง (Bidirectional Power Flow Converter)

การนำไปประยุกต์ใช้งานของวงจรแปลงผันไฟฟ้าชนิดนี้ เช่น การขับเคลื่อนมอเตอร์ที่มีระบบการเบรกแบบพลวัต (Regenerative Braking) การไหลของกำลังผ่านวงจรแปลงผันไฟฟ้าชนิดยูทิลิตี้อินเวอร์เตอร์เฟสย้อนกับระหว่างระบบการเบรกแบบพลวัต ในขณะที่พลังงานจลน์ (Kinetic Energy) สัมพันธ์กับแรงเฉื่อยของมอเตอร์ และ โหลดที่ถูกชดเชยป้อนกลับไปยังระบบยูทิลิตี้

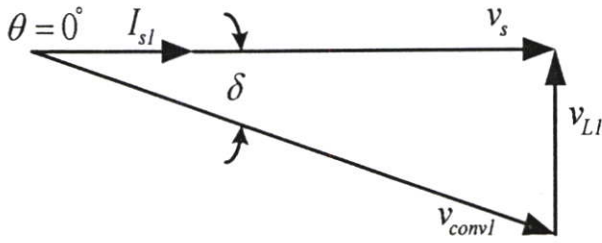


รูปที่ 2.23 โหมคการสวิตช์วงจรแปลงผันไฟฟ้าของยูทิลิตี้อินเวอร์เตอร์เฟส

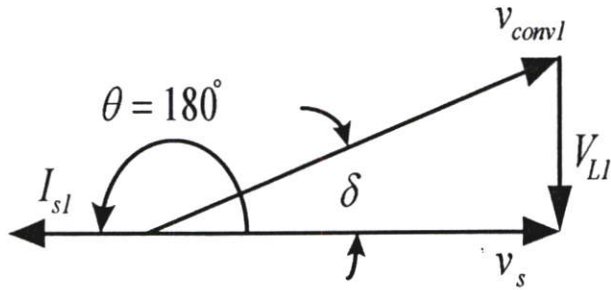
จากรูปที่ 2.23 โหมคการสวิตช์ของวงจรแปลงผันไฟฟ้า ที่ถือได้ว่าเป็นโหมคการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ 4 ควอดแดรนต์ ของอินเวอร์เตอร์โหมคกำลังที่ไหลจากกระแสตรงไปยังกระแสสลับ การเรียงกระแสเป็นโหมคของการทำงาน i_s ซึ่งเป็นการเพิ่มการเหนี่ยวนำภายในของแหล่งกำเนิดยูทิลิตี้ รวมถึงลดการกระเพื่อมใน i_s ที่ความถี่การสวิตช์ที่จำกัดของวงจรในรูปที่ 2.23 ถูกสมมุติให้ v_s เป็นไซน์ซอซอซคัลที่ความถี่มูลฐานของ v_{conv} และ i_s เมื่อ $V_s = V_s e^{j0^\circ}$ ที่ความถี่ $\omega = 2\pi f$



(a)

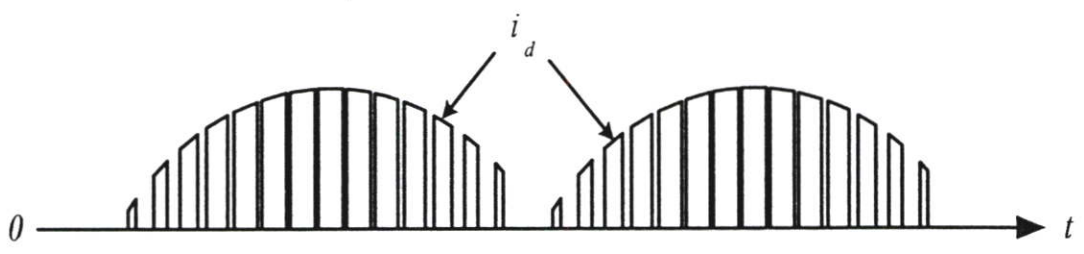
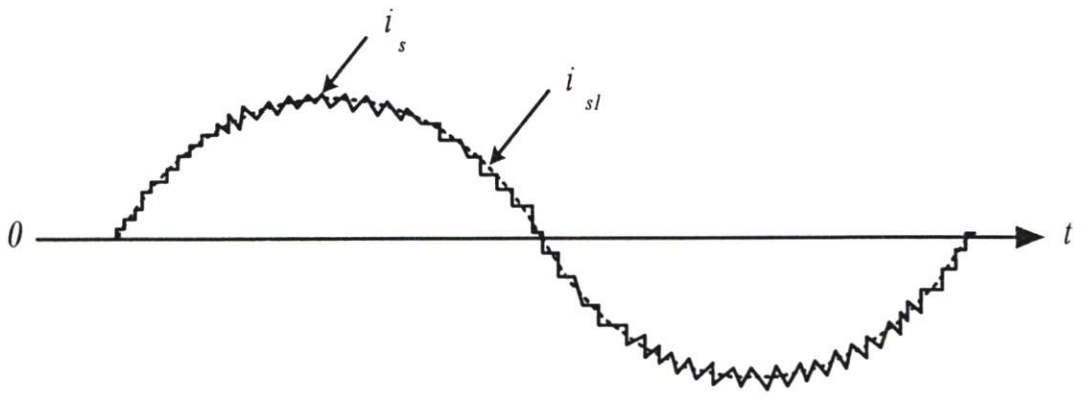
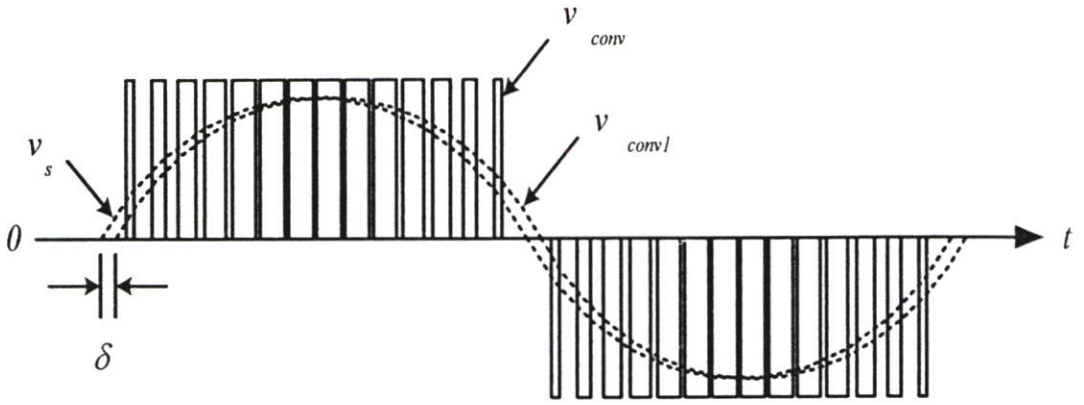


(b)

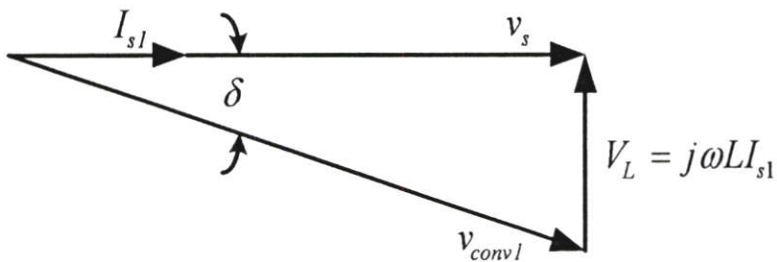


(c)

รูปที่ 2.24 การเรียงกระแส และการผกผัน (a)เฟสเซอร์ไดอะแกรมแบบทั่วไป, (b)การเรียงกระแสที่ตัวประกอบกำลังเป็นยูทิลิตี้, (c)การผกผันที่ตัวประกอบกำลังเป็นยูทิลิตี้



(a)



(b)

รูปที่ 2.25 แสดงรูปคลื่นที่ตัวประกอบกำลังเป็นยูทิลิตี้ของวงจรในรูปที่ 2.23 (a)รูปคลื่นของวงจร, (b)เฟสเซอร์ไคอะแกรม

จากรูปที่ 2.24(a) $V_s - \omega L_s I_{s1} \sin \theta = V_{conv1} \cos \delta$ ที่ Q เป็นค่ารวมของกำลังรีแอกทีฟ ดังนั้น Q สามารถถูกประมาณได้ว่าเป็นกำลังรีแอกทีฟที่ถูกดูดซึมจากวงจรแปลงผันไฟฟ้า ซึ่งแรงดันในสาย v_s และตัวเหนี่ยวนำ L_s ค่า P และ Q ที่ต้องการได้จากการควบคุมขนาดและเฟสของ v_{conv1} ที่เป็นการเปลี่ยนแปลงของ I_{s1} ในรูปที่ 2.24(a) จะถูกตามโดยตำแหน่งของเฟสเซอร์ I_{s1} และ V_{conv1} ซึ่งในรูปที่ 2.25 เป็นการทำงานของการเรียงกระแสที่เป็นยูทิลิตี้ ด้วยเหตุนี้ทำให้ต้องมีการเพิ่มวงจรควบคุมที่ซับซ้อนเข้าไปในระบบ

2.5 บทสรุป

ในบทนี้ เป็นการอธิบายถึงทฤษฎีพื้นฐานของวงจรแปลงผันไฟฟ้า ชนิดแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับไปเป็นกระแสตรงแบบเฟสเดียว และการวิเคราะห์ฟูเรียร์ของรูปคลื่น ที่มีลักษณะไม่เป็นไซน์ซอซัดล์, การวิเคราะห์ผลกระทบของลักษณะวงจรต่างๆ ที่มีผลต่อค่าตัวประกอบกำลังการกระจัด (DPF) , ตัวประกอบกำลัง (PF) และความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสอินพุท พร้อมทั้งการนำเสนอหลักการดำเนินงาน และคุณลักษณะของวงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์แบบเฟสเดียว ที่แสดงถึงผลกระทบของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์กับการเกิดแรงดันกระแสเฟรมที่บัสกระแสตรง และเปรียบเทียบคุณลักษณะของวงจรไฟฟ้ากระแสสลับไปเป็นกระแสตรง ที่มีการปรับปรุงยูทิลิตี้อินเตอร์เฟสแบบเฟสเดียวโดยใช้วงจรกรองชนิดพาสซีฟ และแอกทีฟสำหรับกระแสอินพุท จนถึงการทำงานในรูปแบบของการไหลผ่านกำลังสองทิศทาง ซึ่งยังคงมีข้อเสียเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของอุปกรณ์ในส่วนภาคกำลังเช่น ตัวเก็บประจุ, ตัวเหนี่ยวนำ และสวิตช์กำลัง ทำให้ค่าใช้จ่ายและขนาดของระบบเพิ่มขึ้น อีกทั้งยังความซับซ้อนของระบบควบคุมการสวิตช์ที่ถูกเพิ่ม สำหรับในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้วงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์ ที่ใช้ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ที่บัสกระแสตรงขนาดเล็กเพื่อความสะดวกในการนำไปประยุกต์ใช้งาน โดยไม่ต้องเพิ่มส่วนวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังที่ซับซ้อนเข้าไปในระบบกำลัง เป็นผลทำให้ระบบมีขนาดและค่าใช้จ่ายลดลง ซึ่งจะได้ถูกนำเสนอ

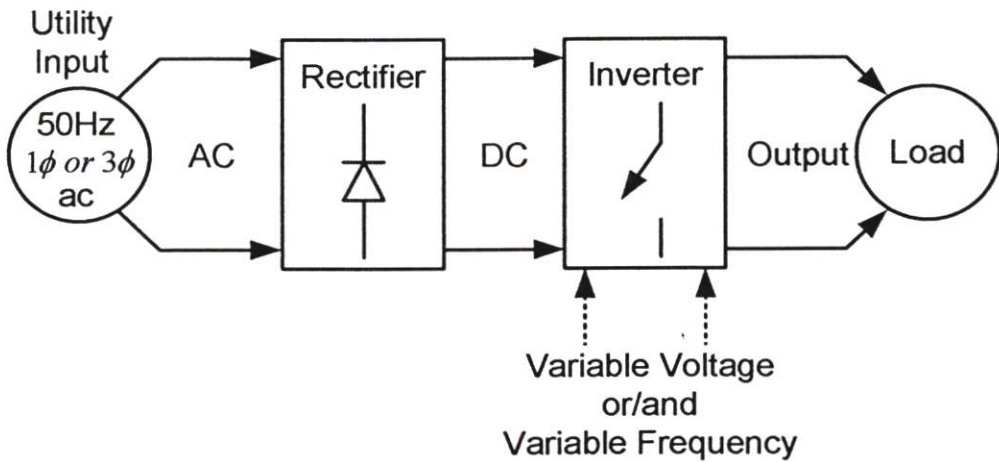
บทที่ 3

ทฤษฎีพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งเฟส

3.1 บทนำ

ในปัจจุบันอินเวอร์เตอร์หรือวงจรแปลงผันไฟฟ้าจากกระแสตรงไปเป็นกระแสสลับ ได้ถูกนำมาใช้งานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังอย่างแพร่หลาย โดยการใช้งานจะมีความแตกต่างกันขึ้นอยู่กับรูปแบบวิธีการควบคุมการทำงานที่ได้มีการปรับปรุงและวิจัยพัฒนามาอย่างต่อเนื่อง ซึ่งปัจจุบันได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้กับงานอย่างเช่น ระบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำรอง (Uninterruptable Power Supply : UPS) [13] หรือระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสสลับ (AC Motor Drives) ซึ่งโดยทั่วไประบบอินเวอร์เตอร์ที่ดีต้องมีคุณสมบัติพื้นฐาน ดังต่อไปนี้

- สามารถที่จะปรับความถี่ได้เป็นสัดส่วนกับความเร็วที่ต้องการ
- สามารถที่จะปรับแรงดันขาออก เพื่อรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ให้คงที่
- สามารถจ่ายกระแสได้เต็มพิกัดที่ความถี่ที่ต้องการ



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของระบบอินเวอร์เตอร์

ตามในรูปที่ 3.1 ได้แสดงถึงโครงสร้างพื้นฐานของแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ ที่ประกอบไปด้วยแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับจากยูทิลิตี้ไลน์นำมาแปลงผันไฟฟ้าให้เป็นกระแสตรง โดยผ่านทางวงจรเรียงกระแสที่กำหนดให้สามารถควบคุมแรงดันได้หรือไม่ก็ได้ก็ได้ แล้วดำเนินการส่งผ่านต่อไปยังอินเวอร์เตอร์ เพื่อทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงไปเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ ที่สามารถปรับเปลี่ยนแรงดันคั่นและความถี่ได้ เพื่อจ่ายต่อไปยังโหลด

3.2 รูปแบบและหลักการของอินเวอร์เตอร์

โดยทั่วไปอินเวอร์เตอร์จะถูกจำแนกตามระบบออกเป็น อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส ที่มีภาคของวงจรเรียงกระแสทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์ โดยองค์การกระแสค่าใดค่าหนึ่ง ซึ่งในขณะที่โหลดเปลี่ยนกระแสจะคงที่แต่แรงดันจะแปรเปลี่ยนตามโหลด ในส่วนอินเวอร์เตอร์อีกประเภทคือ อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่ภาควงจรเรียงกระแสทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะทำหน้าที่ในการคงค่าแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาออก และแปรเปลี่ยนกระแสขณะเปลี่ยนโหลด โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะได้ให้ความสำคัญและนำเสนอเฉพาะแต่อินเวอร์เตอร์แบบหนึ่งเฟสชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน เพื่อให้สอดคล้องกับเทคนิคได้นำเสนอในงานวิจัยเป็นสำคัญ

3.2.1 อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส

ในอุตสาหกรรมอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสจะไม่ได้ถูกใช้กันอย่างแพร่หลาย เนื่องจากการประยุกต์ใช้งานส่วนใหญ่ของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้จะเป็นมอเตอร์ขนาดใหญ่ อันเนื่องมาจากอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสจะทำงานได้ดีกรณีที่มีโหลดมากๆ แต่มีปัญหาเมื่อมีโหลดน้อย และลักษณะของอุปกรณ์ในวงจรที่เหมาะสมสำหรับกรณีที่โหลดมาก โดยอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสถูกประกอบไปด้วยวงจรเรียงกระแสที่สามารถควบคุมได้ ซึ่งส่วนมากจะใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำประเภทไทรสเตอร์มาใช้ ในการควบคุมเฟสของแรงดันกระแสสลับขาเข้า และถูกเชื่อมต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่ โดยปราศจากตัวเก็บประจุต่อขนาน เพื่อทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์ จึงทำให้มีลักษณะที่แตกต่างจากอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน โดยอินเวอร์เตอร์จะมีไทรสเตอร์ทำหน้าที่ควบคุมกระแสที่สามารถปรับเปลี่ยนความถี่ได้ โดยกระแสทางด้านขาออกอาจเป็นแบบขั้นบันได หรือแบบพิคอัพลิฟท์เอ็มก็ได้ ซึ่งแรงดันขาออกจะมีรูปร่างเข้าใกล้รูปไซน์แต่จะเกิดสไปร์จากการคอมมิวเตท สำหรับข้อดีของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสจะเป็นในเรื่องของวงจรกำลังมีขนาดใหญ่ไว้วางใจได้และไม่เกิด Shoot Through อย่างที่เกิดในอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน ซึ่งจากข้อดีของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น ก็ยังคงมีข้อจำกัดของช่วงความถี่ของอินเวอร์เตอร์ที่สามารถปรับได้ต่ำ และไม่สามารถทำงานได้ในสภาวะไร้อโหลด นอกจากนี้ขนาดของตัวเหนี่ยวนำที่บัสกระแสตรงและตัวเก็บประจุของการคอมมิวเตทมีขนาดใหญ่ ทำให้อินเวอร์เตอร์ชนิดนี้มีขนาดใหญ่และต้นทุนสูง

3.2.2 อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน

ในโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน จะประกอบด้วยตัวเก็บประจุฟิวดเตอร์ที่บัสกระแสตรงขนาดใหญ่ ทำให้แรงดันทางด้านอินพุทและเอาต์พุทมีค่าคงที่ไม่ขึ้นกับโหลด โดยอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้มีข้อดีคือ สามารถควบคุมแรงดันและความถี่ได้ง่าย สามารถปรับความถี่ได้ใน

ย่านกว้างและใช้ได้กับมอเตอร์ที่ทำงานพร้อมกันได้หลายตัว แต่ก็มีข้อเสียในเรื่องปัญหาของการลัดวงจรของอุปกรณ์การสวิตช์ในกิ่งเดียวกัน (Shoot Through) ซึ่งในทางปฏิบัติสามารถให้ช่วงจรเดดไทม์ (Dead Time) เพื่อช่วยในการป้องกันปัญหาส่วนนี้ได้ โดยอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันสามารถจำแนกออกได้เป็น 3 รูปแบบ

3.2.2.1 อินเวอร์เตอร์แบบมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ (Pulse-width Modulation

Inverter)

การควบคุมของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ เป็นการมอดูเลตความกว้างหรือที่เรียกว่าพีดับบลิวเอ็ม โดยสัญญาณควบคุม $v_{control}$ ที่มีค่าคงที่หรือแปรค่าอย่างช้าๆถูกนำมาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยม v_{tri} เพื่อให้ได้สัญญาณการสวิตช์ สำหรับนำไปควบคุมอัตราส่วนของแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ให้ได้ค่าเฉลี่ยตามที่ต้องการ และเกิดเป็นรูปคลื่นไซน์ซอซอดัลที่เรียกว่า Sinusoidal Pulse Width Modulation : SPWM โดยที่ขนาดและความถี่ของแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์สามารถจะถูกควบคุมได้ โดยการนำเอารูปคลื่นไซน์ซอซอดัลที่มีความถี่เดียวกับแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์มาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่มีขนาดเท่ากับ \hat{V}_{tri} และมีความถี่คงที่ โดยรูปคลื่นสามเหลี่ยม v_{tri} หรือสัญญาณพาหะ ขณะสวิตช์ด้วยความถี่ f_s ดังในรูปที่ 3.2(a) โดยสัญญาณควบคุม $v_{control}$ จะถูกนำไปใช้ในการมอดูเลตอัตราส่วนของการสวิตช์ f_1 แทนความถี่มูลฐาน (Fundamental Frequency) หรือความถี่การมอดูเลตของแรงดันขาออกที่ต้องการ ซึ่งประกอบความถี่ฮาร์โมนิกส์ของความถี่มูลฐาน โดยอัตราส่วนการมอดูเลตขนาด m_a จะเท่ากับ

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \quad (3.1)$$

โดย $\hat{V}_{control}$ แทนขนาดค่ายอดของสัญญาณควบคุม และ \hat{V}_{tri} แทนขนาดค่ายอดของสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม ซึ่งอัตราส่วนการมอดูเลตความถี่ m_f จะได้

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (3.2)$$

สวิตช์ T_{A+} และ T_{A-} ของวงจรอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 3.2(b) ถูกควบคุมอยู่บนพื้นฐานของการเปรียบเทียบ $v_{control}$ และ v_{tri} ซึ่งผลของแรงดันขาออกที่ได้จะไม่ขึ้นอยู่กับทิศทางของกระแส i_o ดังนั้น

$$v_{control} > v_{tri}, T_{A+} \text{ นำกระแส, } v_{Ao} = \frac{1}{2}V_d$$

หรือ

$$v_{control} < v_{tri}, T_{A-} \text{ นำกระแส, } v_{Ao} = -\frac{1}{2}V_d \quad (3.3)$$

เนื่องจากสวิตช์ทั้งสองไม่ได้หยุดนำกระแสพร้อมกันดังนั้นแรงดันขาออก v_{Ao} จึงมีการเปลี่ยนแปลงระหว่างค่า $\frac{1}{2}V_d$ และ $-\frac{1}{2}V_d$ สำหรับที่ความถี่มูลฐาน

สำหรับสเปกตรัมฮาร์มอนิกส์ของแรงดัน v_{Ao} ภายใต้เงื่อนไขที่แสดงในรูปที่ 3.2(b) ถูกแสดงดังในรูปที่ 3.2(c) โดยเป็นอัตราส่วนของขนาด $(\hat{V}_{Ao})_h / \frac{1}{2}V_d$ ขณะที่ $m_a \leq 1$ เมื่อ

- ขนาดค่ายอดของแรงดันที่ความถี่มูลฐาน $(\hat{V}_{Ao})_1$ เท่ากับ m_a เท่าของ $\frac{1}{2}V_d$ และจากการกำหนดให้ $v_{control}$ มีค่าคงที่แล้วจะได้แรงดัน v_{Ao} ดังรูปที่ 3.3(a) ซึ่งจะเห็นว่าแรงดันเฉลี่ยขาออก V_{Ao} จะมีค่าแปรผันตรงกับ $v_{control} / \hat{V}_{tri}$ และ V_d ดังนั้น

$$V_{Ao} = \frac{v_{control}}{\hat{V}_{tri}} \frac{V_d}{2} \quad \text{เมื่อ } v_{control} \leq \hat{V}_{tri} \quad (3.4)$$

และจากสมการที่ 3.4 จะเห็นได้ว่าค่าเฉลี่ยแรงดัน V_{Ao} จะเท่ากับค่าเฉลี่ยในหนึ่งคาบ T_s ของแรงดัน v_{Ao} และที่ค่าเฉลี่ยใดๆที่ประกอบขึ้นเป็นความถี่มูลฐานเหมือนกับ v_{tri}

เมื่อ ความถี่มูลฐานคือ $f_1 = \omega_1 / 2\pi$ จะได้สมการของ $v_{control}$ ดังนี้

$$v_{control} = \hat{V}_{control} \sin \omega_1 t$$

โดยที่

$$\hat{V}_{control} \leq \hat{V}_{tri} \quad (3.5)$$

และจากสมการที่ 3.4 และ 3.5 แรงดันที่ประกอบขึ้นเป็นความถี่มูลฐาน $(V_{Ao})_1$ โดยแปรเป็นรูปคลื่นไซน์ซอซอดัลที่มีเฟสเดียวกับ $v_{control}$ ดังนั้น

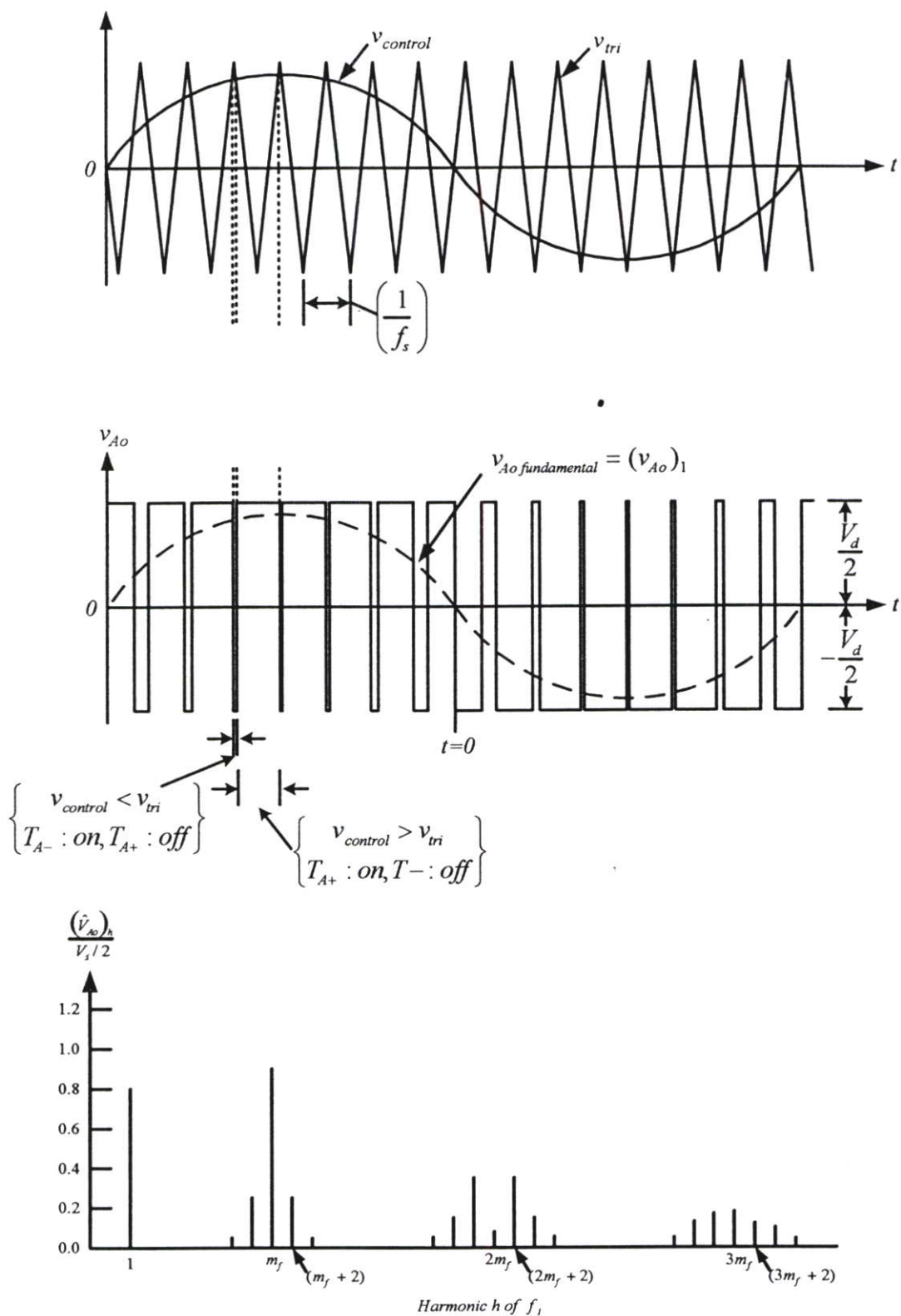
$$(v_{Ao})_1 = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \sin \omega_1 t \frac{V_d}{2}$$

หรือ

$$(v_{Ao})_1 = m_a \sin \omega_1 t \frac{V_d}{2} \quad (3.6)$$

ดังนั้น

$$(\hat{V}_{Ao})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \quad (m_a \leq 1.0) \quad (3.7)$$



รูปที่ 3.2 แสดงเทคนิคการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ และสเปกตรัมของฮาร์มอนิกส์

จากการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ด้วยรูปคลื่นไซน์ชอยด์ลจะเห็นได้ว่าขนาดของแรงดันที่ประกอบขึ้นเป็นความถี่มูลฐานจะแปรค่าเป็นเชิงเส้นกับ m_a ในช่วงตั้งแต่ 0 ถึง 1

- การเกิดฮาร์โมนิกส์ในรูปคลื่นทางค่านแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์จะปรากฏขึ้นที่แถบข้างใกล้กับความถี่การสวิตช์ของฮาร์โมนิกส์โดยรอบ ซึ่งความถี่ของแรงดันฮาร์โมนิกส์ใดๆ ที่เกิดขึ้นสามารถถูกคำนวณได้จาก

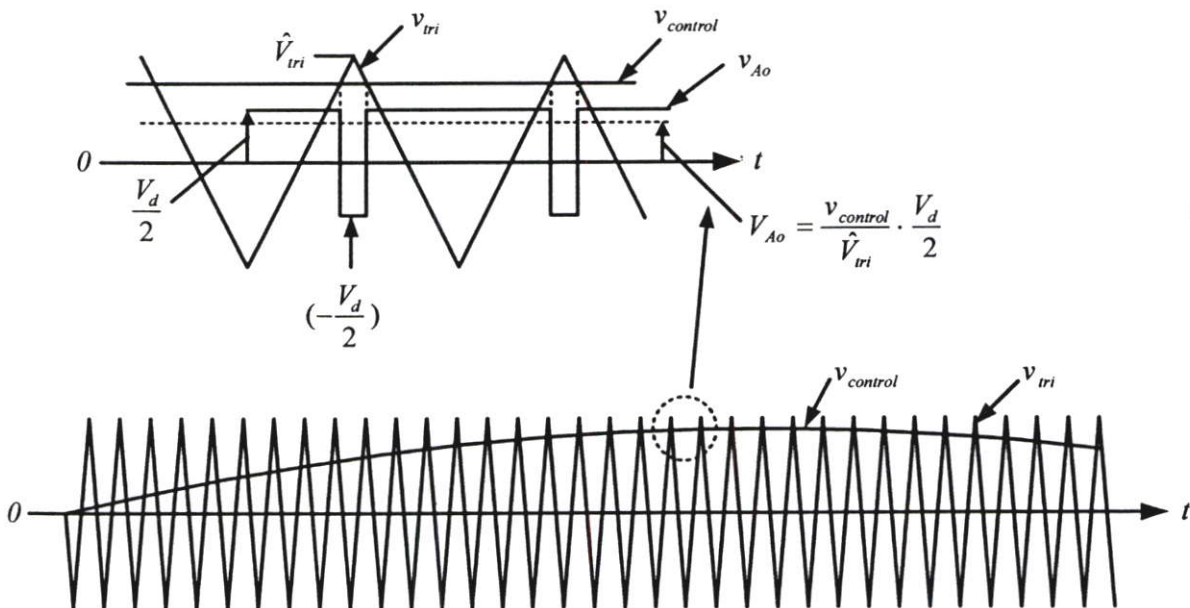
$$f_h = (jm_f \pm k)f_1 \quad (3.8)$$

โดย h แทนฮาร์โมนิกส์ใดๆ, k แทนค่าแถบข้าง(Sideband) และ j แทนจำนวนเท่าของอัตราส่วนการมอดูเลต m_f และมีค่าเท่ากับ

$$h = j(m_f) \pm k \quad (3.9)$$

เมื่อความถี่มูลฐาน h มีค่าเท่ากับหนึ่ง โดยค่า j เป็นเลขคี่ ซึ่งฮาร์โมนิกส์จะเกิดขึ้นได้ เมื่อค่า k จะต้องเป็นเลขคู่ และเมื่อค่า j เป็นเลขคู่ k จะต้องเป็นเลขคี่

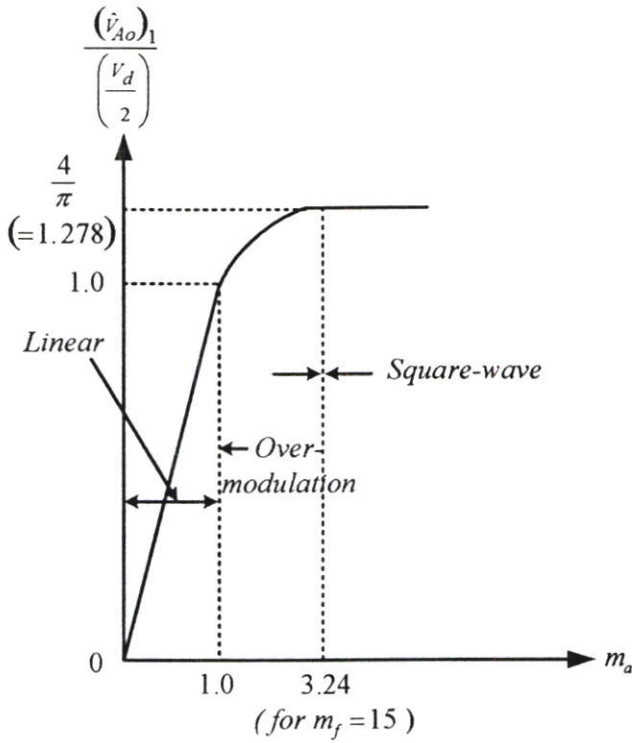
- m_f ควรมีค่าเป็นจำนวนเต็มด้วยเลขคี่ ซึ่งจะทำให้รูปคลื่นบวกและลบมีรูปร่างสมมาตรกัน ดังในรูปที่ 3.2(b)



รูปที่ 3.3 แสดงการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์กับรูปคลื่น ไซน์ชอยด์ล

3.2.2.2 อินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่นจัตุรัส (Square-Wave Inverter)

วงจรอินเวอร์เตอร์ตามรูปที่ 3.6 และ 3.7 สำหรับการวิเคราะห์ฟูเรียร์ เพื่อหาค่าค่ายอดแรงดันขณะประกอบเป็นความถี่มูลฐาน จะเห็นว่าค่าดังกล่าวมีความสัมพันธ์โดยตรงกับ V_d ดังนี้



รูปที่ 3.4 กราฟแสดงการควบคุมแรงดัน โดยแปรค่า m_a

$$(\hat{V}_{Ao})_1 = \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} = 1.273 \left(\frac{V_d}{2} \right) \quad (3.10)$$

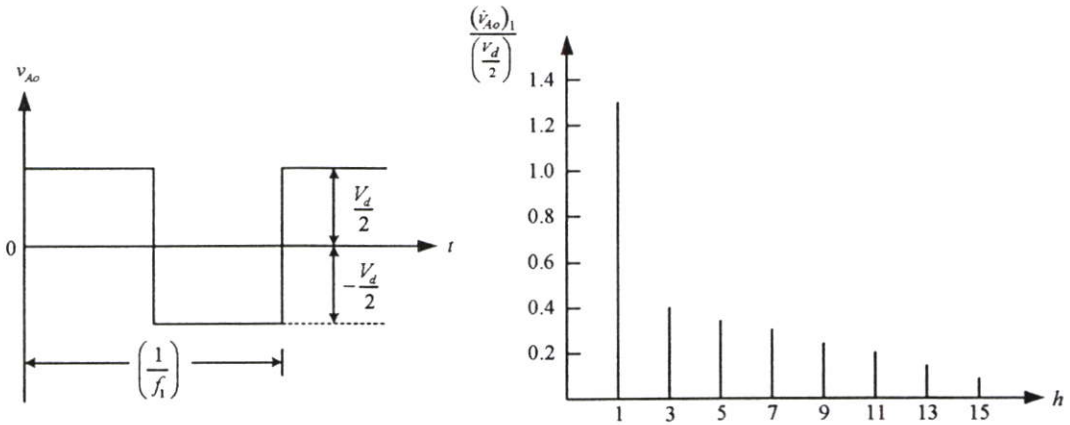
และ

$$(\hat{V}_{Ao})_h = \frac{(\hat{V}_{Ao})_1}{h} \quad (3.11)$$

โดย h แทนฮาร์มอนิกส์ ซึ่งโดยปกติเป็นเลขคี่ ดังแสดงในรูปที่ 3.5(b)

จากการสวิตช์ที่เกิดขึ้นเป็นรูปคลื่นจัตุรัสจะเห็นว่าประโยชน์ที่ได้รับคือการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์ หนึ่งๆ เกิดได้เปลี่ยนแค่สองครั้งเท่านั้น ซึ่งเป็นผลดีมากสำหรับการเปลี่ยนโหลดที่มีกำลังสูงๆ และนอกจากนี้ยังเหมาะกับอุปกรณ์ที่มีความสามารถในการสวิตช์ให้น้ำและหยุดนำค่า แต่ก็มีข้อเสียคือการสวิตช์เพื่อทำให้เกิดเป็นรูปคลื่นจัตุรัสของวงจรนี้ ไม่สามารถควบคุมแรงดันขาออกให้

คงค่าได้ เพราะฉะนั้นแรงดันกระแสตรงขาเข้า V_d จะต้องถูกปรับอยู่เสมอ เพื่อควบคุมให้แรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ได้มีค่าตามต้องการ



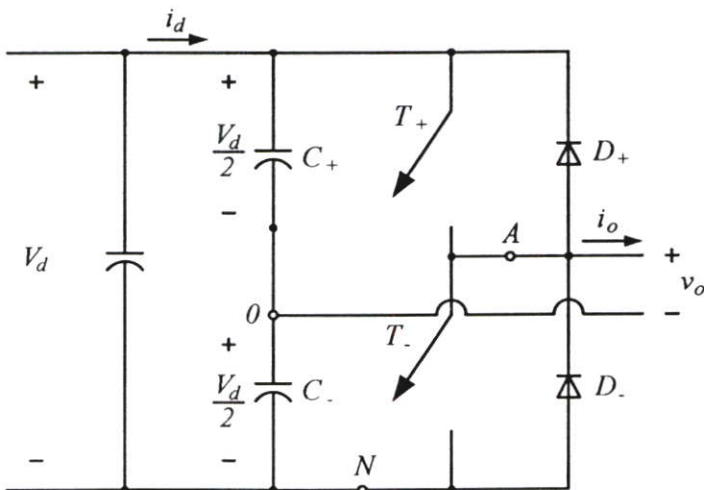
รูปที่ 3.5 แสดงการสวิตช์ของรูปคลื่นจัตุรัส และสเปกตรัม

3.2.2.3 อินเวอร์เตอร์แบบยกเลิกแรงดันเฟสเดียว (Single-Phase Inverter with Voltage Cancellation)

แรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียวนี้ สามารถควบคุมได้ทั้งขนาดและความถี่ แม้ว่าแรงดันขาเข้าที่ป้อนจะคงที่ก็ตาม โดยอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ได้รวมคุณลักษณะของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบข้างต้นเข้าไว้ด้วยกัน

3.3 อินเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งเฟส

3.3.1 อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์ครึ่งลูกคลื่น



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์ครึ่งลูกคลื่น

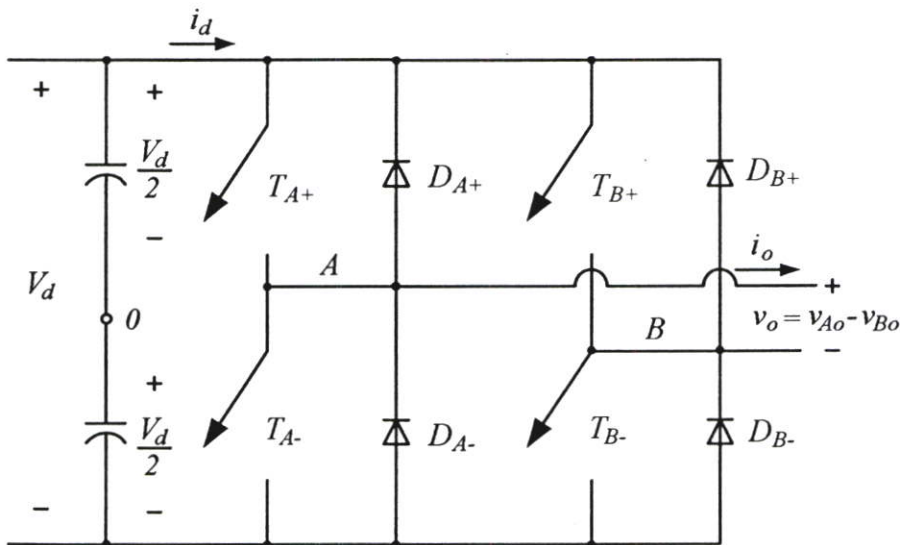
วงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์ครึ่งลูกคลื่นถูกแสดงดังในรูปที่ 3.6 โดยประกอบด้วยตัวเก็บประจุค่าเท่ากันสองตัวต่ออนุกรมกันแล้วต่อคร่อมอยู่กับแรงดันกระแสตรงขาเข้า V_d ดังนั้นแรงดันที่คร่อมตัวเก็บประจุแต่ละตัวจะมีค่าเท่ากับ $(1/2)V_d$ และจุดที่ตัวเก็บประจุทั้งสองเชื่อมต่อถึงกัน จะถูกเรียกว่า จุดค่าความต่างศักย์กึ่งกลาง (Midpotential) สำหรับค่าความจุไฟฟ้าของวงจรนี้จะต้องมีมากพอที่จะทำให้แรงดันที่จุดศูนย์เมื่อเทียบกับจุด N ได้ค่าคงที่แรงดันและค่าขดกระแสของอุปกรณ์ที่ใช้สวิตช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ครึ่งลูกคลื่นจะเท่ากับ

$$V_T = V_d \quad (3.12)$$

$$I_T = i_{o,peak} \quad (3.13)$$

3.3.2 อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์เต็มลูกคลื่น

ตามรูปที่ 3.7 แสดงวงจรของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบเต็มลูกคลื่น ที่มีคุณสมบัติสามารถถูกใช้งานกับพิกัดกำลังที่สูงได้ดีเมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันกระแสตรงขาเข้าค่าเดียวกัน ซึ่งจะเห็นได้ว่าแรงดันขาออกสูงสุดของวงจรบริดจ์เต็มลูกคลื่น จะได้ค่าเป็นสองเท่าของอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ครึ่งลูกคลื่น ดังนั้นขณะใช้งานที่กำลังเท่ากันที่กระแสขาออกค่าเดียวกันกระแสการสวิตช์จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ครึ่งลูกคลื่น ซึ่งถือเป็นข้อได้เปรียบ



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์เต็มลูกคลื่น

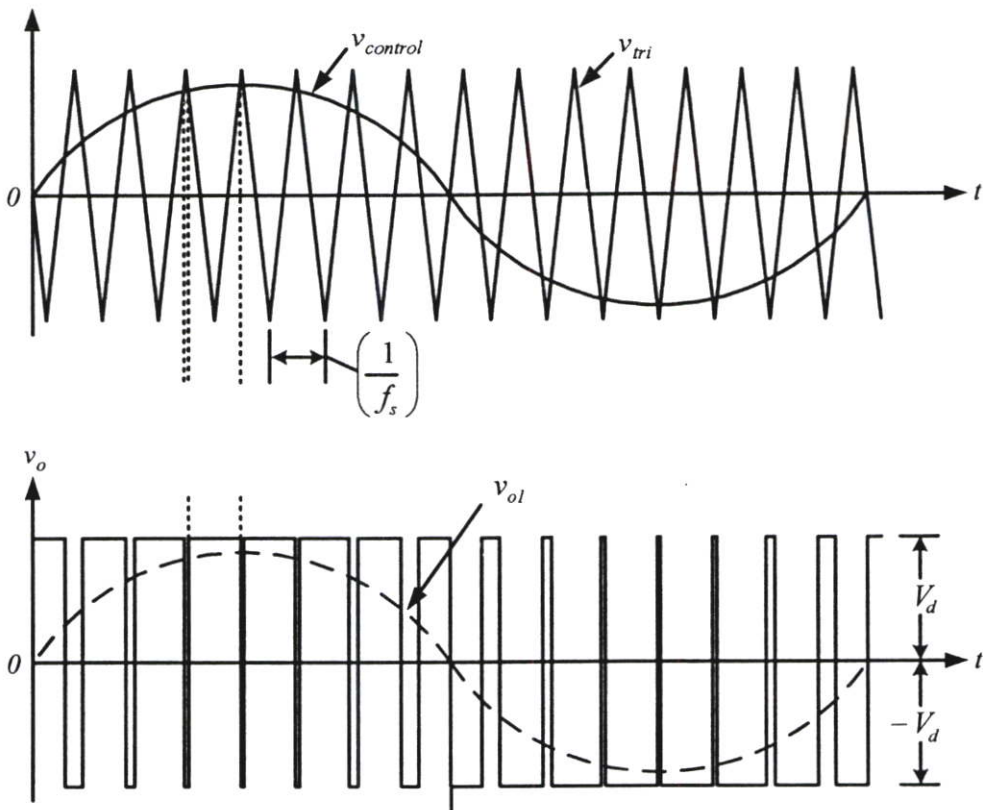
3.3.2.1 การมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ที่มีการสวิตช์แรงดันแบบสองขั้ว (PWM with Bipolar Voltage Switching)

การสวิตช์ตามความกว้างพัลส์แบบสวิตช์คู่ที่ทแยงและตรงข้ามกัน T_{A+} กับ T_{B-} และ T_{A-} กับ T_{B+} ของวงจรแปลงผัน โดยการเกิดของแรงดันขาออกเกิดขึ้นได้ด้วยวิธีเดียวกัน คือการเปรียบเทียบแรงดัน $v_{control}$ กับ v_{tri} ดังในรูปที่ 3.8(a) และแรงดันขาออกที่ขา B ของอินเวอร์เตอร์จะได้ค่าเป็นลบเมื่อเทียบกับแรงดันขาออกที่ขา A ซึ่งสามารถถูกพิจารณาได้คือ เมื่อสวิตช์ T_{A+} ต่อวงจร $v_{Ao} = (+1/2)V_d$ และสวิตช์ T_{B-} ต่อวงจร $v_{Bo} = (-1/2)V_d$ จะได้

$$v_{Bo}(t) = -v_{Ao}(t) \quad (3.14)$$

และ

$$v_o(t) = v_{Ao}(t) - v_{Bo}(t) = 2v_{Ao}(t) \quad (3.15)$$



รูปที่ 3.8 แสดงการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ที่มีการสวิตช์แรงดันแบบสองขั้ว

รูปคลื่นแรงดัน v_o ถูกแสดงในรูปที่ 3.8(b) และจะเห็นว่า

$$\hat{V}_{01} = m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0) \quad (3.16)$$

และ

$$V_d < \hat{V}_{01} < \frac{4}{\pi} V_d \quad (m_a > 1.0) \quad (3.17)$$

3.3.2.2 การมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ที่มีการสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว (PWM with Unipolar Voltage Switching)

ในรูปที่ 3.9 แสดงการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ที่มีการสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียวของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เต็มลูกคลื่น โดยสัญญาณควบคุมขา A จากการเปรียบเทียบแรงดัน $v_{control}$ กับ v_{tri} และขา B จากการเปรียบเทียบแรงดัน $-v_{control}$ กับ v_{tri} ซึ่ง

$$v_{control} > v_{tri} : T_{A+} \text{ นำกระแส } v_{AN} = V_d$$

และ

$$v_{control} < v_{tri} : T_{A-} \text{ นำกระแส } v_{AN} = 0 \quad (3.18)$$

$$(-v_{control}) > v_{tri} : T_{B+} \text{ นำกระแส } v_{BN} = V_d$$

และ

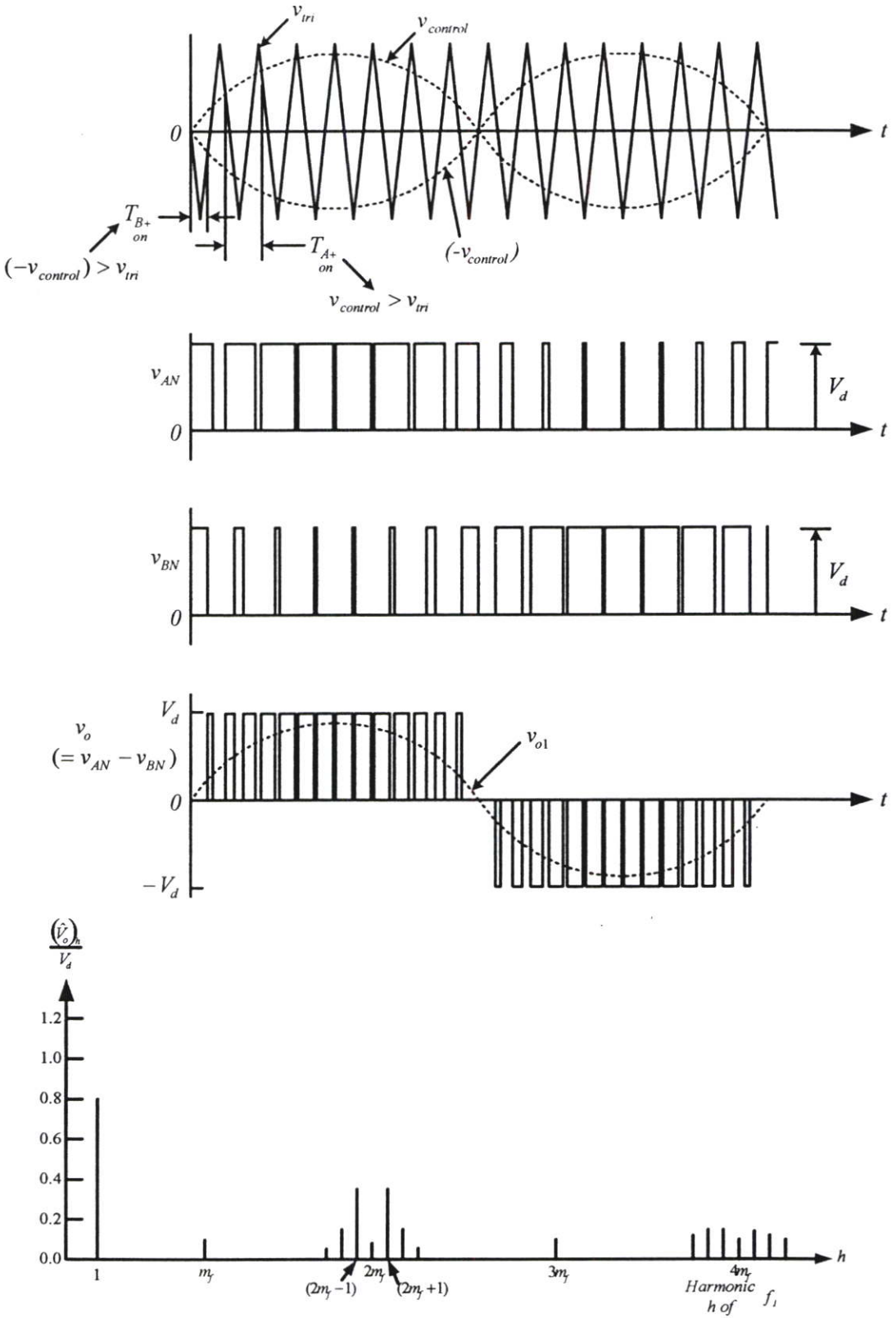
$$(-v_{control}) < v_{tri} : T_{B-} \text{ นำกระแส } v_{BN} = 0 \quad (3.19)$$

การสวิตช์ลักษณะนี้ระดับแรงดันถูกเปลี่ยนแปลงระหว่างศูนย์กับ V_d หรือระหว่างศูนย์กับ $-V_d$ จึงถูกเรียกว่าการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ที่มีการสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว ซึ่งต่างจากแบบที่มีการสวิตช์แรงดันแบบสองขั้ว ที่สวิตช์ระหว่าง $+V_d$ กับ $-V_d$ ซึ่งการสวิตช์แบบนี้ทำให้ความถี่ฮาร์มอนิกส์ขาออกมีค่าเป็นสองเท่าของการสวิตช์แรงดันแบบสองขั้ว โดยการทำงานที่มีประสิทธิภาพสูงที่สวิตช์ $2V_d$ ของระดับแรงดันขาออกจะได้ว่า

$$\hat{V}_{01} = m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0) \quad (3.20)$$

และ

$$V_d < \hat{V}_{01} < \frac{4}{\pi} V_d \quad (m_a > 1.0) \quad (3.21)$$

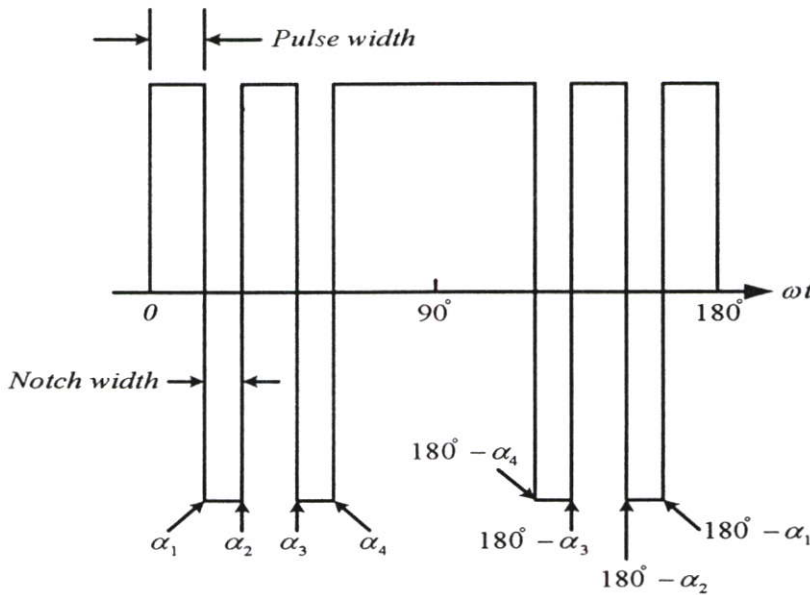


รูปที่ 3.9 แสดงการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ที่มีการสวิตซ์แรงดันแบบขั้วเดียวและสเปกตรัม

3.4 เทคนิคการควบคุมอินเวอร์เตอร์ในรูปแบบอื่นๆ

3.4.1 เทคนิคการมีอคตตามความกว้างพัลส์แบบวิธีกำจัดฮาร์มอนิกส์ (Harmonic Elimination Method) [12]

เทคนิคนี้สามารถควบคุมแรงดันมูลฐาน และกำจัดองค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ที่ไม่ต้องการออกไป โดยหลักการของเทคนิคนี้จะทำการคำนวณหามุมการสวิตช์ โดยใช้ทฤษฎีการวิเคราะห์รูปคลื่นด้วยอนุกรมฟูเรียร์ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.10 เป็นการกำหนดมุม α_1 , α_2 , α_3 และ α_4 ให้เหมาะสม ซึ่งจะสามารถกำจัดฮาร์มอนิกส์เพิ่มขึ้นได้อีก โดยสามารถถูกแสดงได้ดังนี้



รูปที่ 3.10 แสดงรูปคลื่นการมีอคตด้วยวิธีการกำจัดฮาร์มอนิกส์

เนื่องจากรูปคลื่นการมีอคตตามรูปที่ 3.10 แสดงลักษณะรูปคลื่นที่สมมาตรหนึ่งในสี่ของคาบ ซึ่งสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์สามารถหาได้จาก

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\theta + b_n \sin n\theta) \quad (3.22)$$

เมื่อ

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos n\theta d\theta \quad (3.23)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin n\theta d\theta \quad (3.24)$$

จากลักษณะรูปคลื่นแรงดันการมอดูเลตในรูปที่ 3.10 จะเห็นว่ามีแต่ฮาร์โมนิกส์ลำดับคี่เท่านั้น เนื่องจากรูปคลื่นที่ถูกแสดงดังกล่าวเป็นการสมมาตรแบบลำดับคี่ (Odd Symmetry) และเนื่องจาก $f(t) = -f(-t)$ จะได้ว่า

$$a_n = 0 \quad (3.25)$$

และ

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} f(t) \sin n\theta d\theta \quad (3.26)$$

ซึ่งกำหนดให้รูปคลื่นการมอดูเลตดังกล่าวมีค่า $f(t) = \pm 1$ ดังนั้น

$$b_n = \frac{4}{\pi} [1 + 2(-\cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2 - \dots + \cos n\alpha_k)] \quad (3.27)$$

หรือ

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^k (-1)^k \cos n\alpha_k \right] \quad (3.28)$$

จากสมการที่ 3.28 จะประกอบด้วยตัวแปร k จำนวน (เช่น $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_k$) เพื่อที่จะแก้สมการมุม α จำนวน k ตัวซึ่งแรงดันมูลฐานสามารถถูกควบคุมได้และจะมีฮาร์โมนิกส์ที่ถูกกำจัด $k-1$ ฮาร์โมนิกส์ ดังนั้นฮาร์โมนิกส์อันดับสามและอันดับฮาร์โมนิกส์ที่มีผลคูณของสาม จะถูกกำจัดไปเมื่อใช้กับไฟสามเฟส ซึ่งสามารถเขียนได้ดังสมการ ดังนี้
 ที่องค์ประกอบมูลฐาน :

$$b_1 = \frac{4}{\pi} (1 - 2\cos\alpha_1 + 2\cos\alpha_2 - 2\cos\alpha_3) \quad (3.29)$$

ที่องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์อันดับที่ 5 :

$$b_5 = \frac{4}{5\pi} (1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 - 2\cos 5\alpha_3) = 0 \quad (3.30)$$

ที่องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์อันดับที่ 7 :

$$b_7 = \frac{4}{7\pi} (1 - 2\cos 7\alpha_1 + 2\cos 7\alpha_2 - 2\cos 7\alpha_3) = 0 \quad (3.31)$$

จากสมการที่ 3.29, 3.30 และ 3.31 สามารถใช้วิธีการหาคำตอบเชิงตัวเลข (Numerical Method) ในการแก้สมการเหล่านี้ได้ ทำให้สามารถกำหนดมุม α_1 , α_2 และ α_3 เพื่อให้ฮาร์มอนิกส์ต่างๆ ถูกกำจัดไปตามที่ต้องการได้ แต่ข้อเสียคือ ถ้าต้องการกำจัดฮาร์มอนิกส์หลายๆอันดับ ทำให้มีการเก็บตำแหน่งมุมและสภาวะมุมของการสวิตช์ในหน่วยความจำเป็นจำนวนมากทำให้ไม่สะดวก ดังนั้นจึงมีการใช้เทคนิคผสมของเทคนิคการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ (Hybrid PWM) โดยเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานในย่านความถี่และแรงดันต่ำจะใช้วิธี SPWM ในขณะที่การทำงานย่านความถี่สูงและแรงดันสูงใช้วิธีการกำจัดฮาร์มอนิกส์ จึงทำให้ไม่มีปัญหาเกี่ยวกับการสูญเสียเนื่องจากฮาร์มอนิกส์และการสวิตช์

3.4.2 เทคนิคการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์แบบกระแสกระท่อมต่ำสุด (Minimum Ripple Current Method) [12]

วิธีการสร้างรูปคลื่นการมอดูเลตแบบวิธีกำจัดฮาร์มอนิกส์ที่ไม่ต้องการถือได้ว่าเป็นวิธีที่ดีวิธีหนึ่ง แต่ยังคงมีข้อเสียคือ ทำให้ฮาร์มอนิกส์อันดับต่ำที่ไม่ต้องการกำจัดมีค่าสูงขึ้นอย่างมาก จากการสูญเสียในตัวเครื่องจักรกลเนื่องจากฮาร์มอนิกส์ต่างๆไม่ได้เกิดจากฮาร์มอนิกส์ของแรงดัน แต่เกิดจากฮาร์มอนิกส์ของกระแสและไม่ได้เกิดจากฮาร์มอนิกส์หนึ่ง แต่เกิดจากผลรวมของกระแสฮาร์มอนิกส์ทุกตัวรวมกัน ที่ถูกกำหนดโดยค่ากระแสกระท่อมอาร์เอ็มเอส ดังนั้นกระแสกระท่อมจึงเป็นตัวแปรที่ควรกำหนดให้มีค่าน้อยที่สุดแทนการกำจัดฮาร์มอนิกส์ที่ต้องการออกไป โดยเทคนิคนี้จะถูกสมมุติให้ละเลยผลของ Skin Effect ของตัวแปร ซึ่งอาจเป็นสิ่งที่ไม่ถูกต้องมากนักโดยเฉพาะอย่างยิ่งสำหรับขดลวดโรเตอร์ โดยค่าของกระแสกระท่อมนี้สามารถหาได้จาก

$$I_{ripple} = \sqrt{I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_9^2 + \dots} \quad (3.32)$$

หรือ

$$I_{ripple} = \sqrt{\frac{I_{3m}^2}{2} + \frac{I_{5m}^2}{2} + \frac{I_{7m}^2}{2} + \frac{I_{9m}^2}{2} + \dots} \quad (3.33)$$

ดังนั้น

$$I_{ripple} = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{n=3}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n\omega_s L} \right)^2} \quad (3.34)$$

เมื่อ	I_3, I_5, \dots	กระแสอาร์เอ็มเอสของฮาร์มอนิกอันดับที่ 3, 5, ...
	I_{3m}, I_{5m}, \dots	ค่ายอดกระแสของฮาร์มอนิกอันดับที่ 3, 5, ...
	n	อันดับของฮาร์มอนิก
	V_n	ขนาดค่ายอดแรงดันของฮาร์มอนิกอันดับที่ n
	L	ค่าลิกเกจรีแอคแตนซ์ของเครื่องกลต่อเฟส
	ω_s	ความถี่เชิงมุมมูลฐาน

จากสมการที่ 3.34 แทนค่าแรงดัน V_n ด้วย b_n ในสมการที่ 3.28 เมื่อแรงดันคือ ค่าของสัมประสิทธิ์ b_n และใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการหาค่า α ต่างๆที่ทำให้เกิดกระแสกระเพื่อมน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ โดยวิธีการหาค่าแบบวนซ้ำ (Iteration Method) หรือการลองผิดลองถูกอย่างมีหลักการ

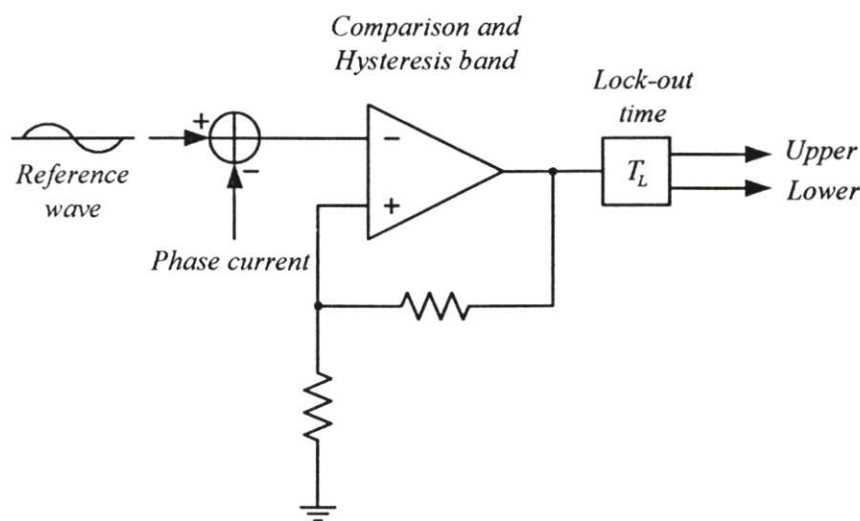
3.4.3 เทคนิคการปรับตัวของรูปคลื่นกระแสที่คัปปลิงเอ็ม

ในการวิเคราะห์ฮาร์มอนิกของรูปคลื่นแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันในทางอุดมคติ แรงดันที่บัสกระแสตรงจะถูกกำหนดให้มีค่าคงที่และไม่เกิดการกระเพื่อม แต่ในทางปฏิบัติแรงดันที่บัสกระแสตรงจะเกิดการกระเพื่อม โดยเฉพาะในกรณีที่โหลดคิงกระแสมากๆ ซึ่งส่งผลให้ประจุที่เก็บไว้ที่ตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงมีการเปลี่ยนแปลงอย่างมาก อีกทั้งส่งผลถึงการกระเพื่อมของแรงดันและกระแส เนื่องจากค่าของ LC หรือ ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ที่มีค่าไม่มากพอสำหรับการแก้ปัญหาสามารถทำได้โดยการเพิ่มค่าของตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรงให้มีขนาดใหญ่ขึ้น ซึ่งทำให้ขนาดและต้นทุนของระบบมีค่าสูงขึ้น

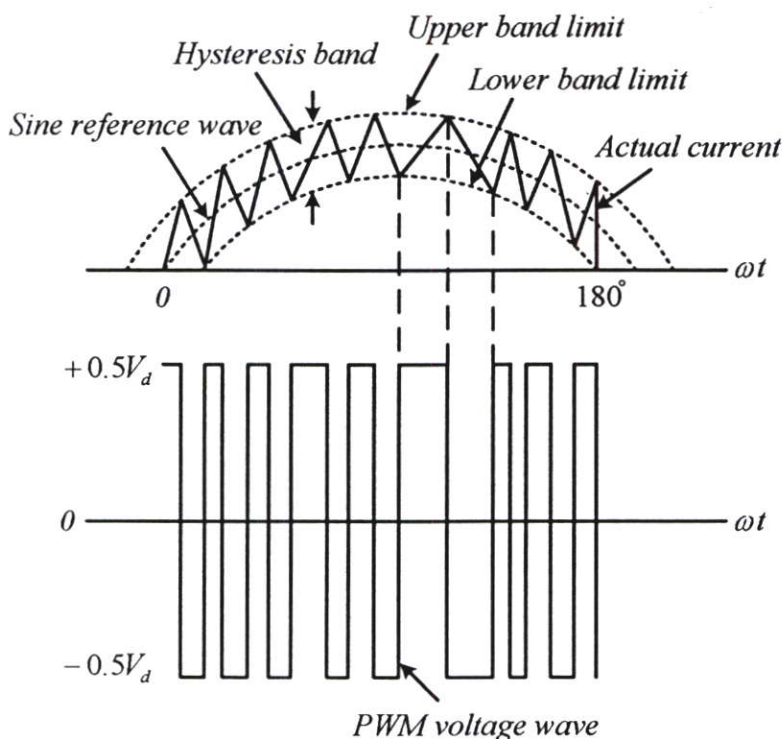
เทคนิคที่ใช้ในการควบคุมกระแส [12] ได้ถูกเสนอเพื่อเป็นทางเลือกหนึ่ง สำหรับลดสถานะการกระเพื่อมของกระแสที่จ่ายให้โหลด ดังในรูปที่ 3.11 แสดงวงจรควบคุมโดยการสร้างกระแสไซน์อ้างอิงที่มีขนาดและความถี่ที่ต้องการนำมาเปรียบเทียบกับกระแสเฟสจริง ซึ่งผลที่ได้รับจากการเปรียบเทียบนี้จะถูกนำไปสร้างแรงดันรูปคลื่นพีคดับลิเว็ม โดยมีวงจรควบคุมการสร้างสัญญาณไบแอสทรานซิสเตอร์ เพื่อให้ได้รูปคลื่นพีคดับลิเว็ม ดังแสดงในรูปที่ 3.12 โดยเมื่อกระแสเกินค่าขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสที่ถูกกำหนดไว้ ทรานซิสเตอร์ในกิ่งบนของวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์จะหยุดนำกระแส ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ตัวล่างจะนำกระแส ทำให้แรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนจาก $+0.5V_d$ เป็น $-0.5V_d$ และค่ากระแสจะเริ่มลดลงจนกระทั่งมาถึงขอบเขตล่างของฮีสเตอร์รีซิส ซึ่งจะมีการเปลี่ยนแปลงการสวิตช์โดยทรานซิสเตอร์ตัวบนนำกระแส และทรานซิสเตอร์ตัวล่างหยุดนำกระแส ซึ่งเป็นการครอบรอบของการสวิตช์ โดยการทำงานจะเป็นลักษณะนี้ไปเรื่อยๆ ซึ่งจะถูกเรียกว่า การติดตามกระแส (Current Tracking) และจากรูปที่ 3.11 จะประกอบไปด้วยวงจรล็อกเอาต์ T_L ซึ่งเป็นเวลาเดดไทม์ เพื่อแยกสัญญาณการไบแอสทรานซิสเตอร์ของชุดบนและชุดล่างให้เป็นอิสระต่างกัน

สำหรับป้องกันในกรณีที่ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวถูกกระตุ้นให้ทำงานพร้อมกัน ที่ส่งผลให้เกิดการลัดวงจรที่วงจรบัลลิสต์ตรงผ่านทรานซิสเตอร์ดังกล่าว

สำหรับกระแสจะถูกบังคับให้เกาะติดสัญญาณไซน์อ้างอิง เพื่อให้อยู่ในขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส ดังนั้นกระแสจะเพิ่มจากค่าขอดถึงขอด จึงถูกควบคุมให้ปรับตัวอยู่ในขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสตามค่า V_d ที่เกิดการกระแสเพิ่ม



รูปที่ 3.11 แสดงวงจรสร้างสัญญาณของเทคนิคการปรับตัวของรูปคลื่นกระแสพิคดับบลิวเอ็ม



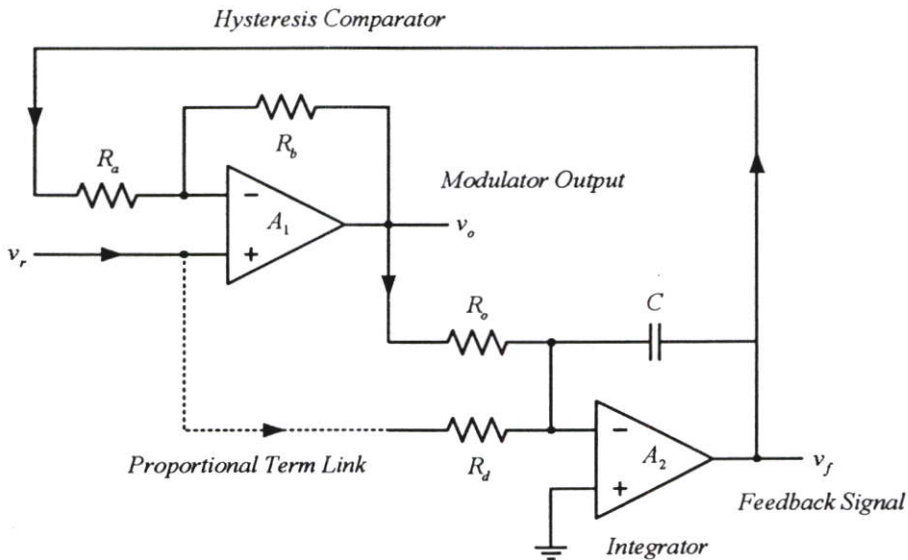
รูปที่ 3.12 แสดงรูปคลื่นของเทคนิคการปรับตัวของรูปคลื่นกระแสพิคดับบลิวเอ็ม

นอกจากการใช้รูปคลื่นไซน์สำหรับเป็นสัญญาณอ้างอิงแล้ว ยังสามารถใช้รูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมูสำหรับการมอดูเลตได้ ซึ่งพัลส์ที่ได้จะสมมาตรทางด้านขาออกของอินเวอร์เตอร์และควบคุมแรงดันขาออกได้อย่างเป็นเชิงเส้น

3.4.4 เทคนิคเคลด้ามีอคดูเลเตอร์ [19], [20]

เทคนิคนี้เป็นการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ชนิดหนึ่ง ที่สามารถแยกออกเป็นสองชนิดคือ แบบอะซิงโครนัส และแบบซิงโครนัส ซึ่งในที่นี้จะขอกล่าวอย่างแต่เฉพาะเทคนิคเคลด้ามีอคดูเลเตอร์ชนิดอะซิงโครนัสอย่างง่าย โดยเทคนิคนี้นอกจากจะเป็นการมอดูเลตทางพัลส์แล้วยังเป็นการมอดูเลตทางความถี่รวมอยู่ด้วย ทำให้คาบของพัลส์พีคดับลิแอมไม่เท่ากันทำให้สัญญาณการสวิตช์พีคดับลิแอม เปลี่ยนแปลงตลอดเวลาไม่แน่นอน เพราะไม่มีการซิงโครไนส์กับสัญญาณอ้างอิง

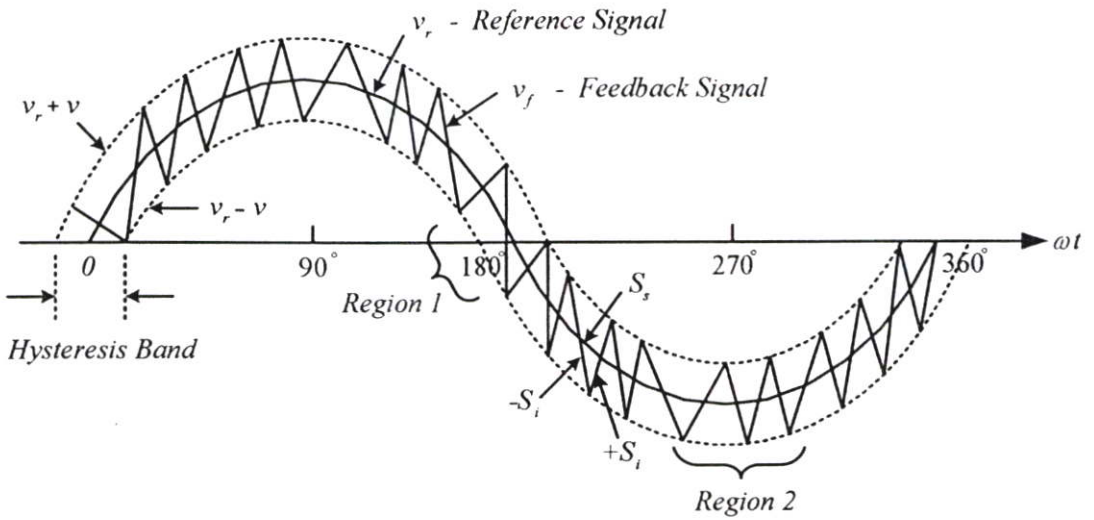
โดยวงจรเคลด้ามีอคดูเลเตอร์อย่างง่าย จะประกอบไปด้วย ออปแอมป์สองตัว ที่มี A_1 เป็นวงจรเปรียบเทียบสัญญาณป้อนกลับ v_f กับสัญญาณอ้างอิง v_r โดยที่สัญญาณขาออก v_o ที่ได้เป็นสัญญาณการสวิตช์ E เพื่อไปขับอุปกรณ์สวิตช์ในอินเวอร์เตอร์ และ A_2 ทำหน้าที่เป็นวงจรอินทิเกรต ที่สร้างสัญญาณป้อนกลับจากสัญญาณขาออก



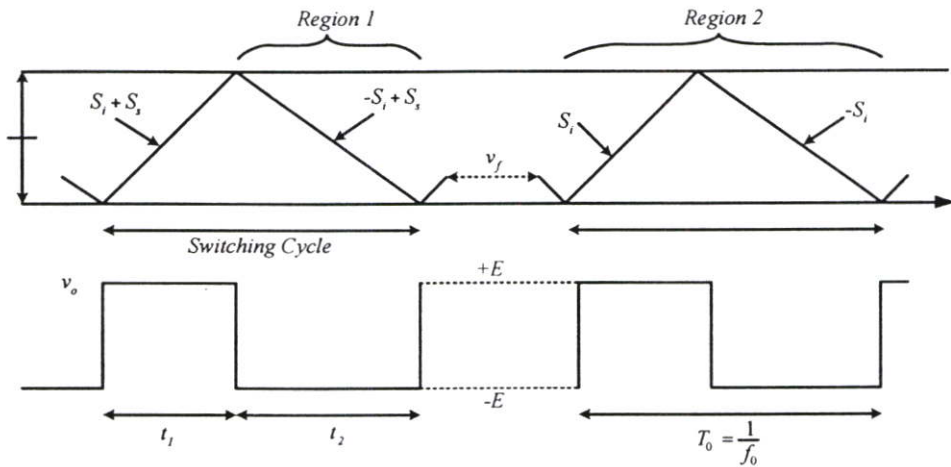
รูปที่ 3.13 แสดงวงจรเคลด้ามีอคดูเลเตอร์อย่างง่าย

สัญญาณป้อนกลับที่ได้จะมีความชันเป็นบวกหรือลบ สามารถพิจารณาได้จาก

$$\frac{dv_f}{dt} = \frac{\pm E}{CR_c} = S_i \quad (3.35)$$



รูปที่ 3.14 แสดงรูปคลื่นของเทคนิคเดลด้ามีอคดูแลเตอร์อย่างง่าย



รูปที่ 3.15 แสดงการเกิดรูปคลื่นการสวิตช์ของเทคนิคเดลด้ามีอคดูแลเตอร์ที่มีคาบไม่คงที่

โดย S_i คือ ค่าความชันของรูปคลื่นเดลด้ามีอคที่สัญญาณป้อนกลับเคลื่อนที่ห่างจากสัญญาณไซน์อ้างอิงมีค่าเท่ากับ ΔV ทำให้สัญญาณป้อนกลับออสซิลเลตรอบๆสัญญาณไซน์อ้างอิงอยู่ในขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส $\pm \Delta V$ ตามรูปที่ 3.14 โดยสัญญาณขาออกเป็นสัญญาณการสวิตช์ที่มีความสัมพันธ์ดังนี้

$$v_o = \frac{dv_f}{dt} = \frac{dv_r}{dt} + (\text{Switching Harmonics}) \quad (3.36)$$

เมื่อขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสยิ่งแคบจะทำให้สัญญาณป้อนกลับมีค่าเข้าใกล้สัญญาณไซน์อ้างอิงมากขึ้น และทำให้ความถี่ Switching Harmonics ยิ่งมีค่าสูงขึ้น

3.5 บทสรุป

ในบทนี้ ได้กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งเฟส ที่สามารถถูกแบ่งออกเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส และอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส โดยรายละเอียดจะให้ความสำคัญเฉพาะกับอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน เนื่องจากถูกนำมาประยุกต์ใช้กับงานวิจัยนี้ โดยอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันได้ถูกจำแนกออกเป็น แบบมีอคคูเลทตามความกว้างพัลส์ และแบบจตุรัส รวมถึงการทำงานในส่วนของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์ครึ่งลูกคลื่นและเต็มลูกคลื่น ทั้งที่มีการสวิทช์แรงดันแบบสองขั้วและขั้วเดียว ตัวอย่างเทคนิคการควบคุมอินเวอร์เตอร์ในรูปแบบต่างๆเช่น เทคนิคการมีอคคูเลทตามความกว้างพัลส์แบบวิธีกำจัดฮาร์มอนิกส์และแบบกระแสกระแสเพิ่มต่ำสุด, เทคนิคการปรับตัวของรูปคลื่นกระแสพีคดับบลิวเอ็ม และเทคนิคเคลด้ามีอคคูเลเตอร์ ซึ่งเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่จะได้ถูกนำเสนอในส่วนต่อไป จะมีข้อดีของระบบที่มีความซับซ้อนน้อยกว่า และใช้กับระบบที่มีตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ที่บายพาสกระแสตรงขนาดเล็กกว่า โดยได้ถูกแสดงในส่วนต่อไป

บทที่ 4

การวิเคราะห์และออกแบบเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัล

4.1 บทนำ

โดยทั่วไป เทคนิคที่นำมาใช้กับอินเวอร์เตอร์ชนิดที่ดับบลิวเอ็ม จะถูกนำมาใช้กับระบบที่มีตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงขนาดใหญ่ ที่ไม่ถูกรีเลย์หรือสามารถรีเลย์ได้โดยการควบคุมวัฏจักรงานของสวิตช์อินเวอร์เตอร์ เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่ต้องการ แต่ระบบที่มีตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงขนาดใหญ่ จะมีข้อเสียของขนาดระบบที่ใหญ่ และคุณภาพทางด้านอินพุตที่ไม่ดี ดังนั้นวงจรที่เพิ่มในส่วนของวงจรแก้ค่าตัวประกอบกำลัง จึงถูกนำมาใช้เพื่อปรับปรุงคุณภาพของสัญญาณทางด้านอินพุตให้ดีขึ้น แต่ผลที่ตามมาคือขนาดของระบบโดยรวมที่ใหญ่ขึ้น และการเพิ่มอุปกรณ์ในส่วนของภาคกำลังนั้น ทำให้ประสิทธิภาพของระบบลดลง และค่าใช้จ่ายของระบบที่สูงขึ้น

ระบบที่ใช้เทคนิคการควบคุมแบบอินทริกัลจึงถูกนำเสนอเพื่อเป็นทางเลือก ซึ่งระบบที่ถูกนำเสนอจะมีข้อดีของตัวเก็บประจุที่ขนาดเล็ก ทำให้เป็นการปรับปรุงคุณภาพของสัญญาณด้านอินพุตให้ดีขึ้น โดยปราศจากวงจรที่ซับซ้อนของวงจรแก้ตัวประกอบกำลังที่เพิ่มขึ้น และเนื่องจากแรงดันด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ซึ่งโคร โนส์กันกับแรงดันกระแสเฟรม และส่วนวงจรการควบคุมที่มีการเปรียบเทียบแรงดันสวิทซ์ความถี่สูงของอินเวอร์เตอร์ จึงให้ผลตอบสนองทางไดนามิกส์ที่ดี

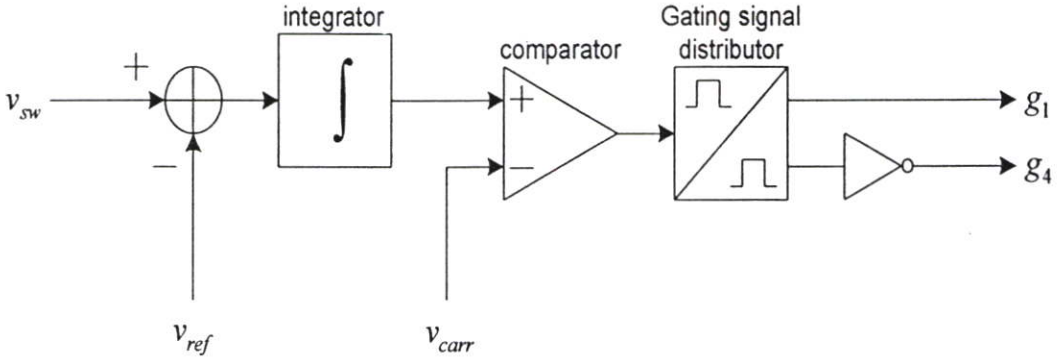
ระบบของแหล่งจ่ายไฟที่ถูกกล่าวในงานวิจัยนี้ มีความแตกต่างจากแหล่งจ่ายไฟในแบบต่างๆไป เนื่องจากได้ถูกออกแบบสำหรับโหลด ที่มีความต้องการด้านแรงดันเอาต์พุตเป็นลักษณะรูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมู ซึ่งสามารถถูกนำมาประยุกต์ใช้ ในระบบกำลังไฟฟ้าสำรอง และระบบของคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายอินพุต เป็นต้น

4.2 หลักการของระบบที่ใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัล

เทคนิคควบคุมแรงดันอินทริกัล ถูกนำมาใช้กับอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน[3], [4], [6] โดยทำหน้าที่เป็นปริเรกกูเลเตอร์ที่มีการชดเชยผลกระทบการหน่วงการสวิทซ์ และความต้องการในการปรับปรุงผลกระทบของค่าแรงดันกระแสเฟรมที่บัสกระแสตรง รวมถึงลดความซับซ้อนของระบบในการออกแบบระบบจะถูกสมมุติให้แรงดันที่บัสกระแสตรงเป็นอุดมคติ ซึ่งกำหนดให้

$$v_{ref} = V_{bias} + MV_{bias} \sin(\omega_o t) \quad (4.1)$$

เมื่อ v_{ref} คือค่าแรงดันอ้างอิง, M คือค่าดัชนีการมอดคูเลชั่น และ V_{bias} คือค่าแรงดันออฟเซต กระแสตรงที่มีค่าเท่ากับ $V_{bias} = k_s \cdot V_{dc} / 2$ โดยที่ k_s คืออัตราขยายของเซ็นเซอร์ และ V_{dc} คือขนาดแรงดันที่บัสกระแสตรง



รูปที่ 4.1 เทคนิคที่ใช้การควบคุมแรงดันอินทรีกัล

ค่าความชันขาขึ้น และขาลงสามารถถูกกำหนดได้โดย

$$m_r = \frac{k_s V_{dc} - v_{ref}}{\tau} \quad (4.2)$$

และ

$$m_f = \frac{|v_{ref}|}{\tau} \quad (4.3)$$

ในการตัดกันของสัญญาณสามเหลี่ยม กับสัญญาณการมอดคูเลท เงื่อนไขของค่าความชันขาขึ้น และขาลงของสัญญาณการมอดคูเลท จะต้องมีค่าที่เล็กกว่าสัญญาณสามเหลี่ยม ที่ความถี่การสวิตช์ คงที่ ดังนั้นจากทั้งสองเงื่อนไขจึงสามารถกำหนดได้

$$\frac{2V_c}{T_{sw}} > \frac{k_s V_{dc} - V_{ref,min}}{\tau} \quad (4.4)$$

และ

$$\frac{2V_c}{T_{sw}} > \frac{|V_{ref,max}|}{\tau} \quad (4.5)$$

เมื่อ V_c เป็นขนาดของสัญญาณสามเหลี่ยม และ T_{sw} เป็นคาบเวลาการสวิตช์ จะได้

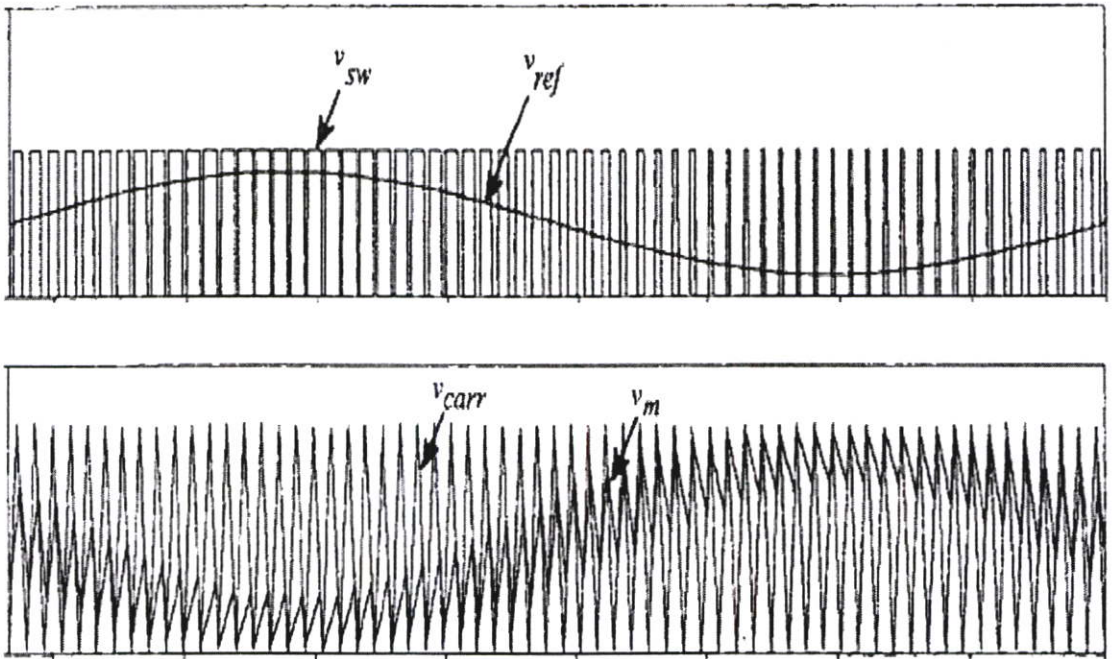
$$\frac{2V_c}{T_{sw}} > \frac{k_s V_{dc} - V_{bias} (1 - M)}{\tau} \quad (4.6)$$

ดังนั้น

$$\tau > \frac{1 + M}{4f_{sw}} \quad (4.7)$$

ในกรณีที่เลวร้ายที่สุด เมื่อ $M = 1.0$ เราสามารถกำหนดค่าคงที่การอินทิเกรตได้ดังนี้

$$\tau_{min} = \frac{1}{2f_{sw}} = (0.5)T_{sw} \quad (4.8)$$



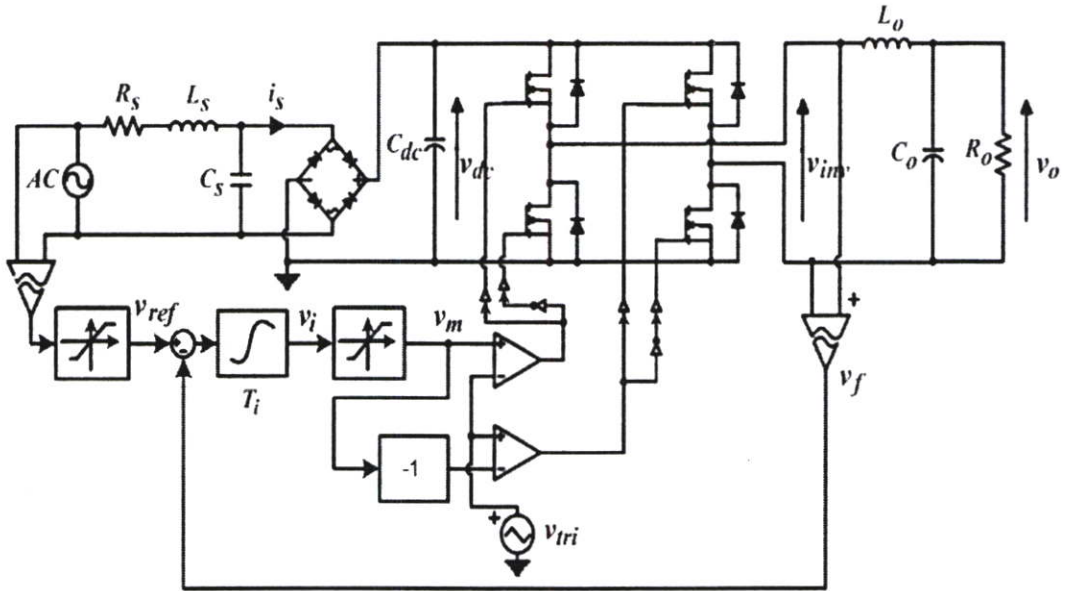
รูปที่ 4.2 แสดงรูปคลื่นสัญญาณของระบบที่ใช้การควบคุมแรงดันอินทริกัล

4.3 เทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลสำหรับระบบที่มีเอาต์พุตเป็นสี่เหลี่ยมคางหมู

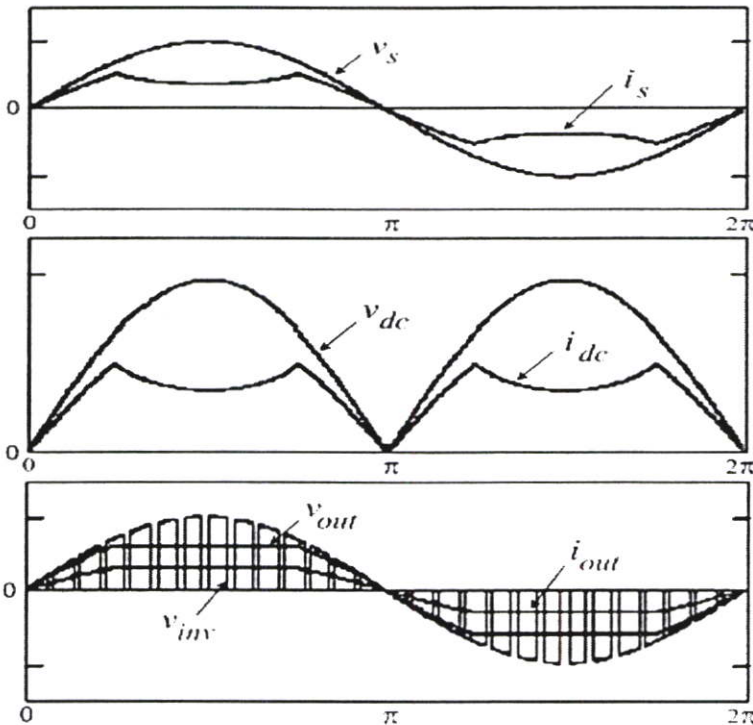
โดยส่วนประกอบของระบบแหล่งจ่ายไฟ สี่เหลี่ยมคางหมู ที่ใช้เทคนิคอินทริกัล จะถูกแสดงตามรูปที่ 4.3 โดยวงจรกำลังจะถูกประกอบไปด้วย ไดโอดบริดจ์ และอินเวอร์เตอร์ชนิดพีดับบิวเอ็มกับตัวเก็บประจุสกราะเสถียร ซึ่งทั้ง R-L จะถูกเชื่อมต่ออนุกรมกับแหล่งจ่ายอินพุต ที่ถูกแทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย และตัวกรอง L-C อันดับสองจะถูกนำมาใช้เพื่อทำหน้าที่กรองฮาร์มอนิกส์ความถี่สูงที่อินเวอร์เตอร์ด้านเอาต์พุต

ในการควบคุมของอินเวอร์เตอร์ชนิดพีดับบิวเอ็มนั้น อยู่บนพื้นฐานของการควบคุมแรงดันแบบอินทริกัล [1] และในส่วนของวงจรการควบคุมแหล่งจ่ายแรงดันโซลูซอยด์ที่ถูกนำมาใช้ จะมีเฟสที่

ตรงกันกับสัญญาณกระแสสลับหลัก และถูกส่งผ่านไปยังวงจรจำกัดค่า เพื่อนำมาใช้สร้างสัญญาณอ้างอิงรูปทรงสี่เหลี่ยมคางหมู จากนั้นจึงนำมาใช้เปรียบเทียบกับสัญญาณแรงดันด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์โดยค่าความแตกต่างนี้จะถูกนำมาอินทิเกรต และเปรียบเทียบกับตัวเปรียบเทียบ เพื่อนำมาใช้สร้างเป็นสัญญาณเกตของพีคดับลิวิตีเอ็ม



รูปที่ 4.3 ระบบแหล่งจ่ายไฟที่มีการควบคุมแบบอินทิกรัล ชนิดป้อนกลับจากอินเวอร์เตอร์

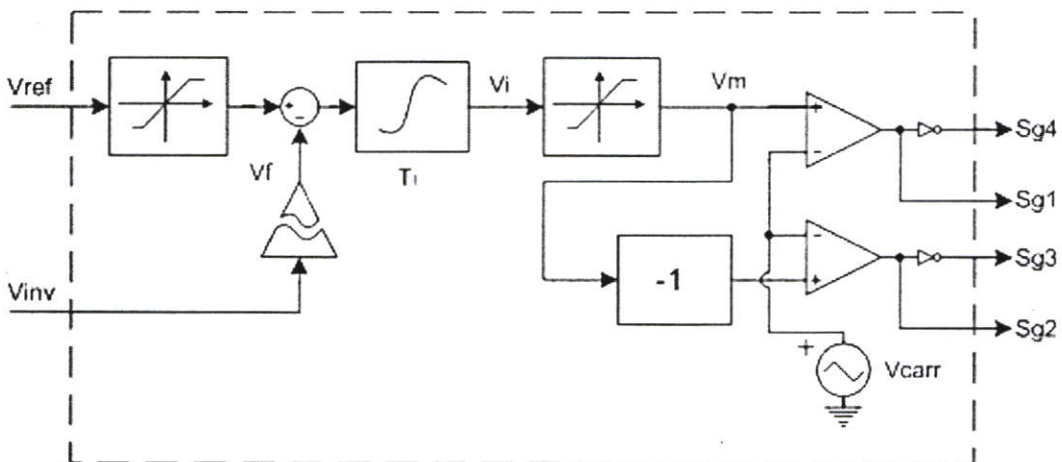


รูปที่ 4.4 การจำลองรูปคลื่นสัญญาณแรงดัน และกระแสของระบบที่ความถี่การสวิตช์ 0.025 เท่า

เนื่องจากตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรงมีค่าเล็กมาก ดังนั้นลักษณะของแรงดันที่บัสกระแสตรง จะมีค่าที่ใกล้เคียงกับรูปคลื่นวงจรียงกระแสของแหล่งจ่ายกระแสสลับมาก และรูปคลื่นสัญญาณอ้างอิงก็จะตรงเฟสกับกับแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับเช่นเดียวกัน โดยแรงดันเอาต์พุตที่ได้จะซิงโครไนส์กับกับสัญญาณกระแสเฟืองที่บัสกระแสตรง ดังรูปที่ 4.4 ที่แสดงถึงรูปคลื่นของแรงดัน และกระแสของระบบ โดยจำลองความถี่การสวิตช์ที่ 0.025 เฑา เพื่อให้มองเห็นภาพรวมของระบบได้ชัดเจนขึ้น

4.4 การวิเคราะห์และออกแบบวงรอบการควบคุมแรงดันอินทรีกัลสำหรับระบบที่มีเอาต์พุตเป็นสี่เหลี่ยมกวางมุม

การควบคุมแบบอินทรีกัลที่นำเสนอ จะเป็นรูปแบบของการควบคุมป้อนกลับ ที่มีการกำหนดด้วยค่าคงที่เวลาการอินทรีเกรต โดยจะทำการกำหนดค่าอัตราความชัน แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ชนิดพีดับบลิวเอ็ม ซึ่งข้อดีที่สำคัญของวิธีการนี้จะให้ผลตอบสนองของการควบคุมวงรอบที่เร็ว และการออกแบบวงจรถ่าย



รูปที่ 4.5 บล็อกการควบคุมแบบอินทรีกัลที่มีการป้อนกลับแรงดันอินเวอร์เตอร์จากภาคกำลัง

จากรูปที่ 4.5 สามารถเขียนสมการการควบคุมแบบอินทรีกัลที่นำเสนอ ได้ดังนี้

$$v_m = \frac{1}{T_i} \int_{-\infty}^t (v_{ref} - v_f) dt \quad (4.9)$$

- เมื่อ
- v_m = รูปคลื่นการมอดูเลต
 - v_{ref} = แรงดันอ้างอิง
 - T_i = ค่าคงที่เวลาการอินทรีเกรต
 - v_f = แรงดันป้อนกลับการสวิตช์

ตัวแปรที่สำคัญของการออกแบบวงรอบการควบคุม คือค่าคงที่เวลาการอินทิเกรต T_i โดยค่าคงที่เวลาการอินทิเกรตจะถูกออกแบบให้มีค่าที่เล็กเพียงพอ ที่จะให้ผลตอบสนองของระบบที่ดี แต่ก็ต้องมีค่าให้ใหญ่เพียงพอสำหรับรักษาการดำเนินการของพีคดับบิวเอม ซึ่งในการกำหนดค่าความชันของรูปคลื่นการมอดูเลต v_m จะต้องมีค่าที่น้อยกว่ารูปคลื่นสามเหลี่ยม v_{tri} โดยค่าคงที่เวลาการอินทิเกรตสามารถที่จะถูกออกแบบโดยอยู่บนพื้นฐานของการบังคับความชัน [3]

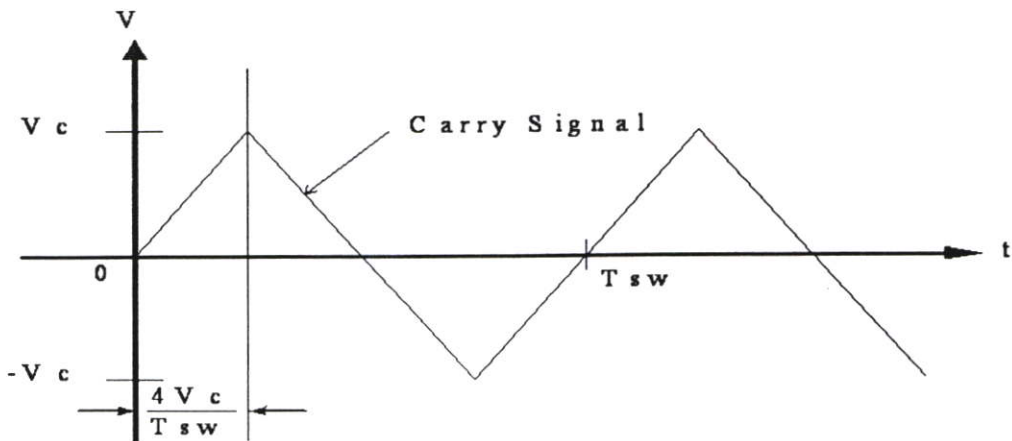
ค่าความชันขาขึ้นสูงสุดของ v_m จะเกิดขึ้นเมื่อค่าแรงดันอ้างอิง v_{ref} มีค่าสูงสุด และแรงดันอินเวอร์เตอร์ v_{inv} เป็นศูนย์ ดังนี้

$$S_f = \frac{V_{ref,max}}{T_i} \quad (4.10)$$

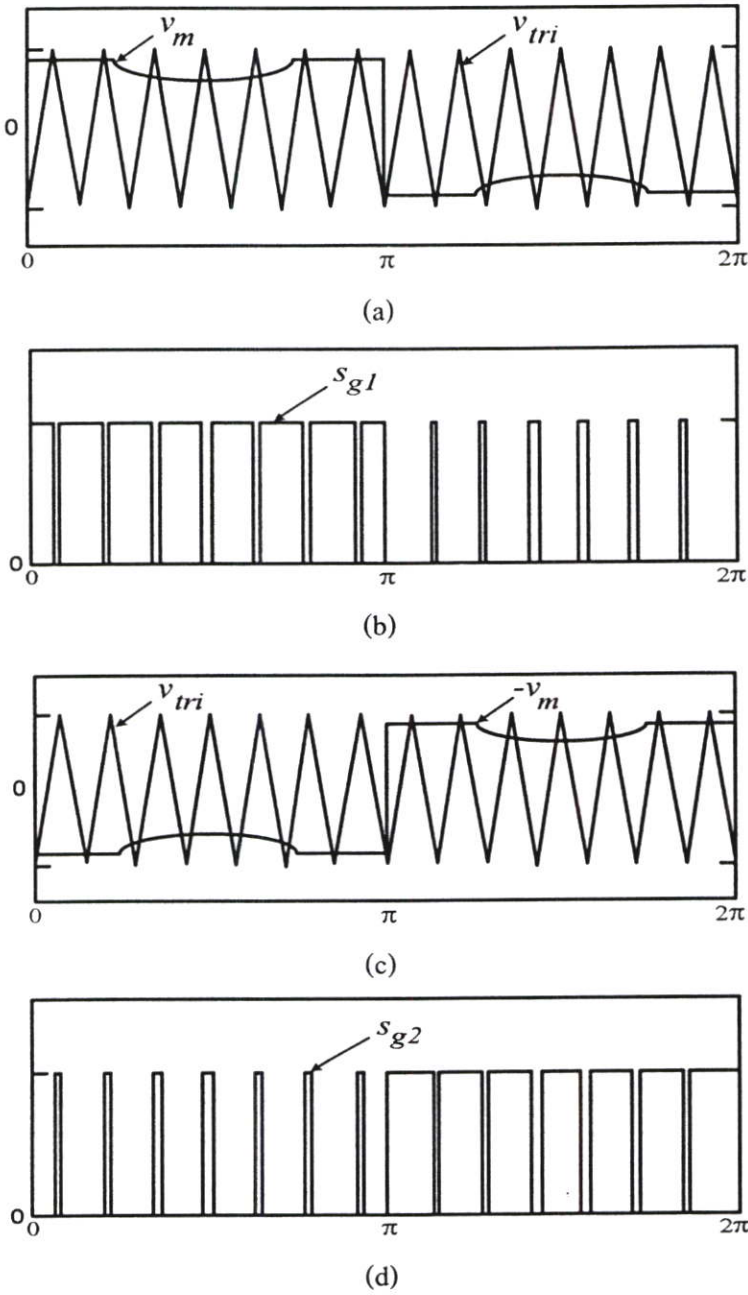
ค่าความชันขาลงสูงสุดของ v_m จะเกิดขึ้นเมื่อผลต่างระหว่าง v_{inv} และ v_{ref} มีค่าสูงสุด ซึ่งจะสัมพันธ์ต่อค่ายอดคลื่นของคลื่น ไชนูซอยด์ ดังนี้

$$S_r = \frac{V_f - V_{ref,max}}{T_i} \quad (4.11)$$

ในการกำหนดค่าคงที่เวลาการอินทิเกรต ค่าความชันของ v_m จะถูกนำมาเทียบกับค่าความชันของรูปคลื่นสามเหลี่ยม ซึ่งพิจารณาจากค่าความชันของ v_m จะต้องมีค่าที่น้อยกว่าค่าความชันของรูปคลื่นสามเหลี่ยม โดยค่าความชันขาขึ้นและขาลงของรูปคลื่นสามเหลี่ยมจะมีค่าเป็น $\frac{4V_{tri}}{T_{sw}}$ โดย V_{tri} เป็นค่ายอดคลื่นของสามเหลี่ยมและ T_{sw} เป็นคาบเวลาการสวิตช์



รูปที่ 4.6 แสดงคาบเวลาของรูปคลื่นสามเหลี่ยม



รูปที่ 4.7 การจำลองรูปคลื่นสัญญาณของการควบคุมแบบอินทริกัล ที่ความถี่การสวิตช์ 0.025 เท่า
 (a) รูปคลื่นการมอดูเลตด้านบวก, (b) รูปคลื่นสัญญาณเกท ที่สวิตช์1, (c) รูปคลื่นการมอดูเลตด้านลบ, (d) รูปคลื่นสัญญาณเกท ที่สวิตช์2

และ โดยการกำหนดค่าความชันจะได้ว่า

$$\frac{V_{ref,max}}{T_i} < \frac{4V_{tri}}{T_{sw}} \quad (4.12)$$

และ

$$\frac{V_f - V_{ref,max}}{T_i} < \frac{4V_{tri}}{T_{sw}} \quad (4.13)$$

ซึ่งพื้นฐานการกำหนดความชันของสมการที่ (4.12) และ (4.13) จะถูกนำไปใช้ เพื่อกำหนดค่าคงที่เวลาการอินทิเกรตของการควบคุมแบบอินทิกรัลต่อไป

4.5 บทสรุป

ในบทนี้ได้มีการวิเคราะห์และออกแบบวงรอบการควบคุมแบบอินทิกรัล และรูปแบบของวงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับสี่เหลี่ยมคางหมู ที่มีการป้อนกลับแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ โดยการออกแบบวงรอบการควบคุมแบบอินทิกรัล ค่าคงที่เวลาการอินทิเกรตจะเป็นหัวใจสำคัญ ซึ่งสามารถกำหนดหาได้จาก สมการที่เปรียบเทียบค่าความชันรูปคลื่นการมีอคติเทียบกับความชันของรูปคลื่นสามเหลี่ยม โดยการวิเคราะห์และออกแบบในบทนี้จะถูกนำมาเป็นแนวทางในการออกแบบระบบที่มีการควบคุมแรงดันอินทิกรัลชนิดป้อนไปข้างหน้า ที่ปราศจากวงจรส่วนป้อนกลับแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่จะถูกนำเสนอในบทถัดไป

บทที่ 5

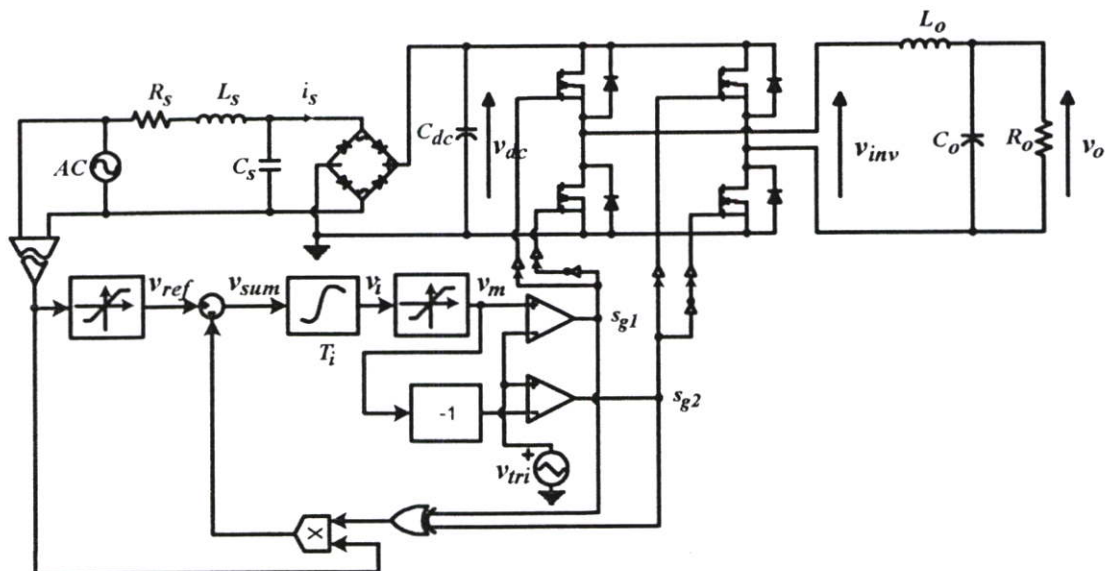
เทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่นำเสนอ

5.1 บทนำ

วงจรการควบคุมแบบอินทริกัลที่มีการป้อนกลับแรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ เป็นเทคนิคที่มีข้อดีของคุณภาพรูปคลื่นด้านอินพุท ขนาดตัวเก็บประจุบัลลัสกระแสดรงเล็ก และให้ผลตอบสนองทางไดนามิกส์ที่ดี แต่ความต้องการที่จะลดค่าใช้จ่ายของระบบ และความซับซ้อนของวงจรป้อนกลับแรงดันเอาต์พุทความถี่สูงของอินเวอร์เตอร์ ถูกนำมาใช้เป็นเหตุผลในการออกแบบ วงจรการควบคุมแรงดันอินทริกัลชนิดป้อนไปข้างหน้า ที่ปราศจากวงจรในส่วนของการป้อนกลับแรงดันเอาต์พุทความถี่สูง โดยจะเป็นการนำเอาสัญญาณการสวิตช์ที่ดับบลิวเอ็มมาใช้เป็นองค์ประกอบในการเปรียบเทียบของวงรอบการควบคุม ซึ่งเทคนิคที่นำเสนอนี้จะมีข้อดีของเทคนิคที่มีการป้อนกลับคือ ลดขนาดตัวเก็บประจุบัลลัสกระแสดรง ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังการกระจัด ตัวประกอบกำลัง และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสทางด้านอินพุท รวมทั้งการให้ผลตอบสนองทางไดนามิกส์ที่ดี และที่สำคัญคือการลดจำนวนอุปกรณ์ในการป้อนกลับแรงดันความถี่สูง ซึ่งลดค่าใช้จ่าย และลดการดีเลย์ของสัญญาณสวิตช์ซึ่งความถี่สูง ที่เกิดจากความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์การป้อนกลับบางส่วนอีกด้วย ซึ่งงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะนำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลชนิดป้อนไปข้างหน้า ของแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหนึ่งเฟสที่มีเอาต์พุทเป็นรูปคลื่นลักษณะสี่เหลี่ยมคางหมู ผลการทดลองของการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินทริกัล เมื่อมีการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ต่างๆเช่น สัญญาณอินพุทอ้างอิง สัญญาณอ้างอิง ค่าคงที่เวลาของการอินทริเกรต และการวิเคราะห์ผลตอบสนองของระบบที่นำเสนอ

5.2 การวิเคราะห์และออกแบบระบบการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่นำเสนอ

เนื่องจาก วงจรการควบคุมแบบอินทริกัลที่มีการป้อนกลับแรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ มีความจำเป็นต้องทำการป้อนกลับ แรงดันการสวิตช์กระแสสลับความถี่สูงทางด้านเอาต์พุท ของอินเวอร์เตอร์ ดังนั้นอุปกรณ์ที่ใช้ในการตรวจจับสัญญาณกระแสสลับความถี่สูงนี้ จึงมีความจำเป็นแต่อุปกรณ์ที่สามารถทำงานแยกวงจรภาคควบคุมจากภาคกำลัง และสามารถทำการตรวจจับอย่างมีประสิทธิภาพเที่ยงตรง จะมีราคาค่อนข้างแพง หรือมีการปรับแต่งที่ซับซ้อน ดังนั้นแนวความคิดที่จะลดอุปกรณ์ในส่วนป้อนกลับภาคกำลังนี้ สำหรับลดค่าใช้จ่ายของระบบโดยรวม จึงนำมาเป็นปัญหา รวมถึงลักษณะเด่นของวงจรการควบคุมแรงดันอินทริกัล ที่จะช่วยลดขนาดของตัวเก็บประจุที่บัลลัสกระแสดรง และปรับปรุงคุณภาพทางด้านอินพุท โดยปราศจากวงจรปรับปรุงที่เพิ่มเติมเข้ามา จึงสามารถทำให้ค่าใช้จ่ายของระบบลดลงเป็นสำคัญ

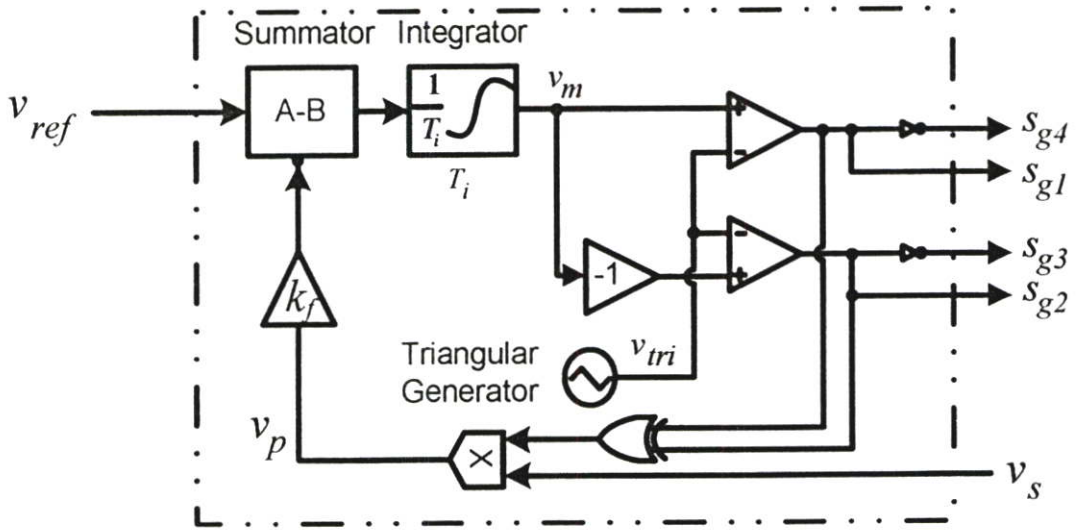


รูปที่ 5.1 ระบบแหล่งจ่ายไฟที่มีการควบคุมแบบอินทริกัลที่นำเสนอ

ระบบที่นำเสนอดังกล่าวได้แสดงตามรูปที่ 5.1 โดยในส่วนของวงจรกำลังจะประกอบด้วย ไดโอดบริดจ์ และอินเวอร์เตอร์ชนิดพีดับบิวเอ็ม กับตัวเก็บประจุสกรีสเตรตรง สำหรับค่า $R_s - L_s$ ที่ถูกเชื่อมต่ออนุกรมกับแหล่งจ่ายอินพุต ถูกกำหนดเพื่อแทนค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย และวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง $L_o - C_o$ ซึ่งได้ถูกนำมาใช้ เพื่อทำหน้าที่กรองฮาร์มอนิกส์ความถี่สูงที่แรงดันอินเวอร์เตอร์ด้านเอาต์พุต

ในการควบคุมของอินเวอร์เตอร์ชนิดพีดับบิวเอ็มนั้น เทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัล จะอยู่บนพื้นฐานในเฟสที่ตรงกัน ของแรงดันอ้างอิงที่ได้มาจากวงจรจำกัดค่าของสัญญาณจากแหล่งจ่ายแรงดันกระแสสลับไซน์ซอซด์ เพื่อนำมาใช้สร้างสัญญาณอ้างอิงรูปทรงสี่เหลี่ยมคางหมูกับสัญญาณกระแสสลับหลัก ซึ่งสัญญาณที่ได้นี้จะถูกนำมาใช้เปรียบเทียบกับผลคูณของสัญญาณการสวิทช์กับสัญญาณกระแสสลับไซน์ซอซด์หลัก โดยค่าความแตกต่างของสัญญาณจะถูกนำมาอินทริเกรต และเปรียบเทียบกับวงจรเปรียบเทียบ จากนั้นนำมาผ่านวงจรเดดไทม์และวงจรขับเกท เพื่อนำมาใช้สร้างเป็นสัญญาณเกตของพีดับบิวเอ็ม

การควบคุมแบบอินทริกัลที่นำเสนอ จะเป็นรูปแบบของการเปรียบเทียบกัน ระหว่างค่าแรงดันอ้างอิง และผลคูณของสัญญาณการสวิทช์กับสัญญาณกระแสสลับไซน์ซอซด์หลัก ที่มีการกำหนดด้วยค่าคงที่การอินทริเกรต สำหรับค่าอัตราความชันที่จะนำมาเปรียบเทียบกับความชันของสัญญาณสามเหลี่ยม ซึ่งวิธีการนี้จะมีข้อดีที่ไม่จำเป็นต้องใช้สัญญาณป้อนกลับแรงดันกระแสสลับการสวิทช์ความถี่สูงทางด้านขาออกของอินเวอร์เตอร์มาใช้ในวงจรควบคุม ซึ่งจะช่วยในการลดค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดจากอุปกรณ์การสวิทช์ความถี่สูงภาคกำลัง และให้ผลตอบสนองของการควบคุมวงรอบที่เร็ว



รูปที่ 5.2 บล็อกการควบคุมแรงดันอินทิกรัลที่นำเสนอ

จากรูปที่ 5.2 สามารถเขียนสมการการควบคุมแบบอินทิกรัลที่นำเสนอ ได้ดังนี้

$$v_m = \frac{1}{T_i} \int_{-\infty}^t (v_{ref} - k_f \cdot v_p) d\tau \quad (5.1)$$

- เมื่อ
- v_m = รูปคลื่นการมอดูเลต
 - v_{ref} = แรงดันอ้างอิง
 - T_i = ค่าคงที่เวลาการอินทิเกรต
 - v_p = แรงดันป้อนกลับการสวิตช์
 - k_f = อัตราขยายแรงดันป้อนกลับการสวิตช์

ค่าคงที่เวลาการอินทิเกรต T_i เป็นตัวแปรที่สำคัญในการออกแบบวงรอบการควบคุม โดยจะถูกออกแบบให้มีค่าที่เล็กเพียงพอสำหรับผลตอบสนองที่迟ของระบบ แต่ต้องมีค่าที่ใหญ่เพียงพอสำหรับรักษาการดำเนินการของเทคนิคพิสัยดับลิฟต์เอ็ม โดยการกำหนดค่าความชันของรูปคลื่นการมอดูเลต จะต้องมีค่าที่น้อยกว่ารูปคลื่นสามเหลี่ยม โดยค่าคงที่เวลาการอินทิเกรตสามารถที่จะถูกออกแบบโดย

ค่าความชันขาลงสูงสุดของ v_m จะเกิดขึ้นเมื่อค่าแรงดันอ้างอิง v_{ref} มีค่าสูงสุด และแรงดันป้อนกลับการสวิตช์ v_p เป็นศูนย์ ดังนี้

$$S_f = \frac{V_{ref,max}}{T_i} \quad (5.2)$$

ค่าความชันขาขึ้นสูงสุดของ v_m จะเกิดขึ้นเมื่อผลต่างระหว่าง v_p และ v_{ref} มีค่าสูงสุด ซึ่งจะมีสัมพันธ์ต่อค่าขอดคลื่นของคลื่น ไชนูซอยด์ ดังนี้

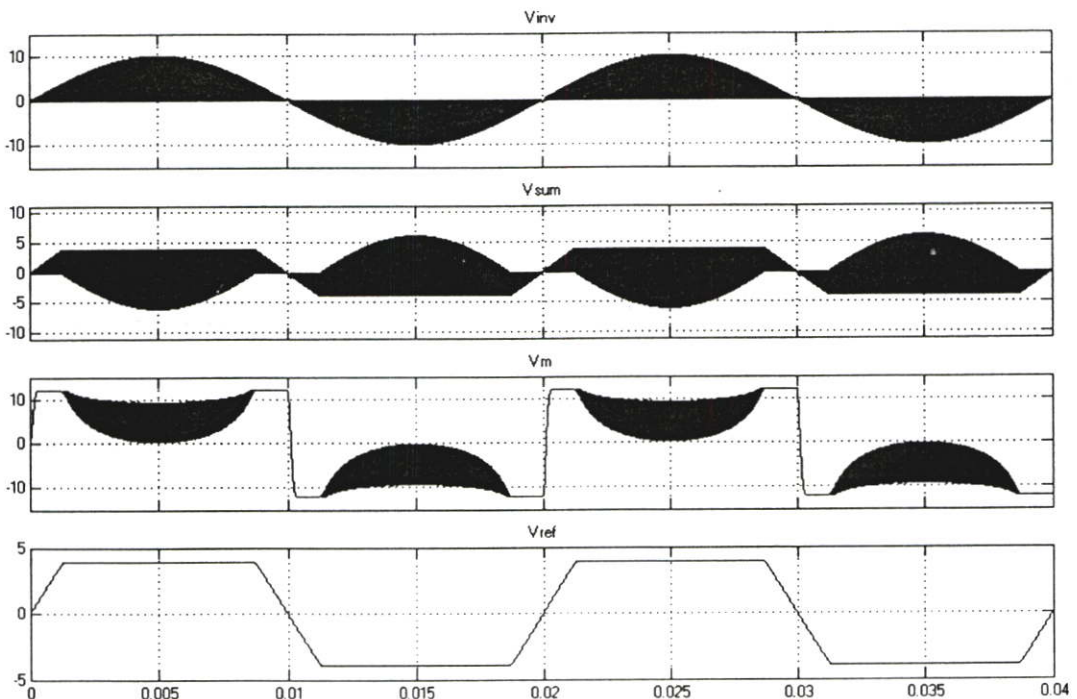
$$S_r = \frac{k_f \cdot V_{p,peak} - V_{ref,max}}{T_i} \quad (5.3)$$

ค่าคงที่เวลาการอินทิเกรตสามารถถูกกำหนด โดยค่าความชันของรูปคลื่นการมีอดคูเลทที่ถูกนำมาเทียบกับค่าความชันของรูปคลื่นสามเหลี่ยม ซึ่งค่าความชันของรูปคลื่นการมีอดคูเลทจะต้องมีค่าที่น้อยกว่าค่าความชันของรูปคลื่นสามเหลี่ยม โดยกำหนดให้ค่าความชันของรูปคลื่นสามเหลี่ยมจะมีค่าเป็น $\frac{4V_{tri}}{T_{sw}}$ โดย V_{tri} เป็นค่าขอดคลื่นของสามเหลี่ยมและ T_{sw} เป็นคาบเวลาการสวิตช์ โดยจะได้ความสัมพันธ์ของความชันระหว่างรูปคลื่นการมีอดคูเลท กับความชันของรูปคลื่นสามเหลี่ยม ดังสมการ

$$\frac{V_{ref,max}}{T_i} < \frac{4V_{tri}}{T_{sw}} \quad (5.4)$$

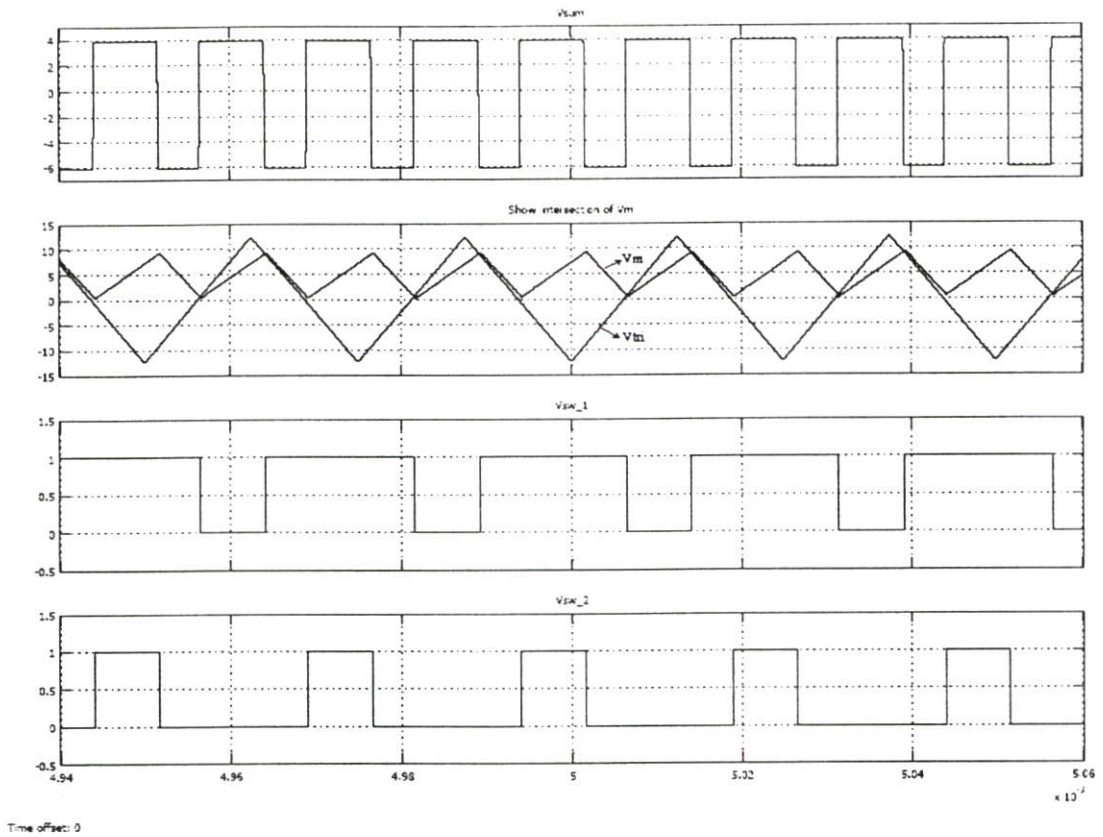
และ

$$\frac{k_f \cdot V_p - V_{ref,max}}{T_i} < \frac{4V_{tri}}{T_{sw}} \quad (5.5)$$



Time offset: 0

รูปที่ 5.3 แสดงผลการจำลองรูปคลื่นสัญญาณควบคุมของเทคนิคที่นำเสนอ



รูปที่ 5.4 แสดงส่วนขยายผลการจำลองรูปคลื่นสัญญาณควบคุมของเทคนิคที่นำเสนอ

จากสมการที่ (5.4) และ (5.5) เราสามารถใช้ความสัมพันธ์นี้ในการกำหนดค่าคงที่เวลาการอินทิเกรตของการควบคุมแรงดันอินทริกัล

โดยค่าพารามิเตอร์ต่างๆจะถูกกำหนดได้ดังนี้

- ขนาดแรงดันอ้างอิงสูงสุด : $V_{ref,max} = 10V$
- ขนาดแรงดันรูปคลื่นสามเหลี่ยม : $V_{tri} = 10.5V$
- ความถี่การสวิตช์ : $f_{sw} = 40kHz$

โดยที่ ค่าเวลาการสวิตช์มีค่าเท่ากับ $T_{sw} = 1/f_{sw}$ ดังนั้นจากค่าพารามิเตอร์ต่างๆเราสามารถแทนค่าลงสมการที่ (5.4) เพื่อกำหนดค่าคงที่เวลาการอินทิเกรต
จะได้

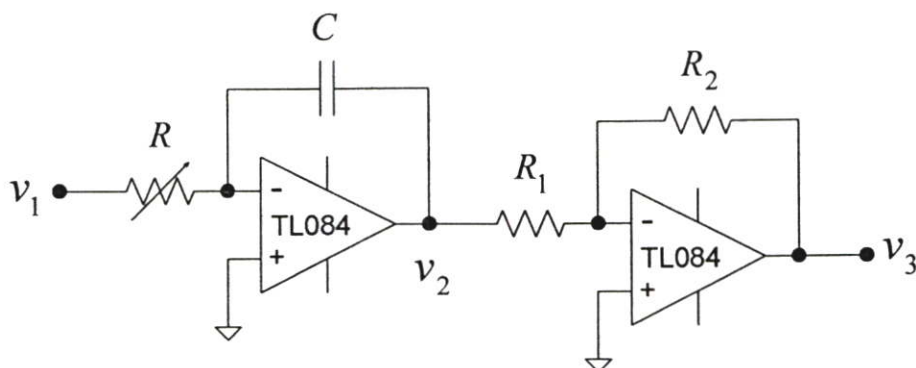
$$\frac{10V}{T_i} < \frac{4(10.5V)}{(1/40kHz)}$$

$$T_i > \frac{10V}{4(10.5V)(40kHz)}$$

$$T_i > 5.95 \times 10^{-6} s$$

และ เนื่องจากการคำนึงถึงระดับความไม่แน่นอนของแรงดันที่บั๊สกระแสตรง ดังนั้นจึงเพื่อค่า
 ปลอดคัยของ T_i โดยค่าที่เราจะเลือกใช้คือ $12.5 \times 10^{-6} s$

สำหรับในการออกแบบวงจรอินทริเกรเตอร์ วงจรจะถูกออกแบบอย่างง่ายไม่ซับซ้อน โดยการ
 ใช้อปแอมป์ ดังในรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 วงจรอินทริเกรเตอร์ที่ใช้อปแอมป์

จากรูปที่ 5.5 วงจรอินทริเกรเตอร์จะมีฟังก์ชัน โอนย้ายแรงดันเป็น

$$\frac{v_2(s)}{v_1(s)} = \frac{-1}{sRC} \quad (5.6)$$

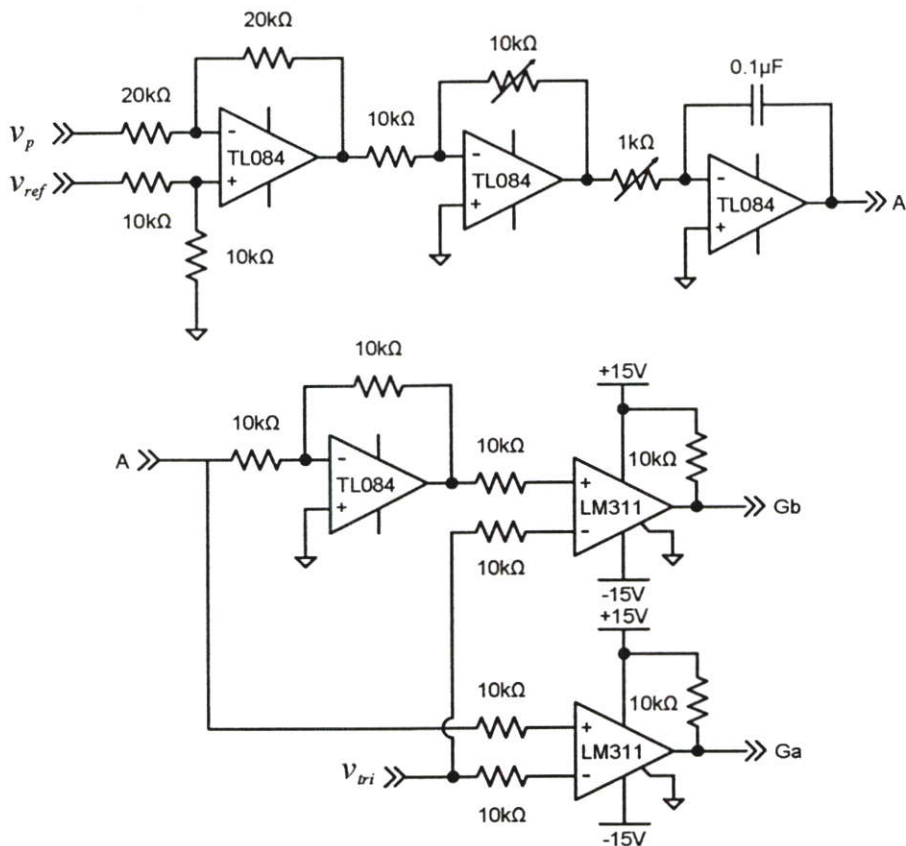
โดยที่ $T_i = RC$ จากการออกแบบเรากำหนดให้ $T_i = 12.5 \times 10^{-6} s$ และโดยการกำหนด
 ค่าพารามิเตอร์ของ C ให้มีค่าเท่ากับ $0.1 \mu F$ จะได้ว่า

$$R = \frac{(12.5 \times 10^{-6})}{(0.1 \times 10^{-6})}$$

$$R = 125 \Omega$$

ดังนั้นค่า R ที่จะถูกใช้ในวงจรอินทริเกรเตอร์จะเป็น 125Ω และ C เท่ากับ $0.1 \mu F$

จากค่าพารามิเตอร์สำคัญที่ถูกการออกแบบ จะถูกนำมาใช้ในการออกแบบวงจรของวงจรรอบการ
 ควบคุมแรงดันอินทริกัลได้ดังรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.6 วงจรที่ใช้ในการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่นำเสนอ

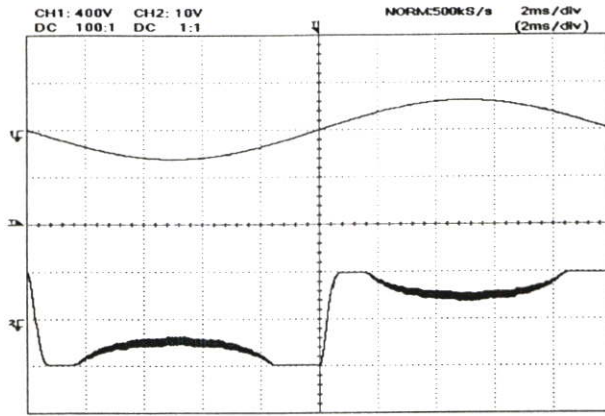
จากวงจรในรูปที่ 5.6 ถูกออกแบบโดยการใช้ไอซีออปแอมป์เบอร์ TL084 ในการออกแบบวงจร ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรเปรียบเทียบค่าผลต่างของแรงดัน v_p กับแรงดัน v_{ref} ซึ่งจะถูกรับแต่งขนาดสัญญาณให้เหมาะสม หลังจากนั้นจึงนำมาผ่านวงจรอินทริเกรเตอร์ ที่ได้ถูกออกแบบค่าคงที่เวลาการอินทริเกรตไว้แล้วก่อนหน้านี้ และนำสัญญาณแรงดันที่ได้จากการอินทริเกรต มาแยกเป็นสัญญาณปกติกับสัญญาณที่ถูกกลับเฟส ส่งผ่านไปยังวงจรเปรียบเทียบของไอซี LM311 เพื่อนำไปใช้เป็นสัญญาณพีคดับบลิวเอ็ม ที่จะนำไปผ่านวงจรเคดไทม์และวงจรซบเกท สำหรับใช้ในการการจับอินเวอร์เตอร์ต่อไป

5.3 ผลการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินทริกัล เมื่อมีการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์

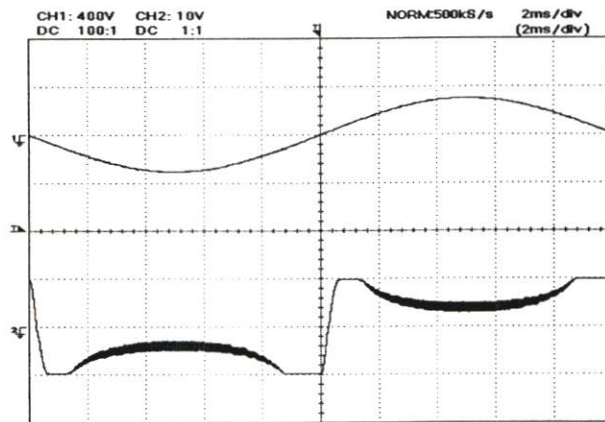
จากการวิเคราะห์เทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่นำเสนอ อาจสามารถถูกวิเคราะห์ได้ว่า รูปคลื่นการมอดดูเลท จะขึ้นอยู่กับขนาดแรงดันของสัญญาณไซน์อินพุท (V_s) , ขนาดแรงดันของสัญญาณอ้างอิง (V_{ref}) และค่าคงที่เวลาของการอินทริเกรต (T_i) ที่ความถี่การสวิตซ์คงที่ $40kHz$

ในส่วนนี้เป็นการแสดงผลการทดลอง ที่ทำการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่างๆ สำหรับระบบที่มีแรงดันเอาท์พุท $110V$ โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อต้องการดูผลกระทบของแรงดันมอดดูเลท ต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่างๆที่กำหนด

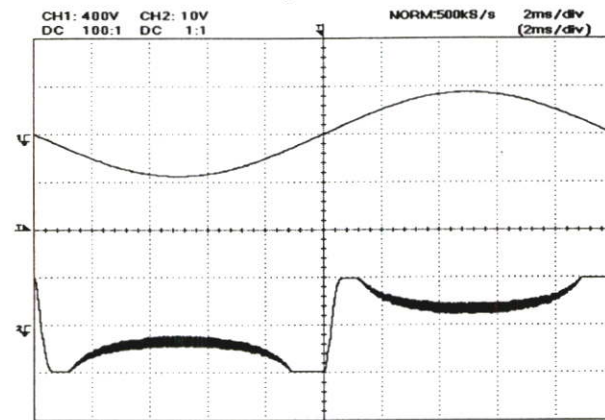
5.3.1 ผลของการเปลี่ยนแปลงขนาดแรงดันของสัญญาณไซน์อินพุต



(a) $V_s = 185V$



(b) $V_s = 220V$

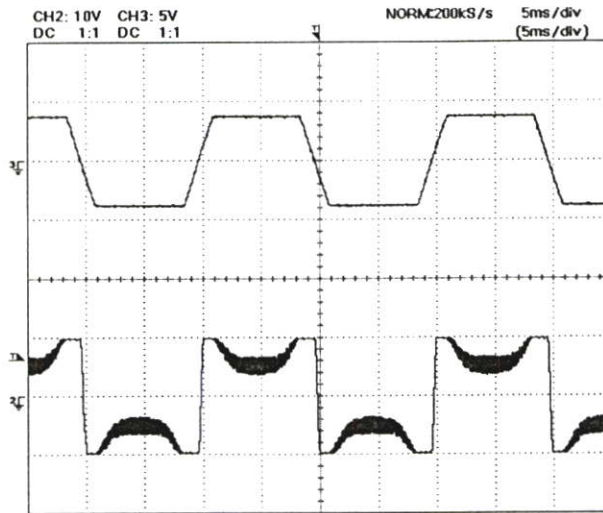


(c) $V_s = 250V$

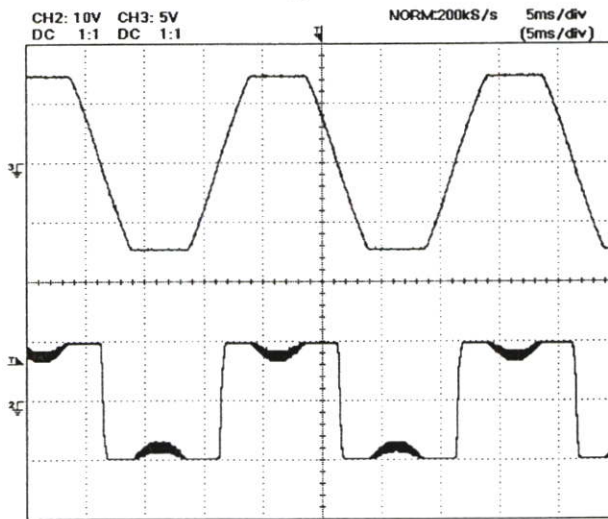
รูปที่ 5.7 รูปคลื่นสัญญาณ v_s และ v_m ของเทคนิคที่นำเสนอ

จากรูปที่ 5.7 (a), (b) และ (c) เมื่อกำหนดให้ค่าคงที่เวลาการอินทิเกรต T_i มีค่า $12.5 \times 10^{-6} s$ จะพบว่าเมื่อค่าขนาดของแรงดันไซน์อินพุตมีค่าสูงขึ้น ระดับที่เว้าลงของสัญญาณการมีอคติจะ มีค่ามากขึ้น เพื่อทำการปรับลดระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่

5.3.2 ผลของการเปลี่ยนแปลงขนาดแรงดันของสัญญาณอ้างอิง



(a) $V_{ref} = 4V$

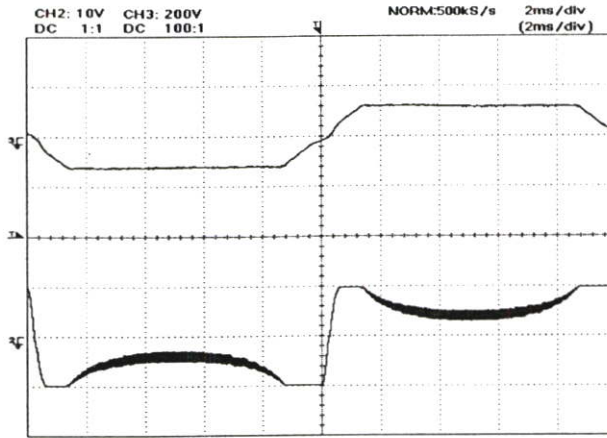


(b) $V_{ref} = 7.5V$

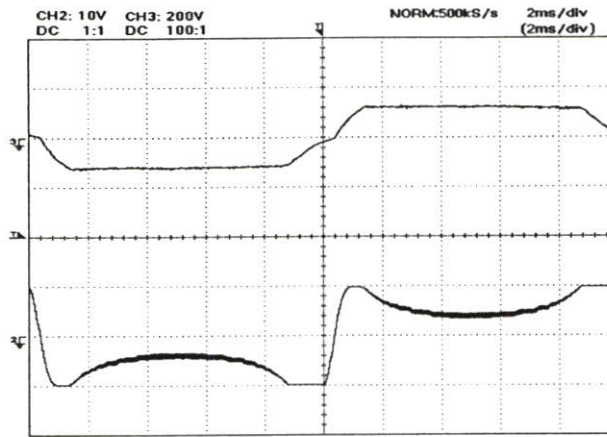
รูปที่ 5.8 รูปคลื่นสัญญาณ v_{ref} และ v_m ของเทคนิคที่นำเสนอ

จากรูปที่ 5.8 (a) และ(b) เมื่อกำหนดให้ค่าคงที่เวลาการอินทิเกรต T_i มีค่า $12.5 \times 10^{-6} s$ และขนาดของสัญญาณแรงดันอ้างอิงเปลี่ยนแปลง โดยจะเห็นว่าเมื่อขนาดของสัญญาณแรงดันอ้างอิงมีค่ามากขึ้นระดับแวลลงของสัญญาณมีอคติจะมีค่าน้อยลง เพื่อที่จะกำหนดระดับสัญญาณแรงดันเอาต์พุต โดยที่ระดับสัญญาณอ้างอิงค่า $4V$ จะให้ระดับแรงดันเอาต์พุตที่ $110V$ และระดับสัญญาณอ้างอิงค่า $7.5V$ จะให้ระดับแรงดันเอาต์พุตที่ $185V$ ตามลำดับ ดังนั้นจะเห็นได้ว่าระดับแรงดันเอาต์พุตสามารถที่จะถูกกำหนดได้จากระดับสัญญาณแรงดันอ้างอิง

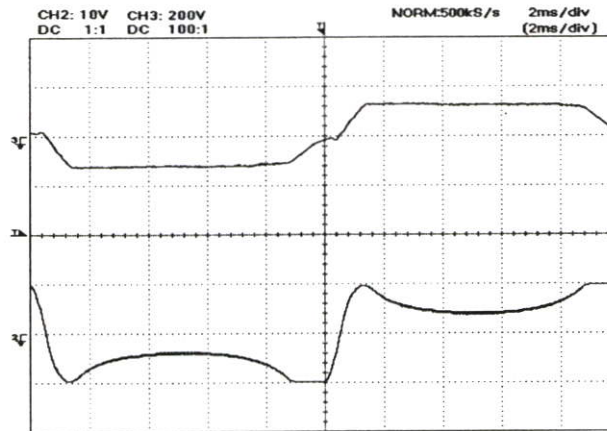
5.3.3 ผลของการเปลี่ยนแปลงค่าคงที่เวลาของการอินทิเกรต



(a) $T_i = 12.5 \times 10^{-6} s$



(b) $T_i = 25 \times 10^{-6} s$



(c) $T_i = 50 \times 10^{-6} s$

รูปที่ 5.9 รูปคลื่นสัญญาณ v_o และ v_m ของเทคนิคที่นำเสนอ

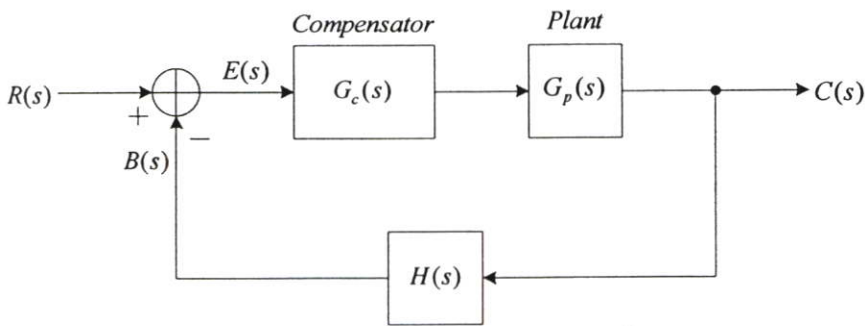
จากรูปที่ 5.9 (a) และ (b) เมื่อกำหนดให้ค่าระดับสัญญาณอ้างอิงคงที่ที่แรงดันเอาต์พุต 110V และกำหนดให้ค่าคงที่เวลาการอินทิเกรต T_i มีค่าเปลี่ยนแปลง โดยจะเห็นว่าเมื่อค่าคงที่เวลาการ

อินทรีเกรตมีค่าเปลี่ยนแปลงที่มากขึ้น ค่าแรงดันของสัญญาณมีอคลูละจะมีการหน่วงมากขึ้น ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต ดังนั้นจะเห็นได้ว่ารูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตสามารถที่จะถูกปรับปรุงได้โดยการเลือกค่าคงที่เวลาการอินทรีเกรตที่มีค่าน้อย แต่ต้องมีค่ามากเพียงพอให้การควบคุมของระบบดำเนินการได้อย่างมีประสิทธิภาพ

5.4 การวิเคราะห์ผลตอบสนองของระบบ

การตรวจสอบสมรรถนะของระบบควบคุมป้อนกลับ เมื่อพารามิเตอร์ของระบบหนึ่งตัวหรือมากกว่านั้น แปรค่าไปเกินกว่าขอบเขตที่กำหนดให้เป็นสิ่งที่จำเป็นอย่างหนึ่ง ในการพิจารณาออกแบบระบบควบคุม ดังที่ทราบคืออยู่แล้วว่าสมการคุณลักษณะของระบบมีบทบาทสำคัญ ในการวิเคราะห์ระบบเชิงเส้น วิธีเส้นทางเดินของรากมีประโยชน์มาก เพราะการทราบตำแหน่งของโพลและซีโรของระบบควบคุมแบบเปิด สามารถที่จะอธิบายข้อกำหนดของสมรรถนะของการควบคุมระบบปิดได้เป็นอย่างดี เป็นวิธีที่หาค่าโดยประมาณด้วยกราฟ การวิเคราะห์ผลจึงง่ายและรวดเร็ว

เพื่อให้เข้าใจการวิเคราะห์ระบบ จึงสามารถพิจารณาระบบควบคุมที่มีการป้อนกลับได้โดยการอาศัยบล็อกไดอะแกรม ดังรูปที่ 5.10



รูปที่ 5.10 ระบบควบคุมที่มีการป้อนกลับ

โดยที่	$R(s)$	เป็น สัญญาณอินพุตของระบบ
	$C(s)$	เป็น สัญญาณเอาต์พุตของระบบ
	$E(s)$	เป็น สัญญาณผลต่าง
	$B(s)$	เป็น สัญญาณป้อนกลับ
	$G_c(s)$	เป็น ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวชดเชย
	$G_p(s)$	เป็น ฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการ
	$H(s)$	เป็น ฟังก์ชันถ่ายโอนป้อนกลับ

จากรูปที่ 5.10 จะได้

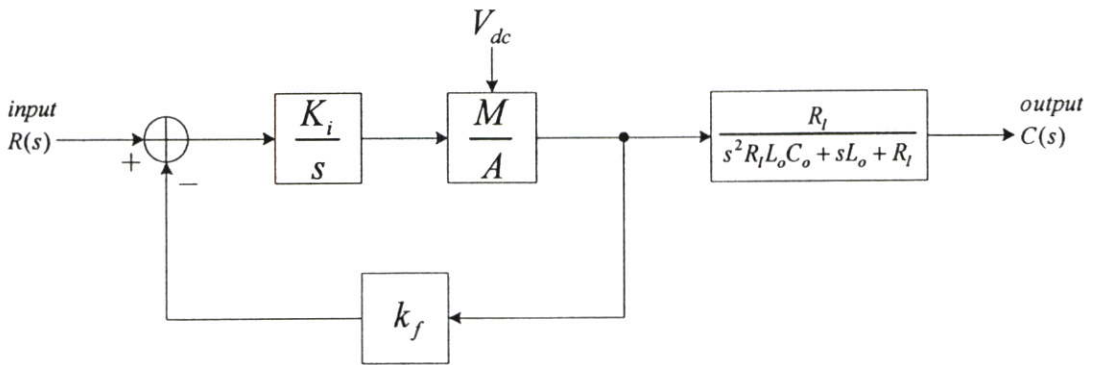
$$\text{ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบปิด} = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G_c(s) \cdot G_p(s)}{1 + G_c(s) \cdot G_p(s) \cdot H(s)} \quad (5.7)$$

และ

$$\text{ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบเปิด} = G_c(s) \cdot G_p(s) \cdot H(s) \quad (5.8)$$

$$\text{สมการคุณลักษณะ} = 1 + G_c(s) \cdot G_p(s) \cdot H(s) = 0 \quad (5.9)$$

ในการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบอินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ จากรูปที่ 5.1 สามารถประมาณการออกแบบเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 5.11

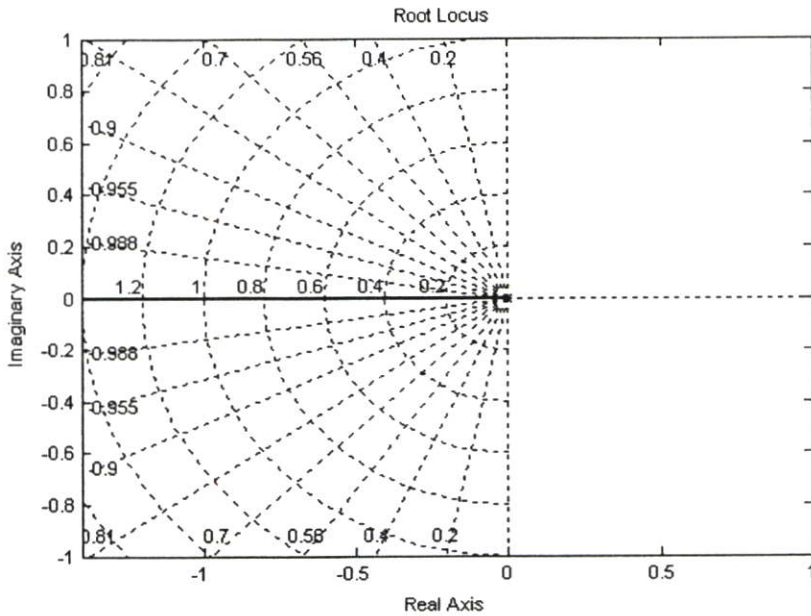


รูปที่ 5.11 การออกแบบบล็อกไดอะแกรมของระบบที่นำเสนอ

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5.11 เป็นการจำลองระบบที่นำเสนอเนื่องจากระบบที่ถูกนำเสนอเป็นปริเร็กูลาท ซึ่งจะเห็นว่าวงรอบการป้อนกลับที่ถูกนำมาพิจารณาเป็นวงรอบการป้อนกลับที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวป้อนกลับเป็นยูนิตี้เมื่อ $k_f = 1$ โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็นตัวอินทิเกรเตอร์ที่มีโพลอยู่ที่จุดกำเนิด

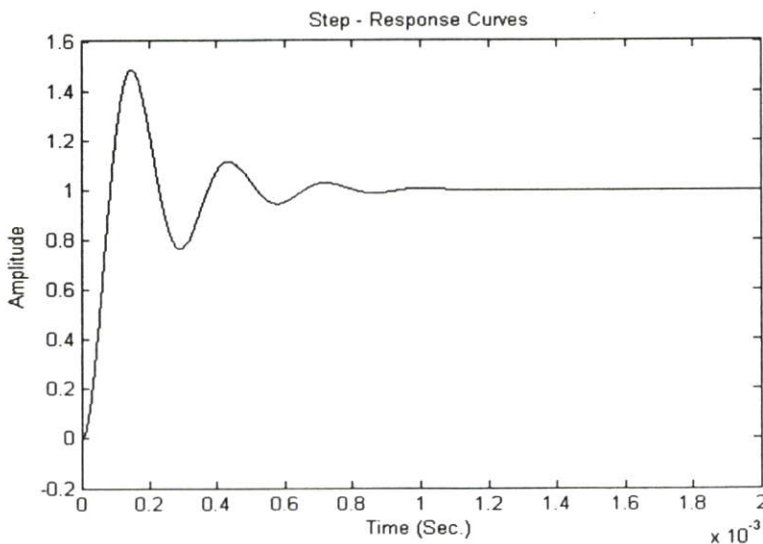
ในการหาทางเดินของรากของสมการคุณลักษณะจะพิจารณาที่ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบเปิด โดยนำตำแหน่งของโพลและซีโรของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบเปิด ไปเขียนลงในระนาบเอส ซึ่งทางเดินของราก คือทางเดินของรากของสมการคุณลักษณะหรือโพลของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบปิด บนระนาบของเอส เมื่อค่าของแฟคเตอร์อัตราขยาย แปรค่าจากศูนย์ไปสู่ค่าอนันต์ โดยรากจะเริ่มต้นออกจากโพลของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบเปิด ไปสู่ตำแหน่งของซีโรฟังก์ชันถ่ายโอนแบบเปิด

เมื่อกำหนดให้ $V_{dc} = 220V$, $M = 0.95$, $A = 10.5V$, $k_f = 1$, $R_t = 10\Omega$, $L_o = 0.2mH$ และ $C_o = 10\mu F$ การวิเคราะห์สามารถถูกแสดงได้โดยการประมวลผลด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (MATLAB) ได้ดังรูปที่ 5.12



รูปที่ 5.12 เส้นทางเดินรากของระบบที่นำเสนอ

จากรูปที่ 5.12 จะเห็นได้ว่ามีโพลอยู่ที่จุดกำเนิด และมีเส้นทางเดินของรากที่เริ่มต้นจากโพลของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบเปิดที่จุดกำเนิดเคลื่อนทับแกนจริงไปทางด้านซ้ายของระนาบเอส ซึ่งจะเห็นได้ว่าเป็นระบบที่มีเสถียรภาพ เนื่องจากโพลของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบปิดมีตำแหน่งอยู่ที่ซีกซ้ายของระนาบเอสทุกค่า [14], [15] และจากรูปที่ 5.13 ได้แสดงถึงผลตอบสนองของระบบ ที่ทดสอบด้วยสัญญาณอินพุทแบบสัญญาณระดับ (Unit-Step) ซึ่งผลจากการจำลองนี้จะถูกใช้สำหรับการทดสอบกับการทดลองจริงต่อไป



รูปที่ 5.13 ผลตอบสนองของระบบที่นำเสนอ

5.5 บทสรุป

ในบทนี้ได้แสดงถึงการวิเคราะห์และออกแบบ รวมถึงหลักการทำงานของเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทรีย์ที่นำเสนอ ซึ่งการแสดงผลที่กระทบต่อการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินทรีย์ เมื่อมีการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เช่นในการเปลี่ยนแปลงขนาดแรงดันของสัญญาณไซน์อินพุต, การเปลี่ยนแปลงขนาดแรงดันของสัญญาณอ้างอิง และการเปลี่ยนแปลงค่าคงที่เวลาของการอินทิเกรต อีกทั้งการออกแบบระบบควบคุมในรูปแบบการคณิตศาสตร์ที่แสดงถึงผลการจำลอง ซึ่งจะนำไปใช้เปรียบเทียบกับผลการทดลอง เพื่อตรวจสอบการทำงานของระบบว่าเป็นไปตามทฤษฎีที่ได้ศึกษาไว้หรือไม่

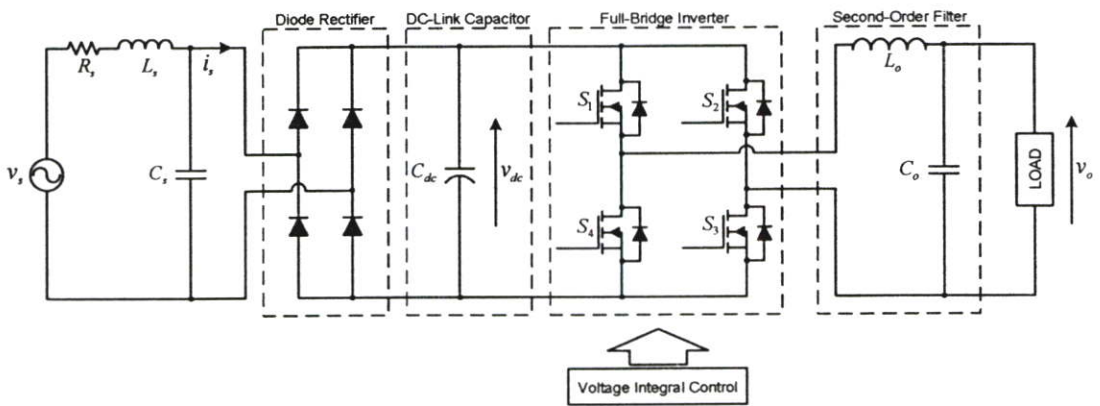
บทที่ 6

การออกแบบวงจรกำลัง และวงจรควบคุมของระบบที่นำเสนอ

6.1 บทนำ

ในบทนี้จะได้กล่าวถึงระบบของวงจรกำลังและระบบวงจรควบคุม ที่ได้ถูกออกแบบและสร้างขึ้น เพื่อนำไปใช้ทดสอบระบบการทำงานของเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่นำเสนอ เมื่อถูกนำไปใช้งานร่วมกับอินเวอร์เตอร์ที่ดับบลิวเอ็มชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน ที่มีโพลเป็นความต้านทาน ซึ่งได้แสดงถึงการออกแบบและวงจรในการใช้งานจริง

6.2 การออกแบบวงจรกำลัง



รูปที่ 6.1 วงจรภาคกำลังของระบบอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแบบอินทริกัลที่นำเสนอ

จากรูปที่ 6.1 แสดงวงจรภาคกำลังของระบบอินเวอร์เตอร์ที่ดับบลิวเอ็มชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่มีการควบคุมแบบอินทริกัลที่นำเสนอ ซึ่งวงจรถูกแบ่งออกเป็นส่วนต่างๆ โดยมีรายละเอียดการออกแบบของวงจรในแต่ละส่วนดังนี้

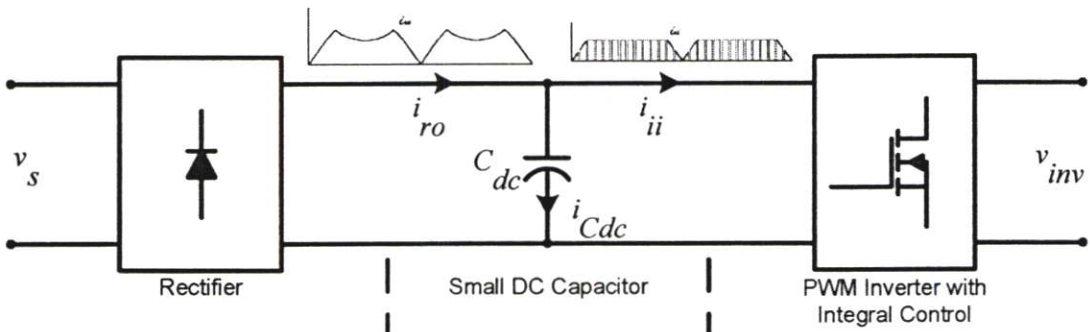
6.2.1 วงจรเรียงกระแสบริดจ์ไดโอดหนึ่งเฟส (Bridge Diode Rectifier)

ในส่วนนี้วงจรจะถูกประกอบไปด้วยไดโอดจำนวนสี่ตัว ต่อกันแบบบริดจ์ชนิดเต็มลูกคลื่น โดยจะทำหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสสลับอินพุทชนิดหนึ่งเฟส 50Hz ไปเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการกระเพื่อมของแรงดันที่ความถี่ 100Hz ก่อนที่จะถูกส่งผ่านไปยังในส่วนของตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรงต่อไป ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้บริดจ์ไดโอดที่เป็นโมดูลขนาด 30A/600V โดยถูก

ออกแบบเพื่อให้สามารถทำงานได้ที่แรงดันอินพุทในสภาวะแรงดันเกินชั่วขณะ และในสภาวะกระแสกระชากไว้ด้วย

6.2.2 ตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรง (DC Bus Capacitor)

ในส่วนของตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรง จะทำหน้าที่เป็นเสมือนวงจรกรองแรงดันที่ส่งผ่านมาจากวงจรเรียงกระแส เพื่อกรองแรงดันความถี่สูงที่เกิดจากการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่ดับบลิวเอ็ม โดยในงานวิจัยนี้ค่าตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรงนี้จะถูกออกแบบให้มีค่าเล็ก เพื่อลดความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุท รวมทั้งต้องการให้ตัวประกอบกำลังอินพุทที่สูง และตอบสนองความต้องการของเทคนิคการควบคุมที่ต้องการให้เฟสของแรงดันเอาท์พุท สอดคล้องกับแรงดันกระแสเฟืองที่บัสกระแสตรง แต่ก็ต้องให้มีค่าที่มากเพียงพอสำหรับการกรองเอาฮาร์มอนิกส์ความถี่สูงที่ถูกสร้างโดยการดำเนินงานของอินเวอร์เตอร์ชนิดที่ดับบลิวเอ็ม ดังนั้นสำหรับการออกแบบค่าตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรง จะถูกออกแบบโดยการจำกัดค่าแรงดันการกระเพื่อมจากค่ายอดถึงยอดสูงสุด ที่บัสกระแสตรงในหนึ่งคาบการสวิตช์ Δv_{dc} ดังนั้นแรงดันที่บัสกระแสตรงจะถูกรักษาให้เป็นรูปคลื่นแรงดันที่ถูกเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นดั้งเดิม



รูปที่ 6.2 วงจรกำลังและรูปคลื่นสัญญาณเมื่อตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงขนาดเล็กทำหน้าที่กรองกระแสฮาร์มอนิกส์ความถี่สูงจากอินเวอร์เตอร์ของระบบที่นำเสนอ

สำหรับการออกแบบในกรณีที่เหมาะสมให้กระแสสวิตช์ความถี่สูงของอินเวอร์เตอร์ ถูกกรองโดยตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงทั้งหมด ซึ่งรูปคลื่นสัญญาณที่ได้จะเป็นการหักออกของกระแสสลับอินเวอร์เตอร์ i_{ii} ออกจากกระแสตรงของวงจรเรียงกระแส i_{ro} ในแต่ละคาบการสวิตช์ของการกระเพื่อมแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงในรูปที่ 6.2 ดังนั้นขนาดของค่าแรงดันการกระเพื่อมจากยอดถึงยอดสามารถเขียนได้เป็น

$$\Delta v_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} \cdot i_{Lo} \cdot \frac{S}{2f_{sw}} \quad (6.1)$$

เมื่อ S ถูกกำหนดให้เป็นฟังก์ชันเฉลี่ยการสวิตช์ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$0 < S = \frac{v_l}{v_{dc}} < 1 \quad (6.2)$$

และถ้าแรงดันเอาต์พุตที่โหลดถูกรองโดยวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำเอาต์พุต ดังนั้นกระแสของตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต i_{Lo} จึงอาจสามารถถูกประมาณการให้มีค่าเท่ากับกระแสโหลด i_l ได้ดังนี้

$$i_{Lo} = \frac{v_l}{R_l} \quad (6.3)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (6.1) ถึง (6.3) สามารถหาค่าตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงได้จากสมการ

$$C_{dc} = \frac{S^2}{(\Delta v_{dc} / v_{dc}) R_l 2 f_{sw}} \quad (6.4)$$

เมื่อกำหนดให้ฟังก์ชันเฉลี่ยการสวิตช์ $S = 1$ จะได้

$$C_{dc} = \frac{1}{(\Delta v_{dc} / v_{dc}) R_l 2 f_{sw}} \quad (6.5)$$

จากสมการที่ (6.5) สามารถประมาณหาค่าตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงโดยการแทนค่าสมการได้ $C_{dc} = 8.647 \mu F$ แต่ทำการเผื่อโดยค่าตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงที่ถูกเลือกจะเป็น $10 \mu F$

6.2.3 วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส (Single Phase Inverter)

ในส่วนนี้วงจรจะถูกประกอบไปด้วยมอสเฟตกำลังจำนวนสี่ตัว ต่อกันแบบบริดจ์ชนิดเต็มลูกคลื่น โดยจะทำหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสตรงอินพุตจากส่วนของวงจรเรียงกระแส และตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงไปเป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่มีองค์ประกอบของสวิตช์ความถี่สูง โดยอินเวอร์เตอร์ที่ได้ออกแบบสร้างขึ้นเป็นอินเวอร์เตอร์พีดับบลิวเอ็มชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน ที่สามารถควบคุมและออกแบบได้ง่าย ซึ่งมอสเฟตกำลังที่ถูกใช้เป็นอุปกรณ์การสวิตช์ในงานวิจัยนี้จะใช้ มอสเฟตกำลังเบอร์ IRFP 460 ขนาด $20A/500V$

6.2.4 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสองทางเอาต์พุต (Output Second Order Filter)

ในส่วนนี้วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสองทางด้านเอาต์พุต จะถูกประกอบไปด้วยค่าของตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต L_o และตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o โดยวงจรนี้จะทำหน้าที่กรองสัญญาณการสวิตช์ความถี่สูง ออกจากสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ โดยในการออกแบบวงจรกรอง จะถูกออกแบบให้มีขนาดเล็กเพียงพอ ให้การเลื่อนเฟสระหว่างกระแสโวลต์กับแรงดันกระแสสลับเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์มีค่าน้อยที่สุด เพื่อความต้องการให้ค่าตัวประกอบกำลังการกระจัดอินพุตมีค่าที่สูง แต่อย่างไรก็ตามวงจรกรองด้านเอาต์พุตที่ถูกออกแบบจะต้องมีค่าที่มากเพียงพอ สำหรับการกรององค์ประกอบสวิตช์ความถี่สูงออกจากสัญญาณแรงดัน โหลดที่เชื่อมต่อขั้วเอาต์พุต โดย จะทำการออกแบบตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุตที่สภาวะการดำเนินงานต่อเนื่อง และตัวเก็บประจุเอาต์พุตที่ใช้จำกัดการกระเพื่อมของแรงดัน โหลดที่มากที่สุด

- การออกแบบตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต L_o

เนื่องจากแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุตสามารถหาได้จากการหักออกของแรงดัน โหลด จากแรงดันกระแสสลับอินเวอร์เตอร์ ดังนั้น ค่าแรงดันจากขอดถึงขอดคร่อมตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุตจะเป็นแรงดันบัสกระแสตรงในแต่ละคาบการสวิตช์ ดังนั้นกระแสกระเพื่อมจากขอดถึงขอด Δi_{L_o} ใน L_o สามารถถูกเขียนได้เป็น

$$\Delta i_{L_o} = \frac{1}{L_o} \cdot v_{dc} \cdot \frac{S}{2f_{sw}} \quad (6.6)$$

และจากสมการที่ (6.2), (6.3) และ (6.6) สามารถหาค่าตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุตได้จากสมการ

$$L_o = \frac{R_l}{(\Delta i_{L_o} / i_{L_o}) 2f_{sw}} \quad (6.7)$$

และจากสมการที่ (6.7) สามารถประมาณหาค่าตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต โดยการแทนค่าสมการได้ $L_o = 225 \mu H$ ซึ่งค่าตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุตที่ถูกเลือกจะเลือกที่ค่าประมาณ $0.2 mH$

- การออกแบบตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o

เนื่องจากการกรองกระแสกระเพื่อมสามารถถูกกำหนดได้โดยสมการที่ (6.6) โดยการออกแบบ จะประมาณการให้กระแสกระเพื่อมทั้งหมดถูกไหลตรงไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต ซึ่งในกรณีนี้ค่าการกระเพื่อมของแรงดันจากขอดถึงขอด Δv_{C_o} สามารถถูกกำหนดได้โดย

$$\Delta v_{C_o} = \frac{1}{C_o} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta i_{L_o}}{2} \cdot \frac{1}{4f_{sw}} \quad (6.8)$$

และจากสมการที่ (6.2), (6.3) และ (6.8) สามารถหาค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุตได้จากสมการ

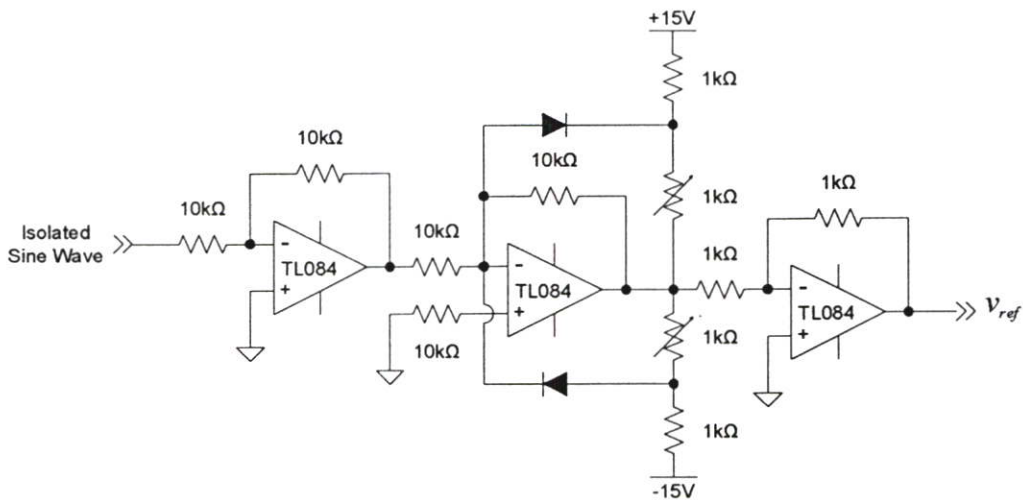
$$C_o = \frac{1}{32(\Delta v_{C_o} / v_{C_o})L_o f_{sw}^2} \quad (6.9)$$

และจากสมการที่ (6.9) สามารถประมาณหาค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุต โดยการแทนค่าสมการได้ $C_o = 8.68 \mu F$ ซึ่งค่าตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุตที่ถูกเลือกจะเลือกที่ค่าประมาณ $10 \mu F$ หรือสามารถกำหนดหาได้จากสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของสมการอันดับที่สองได้โดย

$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{1}{L_o C_o s^2 + (L_o / R_l) s + 1} \quad (6.10)$$

6.3 วงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงสี่เหลี่ยมคางหมู

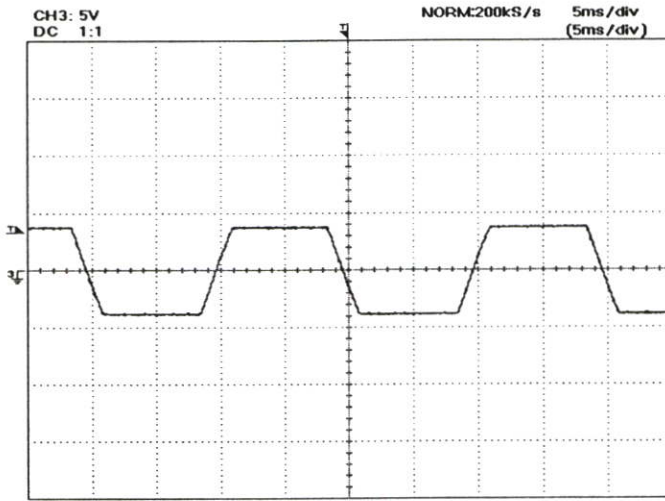
ในส่วนนี้แสดงวงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงรูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมู ที่จะถูกนำไปใช้เปรียบเทียบ เพื่อให้ได้รูปคลื่นสัญญาณมีอคลูละเอียดต่อไป โดยวงจรได้ถูกออกแบบดังรูปที่ 6.3



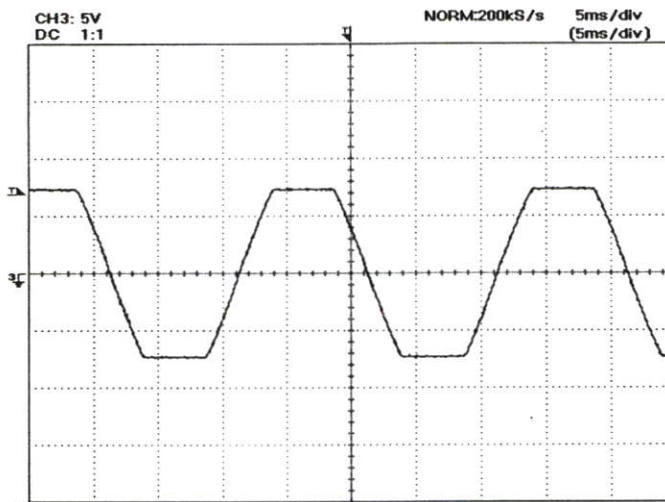
รูปที่ 6.3 วงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงสี่เหลี่ยมคางหมู

จากรูปที่ 6.3 แสดงถึงวงจรจำกัดค่าที่จะใช้ในการสร้างสัญญาณอ้างอิงสี่เหลี่ยมคางหมู ที่ถูกประกอบด้วยไอซีออปแอมป์ ซึ่งมีสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่ถูกแยกกราวด์ โดยการจำกัดค่าของระดับสัญญาณอ้างอิง สามารถถูกปรับให้มีค่าตามที่ต้องการโดยการปรับค่าความต้านทานแปรค่าได้ของวงจรจำกัดค่า ซึ่งในงานวิจัยนี้จะใช้ระดับสัญญาณอ้างอิงรูปสี่เหลี่ยมคางหมู

ที่ $4V$ สำหรับความต้องการแรงดันเอาต์พุตที่เฉลี่ยคางหมู่ที่ $110V$ และระดับสัญญาณอ้างอิงรูปสี่เหลี่ยมคางหมู่ที่ $7.5V$ สำหรับความต้องการแรงดันเอาต์พุตที่เฉลี่ยคางหมู่ที่ $185V$ ตามลำดับ



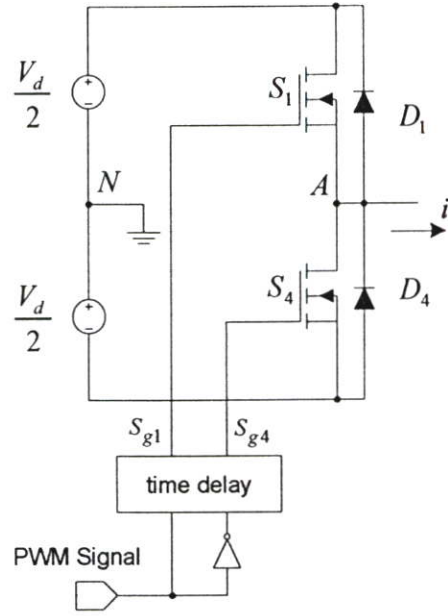
รูปที่ 6.4 ผลของสัญญาณอ้างอิงสี่เหลี่ยมคางหมู่ที่ $4V$



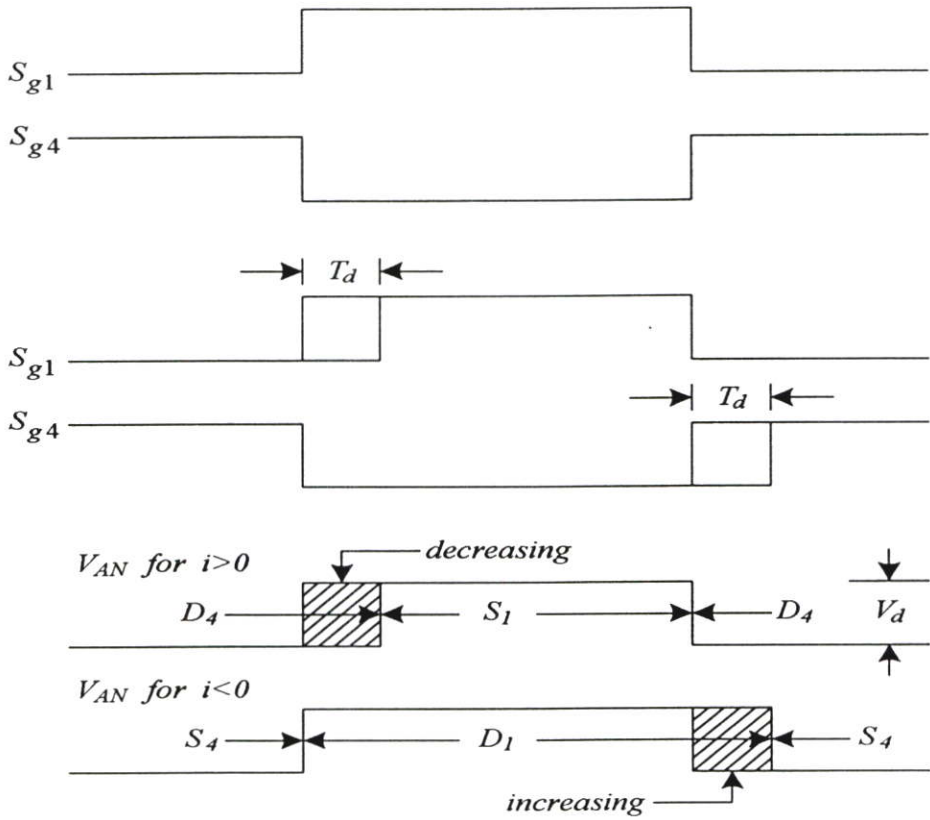
รูปที่ 6.5 ผลของสัญญาณอ้างอิงสี่เหลี่ยมคางหมู่ที่ $7.5V$

6.4 วงจรเดดไทม์และวงจรขับเกต (Dead-Time and Gate Drive Circuit)

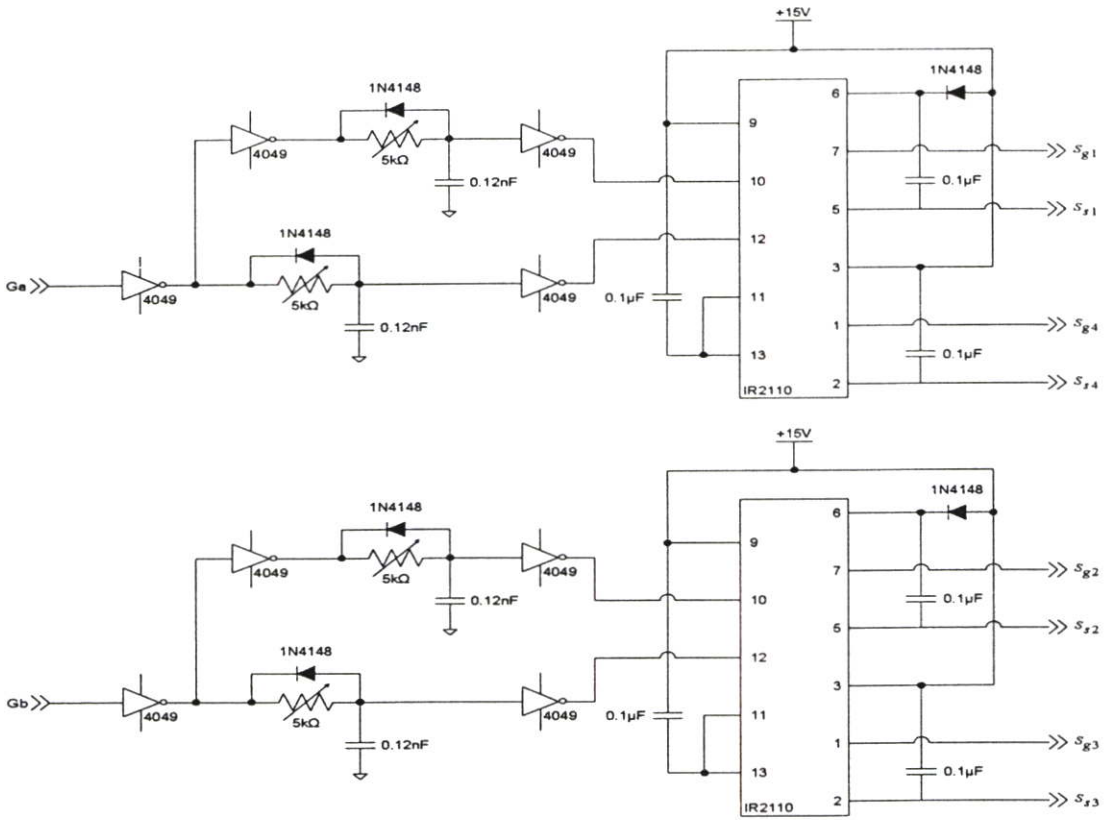
ในส่วนนี้แสดงถึงวงจรเดดไทม์และวงจรขับเกต โดยวงจรเดดไทม์จะทำหน้าที่ป้องกันไม่ให้เกิดการทำงานของสวิตช์มอสเฟตกำลังทำงานพร้อมกันในกิ่งเดียวกันของวงจรอินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 6.6 ซึ่งจะควบคุมสัญญาณการสวิตช์ที่จะไปควบคุมมอสเฟตกำลังไม่ให้งานพร้อมกัน ในขณะที่มีการเปลี่ยนสถานะการทำงาน อันเป็นผลของสตรोकเรจไทม์ของมอสเฟตกำลังที่จะเกิดการลัดวงจรภายในกิ่งเป็นผลทำให้มอสเฟตกำลังเสียหายได้ ซึ่งหลักการสร้างเดดไทม์ถูกแสดงดังรูปที่ 6.7 โดยการสร้างเวลาหน่วงในการทำงานของมอสเฟตกำลังทั้งสองออกไปมีค่าเท่ากับ T_d



รูปที่ 6.6 แสดงวงจรกำลังอินเวอร์เตอร์ในหนึ่งกึ่ง

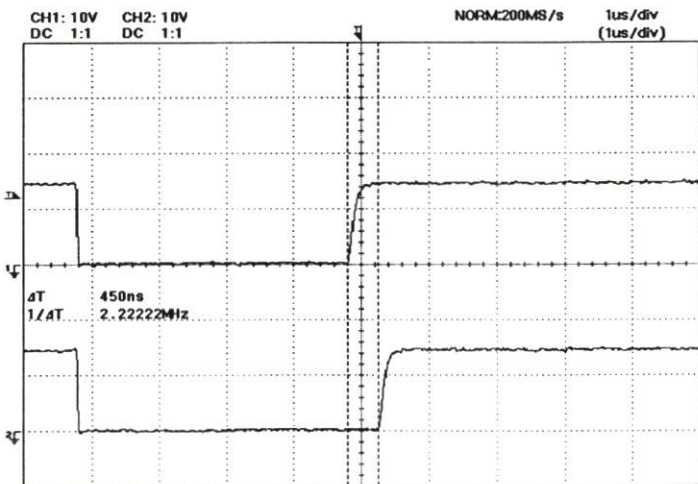


รูปที่ 6.7 รูปสัญญาณเมื่อมีการสร้างเดดไทม์



รูปที่ 6.8 วงจรเดคไทม์และวงจรถับเกท

จากรูปที่ 6.8 แสดงวงจรถับเกทและวงจรถับเกทของสวิทช์มอสเฟสกำลัง โดยในส่วนของวงจรถับเกทที่ถูกออกแบบประกอบไปด้วยไอซีชนิดเกท 4049 และวงจรถับเวลา RC โดยสามารถถูกปรับระยะเวลาการหน่วงได้โดยการปรับค่าความต้านทานปรับค่าได้ โดยระยะเวลาการหน่วง T_d จะถูกออกแบบให้มีค่า 450ns ซึ่งถูกแสดงผลได้ดังรูปที่ 6.9



รูปที่ 6.9 แสดงผลสัญญาณอินพุทและเอาต์พุทของวงจรถับเกท

และอีกส่วนหนึ่งของวงจรในรูปที่ 6.8 จะเป็นวงจรขั้วเกทที่ถูกออกแบบโดยการใช้ไอซีขั้วเกท IR2110 ซึ่งสามารถขับกระแสได้ถึง 2A

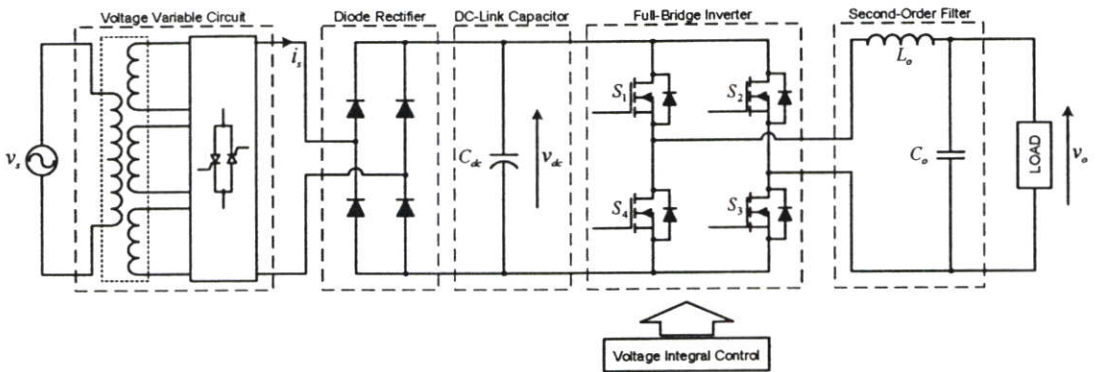
6.5 บทสรุป

ในบทนี้เป็นการวิเคราะห์ห้ออกแบบสร้างวงจรภาคกำลัง, ระบบควบคุมวงจรมอเตอร์ และ วงจรสร้างสัญญาณที่จำเป็นต่อระบบการควบคุมแรงดันอินทริกัล ซึ่งจะมีการแสดงผลการทดลอง ตรวจสอบการทำงานของวงจรต่างๆที่ได้ถูกออกแบบไว้ว่าทำงานได้ถูกต้อง ซึ่งวงจรที่ถูกออกแบบ ทั้งหมดจะได้นำไปใช้สำหรับการทดลองชิ้นงานต่อไป

บทที่ 7

การทดลองและผลการทดลอง

อินเวอร์เตอร์เครื่องต้นแบบจะถูกออกแบบ สำหรับให้สามารถนำไปทดสอบจ่ายโหลด ขนาด 500W โดยการทดสอบหาค่าคุณสมบัติการทำงานต่างๆของระบบอินเวอร์เตอร์ ซึ่งวงจรหลักที่ใช้ในการทดลอง จะถูกแสดงในรูปที่ 7.1



รูปที่ 7.1 วงจรต้นแบบการทดลองและวงจรเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุท

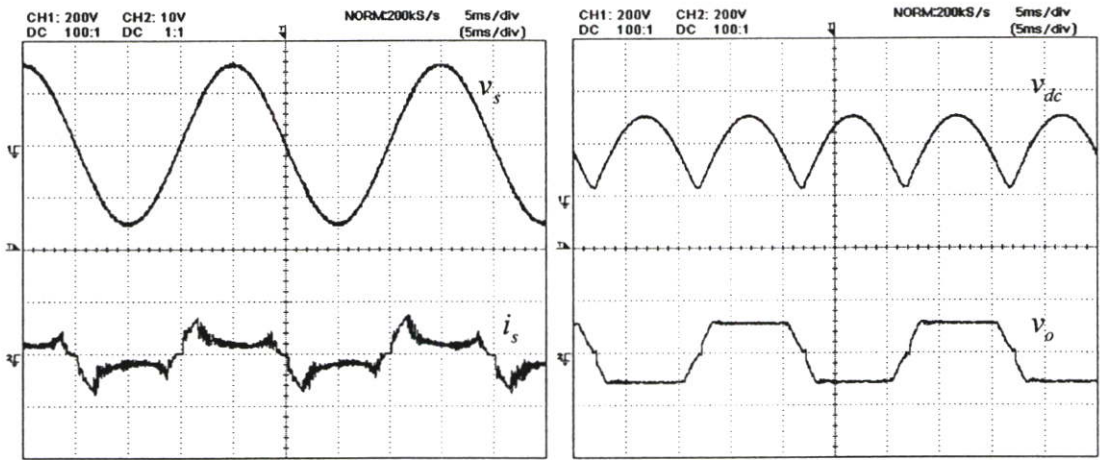
ผลการทดสอบของอินเวอร์เตอร์เครื่องต้นแบบที่ถูกสร้างขึ้น โดยใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันอินพุทที่นำเสนอ นี้ จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับเทคนิคการควบคุมอินพุท ที่มีการป้อนกลับแรงดันการสวิตช์ความถี่สูงของอินเวอร์เตอร์ โดยแสดงผลให้เห็นถึงกรณีที่แรงดันเอาต์พุทแตกต่างกัน คือที่แรงดันเอาต์พุท 110V และ 185V ซึ่งเทคนิคที่นำเสนอ นี้จะเป็นแบบป้อนไปข้างหน้าโดยไม่มีการป้อนกลับสวิตช์ความถี่สูงของอินเวอร์เตอร์ แต่จะจำลองโดยการป้อนกลับสัญญาณการสวิตช์ภายในส่วนของวงจรควบคุม โดยแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหนึ่งเฟสที่มีเอาต์พุทเป็นสี่เหลี่ยมคางหมู นี้จะถูกนำไปทดสอบในกรณีที่โหลดเป็นความต้านทาน นอกจากนี้ยังมีการจำลองการทำงานของระบบโดยใช้โปรแกรม MATLAB และการประยุกต์ใช้โปรแกรม MATLAB ในการวิเคราะห์ และเก็บข้อมูลของผลการทดลองในแบบ Off-Line เพื่อนำไปวิเคราะห์คุณภาพของรูปคลื่นสัญญาณ โดยข้อมูลที่ได้รับจะถูกบันทึกให้อยู่ในไฟล์นามสกุล *.CSV ซึ่งสามารถได้รับจากเครื่องมือ Digital Oscilloscope ยี่ห้อ YOGOKAWA รุ่น 1540C ที่มี A/D ขนาด 8bits 200MS/s 150MHz ที่ถูกนำมาใช้ในการบันทึกผลรูปคลื่นของการทดลองเป็นหลัก โดยรายละเอียดของเครื่องมือวัดต่างๆจะถูกแสดงในภาคผนวก

จากรูปที่ 7.1 จะเห็นได้ว่าส่วนของวงจรทดสอบในกรณีที่แรงดันกระแสสลับอินพุทเปลี่ยนแปลงแบบฉับพลัน ได้ถูกเพิ่มเติมเข้ามา ซึ่งวงจรในส่วนนี้ถูกออกแบบมาเพื่อจุดประสงค์ในการทดสอบ

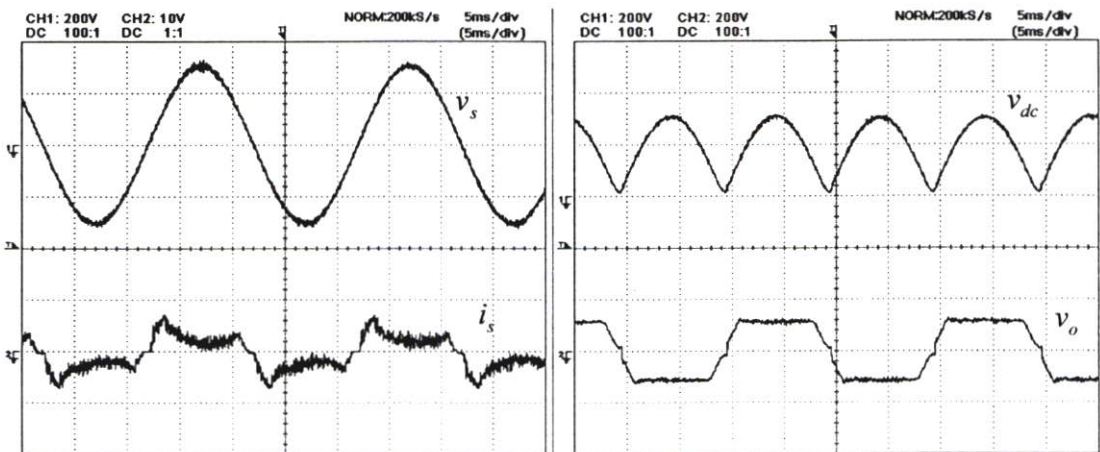
ระบบสำหรับในกรณีที่มีแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด โดยประกอบไปด้วยหม้อแปลงแบบหลายเอาต์พุต และอุปกรณ์ไทรริสเตอร์แบบโมดูล รวมถึงวงจรควบคุมไทรริสเตอร์ โดยจะออกแบบให้ทำการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุต ที่ 185V, 220V และ 250V ซึ่งในรายละเอียดของวงจรทดสอบนี้จะถูกแสดงไว้ในส่วนของภาคผนวก

7.1 การทดสอบและการเปรียบเทียบผลรูปคลื่น ของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดัน สวิตช์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงกับแบบที่นำเสนอ

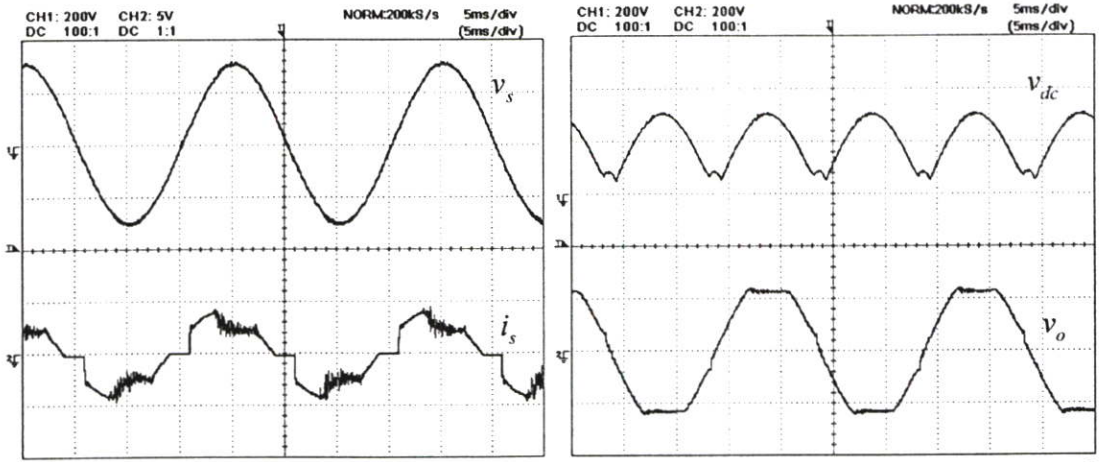
ในส่วนนี้เป็นการแสดงรูปคลื่นสัญญาณกระแสและแรงดันของระบบที่มีแรงดันเอาต์พุต 110V และ 185V ของระบบที่มีการป้อนกลับแรงดันสวิตช์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงกับแบบที่นำเสนอ โดยแสดงผลของสัญญาณเพื่อเปรียบเทียบความแตกต่างของระบบทั้งสอง



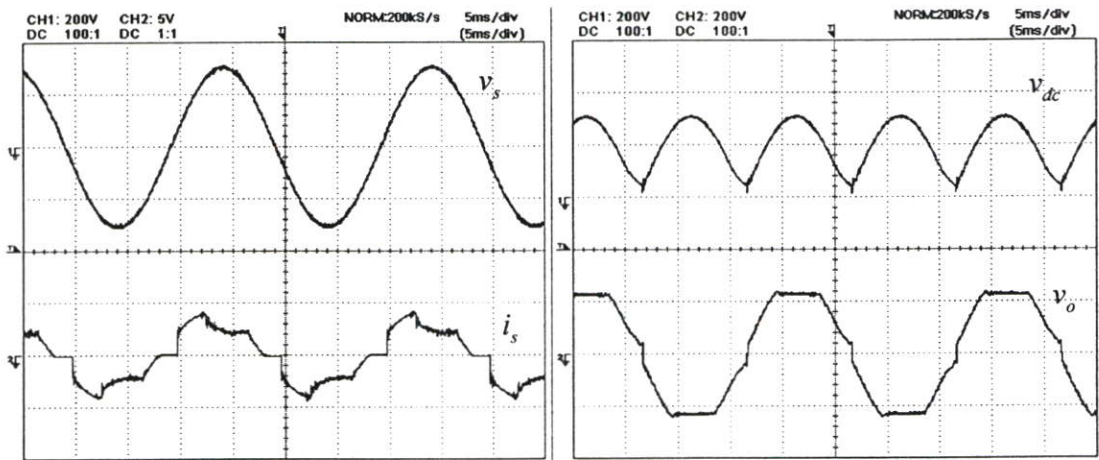
รูปที่ 7.2 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันสวิตช์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่เอาต์พุต 110V



รูปที่ 7.3 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของเทคนิคที่นำเสนอที่เอาต์พุต 110V



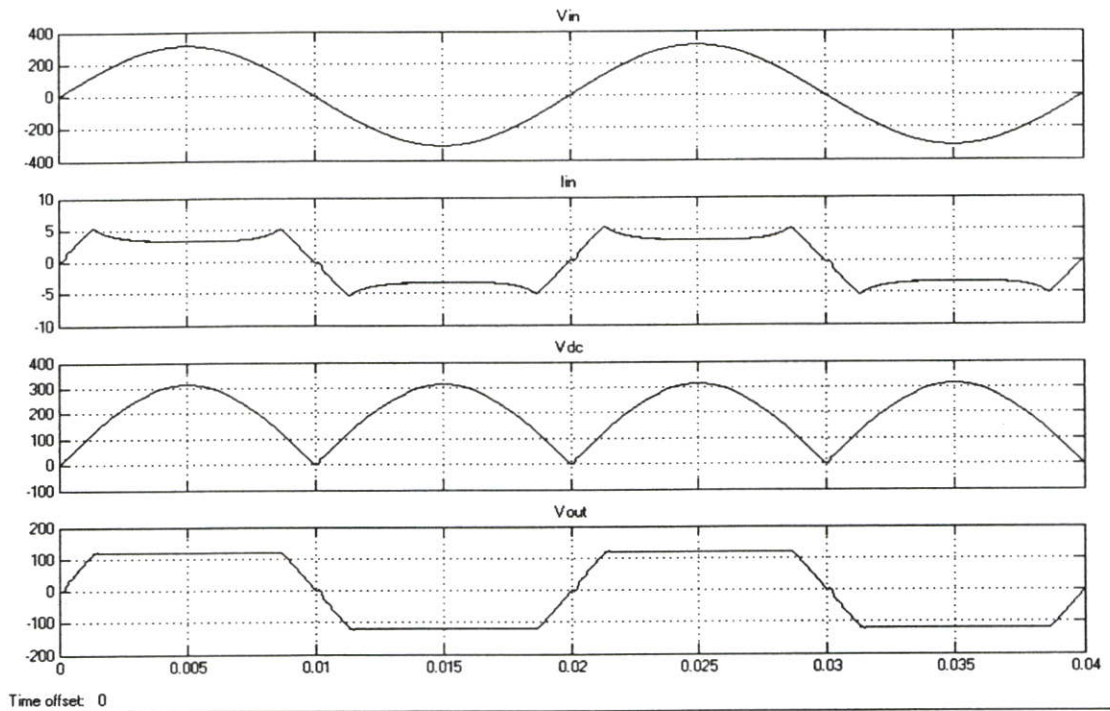
รูปที่ 7.4 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันสวิชชิ่งอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่เอาต์พุต 185V



รูปที่ 7.5 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของเทคนิคที่นำเสนอที่เอาต์พุต 185V

จากรูปที่ 7.2 ถึง 7.5 แสดงถึงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันอินพุต v_s , กระแสอินพุต i_s , แรงดันที่บัสกระแสตรง v_{dc} และแรงดันเอาต์พุต v_o ของระบบที่มีเอาต์พุต 110V และ 185V ของระบบที่มีการป้อนกลับแรงดันสวิชชิ่งอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงกับแบบที่นำเสนอตามลำดับ โดยจากรูปจะเห็นได้ว่าเมื่อค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าที่มากขึ้น กระแสอินพุตจะมีส่วนที่โค้งเว้าที่ยอดของสัญญาณน้อยกว่า และการกระเพื่อมของแรงดันที่บัสกระแสตรงที่มากกว่า อีกทั้งจะเห็นได้ชัดว่า ที่ค่าแรงดันเอาต์พุต 185V ความแตกต่างของแรงดันบัสกระแสตรงของทั้งสองเทคนิคจะเป็นของเทคนิคที่นำเสนอจะมีค่าการกระเพื่อมของแรงดันบัสกระแสตรงจะมีค่ามากกว่า ซึ่งเป็นผลดีของเทคนิคที่นำเสนอ เนื่องจากมีความต้องการให้สัญญาณแรงดันเอาต์พุตและสัญญาณแรงดันกระแสเพิ่มที่บัสกระแสตรงมีความสอดคล้องกัน โดยผลของระดับความโค้งเว้าของกระแสอินพุตจะมีผลโดยตรงต่อ ค่าความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุตรวมถึงค่าตัวประกอบกำลังอินพุตอีกด้วย ซึ่งสัญญาณกระแส

อินพุทที่มีลักษณะใกล้เคียงกับรูปคลื่นไซน์มากกว่าจะให้ผลของค่าตัวประกอบกำลัง และคุณภาพของกระแสอินพุทที่ดีกว่า โดยจะถูกแสดงให้เห็นได้ในส่วนต่อไปนี้

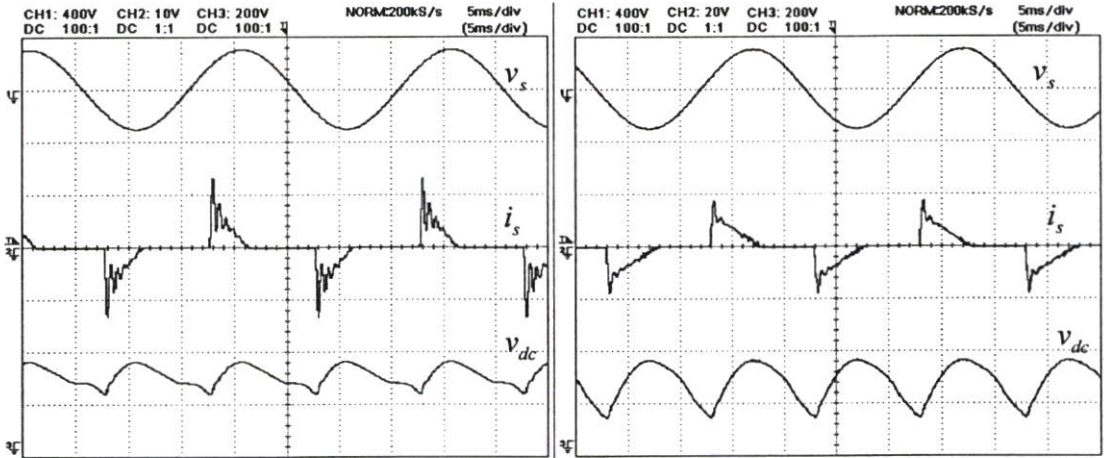


รูปที่ 7.6 แสดงผลการจำลองรูปคลื่นกระแสและแรงดันของเทคนิคที่นำเสนอ

จากรูปที่ 7.6 เป็นการแสดงผลการจำลองรูปคลื่นกระแส และแรงดันของระบบที่ใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันที่นำเสนอ ด้วยโปรแกรมการจำลองผล MATLAB ที่ระบบแรงดันเอาต์พุท 110V ซึ่ง จะเห็นว่าผลสัญญาณที่ได้จากการทดลอง มีความสอดคล้องกับสัญญาณที่ได้จากการจำลอง 500W

7.2 ผลการทดสอบเมื่อตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงเปลี่ยนแปลงของทั้ง 2 ระบบ

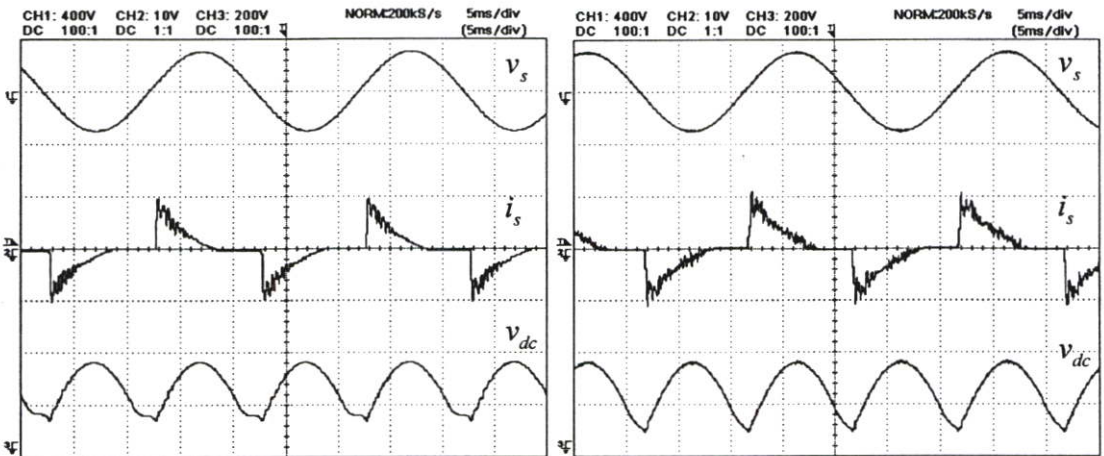
ในส่วนนี้เป็นการเปรียบเทียบรูปคลื่นสัญญาณ และผลกระทบของสัญญาณกระแสและแรงดันของระบบที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรง โดยตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรงที่ถูกใช้ในการทดลองจะมีขนาดเล็กและเปลี่ยนค่าให้สูงขึ้นดังตารางที่ 7.1 ถึง 7.4 ซึ่งส่วนนี้จะได้แสดงถึงรูปคลื่นของแรงดันและกระแสของระบบ ที่มีการป้อนกลับแรงดันอินเวอร์เตอร์ด้วยความถี่สูงกับแบบที่นำเสนอ โดยเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุบัสกระแสตรง



(a) เทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันอินเวอร์เตอร์

(b) เทคนิคที่นำเสนอ

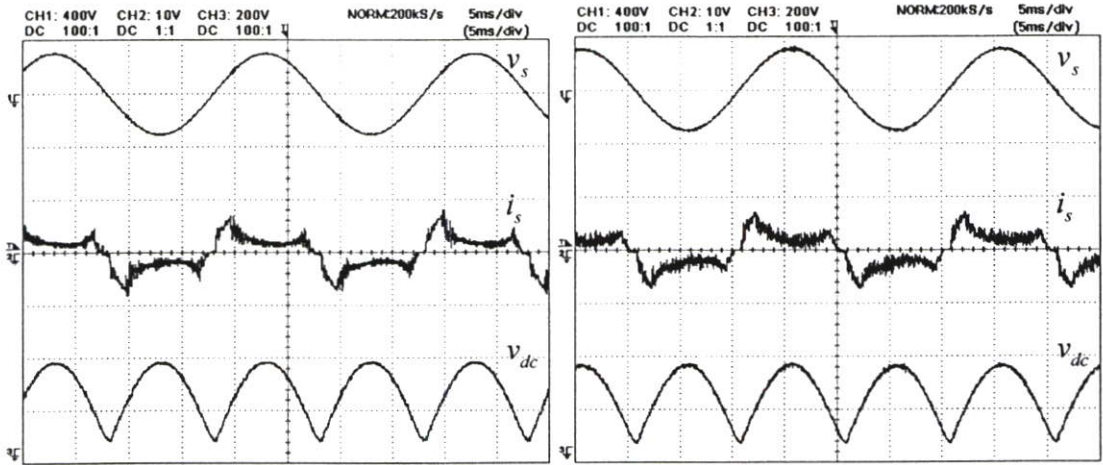
รูปที่ 7.7 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของเทคนิคทั้งสองที่ $C_{dc} = 100 \mu F$



(a) เทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันอินเวอร์เตอร์

(b) เทคนิคที่นำเสนอ

รูปที่ 7.8 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของเทคนิคทั้งสองที่ $C_{dc} = 47 \mu F$



(a) เทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันอินเวอร์เตอร์

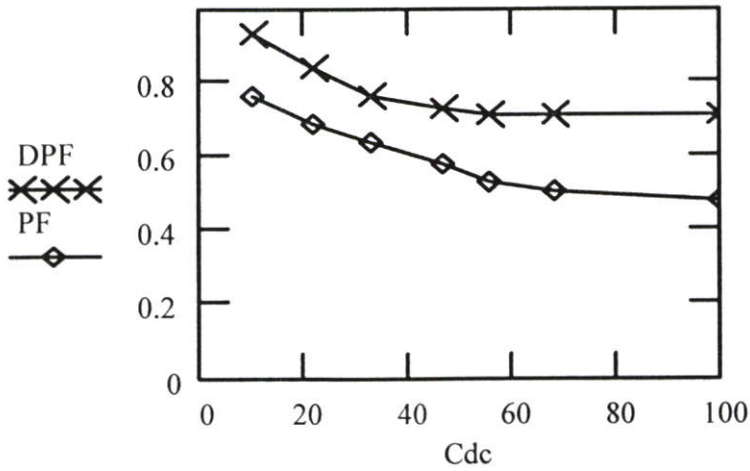
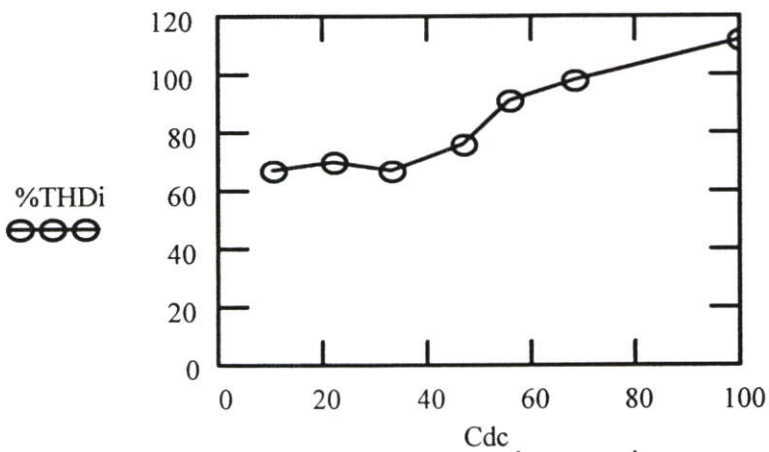
(b) เทคนิคที่นำเสนอ

รูปที่ 7.9 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของเทคนิคทั้งสองที่ $C_{dc} = 10 \mu F$

จากรูปที่ 7.7 ถึง 7.9 เป็นผลการทดลองที่แสดงถึงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันอินพุต v_s , กระแสอินพุต i_s และแรงดันที่บัสกระแสตรง v_{dc} ของระบบที่มีการป้อนกลับแรงดันสวิทช์อินเวอร์เตอร์ ความถี่สูงและแบบที่นำเสนอที่เอาท์พุท 110V โดยจากรูปถูกแสดงให้เห็นว่า เมื่อค่าตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงมีค่าที่มากขึ้น ค่าความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสอินพุตจะมีค่ามากขึ้น และค่าการกระเพื่อมของแรงดันที่บัสกระแสตรงจะมีค่าที่น้อยลง ซึ่งค่าตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงที่ถูกเลือกใช้สำหรับการทดลองเป็นค่า $C_{dc} = 10 \mu F$ และเมื่อนำสัญญาณของระบบทั้งสองมาเปรียบเทียบกัน จะเห็นว่าผลของเทคนิคที่นำเสนอจะมีค่าการกระเพื่อมของแรงดันที่บัสกระแสตรงมากกว่าในแบบเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันสวิทช์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูง

ตารางที่ 7.1 ผลการทดลองแสดงค่า THD_i , DPF และ PF ทางด้านอินพุตเมื่อตัวเก็บประจุเปลี่ยนแปลงที่ $V_{out} = 110V$ ของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันที่ดับลิแวนเอ้าท์พุท

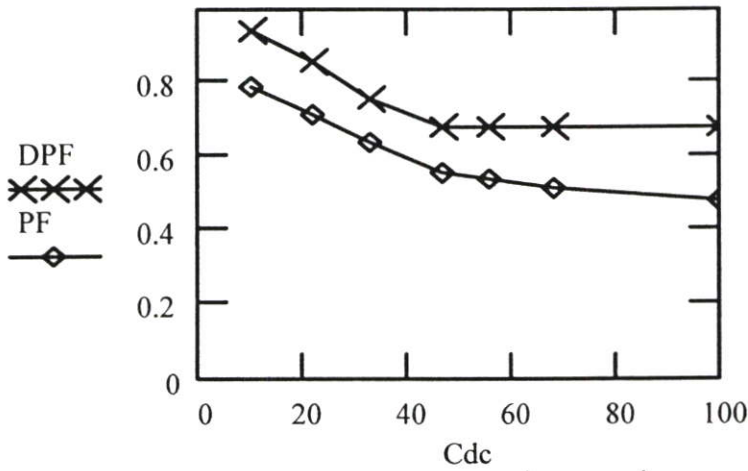
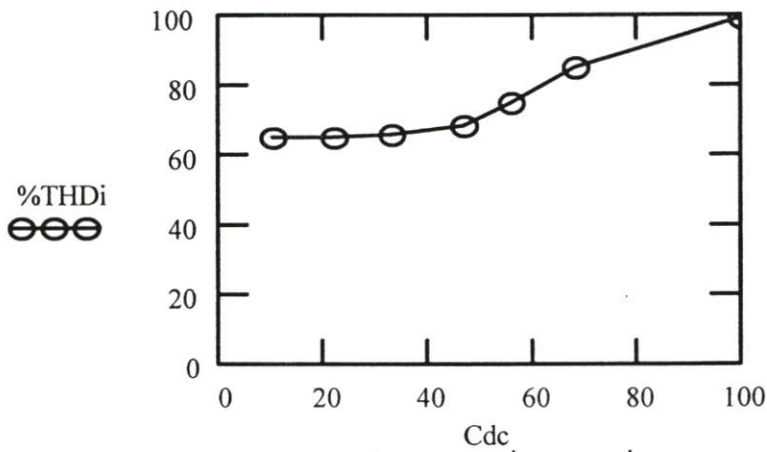
C_{dc} (μF)	THD_i (%)	DPF	PF
10	67.1	0.93	0.77
22	70.2	0.84	0.69
33	67.0	0.77	0.64
47	75.5	0.73	0.58
56	91.0	0.72	0.53
68	98.1	0.72	0.51
100	112.2	0.72	0.48

(a) กราฟค่า DPF และ PF ทางด้านอินพุท เมื่อ C_{dc} เปลี่ยนแปลง(b) กราฟค่า $\%THD_i$ ทางด้านอินพุท เมื่อ C_{dc} เปลี่ยนแปลง

รูปที่ 7.10 กราฟแสดงค่า DPF , PF และ $\%THD_i$ ของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันอินเวอร์เตอร์ที่ $V_{out} = 110V$ เมื่อตัวเก็บประจุที่บัสกระแสแสดงตรงเปลี่ยนแปลง

ตารางที่ 7.2 ผลการทดลองแสดงค่า THD_i , DPF และ PF ทางด้านอินพุทเมื่อตัวเก็บประจุเปลี่ยนแปลงที่ $V_{out} = 110V$ ของเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่นำเสนอ

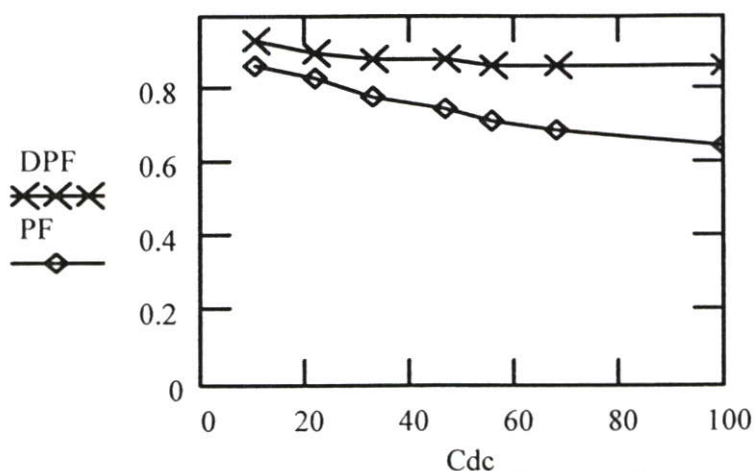
C_{dc} (μF)	THD_i (%)	DPF	PF
10	64.7	0.94	0.79
22	65.1	0.86	0.72
33	65.6	0.76	0.64
47	68.3	0.68	0.56
56	74.6	0.68	0.54
68	84.8	0.68	0.52
100	98.8	0.68	0.48

(a) กราฟค่า DPF และ PF ทางด้านอินพุต เมื่อ C_{dc} เปลี่ยนแปลง(b) กราฟค่า $\%THD_i$ ทางด้านอินพุต เมื่อ C_{dc} เปลี่ยนแปลง

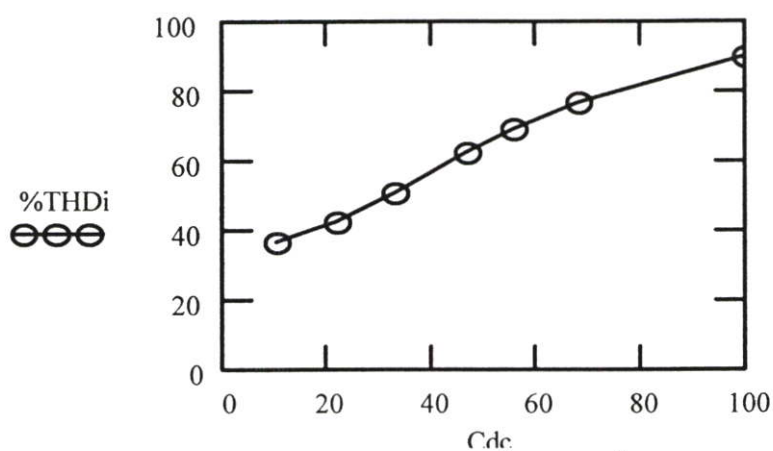
รูปที่ 7.11 กราฟแสดงค่า DPF , PF และ $\%THD_i$ ของเทคนิคที่นำเสนอที่ $V_{out} = 110V$ เมื่อตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรงเปลี่ยนแปลง

ตารางที่ 7.3 ผลการทดลองแสดงค่า THD_i , DPF และ PF ทางด้านอินพุตเมื่อตัวเก็บประจุเปลี่ยนแปลง ที่ $V_{out} = 185V$ ของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคบัลเบียมเอ๊าท์พุท

C_{dc} (μF)	THD_i (%)	DPF	PF
10	36.9	0.93	0.87
22	42.4	0.9	0.83
33	51.2	0.88	0.78
47	62.5	0.88	0.75
56	69.1	0.87	0.72
68	76.6	0.87	0.69
100	90.2	0.87	0.65



a) กราฟค่า DPF และ PF ทางด้านอินพุต เมื่อ C_{dc} เปลี่ยนแปลง

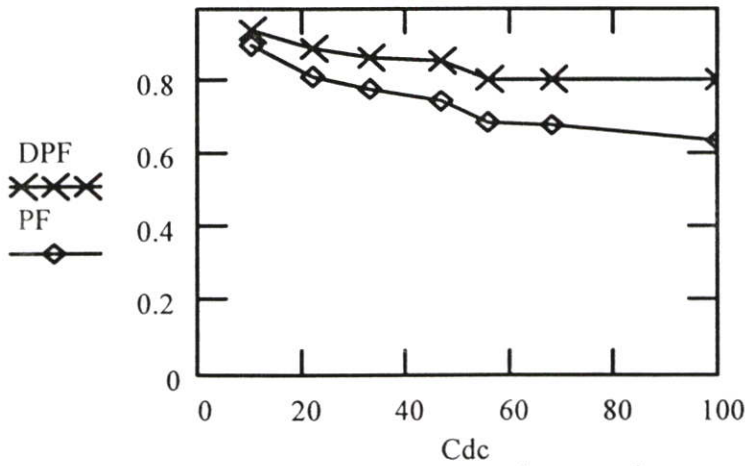


(b) กราฟค่า $\%THD_i$ ทางด้านอินพุต เมื่อ C_{dc} เปลี่ยนแปลง

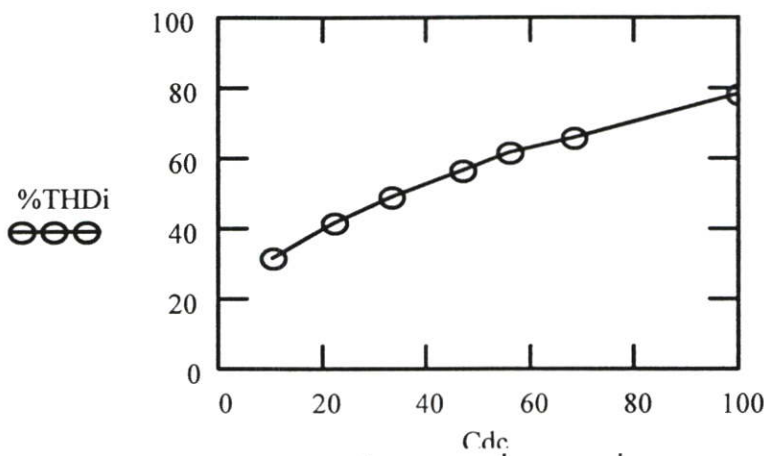
รูปที่ 7.12 กราฟแสดงค่า DPF , PF และ $\%THD_i$ ของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันอินเวอร์เตอร์ที่ $V_{out} = 185V$ เมื่อตัวเก็บประจุที่บัสกระแสแสดงตรงเปลี่ยนแปลง

ตารางที่ 7.4 ผลการทดลองแสดงค่า THD_i , DPF และ PF ทางด้านอินพุตเมื่อตัวเก็บประจุเปลี่ยนแปลงที่ $V_{out} = 185V$ ของเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่นำเสนอสอน

C_{dc} (μF)	THD_i (%)	DPF	PF
10	32.0	0.94	0.90
22	41.3	0.89	0.82
33	49.1	0.87	0.78
47	57.0	0.86	0.75
56	61.4	0.81	0.69
68	65.8	0.81	0.68
100	78.5	0.81	0.64



(a) กราฟค่า DPF และ PF ทางด้านอินพุต เมื่อ C_{dc} เปลี่ยนแปลง



(b) กราฟค่า $\%THD_i$ ทางด้านอินพุต เมื่อ C_{dc} เปลี่ยนแปลง

รูปที่ 7.13 กราฟแสดงค่า DPF , PF และ $\%THD_i$ ของเทคนิคที่นำเสนอที่ $V_{out} = 185V$ เมื่อตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรงเปลี่ยนแปลง

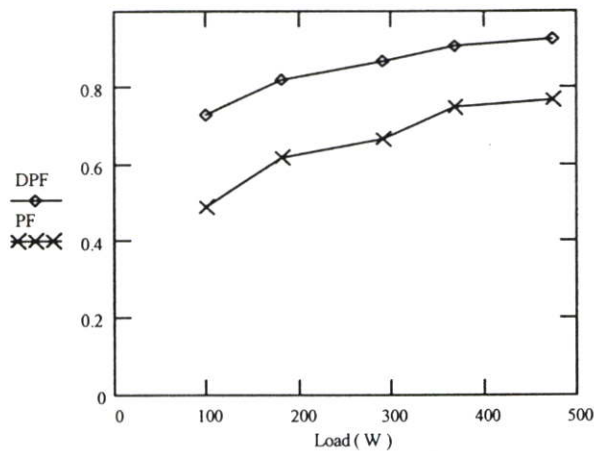
จากผลในตารางที่ 7.1 ถึง 7.4 และรูปที่ 7.10 ถึง 7.13 อาจพอสรุปให้เห็นได้ว่า เมื่อค่าตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรงมีค่ามากขึ้น ค่าตัวประกอบกำลังการกระจัดอินพุต DPF และค่าตัวประกอบกำลังอินพุต PF จะมีค่าน้อยลง ต่างกับค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกอินพุตที่มีค่าสูงขึ้น เมื่อตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรงมีค่ามากขึ้น และเมื่อเปรียบเทียบระหว่างเทคนิคเดียวกันของระบบที่มีแรงดันเอาต์พุต 110V และ 185V จะเห็นว่าที่ระบบแรงดันเอาต์พุต 185V จะให้ตัวประกอบกำลังการกระจัดอินพุต และตัวประกอบกำลังอินพุตที่ดีกว่า และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกอินพุตที่น้อยกว่าระบบที่มีแรงดันเอาต์พุต 110V และเมื่อเปรียบเทียบระหว่างเทคนิคของทั้งสองระบบที่มีแรงดันเอาต์พุตเดียวกัน เมื่อค่าตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรงมีค่ามากขึ้น ระบบของเทคนิคที่นำเสนอจะให้ค่าตัวประกอบกำลังการกระจัดอินพุต และตัวประกอบกำลังอินพุตที่ดีกว่า อีกทั้งค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกอินพุตที่น้อยกว่าระบบ ของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิวเอ็มเอาต์พุต

7.3 ผลการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะทางด้านอินพุทของทั้ง 2 ระบบเมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง

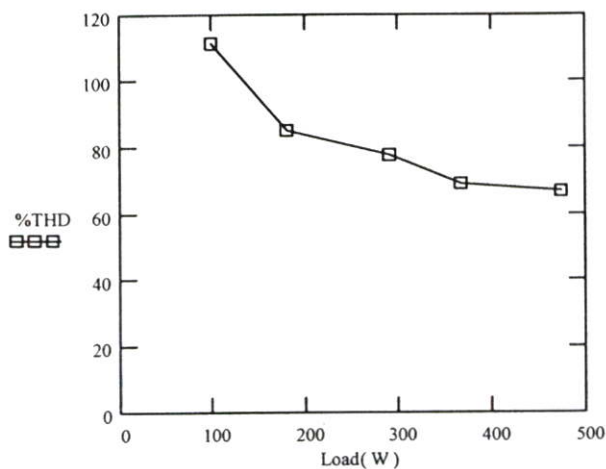
ในส่วนนี้เป็นการทดลองเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะทางด้านอินพุทของระบบ ที่ใช้เทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับลิวเอ็มเอท์พุกกับระบบที่นำเสนอ เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง โดยระบบทั้งสองจะถูกกำหนดให้จ่ายโหลดขนาด 500W ซึ่งผลการทดลองจะถูกแสดงผลดังในตารางที่ 7.5 ถึง 7.8 โดยผลของเทคนิคทั้งสองที่ถูกระบุแสดง ที่แรงดันเอาท์พุก 110V และ 185V จะถูกนำมาพล็อตเป็นกราฟดังในรูปที่ 7.14 ถึง 7.17

ตารางที่ 7.5 ผลการทดลองแสดงค่า THD_i , DPF และ PF ทางด้านอินพุทเมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง ที่ $V_{out} = 110V$ ของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับลิวเอ็มเอท์พุก

P_{out} (W)	THD_i (%)	DPF	PF
475	67.1	0.93	0.77
368	69.5	0.91	0.75
289	78.1	0.87	0.69
181	85.3	0.82	0.62
98	111.4	0.73	0.49



(a) กราฟค่า DPF และ PF ทางด้านอินพุท เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง

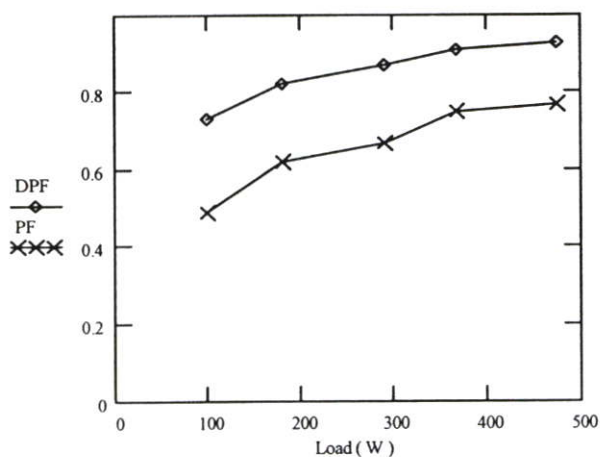


(b) กราฟค่า $\%THD_i$ ทางด้านอินพุท เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง

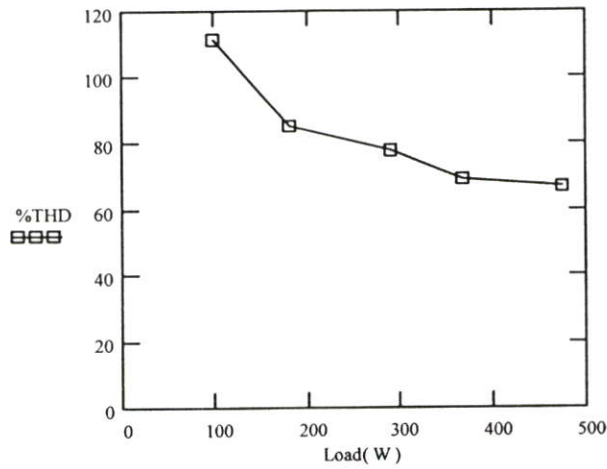
รูปที่ 7.14 กราฟแสดงค่า DPF , PF และ $\%THD_i$ ของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันอินเวอร์เตอร์ที่ $V_{out} = 110V$ เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง

ตารางที่ 7.6 ผลการทดลองแสดงค่า THD_i , DPF และ PF ทางด้านอินพุทเมื่อโหลดเปลี่ยนแปลงที่ $V_{out} = 110V$ ของเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทรีกัลที่นำเสนอ

P_{out} (W)	THD_i (%)	DPF	PF
481	64.7	0.94	0.79
374	68.2	0.93	0.77
286	70.9	0.86	0.70
178	82.3	0.79	0.61
94	102.9	0.68	0.47



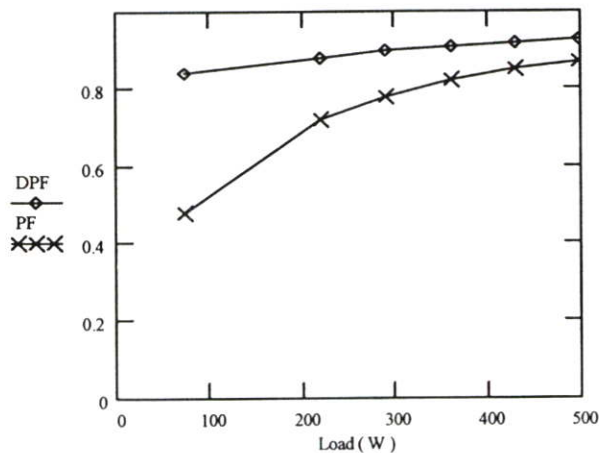
(a) กราฟค่า DPF และ PF ทางด้านอินพุท เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง

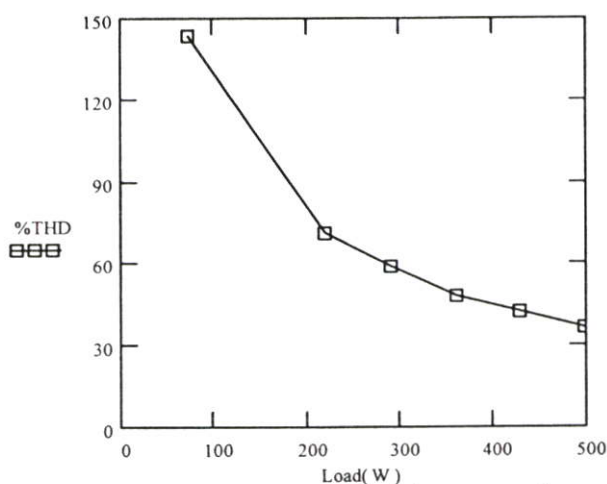
(b) กราฟค่า %THD_i ทางด้านอินพุต เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง

รูปที่ 7.15 กราฟแสดงค่า DPF , PF และ %THD_i ของเทคนิคที่นำเสนอที่ $V_{out} = 110V$ เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง

ตารางที่ 7.7 ผลการทดลองแสดงค่า THD_i , DPF และ PF ทางด้านอินพุตเมื่อโหลดเปลี่ยนแปลงที่ $V_{out} = 185V$ ของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคกับลิ้นแอมเอาท์พุท

P_{out} (W)	THD_i (%)	DPF	PF
498	36.9	0.93	0.87
429	42.2	0.92	0.85
360	48.6	0.91	0.82
290	59.0	0.90	0.78
219	71.4	0.88	0.72

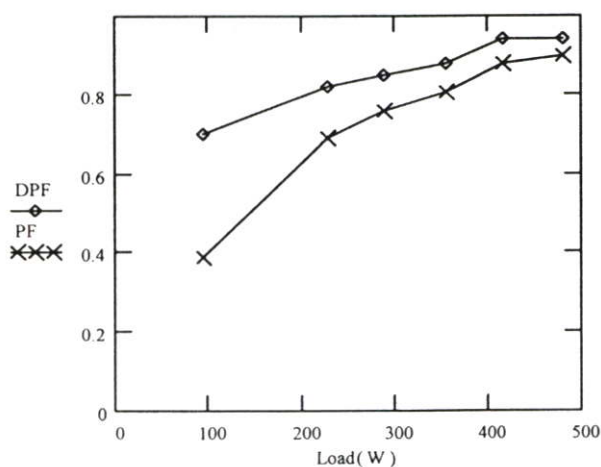
(a) กราฟค่า DPF และ PF ทางด้านอินพุต เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง

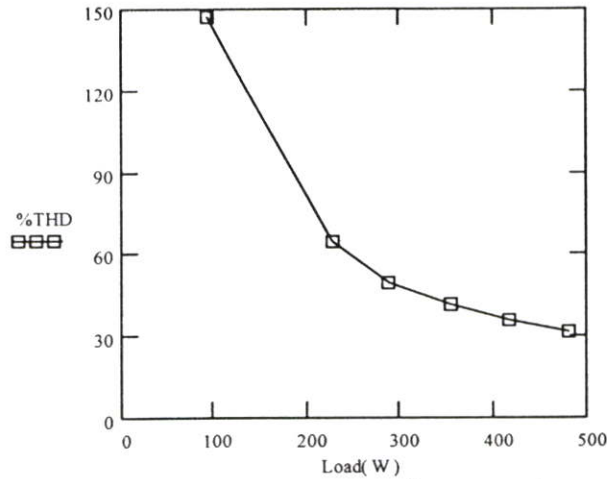
(b) กราฟค่า %THD_i ทางด้านอินพุต เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง

รูปที่ 7.16 กราฟแสดงค่า DPF , PF และ %THD_i ของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันอินเวอร์เตอร์ที่ $V_{out} = 185V$ เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง

ตารางที่ 7.8 ผลการทดลองแสดงค่า THD_i , DPF และ PF ทางด้านอินพุตเมื่อโหลดเปลี่ยนแปลงที่ $V_{out} = 185V$ ของเทคนิคการควบคุมแรงดันอินพุทที่นำเสนอ

P_{out} (W)	THD_i (%)	DPF	PF
480	32.0	0.94	0.90
417	35.9	0.94	0.88
354	41.7	0.88	0.81
288	50.1	0.85	0.76
227	65.1	0.82	0.69

(a) กราฟค่า DPF และ PF ทางด้านอินพุต เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง



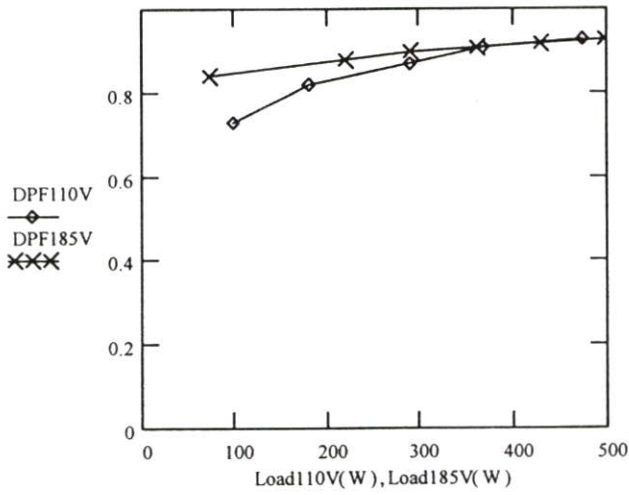
(b) กราฟค่า $\%THD_i$ ทางด้านอินพุต เมื่อ โหลดเปลี่ยนแปลง

รูปที่ 7.17 กราฟแสดงค่า DPF , PF และ $\%THD_i$ ของเทคนิคที่นำเสนอที่ $V_{out} = 185V$ เมื่อ โหลดเปลี่ยนแปลง

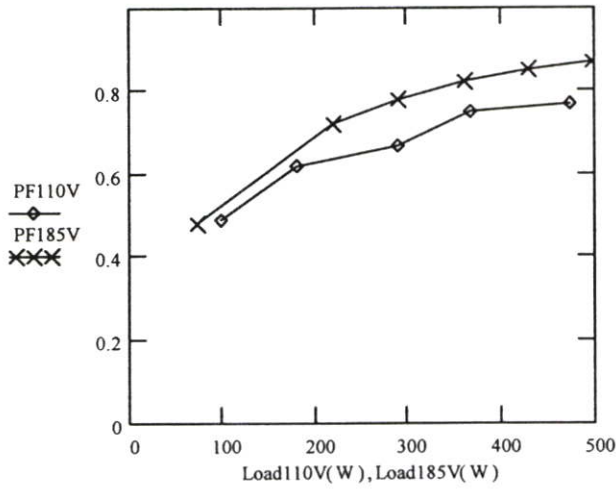
จากผลในตารางที่ 7.5 ถึง 7.8 และรูปที่ 7.14 ถึง 7.17 จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดมีค่ามากขึ้น ค่าตัวประกอบกำลังการกระจัดอินพุต DPF และค่าตัวประกอบกำลังอินพุต PF จะมีค่ามากขึ้น ตรงข้ามกับค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกอินพุตที่มีค่าต่ำลงเมื่อโหลดมีค่ามากขึ้น โดยเมื่อนำมาเปรียบเทียบระหว่างเทคนิคเดียวกันของระบบจ่ายโหลด 500W ที่มีแรงดันเอาต์พุต 110V และ 185V จะเห็นว่าที่ระบบแรงดันเอาต์พุต 185V จะให้ตัวประกอบกำลังการกระจัดอินพุต และตัวประกอบกำลังอินพุตที่ดีกว่า และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกอินพุตที่ต่ำกว่าระบบที่มีแรงดันเอาต์พุต 110V และเมื่อเปรียบเทียบระหว่างเทคนิคของทั้งสองระบบ ที่มีแรงดันเอาต์พุตเดียวกันที่โหลด 500W ระบบของเทคนิคที่ถูกลำเสนอจะให้ค่าตัวประกอบกำลังการกระจัดอินพุต และตัวประกอบกำลังอินพุตที่ดีกว่า และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกอินพุตที่น้อยกว่าระบบของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิวเอ็มเอาต์พุต

7.4 ผลการทดสอบเมื่อแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงของทั้ง 2 ระบบ

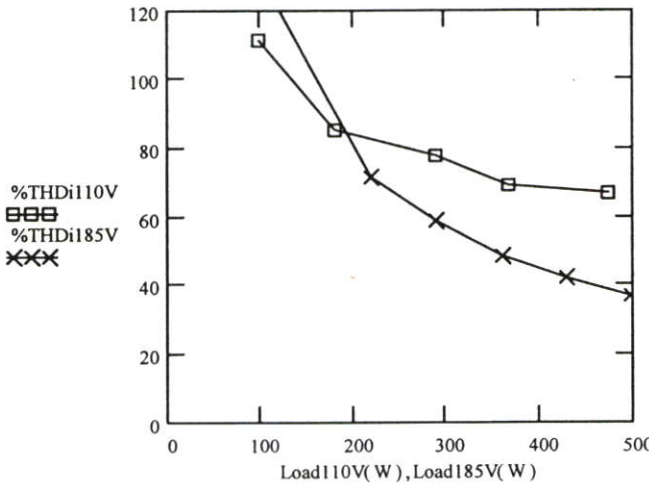
ในส่วนนี้เป็นการแสดงผลทดสอบของระบบ ที่ใช้เทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิวเอ็มเอาต์พุตกับระบบที่นำเสนอ เมื่อแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง โดยเลือกทดลองแรงดันเอาต์พุตที่ 110V และ 185V ซึ่งผลจากตารางที่ 7.5 ถึง 7.8 จะถูกนำมาแสดงเป็นกราฟเพื่อเปรียบเทียบให้เห็นถึงผลของระบบทั้งสองเมื่อแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง โดยจะแสดงผลการทดลองความสัมพันธ์ของค่าตัวประกอบกำลังการกระจัดอินพุต, ค่าตัวประกอบกำลังอินพุต และค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกอินพุต ดังแสดงในรูปที่ 7.18 ถึง 7.19



(a) กราฟค่า DPF ทางด้านอินพุต เมื่อแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง

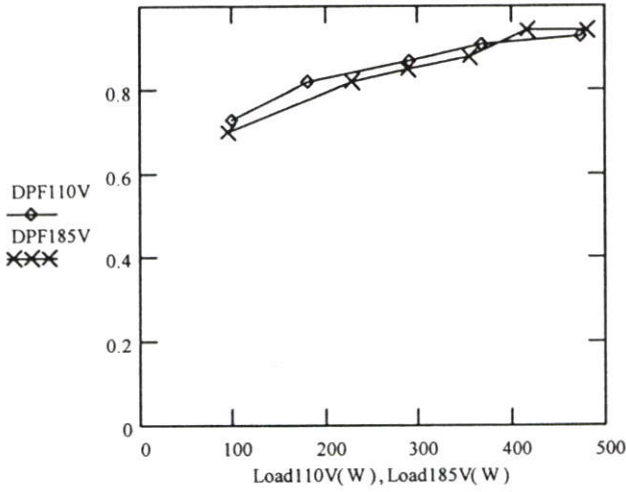


(b) กราฟค่า PF ทางด้านอินพุต เมื่อแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง

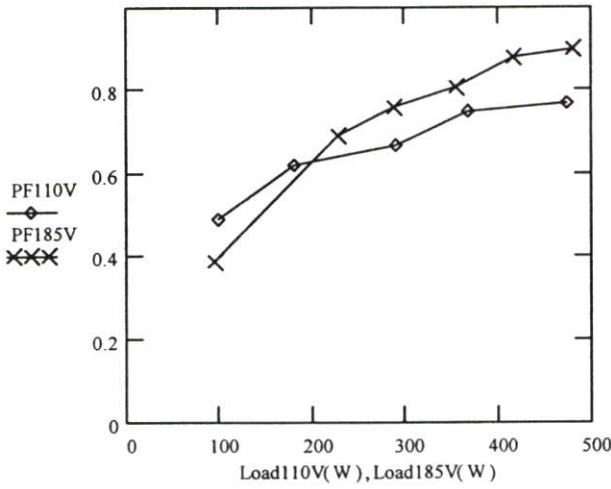


(c) กราฟค่า $\%THDi$ ทางด้านอินพุต เมื่อแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง

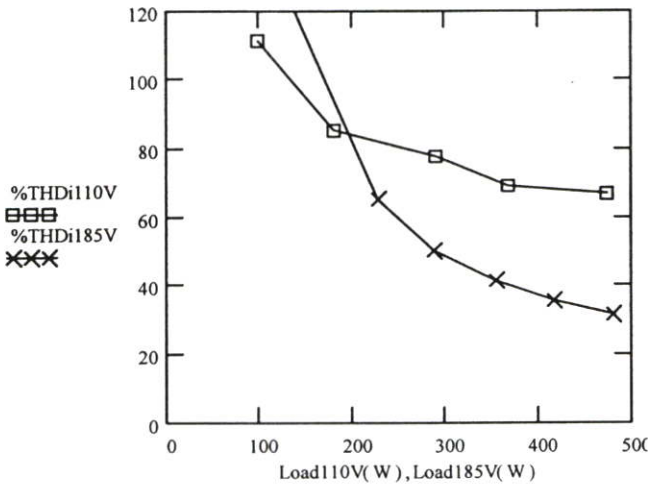
รูปที่ 7.18 กราฟแสดงค่า DPF , PF และ $\%THDi$ ของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันอินเวอร์เตอร์ เมื่อแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง



(a) กราฟค่า DPF ทางด้านอินพุต เมื่อแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง



(b) กราฟค่า PF ทางด้านอินพุต เมื่อแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง



(c) กราฟค่า $\%THDi$ ทางด้านอินพุต เมื่อแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง

รูปที่ 7.19 กราฟแสดงค่า DPF , PF และ $\%THDi$ ของเทคนิคที่นำเสนอเมื่อแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง

จากรูปที่ 7.18 ถึง 7.19 อาจพอสรุปได้ว่าเมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าเปลี่ยนแปลง คือ 110V และ 185V ที่ระบบถูกจ่ายโหลด 500W ค่าตัวประกอบกำลังการกระจัดอินพุต และค่าตัวประกอบกำลังอินพุตของระบบที่มีแรงดันเอาต์พุต 185V จะมีค่าที่สูงกว่า ระบบที่มีแรงดันเอาต์พุต 110V รวมถึงค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกส์อินพุต ในระบบที่มีแรงดันเอาต์พุต 185V จะมีค่าที่ต่ำกว่าระบบที่มีแรงดันเอาต์พุต 110V

7.5 ผลการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของทั้ง 2 ระบบ

ในส่วนนี้เป็นการแสดงผลการทดสอบประสิทธิภาพของระบบ ที่ใช้เทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิแวน์เอาต์พุตกับระบบที่นำเสนอ ที่มีแรงดันเอาต์พุต 110V และ 185V โดยจะแสดงตารางผลการจำลองจากโปรแกรมMATLABและผลการทดลอง เพื่อนำมาใช้ในการเปรียบเทียบให้เห็นถึงความแตกต่างของผลประสิทธิภาพระบบ%*Eff* ที่ได้จากการทดลองและการจำลอง

ตารางที่ 7.9 ผลการจำลองของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิแวน์เอาต์พุต

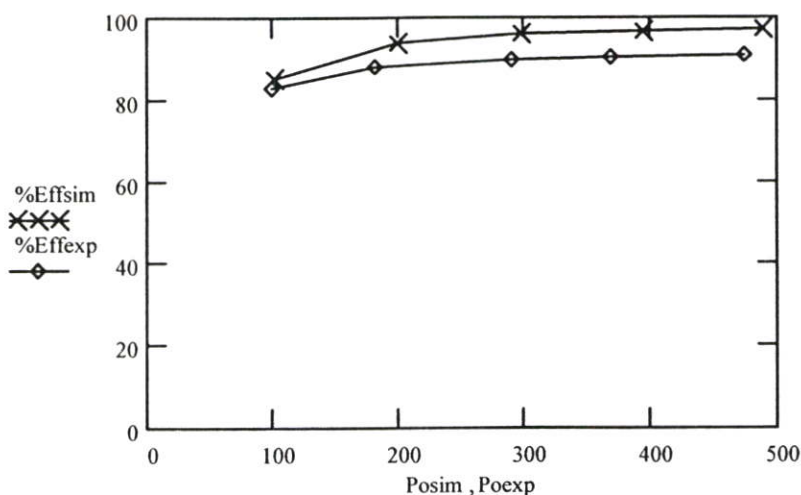
$$(V_{out} = 110V, C_{dc} = 10\mu F)$$

V_{in} (V)	I_{in} (A)	$(PF)_{in}$	P_{in} (W)	V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	<i>Eff</i> (%)
220	2.68	0.85	503	109	4.49	489	97.3
220	2.17	0.85	406	109	3.60	393	96.8
220	1.69	0.83	308	109	2.71	296	95.9
220	1.19	0.81	212	110	1.81	199	93.8
220	0.73	0.73	118	110	0.91	101	85.5

ตารางที่ 7.10 ผลการทดลองของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิแวน์เอาต์พุต

$$(V_{out} = 110V, C_{dc} = 10\mu F)$$

V_{in} (V)	I_{in} (A)	$(PF)_{in}$	P_{in} (W)	V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	<i>Eff</i> (%)
220	3.09	0.77	523	110	4.32	475	90.8
220	2.46	0.75	406	110	3.35	368	90.6
220	2.12	0.69	322	110	2.63	289	89.8
220	1.50	0.62	205	110	1.65	181	88.3
220	1.09	0.49	118	111	0.88	98	83.1



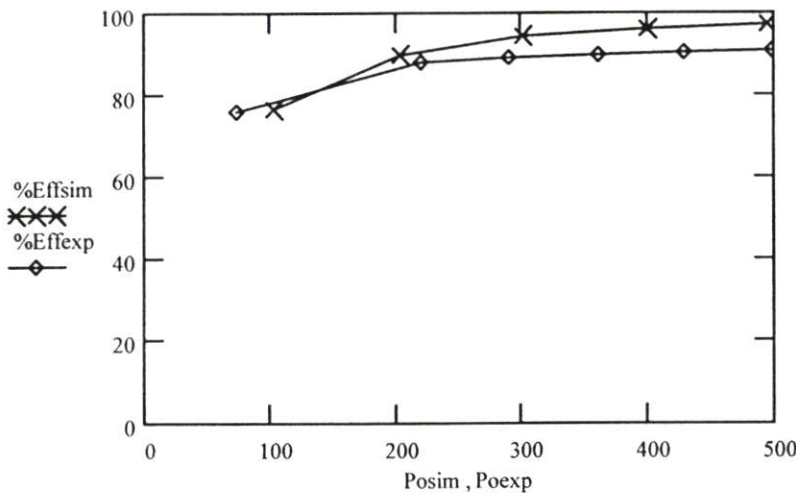
รูปที่ 7.20 กราฟแสดงค่า %Eff ของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิวิตีเอ็มเอท์พุท สำหรับระบบแรงดันเอาท์พุท 110V

ตารางที่ 7.11 ผลการจำลองของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิวิตีเอ็มเอท์พุท ($V_{out} = 185V, C_{dc} = 10\mu F$)

V_{in} (V)	I_{in} (A)	$(PF)_{in}$	P_{in} (W)	V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	Eff (%)
220	2.41	0.96	510	184	2.69	495	97.0
220	1.99	0.95	415	185	2.16	399	96.2
220	1.56	0.93	319	185	1.63	301	94.5
220	1.18	0.87	226	186	1.09	203	90.0
220	0.79	0.77	134	188	0.55	103	76.8

ตารางที่ 7.12 ผลการทดลองของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิวิตีเอ็มเอท์พุท ($V_{out} = 185V, C_{dc} = 10\mu F$)

V_{in} (V)	I_{in} (A)	$(PF)_{in}$	P_{in} (W)	V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	Eff (%)
220	2.87	0.87	549	186	2.69	498	90.7
220	2.54	0.85	475	186	2.31	429	90.3
220	2.22	0.82	401	187	1.93	360	89.9
220	1.89	0.78	325	187	1.55	290	89.1
220	1.57	0.72	249	188	1.16	219	87.8



รูปที่ 7.21 กราฟแสดงค่า %Eff ของเทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิแวนเอเอ็มเอทีฟุต สำหรับระบบแรงดันเอาต์พุต 185V

ตารางที่ 7.13 ผลการจำลองเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่น่าเสนอ

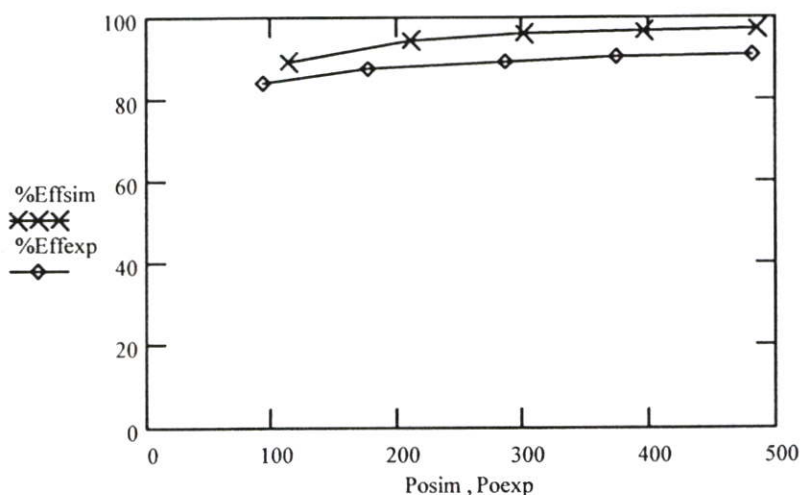
$$(V_{out} = 110V, C_{dc} = 10\mu F)$$

V_{in} (V)	I_{in} (A)	$(PF)_{in}$	P_{in} (W)	V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	Eff (%)
220	2.63	0.86	499	108	4.48	485	97.3
220	2.15	0.86	408	109	3.61	395	96.8
220	1.68	0.85	314	110	2.73	301	96.0
220	1.23	0.83	223	113	1.86	210	94.4
220	0.78	0.74	127	117	0.97	113	89.1

ตารางที่ 7.14 ผลการทดลองเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่น่าเสนอ

$$(V_{out} = 110V, C_{dc} = 10\mu F)$$

V_{in} (V)	I_{in} (A)	$(PF)_{in}$	P_{in} (W)	V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	Eff (%)
220	3.05	0.79	530	109	4.41	481	90.7
220	2.44	0.77	413	109	3.43	374	90.6
220	2.08	0.70	321	109	2.62	286	89.1
220	1.51	0.61	203	110	1.62	178	87.7
220	1.08	0.47	112	115	0.82	94	83.9



รูปที่ 7.22 กราฟแสดงค่า %Eff ของเทคนิคที่นำเสนอ สำหรับระบบแรงดันเอาต์พุต 110V

ตารางที่ 7.15 ผลการจำลองเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่นำเสนอ

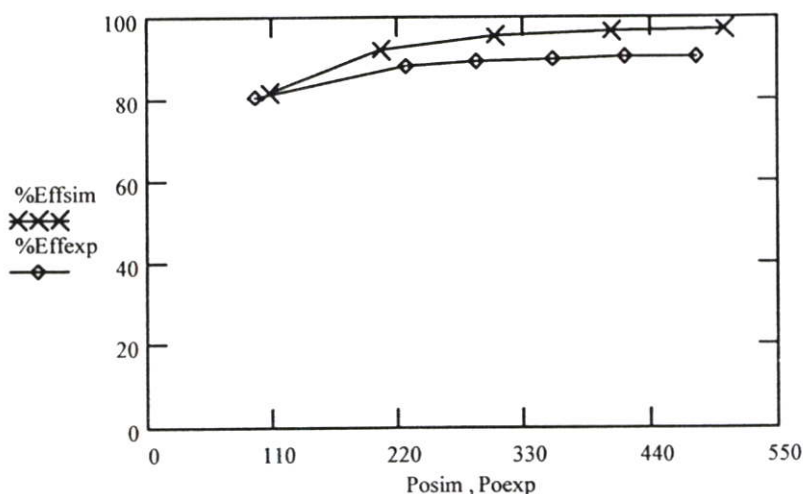
$$(V_{out} = 185V, C_{dc} = 10\mu F)$$

V_{in} (V)	I_{in} (A)	$(PF)_{in}$	P_{in} (W)	V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	Eff (%)
220	2.43	0.97	517	186	2.71	503	97.3
220	1.99	0.96	418	186	2.17	404	96.6
220	1.58	0.92	320	187	1.64	305	95.4
220	1.16	0.87	222	188	1.10	205	92.3
220	0.77	0.77	131	192	0.56	107	82.0

ตารางที่ 7.16 ผลการทดลองเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่นำเสนอ

$$(V_{out} = 185V, C_{dc} = 10\mu F)$$

V_{in} (V)	I_{in} (A)	$(PF)_{in}$	P_{in} (W)	V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	Eff (%)
220	2.68	0.90	530	182	2.64	480	90.6
220	2.39	0.88	462	183	2.27	417	90.3
220	2.21	0.81	394	185	1.91	354	89.9
220	1.93	0.76	323	187	1.54	288	89.2
220	1.69	0.69	257	191	1.19	227	88.2



รูปที่ 7.23 กราฟแสดงค่า %Eff ของเทคนิคที่นำเสนอ สำหรับระบบแรงดันเอาต์พุต 185V

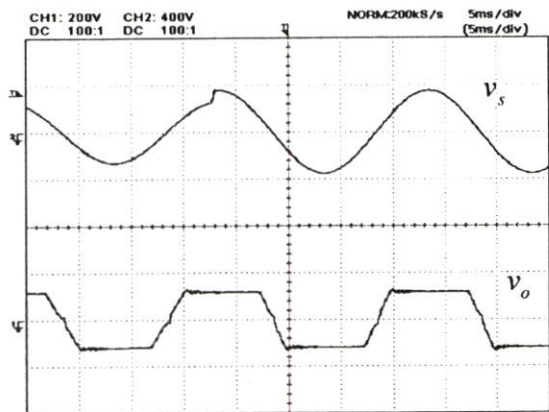
จากผลของตารางที่ 7.9 ถึง 7.16 และกราฟในรูปที่ 7.20 ถึง 7.23 จะแสดงให้เห็นว่าเมื่อโหลดมีค่ามากขึ้นประสิทธิภาพของระบบจะมีค่าสูงขึ้น โดยจากการทดลองที่โหลด 500W ประสิทธิภาพของระบบจะมีค่าประมาณ 90 เปอร์เซ็นต์ โดยแตกต่างจากผลที่ได้จากการจำลองซึ่งมีค่าที่สูงถึง 97 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งผลจากความคลาดเคลื่อนนี้เป็นผลมาจากความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง รวมถึงความสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์

7.6 ผลการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบผลตอบสนองทางไดนามิกส์ของทั้ง 2 ระบบ

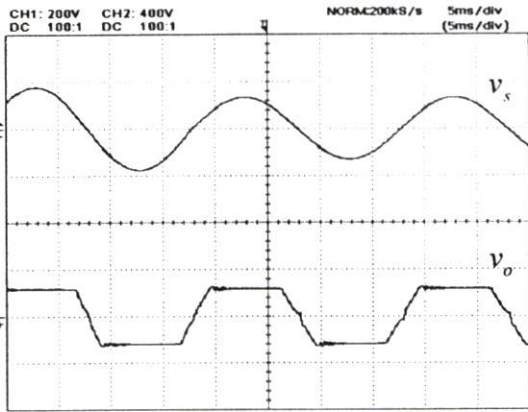
ในส่วนนี้เป็นการทดสอบระบบที่ใช้เทคนิคที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิแวนเอมเอาต์พุต กับระบบที่นำเสนอ โดยตัวเก็บประจุบัสกระแสดตรงเท่ากับ $10\mu F$ ที่แรงดันเอาต์พุต 110V ซึ่งในการทดสอบระบบนี้จะเป็นการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางไดนามิกส์ ของทั้งระบบที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิแวนเอมเอาต์พุต และระบบที่นำเสนอ โดยจะถูกแสดงให้เห็นสำหรับในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตอย่างฉับพลัน และเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลัน

7.6.1 การเปรียบเทียบผลตอบสนองเมื่อเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตอย่างฉับพลัน

ในส่วนนี้เป็นการเปรียบเทียบผลตอบสนองเมื่อแรงดันอินพุตเปลี่ยนแปลงจาก 185V ไปเป็น 250V และแรงดันอินพุตเปลี่ยนแปลงจาก 250V ไปเป็น 185V อย่างทันทีทันใด ซึ่งในการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตอย่างทันทีทันใด อุปกรณ์ที่ใช้จะถูกออกแบบดังแสดงในภาคผนวก โดยแสดงผลตอบสนองชั่วขณะที่ได้จากการทดลอง และจากการจำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB ซึ่งผลที่ถูกแสดงจะเป็นระบบที่ใช้เทคนิคการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิแวนเอมเอาต์พุต กับเทคนิคที่นำเสนอ ดังแสดงในรูปที่ 7.24 ถึง 7.27

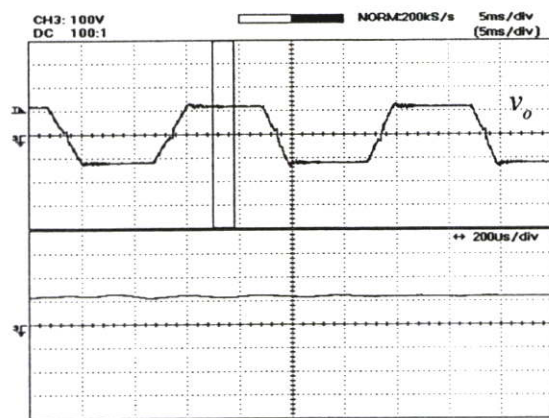


(a) แรงดันอินพุตเปลี่ยนจาก 185V → 250V

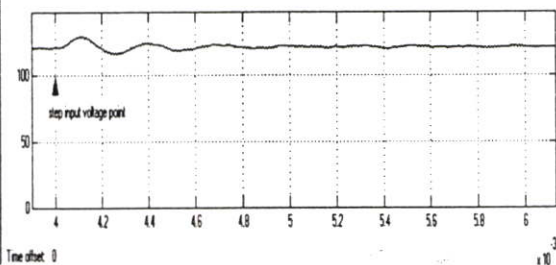


(b) แรงดันอินพุตเปลี่ยนจาก 250V → 185V

รูปที่ 7.24 รูปคลื่นสัญญาณของระบบที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคบัลลิวเอ็มเอชท์พุท เมื่อแรงดันอินพุตเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด

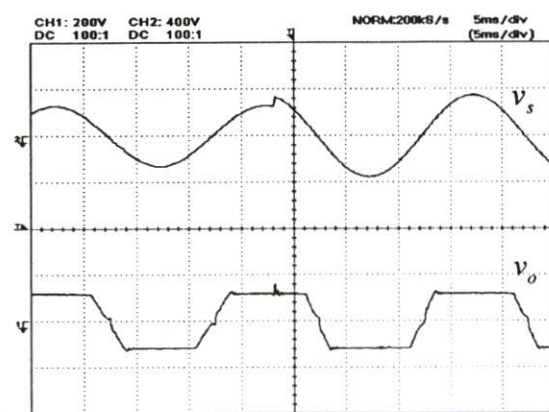


(a) ผลจากการทดลอง

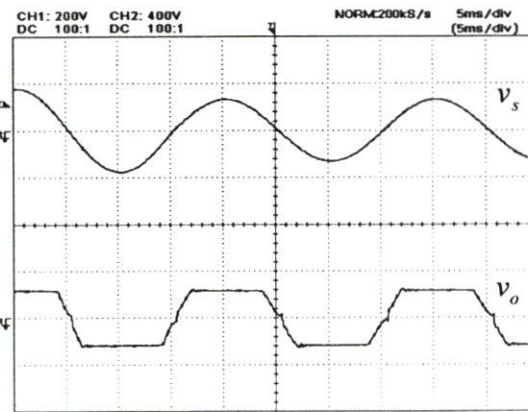


(b) ผลจากการจำลอง

รูปที่ 7.25 แสดงผลตอบสนองชั่วขณะแรงดันเอาต์พุทของระบบที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคบัลลิวเอ็มเอชท์พุท เมื่อแรงดันอินพุตเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดจาก 185V → 250V

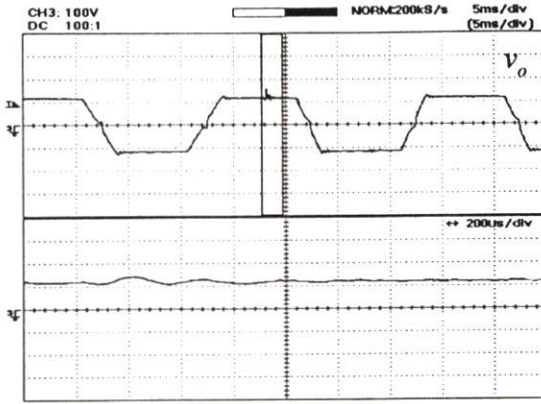


(a) แรงดันอินพุตเปลี่ยนจาก 185V → 250V

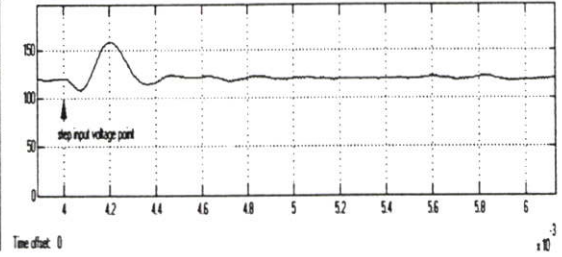


(b) แรงดันอินพุตเปลี่ยนจาก 250V → 185V

รูปที่ 7.26 รูปคลื่นสัญญาณของระบบที่นำเสนอ เมื่อแรงดันอินพุตเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด



(a) ผลจากการทดลอง



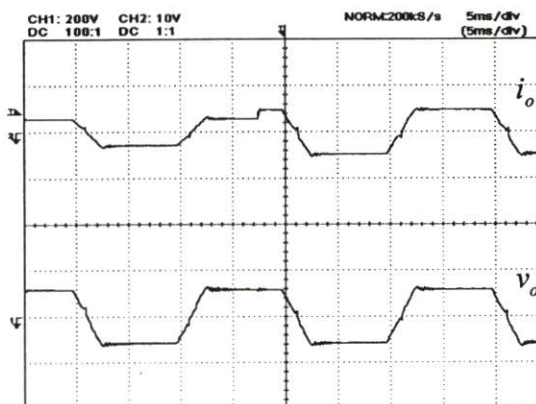
(b) ผลจากการจำลอง

รูปที่ 7.27 แสดงผลตอบสนองชั่วขณะแรงดันเอาต์พุตของระบบที่นำเสนอ เมื่อแรงดันอินพุตเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดจาก $185V \rightarrow 250V$

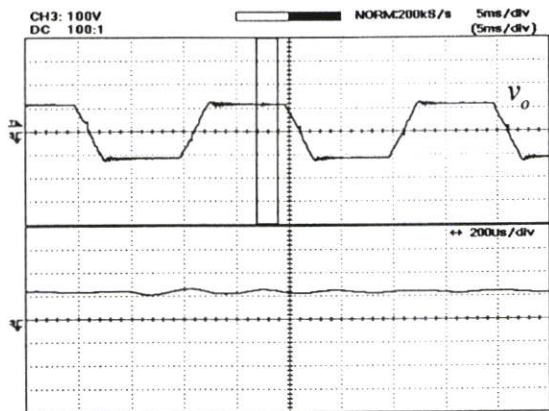
จากผลการทดลองที่แสดงในรูปที่ 7.24 ถึง 7.27 จะเห็นว่าผลการตอบสนองของแรงดันอินพุตชั่วขณะที่เพิ่มขึ้นของระบบที่นำเสนอ จะมีการแกว่งที่สูงมากกว่าระบบที่มีการป้อนกลับแรงดันที่ระดับลิวเอ็มเอาต์พุต แต่ผลที่ได้จากการลดระดับแรงดันอินพุตอย่างทันทีทันใดอาจไม่สามารถถูกสังเกตได้อย่างชัดเจน เนื่องจากวงจรเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตอย่างฉับพลันที่ถูกออกแบบจะทำให้การลดระดับแรงดันอินพุตอย่างทันทีทันใดที่จุดเริ่มต้นและสิ้นสุดของวงรอบคลื่น

7.6.2 การเปรียบเทียบผลตอบสนองเมื่อเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลัน

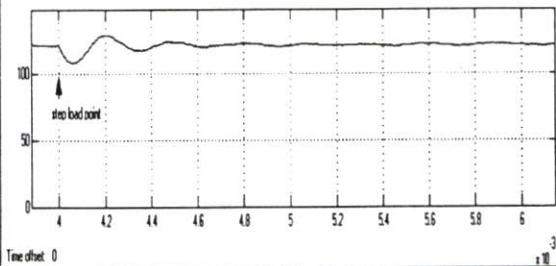
ในส่วนนี้แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองเมื่อโหลดเปลี่ยนแปลงจาก $300W$ ไปเป็น $500W$ อย่างทันทีทันใด โดยแสดงผลตอบสนองชั่วขณะที่ได้จากการทดลองและจากการจำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB ซึ่งผลที่ถูกแสดงจะเป็นระบบที่ใช้เทคนิคการป้อนกลับแรงดันที่ระดับลิวเอ็มเอาต์พุต กับเทคนิคที่นำเสนอ ดังแสดงในรูปที่ 7.28 ถึง 7.31



รูปที่ 7.28 รูปคลื่นสัญญาณของระบบที่มีการป้อนกลับแรงดันที่ระดับลิวเอ็มเอาต์พุต เมื่อโหลดเปลี่ยนจาก $300W \rightarrow 500W$

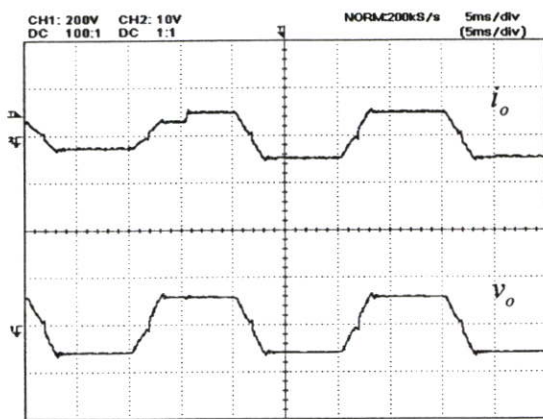


(a) ผลจากการทดลอง

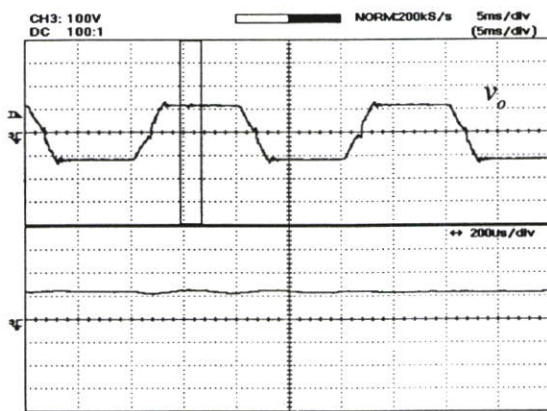


(b) ผลจากการจำลอง

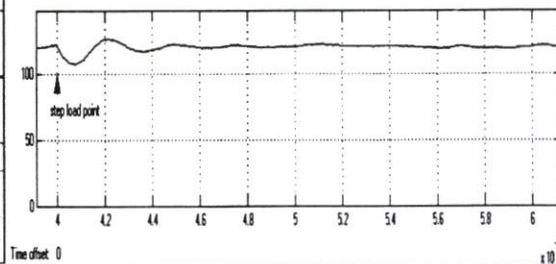
รูปที่ 7.29 แสดงผลตอบสนองชั่วขณะแรงดันเอาต์พุตของระบบที่มีการป้อนกลับแรงดันที่ระดับบิลิว เอ็มเอาต์พุต เมื่อโหลดเปลี่ยนจาก $300W \rightarrow 500W$



รูปที่ 7.30 รูปคลื่นสัญญาณของระบบที่นำเสนอ เมื่อ โหลดเปลี่ยนจาก $300W \rightarrow 500W$



(a) ผลจากการทดลอง



(b) ผลจากการจำลอง

รูปที่ 7.31 แสดงผลตอบสนองชั่วขณะแรงดันเอาต์พุตของระบบที่นำเสนอ เมื่อ โหลดเปลี่ยน จาก $300W \rightarrow 500W$

จากผลที่แสดงในรูปที่ 7.24 ถึง 7.31 ผลที่ได้จากการตอบสนองชั่วขณะอาจถูกจำลองในเชิงสมการทางคณิตศาสตร์ของสัญญาณขนาดเล็กจากการวิเคราะห์สมการสเตท (State Equation) [14] ดังแสดงในภาคผนวก โดยจากผลการทดลองเมื่อโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน ดังในรูปที่ 7.28 ถึง 7.31 จะเห็นว่าผลการตอบสนองชั่วขณะของระบบที่นำเสนอจะมีการแกว่งที่น้อยกว่าระบบที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับบลิวเอ็มเอท์พุทเพียงเล็กน้อย ซึ่งสัญญาณของผลตอบสนองชั่วขณะเมื่อโหลดเปลี่ยนแปลงที่ได้จากการทดลองจะถูกนำมาเปรียบเทียบ

จากผลที่ได้โดยการทดลองและผลจากการจำลอง จะเห็นว่าการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรง มีผลกระทบต่อค่าตัวประกอบกำลังและตัวประกอบกำลังการกระจัดอินพุท รวมถึงผลจากความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกอินพุท ซึ่งเมื่อค่าของตัวเก็บประจุของระบบแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหนึ่งเฟสที่นำเสนอนี้ มีความต้องการค่าตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรงขนาดเล็ก โดยเมื่อค่าตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรงมีขนาดใหญ่ขึ้น ค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกจะมากขึ้น และผลของค่าตัวประกอบกำลังอินพุทจะมีค่าลดลง ดังได้จากสมการ $PF = (1/\sqrt{1+THD_i^2}) \times DPF$ และเนื่องจากค่าตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงที่มีขนาดเล็ก และองค์ประกอบของส่วนกรองแรงดันเอาท์พุทขนาดเล็ก ค่าตัวประกอบกำลังการกระจัดจึงมีค่าที่ดีที่สุดสำหรับโหลดที่เป็นความต้านทาน การเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันเอาท์พุทและขนาดของโหลด ก็มีผลต่อคุณภาพของกระแสขาเข้าดังผลที่ได้จากการทดลอง โดยจะเห็นว่าเมื่อระดับแรงดันเอาท์พุทและขนาดของโหลดที่มีค่ามากขึ้น จะให้ค่าตัวประกอบกำลังและตัวประกอบกำลังการกระจัดอินพุทที่ดีขึ้น และเป็นการปรับปรุงค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกให้ดีขึ้นอีกด้วย สำหรับค่าประสิทธิภาพของระบบจากผลการทดลองและจากการจำลองจะเห็นว่า เมื่อโหลดมีค่าที่มากขึ้นประสิทธิภาพของระบบจะมีค่าที่มากขึ้น ซึ่งที่ระบบจ่ายโหลด 500W ระบบที่นำเสนอจะมีประสิทธิภาพที่ดีประมาณ 90 เปอร์เซ็นต์ และเมื่อเปรียบเทียบระหว่างระบบที่มีการป้อนกลับแรงดันเอาท์พุทความถี่สูงจากอินเวอร์เตอร์ กับระบบที่นำเสนอขณะจ่ายโหลดที่ 500W โดยจะเห็นว่าระบบที่นำเสนอจะมีคุณภาพกระแสอินพุทที่ดีกว่าเล็กน้อย และเมื่อทำการทดสอบผลตอบสนองชั่วขณะ จะเห็นว่าระบบที่นำเสนอจะมีผลตอบสนองชั่วขณะที่เร็วมาก เนื่องจากการออกแบบให้ระบบมีองค์ประกอบของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำภาคกำลังที่น้อย ซึ่งในกรณีที่แรงดันอินพุทมีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นอย่างฉับพลัน ผลตอบสนองชั่วขณะของระบบที่นำเสนอจะมีการแกว่งที่มากกว่า และในกรณีที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นอย่างฉับพลัน ผลตอบสนองชั่วขณะของระบบที่ถูกนำเสนอจะดีกว่าระบบที่มีการป้อนกลับแรงดันเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงเล็กน้อย เนื่องจากระบบที่นำเสนอปราศจากวงจรป้อนกลับสวิทช์ความถี่สูงภาคกำลัง จึงสามารถช่วยลดค่าความผิดพลาดเนื่องจากการสวิทช์ของอุปกรณ์ได้

บทที่ 8

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

งานวิจัยนี้ได้วิเคราะห์และประเมินคุณสมบัติของเทคนิคควบคุมแรงดันอินทริกัล ชนิดที่มีการป้อนกลับสัญญาณแรงดันเอาต์พุตความถี่สูงของอินเวอร์เตอร์ และชนิดป้อนไปข้างหน้าที่ได้ถูกนำเสนอ สำหรับแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหนึ่งเฟสที่โหลดที่เปลี่ยนแปลงได้ ซึ่งทั้งสองเทคนิคมีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกัน สำหรับในการออกแบบเพื่อทดสอบระบบจะถูกศึกษาและวิเคราะห์ผลการทำงานของเทคนิคควบคุมแรงดันอินทริกัลทั้งสอง ด้วยผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB เพื่อใช้เป็นข้อมูลในการออกแบบสำหรับเป็นแนวทางและเปรียบเทียบผลการทดลองกับการทดสอบจริง โดยจากการเปรียบเทียบผลการทดลองกับผลการจำลองดังกล่าว จะพบว่าผลที่ได้มีความสอดคล้องกับสมมติฐานและทฤษฎีที่ถูกต้องไว้ โดยเทคนิคที่นำเสนอนี้จะทำหน้าที่เป็น ตัวปรับเร็กกูเลท (Preregulator) ที่ช่วยในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่โหลดที่คงที่ และลดผลกระทบการกระเพื่อมของแรงดันบัสกระแสตรง ที่เกิดจากค่าตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงที่จำกัด หรือในกรณีที่กระแสเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น อันเนื่องมาจากการเพิ่มขึ้นของโหลดที่จะทำให้ค่าการกระเพื่อมแรงดันที่บัสกระแสตรงมีค่ามากขึ้น ซึ่งส่งผลกระทบต่อสมรรถนะทางด้านอินพุต โดยเทคนิคที่ได้นำเสนอนี้ถูกออกแบบให้มีความต้องการการกระเพื่อมของแรงดันที่บัสกระแสตรงมีค่ามาก เป็นผลให้ตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงถูกออกแบบให้มีขนาดเล็ก ซึ่งผลจากการที่ตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงมีขนาดเล็กทำให้ตัวประกอบกำลังอินพุต, ตัวประกอบกำลังการกระจัด และคุณภาพกระแสอินพุตมีค่าที่ดีขึ้น อีกทั้งผลตอบสนองทางไดนามิกที่รวดเร็ว โดยการออกแบบให้ระบบปราศจากวงจรป้อนกลับภาคกำลังที่แรงดันสวิทช์ความถี่สูง ถูกเป็นส่วนหนึ่งในการลดค่าความผิดพลาดจากการสวิทช์ความถี่สูงที่เกิดจากความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์กำลัง และลดค่าใช้จ่ายของระบบอีกด้วย

8.1 สรุปผลการทดลอง

การวิจัยนี้ได้ศึกษาและวิเคราะห์ทฤษฎี ของเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลแบบป้อนไปข้างหน้าที่นำเสนอ และการเปรียบเทียบผลกับแบบที่มีการป้อนกลับแรงดันสวิทช์ความถี่สูงของอินเวอร์เตอร์ สำหรับแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหนึ่งเฟสที่โหลดที่เปลี่ยนแปลงได้ ซึ่งต้องการแรงดันเอาต์พุต 110V และ 185V เพื่อวิเคราะห์ถึงคุณสมบัติของแต่ละเทคนิค ซึ่งผลการทดลองและผลการจำลองจะถูกแสดงให้ให้เห็นถึงความสอดคล้องกันตามสมมติฐานและทฤษฎีที่ได้ศึกษาและวิเคราะห์ไว้ โดยคุณสมบัติของระบบที่ใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลที่นำเสนอ สามารถสรุปได้ดังนี้

8.1.1 จากการทดลองผลกระทบต่อรูปคลื่นสัญญาณแรงดันอินทริกัล ที่สามารถถูกแปรเปลี่ยนไปตามค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เปลี่ยนไป โดยพารามิเตอร์ต่างๆที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงรูปคลื่น

แรงดันอินทริกัล เช่น ขนาดสัญญาณแรงดันไซน์อินพุท, สัญญาณอ้างอิงรูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมู และค่าคงที่เวลาการอินทริเกรต จะถูกเปลี่ยนแปลงเพื่อความต้องการและความพยายามคงค่ารูปคลื่นแรงดันทางด้านเอาต์พุทของระบบ

8.1.2 จากผลการทดลองเพื่อเปรียบเทียบค่าตัวประกอบกำลังการระจัดอินพุท DPF , ตัวประกอบกำลังอินพุท PF และค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกอินพุท THD_i , เมื่อค่าตัวเก็บประจุสกรกระแสตรงเปลี่ยนแปลง จะพบได้ว่าเมื่อค่าตัวเก็บประจุสกรกระแสตรงมีขนาดเล็กกว่าจะให้ผลของค่าตัวประกอบกำลังการระจัดอินพุทกับตัวประกอบกำลังอินพุทมีค่าสูงขึ้น และค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกอินพุทมีค่าที่ต่ำลง ซึ่งจากการทดลองเปรียบเทียบของระบบทั้งสองจะเห็นว่าระบบที่ใช้เทคนิคควบคุมแรงดันอินทริกัลแบบป้อนไปข้างหน้า จะให้ผลของค่าตัวประกอบกำลังการระจัดอินพุทกับตัวประกอบกำลังอินพุทที่ดีกว่า และค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกอินพุทที่ต่ำกว่า ระบบที่มีการป้อนกลับแรงดันสวิทช์ความถี่สูงของอินเวอร์เตอร์

8.1.3 จากผลการทดลองเพื่อเปรียบเทียบค่าตัวประกอบกำลังการระจัดอินพุท DPF , ตัวประกอบกำลังอินพุท PF และค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกอินพุท THD_i , เมื่อขนาดโหลดเปลี่ยนแปลง จะพบได้ว่าเมื่อขนาดโหลดมีค่าสูงขึ้นจะให้ผลของค่าตัวประกอบกำลังการระจัดอินพุทกับตัวประกอบกำลังอินพุทมีค่าสูงขึ้น และค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกอินพุทมีค่าที่ต่ำลง ซึ่งจากการทดลองเปรียบเทียบของระบบทั้งสองที่โหลด 500W จะเห็นว่าระบบที่ใช้เทคนิคควบคุมแรงดันอินทริกัลแบบป้อนไปข้างหน้า จะให้ผลของค่าตัวประกอบกำลังการระจัดอินพุทกับตัวประกอบกำลังอินพุทที่ดีกว่า และค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกอินพุทที่ต่ำกว่า

8.1.4 จากผลการทดลองเมื่อระบบมีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันเอาต์พุท เห็นได้ว่าที่แรงดันเอาต์พุท 185V ค่าตัวประกอบกำลังการระจัดอินพุทกับตัวประกอบกำลังอินพุทมีค่าสูงกว่า และค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกอินพุทมีค่าที่ต่ำกว่า ระบบที่มีแรงดันเอาต์พุท 110V ซึ่งพอถูกสรุปได้ว่าสมรรถนะทางด้านอินพุทของระบบที่มีระดับแรงดันเอาต์พุทสูงกว่า จะดีกว่าระบบที่มีระดับแรงดันเอาต์พุทต่ำกว่า

8.1.5 จากผลการจำลองและการทดลอง ผลเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับจะมีลักษณะที่สอดคล้องกัน โดยผลการทดลองประสิทธิภาพของระบบทั้งสองมีค่าที่ใกล้เคียงกัน ซึ่งที่ระบบจ่ายโหลด 500W ค่าประสิทธิภาพของระบบจะมีค่าประมาณ 90 เปอร์เซ็นต์

8.1.6 จากผลการทดลองการตอบสนองชั่วขณะของระบบ แสดงให้เห็นว่าเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลเมื่อระดับแรงดันอินพุทและโหลดเปลี่ยนแปลง จะให้ผลตอบสนองชั่วขณะที่เร็วเนื่องจากระบบถูกออกแบบให้ใช้ค่าตัวเก็บประจุในระบบกำลังที่ต่ำ โดยผลตอบสนองชั่วขณะเมื่อโหลดเปลี่ยนแปลงของระบบที่ปราศจากวงจรป้อนกลับสัญญาณสวิทช์ความถี่สูงจะดีกว่า เนื่องจากลดส่วนความผิดพลาดเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ป้อนกลับ

8.2 ปัญหาในงานวิจัยและข้อเสนอแนะ

8.2.1 เนื่องจากเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทริกัลสำหรับแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ สี่เหลี่ยมคางหมู ได้ถูกออกแบบให้มีค่าตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงมีขนาดเล็กมาก ผลที่ตามมาคือค่าการไหลประโยชน์จากแรงดันที่บัสกระแสตรง จึงมีค่าน้อยกว่าระบบที่มีตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ เป็นผลให้แรงดันเอาต์พุทของระบบมีค่าน้อยกว่า 220V

8.2.2 เนื่องจากระบบที่ถูกออกแบบมีความถี่การสวิตช์สูง อุปกรณ์ที่ใช้จึงต้องมีความสามารถทำงานกับความถี่สูงได้ดี

8.2.3 สัญญาณรบกวนทำให้การทำงานของระบบเกิดความผิดพลาด ส่งผลให้วงจรกำลังเกิดความเสียหาย เนื่องจากการลัดวงจรชั่วขณะที่เกิดขึ้นของอุปกรณ์การสวิตช์ การออกแบบจึงควรระมัดระวัง และป้องกันการเกิดสัญญาณรบกวนที่จะเกิดขึ้น

8.2.4 เนื่องจากระบบควบคุมที่นำเสนอเป็นระบบแบบอนาล็อก จึงมีความยุ่งยากในการปรับค่าแรงดันออฟเซต และสัญญาณรบกวน ดังนั้นในงานวิจัยต่อไปควรมีการพัฒนาออกแบบการควบคุมทางดิจิทัลเพื่อให้การทำงานของวงจรมีเสถียรภาพที่ดีขึ้น

8.2.5 เนื่องจากระบบมีแรงดันเอาต์พุทเป็นลักษณะรูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมู และแรงดันการใช้ประโยชน์ที่บัสกระแสตรงมีค่าน้อยกว่าระบบที่มีตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงขนาดใหญ่ ดังนั้นการประยุกต์ใช้งานจึงถูกนำไปใช้เฉพาะทาง

8.2.6 ประสิทธิภาพของระบบอาจสามารถถูกเพิ่มขึ้นได้ โดยการเลือกอุปกรณ์การสวิตช์ที่มีค่าความต้านทานขณะดำเนินการ ต่ำกว่า IREFP460 ที่ถูกใช้ในการทดลอง

เอกสารอ้างอิง

- [1] P. Jain, D. Vincenti and H. Jin, "An Optimized Single-Phase AC Power Supply with DC Bus Synchronization," in **Conf. Rec. IEEE APEC'96**, Mar. 1996, pp. 905-910.
- [2] L. H. Dixon, "High Power Factor Preregulators for Off-Line Power Supplies," **Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM600**, 1988.
- [3] M. Pande, H. Jin and G. Joos, "Modulated Integral Control Technique for Compensating Switch Delays and Non-ideal DC Bus in Three Phase Voltage-Source Inverters," in **Conf. Rec. IEEE 1993**, pp. 1222-1227
- [4] M. Pande, G. Joos and H. Jin, "Output Voltage Integral Control Technique for Compensating Nonideal DC Buses in Voltage Source Inverters," **IEEE Trans. Power Electron.**, vol. 12, no. 2, March 1997. pp. 302-310.
- [5] K. K. Sen and A. E. Emanuel, "Unity Power Factor Single-Phase Power Conditioner," in **Conf. Rec. IEEE PESC'87**, June 1987, pp. 516-524.
- [6] M. Pande and H. Jin, "Modulated Integral Control Technique for Compensating Switch Delays and Nonideal DC Buses in Voltage Source Inverters," **IEEE Trans. Ind. Applicat.**, vol. 44, no. 2, April 1997. pp. 182-190.
- [7] โคทม อาริษา, **อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 1-2**. กรุงเทพมหานคร: ซีเอ็ดยูเคชั่น. 2544.
- [8] วีระเชษฐ์ ชันเงิน และ วุฒิปด ธาราธิรเศรษฐ์, **อิเล็กทรอนิกส์กำลัง**. กรุงเทพมหานคร: วี. เจ. พรินติ้ง. 2547.
- [9] D. W. Hart, **Introduction to Power Electronics**. London: Prentice-Hall, Inc. 1997.
- [10] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, **Power Electronics Converter, Applications and Design**. 2nd Ed. Canada: John Wiley & Sons, Inc. 1995.
- [11] M. H. Rashid, **Power Electronics Circuits, Devices and Applications**. 2nd Ed. New Jersey: Prentice-Hall, Inc. 1988.
- [12] B. K. Bose, **Power Electronics and AC Drives**. New Jersey: Prentice-Hall, Inc. 1986.
- [13] ฉาวร อมตกิตติ์, **ระบบกำลังไฟฟ้าต่อเนื่อง(ยูทีเอส) และเครื่องควบคุมคุณภาพไฟฟ้า**. กรุงเทพมหานคร: เอ็มแอนด็ี. 2543.
- [14] C. L. Philipe and R. D. Harbor, **Feedback Control Systems**. Fourth Editions. New Jersey: Prentice-Hall, Inc. 2000.

- [15] K. Ogata, **Modern Control Engineering**. India: Practice-Hall, Inc. 1978.
- [16] R. H. Bishop, **Modern Control Systems Analysis and Design Using Matlab and Simulink**. 7th Ed. California: Addison Wesley Longman, Inc. 1997.
- [17] มนัส สัจจวิไล และ วรรัตน์ ภัทรอมรกุล, **คู่มือการใช้งาน MATLAB ฉบับสมบูรณ์**. กรุงเทพมหานคร: อินโฟเพรส. 2543.
- [18] H. Pinheiro, P. Jain and G. Joos, "Comparison of AC Power Supplies to Power Fiber-Coaxial Networks," **in Conf. Rec. IEEE 1997**. pp. 73-79.
- [19] A. I. Maswood, "Delta Modulation Technique with PI Controller for Voltage Source Inverter A Superior Alternative," **IPEC'99**, vol. 2, May 1999, pp. 555-559.
- [20] P. D. Ziogas, "The Delta Modulation Techniques in Static PWM Inverters," **IEEE Trans. Ind. Applicat.**, vol. IA-17, Mar./Apr. 1981, pp. 199-204.
- [21] K. M. Smedley and S. Cuk, "One Cycle Control of Switching Converters," **in IEEE PESC Conf. Rec.**, 1991, pp. 888-896.
- [22] J. Holtz, "Pulse Width Modulation – A survey," **IEEE Trans. Ind. Electron.**, vol. 39, Dec. 1992, pp. 410-420.
- [23] M. A. Rahman, J. E. Quicoe, M. A. Bows and E. S. Lai, "Investigation into Optimising high Switching Frequency Regular Sampled PWM Control for Drives and Static Power Converters," **IEEE Trans. PE.**, vol. 143, no. 4, July 1996.

ภาคผนวก ก

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์



ปีที่ 22 ฉบับที่ 3

กันยายน 2548

1. การทำแบบแผนระยะยาวของฟอสฟอรัสในพอลิเมอร์โพลีเอทิลีน

พงศ์ประภาส ปิณฑโชชา สุวัฒน์ ฮศรีวัฒน์

1
2. จลนพลศาสตร์เบื้องต้นของปฏิกิริยาระหว่างคาร์บอนมอนอกไซด์กับไนโตรเจนออกไซด์โดยใช้ตัวเร่งปฏิกิริยาโรเดียมบนอะลูมินา

วิศนภกร ยาวรัมย์ดี ธรรมณัส ณ ระนอง ประภวณ กิ่งโชติยา Takashi Ando

7
3. การสังเคราะห์วัสดุประกอบเบ้าเซรามิก จากพีอีและเซรามิกผง

ไพศาล นาคพิพัฒน์ วรรณุษา สิริคุตต์

13
4. การสังเคราะห์วัสดุประกอบพอลิเอทิลีน และเซรามิกผง

ไพศาล นาคพิพัฒน์ อมรวัฒน์ สุนทรพงษ์

19
5. ศักยภาพของวัสดุสำหรับภาพที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน

สมรเทพ สนิมดี ศรีวัฒน์ อภิวิธยา สมพงษ์ วิเศษพรนิชกิจ ทอภรณ์ เศรษฐาญ

24
6. การวิจัยกระบวนการแบบผสมเซรามิกที่ใช้ในงานเย็บกระดาษ และบรรจุภัณฑ์กระดาษ

สมชาย สอนสุทธิสารไฉน มนต์วี คำเงิน ทวีพัฒน์ พรหมมี ทอภรณ์ เศรษฐาญ

30
7. โครงสร้างแบบขนานทุกความถี่ของสัญญาณที่ใช้วงจรไดโอดที่เอ็บบนหลายเสาอากาศ

มนต์วี คำเงิน ชัยณรงค์ ชาญชนะ พิพัฒน์ พรหมมี ทอภรณ์ เศรษฐาญ ฤกษ์ชัย อ่างแก้ว

36
8. แหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าสลับหนึ่งเฟสเพื่อเลี้ยงหม้อหุงต้มที่ถ่วงน้ำหนักควบคุมแบบอิเล็กทรอนิกส์ ชนิดป้อนไปรีเฟรช

วิศวรรษ กานตกุล วิจิตร กิแรศ

41
9. การทำแบบแผนการจ่ายโหลดอย่างประหยัดโดยวิธีโพรเซสเซอร์ประสาทเทียม

ภูริวัฒน์ ลีเกษม สมชาติ จีรวินิจการ

47

แหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหนึ่งเฟสสี่เหลี่ยมคางหมูที่มีการควบคุม แบบอินทิกรัล ชนิตป้อนไปข้างหน้า

A Single-Phase Trapezoidal AC Power Supply using Feedforward Integral Control

จิตรวรม กานตีกุล วิจิตร กิษรเทศ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

วงจรแก้ค่าตัวประกอบกำลัง (PFC) โดยทั่วไป ในส่วนประกอบของวงจร Boost (Boost Stage) จะถูกนำไปใช้ระหว่างวงจรเรียงกระแส และอินเวอร์เตอร์. ในบทความวิจัยนี้ จะเป็นกรณีสอนเทคนิคการควบคุมแบบอินทิกรัล ชนิตป้อนไปข้างหน้า สำหรับแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหนึ่งเฟส โดยเทคนิคนี้จะไม่มีความต้องการใช้ในส่วนของวงจร Boost และ ไม่ต้องการการป้อนกลับทางด้านขาออกของวงจรกำลัง อีกทั้งยังมีข้อดีของวงลดค่าตัวเก็บประจุที่สกรและตรงให้ขนาดเล็ก ซึ่งเป็นผลช่วยในการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังและคุณภาพของกระแสขาเข้า รวมถึงช่วยลดค่าความผิดพลาดที่เกิดจากความล่าช้า เนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของทรานซิสเตอร์และค่าใช้จ่าย สำหรับกรควบคุมชนิตป้อนไปข้างหน้าอีกด้วย โดยเทคนิคการควบคุมแบบอินทิกรัล จะเป็นวงจรถ่ายถ่ายที่ถูกลำเอียงใช้ในการควบคุมอินเวอร์เตอร์ชนิดที่หนีบนิ้ว (PWM) โดยให้ส่วนขอมระคนด้านขาออกสอดคล้องกับแรงดันที่เพิ่มที่บัสกระแสตรง (DC Bus) ซึ่งถูกผูกและเงื่อนไขการออกแบบจะถูกพิสูจน์ผ่านการจำลอง และผลของผลการทดลอง

Abstract

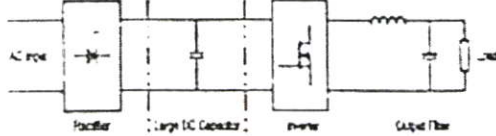
Conventional power factor correction circuits use a boost stage between rectifiers and inverters. In this paper, a feedforward integral control technique for a single-phase trapezoidal ac power supply is presented. This technique does not require a boost stage and feedback control from power circuits. It has advantages of a small dc link capacitors. This improves the power factor and quality of the input current, reduces the errors caused by switching delays and the cost for the feedforward control. The simple integral control technique is introduced to control the PWM inverter by the output stage is synchronized with the dc bus voltage ripple. Theoretical and design considerations are validated on results of a simulation and an experiment.

1. บทนำ

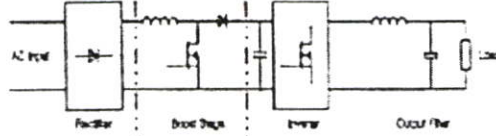
แหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหนึ่งเฟส ที่เสนอในบทความนี้มีความแตกต่างจากแบบทั่วไป เนื่องจากถูกออกแบบ

แบบสี่เหลี่ยมคางหมูที่มีความต้องการด้านแรงดันขาออกเป็นลักษณะรูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมู เช่นในรูปที่ 1

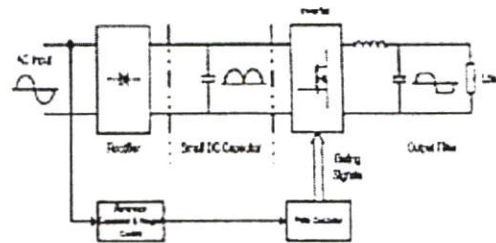
ดังนั้น โดยเทคนิคที่มีนามสกุลจะมีข้อดีของตัวเก็บประจุพิเศษ กระแสตรงขนาดเล็กซึ่งเป็นการปรับรูปกำลังประกอบกำลัง และคุณภาพของกระแสขาเข้า รวมถึงลดต้นทุนของระบบ



รูปที่ 1 แหล่งจ่ายไฟ วัฏจักรเต็ม-เฮลล์ ที่ปราศจากแรงเคลื่อนตัวประกอบกำลังแบบที่ง่ายไป



รูปที่ 2 แหล่งจ่ายไฟ วัฏจักรเต็ม-เฮลล์ ด้วยแรงเคลื่อนตัวประกอบกำลังแบบที่ง่ายไป



รูปที่ 3 รูปแบบแหล่งจ่ายไฟ ที่มีขนาดเล็ก

แหล่งจ่ายไฟอย่างง่ายที่สุด ในรูปที่ 1 จะประกอบไปด้วย วงจรเรียงกระแส บริดจ์ไดโอด, ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่มที่มีกระแสตรง และอินเวอร์เตอร์ชนิดที่คล้ายกับเต็ม ซึ่งจะใช้ค่านินทร เพื่อให้อะไรที่มีกระแสตรงแปรปรวนการกระทำเพื่อแทนโมดูลวัฏจักร สำหรับนำไปใช้เป็นแรงดันหลังพร้อมทางด้านขาเข้า ของส่วนอินเวอร์เตอร์ แล้วทำการเปลี่ยนแปรจากกระแสตรงที่โมดูลวัฏจักรนั้น ไปใช้สำหรับแรงดันของรูปคลื่นไซน์ของกระแสตรงกระแสสลับของอินเวอร์เตอร์

ในองค์ประกอบอย่างง่ายที่สุด ของเทคนิคนี้จะมีอีก แบบเปลี่ยนไปใช้แรงดันกระแสตรงเปิด ในรูปที่ 2 จะถูกนำไปใช้ที่ก่อนของวัฏจักรรวม (boost-cyclet) ของอินเวอร์เตอร์ และ ส่วนแรงดันของอินเวอร์เตอร์

และแม้ว่ารูปถ่ายในรูปที่ 3 จะเก็บรูปแบบของง่าย แต่ก็มีข้อดีอย่างอื่น ในเรื่องของค่าความถี่สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ (THD) ของกระแสขาเข้าที่สูง และค่าตัวประกอบกำลังที่ต่ำ

ยกกำลังขาเข้าที่ต่ำ [2]

ดังนั้นคุณภาพของรูปคลื่นกระแสขาเข้า จึงถูกนำมาพิจารณา เพื่อจะรักษาความเป็นอุดมคติ ของรูปคลื่นไซน์ของอินเวอร์เตอร์ และความสัมพันธ์กับแรงดัน [3] ดังในรูปที่ 2 ซึ่งจะเป็นการปรับรูปรูปคลื่นกระแสขาเข้า โดยการเพิ่มในส่วนของวงจรรวม ค่าที่ที่จะทำให้ค่าความถี่สวิตช์กระแสขาเข้ามีค่าต่ำ และมีค่าตัวประกอบกำลังที่สูงมาก แต่อย่างไรก็ตามการเห็นวงจรรวมระดับ ในส่วนของยกกำลังที่จะมีผลเสีย ในเรื่องของค่าใช้จ่ายที่เพิ่มมากขึ้น และยังเป็นผลกระทบประสิทธิภาพของระบบโดยรวมที่ถูกรบกวนไป

ในบทความนี้ จะเป็นการนำเสนอรูปแบบของอินเวอร์เตอร์ ที่ไม่มีความต้องการในส่วนวงจรระดับ และ ตัวเก็บประจุที่มีกระแสตรงขนาดใหญ่ แต่ยังคงช่วยในการปรับรูป ค่าตัวประกอบกำลัง และค่าความถี่สวิตช์กระแสขาเข้าได้

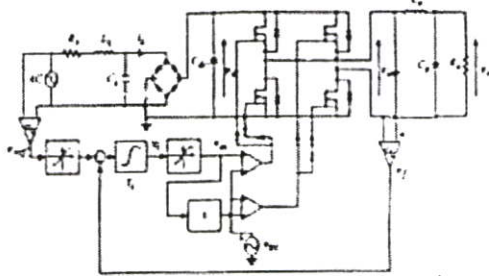
รูปแบบที่ถูกนำเสนอ จะมีข้อดีเนื่องจากใช้ค่าตัวเก็บประจุพิเศษกระแสตรงที่มีขนาดเล็กมาก ซึ่งเป็นการนำค่าแรงดันกระแสเต็ม 100 เหวินท์ ที่มีกระแสตรงมาใช้ประโยชน์ในการควบคุม โดยจะเป็นผลทำให้ลดต้นทุน และราคาของระบบ และเนื่องจากค่าที่คูณมีความสอดคล้องกันกับ แรงดันกระแสเต็มที่มีกระแสตรง ทำให้กระแสขาเข้ากับแรงดันกระแสเต็ม ดังนั้นค่าตัวประกอบกำลังจึงมีค่าสูง และให้ค่าความถี่สวิตช์กระแสขาเข้าที่มีค่าต่ำ

ในบทความนี้จะแบ่งเป็นบทนำในส่วนที่ 1 และ ส่วนที่ 2 จะเป็นเนื้อหาเกี่ยวกับรูปแบบการคำนวณการรวม ส่วนที่ 3 จะเป็นเทคนิคการออกแบบวงจรควบคุม แบบอินเวอร์เตอร์ที่มีขนาดเล็กและการจำลอง ส่วนที่ 4 เป็นผลการทดลองและ ประเมินสมรรถนะของระบบ

2.1. แหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหนึ่งเฟส กับเทคนิคการควบคุมแบบอินเวอร์เตอร์ ที่มีประสิทธิภาพจากอินเวอร์เตอร์

วงจรกำลังจะถูกประกอบไปด้วย ไดโอดบริดจ์ และอินเวอร์เตอร์ ชนิดที่คล้ายกับเต็ม กับตัวเก็บประจุเชื่อมกระแสสลับ ซึ่งมี R-L จะถูกเชื่อมต่อกับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายขาเข้า ที่ถูกแทนด้วยตัวเก็บประจุของแหล่งจ่าย และตัวกรอง L-C อินเวอร์เตอร์จะถูกนำมาใช้เพื่อทำหน้าที่ที่เรากำลัง

เทคนิคสควแอมที่อินเวอร์เตอร์สองขั้ว

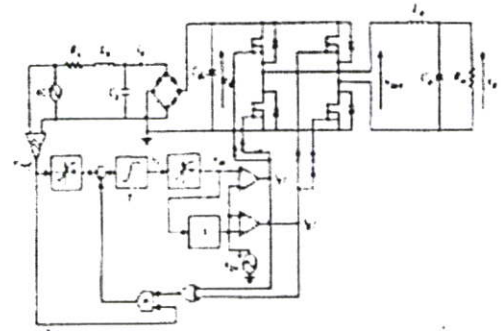


รูปที่ 4 แสดงระบบแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ 1 เฟส ที่มีการควบคุมแบบอินทิกรัล ชนิดป้อนกลับ จากอินเวอร์เตอร์
 ในการควบคุมของอินเวอร์เตอร์ชนิดที่ล้นบีมถึมนั้น จะอยู่บนพื้นฐานของการควบคุมแรงดันแบบอินทิกรัล [5] และในส่วนของวงจรการควบคุม แหล่งจ่ายแรงดันโซลูซอยด์ที่ถูกนำมาใช้ จะมีเฟสที่ตรงกันกับสัญญาณกระแสสลับหลัก โดยจะถูกส่งผ่านไปอิงวงจรจำกัดค่า เพื่อนำมาใช้สร้างสัญญาณอ้างอิง รูปทรงสี่เหลี่ยมทวงมุม ที่จะถูกนำมาใช้ เพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ โดยค่าความแตกต่างนี้จะถูกนำมาอินทิเกรต และนำมาใช้เปรียบเทียบกับตัวเปรียบเทียบ ที่ถูกนำมาใช้สร้างเป็นสัญญาณแอสซิมเมตริก

เนื่องจากตัวเก็บประจุที่บัสกระแสสลับ มีค่าที่เล็กมาก ดังนั้นลักษณะของแรงดันที่บัสกระแสสลับ จะมีค่าที่ใกล้เคียงกับรูปคลื่นแรงดันของกระแสของแหล่งจ่ายกระแสสลับมาก และรูปคลื่นสัญญาณอ้างอิงที่จะรวมเฟสกับกับแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับเช่นเดียวกัน โดยแรงดันขาออกที่ได้จะสอดคล้องกับสัญญาณที่บัสกระแสสลับ คือรูปที่ 6-8 ที่จะแสดงถึงรูปคลื่นของแรงดัน และกระแส

2.2. แหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ 1 เฟส ที่มีการควบคุมแบบอินทิกรัล ชนิดป้อนไปข้างหน้า

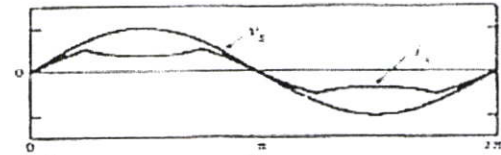
จากวงจรในรูปที่ 5 เป็นระบบที่ใช้การควบคุมแบบอินทิกรัล ชนิดป้อนไปข้างหน้า โดยจะทำการจำลองแรงดันป้อนกลับโดยใช้วงจรควบคุมแรงดันที่ ซึ่งสามารถช่วยในการรักษาระดับแรงดัน ในกรณีที่แหล่งจ่ายแรงดันขาเข้าไม่คงที่ อีกทั้งยังเป็นการลดความซับซ้อนของวงจรและค่าใช้จ่ายในส่วนของการป้อนกลับสวิตช์ความถี่สูง ที่มีราคาแพง ซึ่งเป็นการลดค่าใช้จ่ายของระบบ รวมถึงเป็นการลดค่าความผิดพลาด อันเนื่องมาจากความถี่ใช้จากความไม่



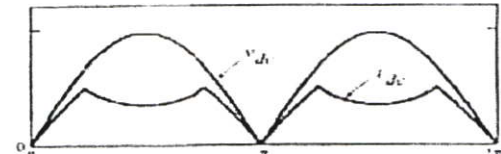
รูปที่ 5 แสดงระบบแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ 1 เฟส ที่มีการควบคุมแบบอินทิกรัล ชนิดป้อนไปข้างหน้า ที่นำเสนอบริเวณหลักของกระแสสลับ และให้ผลลัพธ์บนกริดที่ [4]

3. เทคนิคการออกแบบวงจรควบคุม แบบอินทิกรัล ที่นำเสนอ และการจำลอง

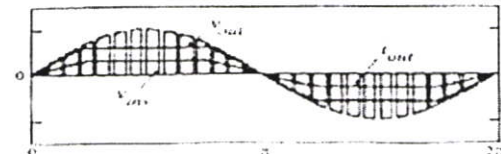
การควบคุมแบบอินทิกรัลที่นำเสนอ จะเป็นการควบคุมแบบของอินเวอร์เตอร์ชนิดป้อนกลับ ที่มีค่าคงที่ด้วยค่าคงที่การอินทิเกรต โดยจะทำการวัดค่าอัตราความถี่ แรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ชนิดที่ล้นบีมถึมนั้น ซึ่งข้อดีที่สำคัญของวิธีธรรมนี้ จะให้ผลลัพธ์ของผลการควบคุมที่เร็ว และการออกแบบวงจรที่ง่าย



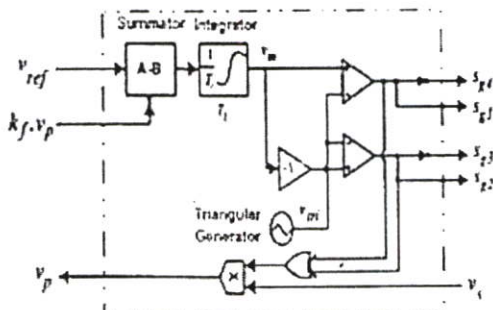
รูปที่ 6 แสดงการจำลองรูปคลื่นสัญญาณแรงดัน และกระแสขาเข้า



รูปที่ 7 แสดงการจำลองรูปคลื่นสัญญาณแรงดัน และกระแสที่บัสกระแสสลับ



รูปที่ 8 แสดงการจำลองรูปคลื่นสัญญาณแรงดัน และกระแสของตัวเก็บประจุที่ความถี่สวิตช์ 0.025 MHz



รูปที่ 9 แสดงแผนผังการควบคุมแบบอินทิกรัลที่มีเสถียร

ค่าแปรที่สำคัญ และเป็นหัวใจของกรควบคุมแบบ
 ครอบคุมความถี่นั้น จะเป็นตัวกำหนดเวลาการอินทิเกรต
 T_i โดยค่าคงที่เวลาการอินทิเกรตนี้จะสัมพันธ์กับเสถียร
 ทยที่จะให้ผลตอบสนองของระบบที่ดี แต่ก็จะมีค่าที่
 ใหญ่ขึ้นเรื่อยๆ สำหรับรักษาการผันแปรของที่เดิมไว้
 ด้วย ซึ่งในการบังคับค่าความถี่ของรูปคลื่นการมอดูเลต
 V_m จะต้องมีค่าที่เล็กกว่ารูปคลื่นสลับที่เดิม v_m โดยที่
 ค่าคงที่เวลาการอินทิเกรต สามารถที่จะถูกออกแบบได้
 โดยขึ้นอยู่กับพื้นฐานของกรบังคับความถี่ [1]

ค่าความชันขาขึ้นสูงสุดของ V_m จะเกิดขึ้นเมื่อ
 ค่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} มีค่าสูงสุด และแรงดันอินเวอร์
 เสร V_{inv} เป็นศูนย์ ดังนี้

$$S_r = \frac{V_{ref,max}}{T_i} \quad (1)$$

ค่าความชันของสตรสูงสุดของ V_m จะเกิดขึ้นเมื่อ
 หมดช่วงระหว่าง V_{inv} และ V_{ref} มีค่าสูงสุด ซึ่งจะสัมพันธ์
 ค่าของคลื่นขงคลื่นไซบัสของคลื่น ดังนี้

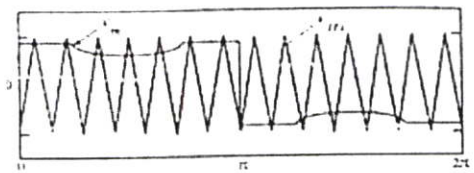
$$S_r = \frac{V_{dc,max} - V_{ref,max}}{T_i} \quad (2)$$

ในอีกแง่หนึ่ง ค่าความชันขาขึ้นและขาของ
 รูปคลื่นสลับที่ของจะมีค่าเท่ากับ $\frac{4V_m}{T_{sw}}$ โดย V_m เป็นค่า
 ยอดคลื่นของสลับที่ของและ T_{sw} เป็นคาบเวลาการสวิช
 และ โดยกรกำหนดค่าความถี่จะได้ว่า

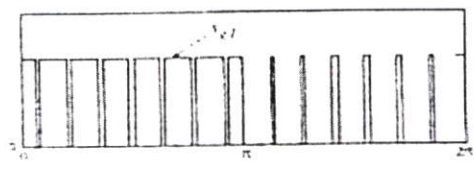
$$\frac{V_{dc,max} - V_{ref,max}}{T_i} < \frac{4V_m}{T_{sw}} \quad (3)$$

และ

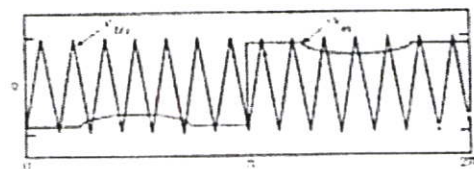
$$\frac{V_{dc,max} - V_{ref,max}}{T_i} < \frac{4V_m}{T_{sw}} \quad (4)$$



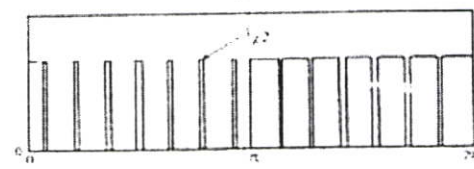
(a)



(b)



(c)



(d)

รูปที่ 10 แสดงกรจำลองรูปคลื่นสัญญาณของกรควบคุม
 แบบอินทิกรัล ที่ความถี่การสวิช 0.025 ㎐ (a) รูปคลื่น
 การมอดูเลตด้านบวก, (ข) รูปคลื่นสัญญาณสลับ ที่สวิช 1,
 (ค) รูปคลื่นการมอดูเลตด้านลบ, (ง) รูปคลื่นสัญญาณสลับ
 ที่สวิช 2

ซึ่งพื้นฐานการกำหนดความถี่ ของสมการที่ (3)
 และ (4) จะถูกนำไปใช้ เพื่อกำหนดค่าคงที่เวลาการอินทิ
 เกรตของกรควบคุมแบบอินทิกรัลคือ

จากรูปที่ 9 สามารถเขียนสมการกรควบคุมแบบ
 อินทิกรัลที่มีเสถียร ได้ดังนี้

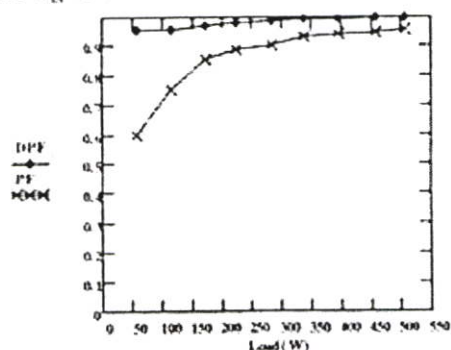
$$m = \frac{1}{T_i} \int (v_m - k_f v_p) dt \quad (5)$$

- เมื่อ m = รูปคลื่นการมอดูเลต
- v_m = แรงดันอ้างอิง
- T_i = ค่าคงที่เวลาการอินทิเกรต
- v_p = แรงดันโวลเตจอินเวอร์ส

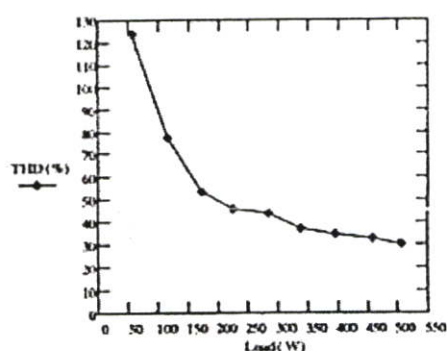
สมการที่ (6) และที่ประสิทธิภาพ (EFF) ล้อระดั้มโวลต์ที่
เปลี่ยนแปล ตามรูปที่ 15 - 17

$$\%THD_s = 100 \times \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{I_{sk}}{I_{s1}} \right)^2} \quad (6)$$

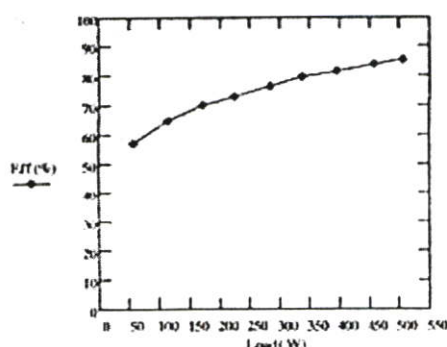
เมื่อ I_{s1} เป็นค่าออคกระแสของรวมที่สูงสุด
และ I_{sk} เป็นค่าออคกระแสของระดั้มอื่นที่ k



รูปที่ 15 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของค่าตัวประกอบการ
กระจัด และตัวประกอบกำลังขาเข้า



รูปที่ 16 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของค่าความผิดเพี้ยน
กระแสขาเข้า



รูปที่ 17 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของค่าประสิทธิภาพ

5. บทสรุป

งานวิจัยนี้ เป็นการนำเสนอเทคนิคการควบคุม
แบบอินทรีย์ล รมันก่อนไปข้างหน้า สำหรับระบบแหล่ง
จ่ายไฟกระแสสลับหนึ่งเฟส โดยเทคนิคนี้จะเป็นการทำให้
รูปคลื่นกระแสสลับขาออกกับสัญญาณกระแสที่บัสกระแส
สลับมีความสอดคล้องกัน ส่งผลให้ค่าตัวเก็บประจุที่มีส
กระแสรมิขนาดเล็ก ทำให้ลดขนาดและราคาของระบบ,
ปรับปรุงคุณภาพรูปคลื่น และค่าตัวประกอบกำลังขาเข้า
โดยการใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันแบบอินทรีย์ล รมัน
ก่อนไปข้างหน้า มาใช้ควบคุมอินเวอร์เตอร์ชนิดที่ด้นม
เต็ม ซึ่งเทคนิคที่นำเสนอนี้ จะมีข้อดีในการช่วยรักษากระแส
แรงดันกรณีที่เกิดล้าช้าแรงดันขาเข้าไม่คงที่ อีกทั้งเป็นการ
ลดโซ่จ่ายอินส่วนของการไหลกลับสวิตช์ความถี่สูง ที่มี
ราคาแพง รวมถึงให้ผลลดขนาดของทางไดนามิกที่ดี เนื่อง
จากใช้ตัวเก็บประจุที่มีสกระแสรมขนาดเล็ก โดยผลที่ได้
จากการทดลองจะพบใช้ที่จุดงานในหลักการที่ได้นำเสนอ

6. เอกสารอ้างอิง

- [1] M. Pande, H. Jin and G. Joos, "Modulated Integral Control Technique for Compensating Switch Delays and Non-ideal DC Bus in Three Phase Voltage-Source Inverters," in Conf. IEEE 1993 pp. 1222-1227
- [2] L. H. Dixon, "High Power Factor Preregulators for Off-Line Power Supplies," Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM600, 1988.
- [3] K. K. Sen and A. E. Emanuel, "Unity Power Factor Single-Phase Power Conditioner," in Conf. Rec. IEEE PESC'87, pp. 516-524, June 1987
- [4] A. I. Maswood, "Delta Modulation Technique with PI Controller for Voltage Source Inverter A Superior Alternative," IPEC'99, May, pp 555-559
- [5] P. Jain, D. Vincenti and H. Jin, "An Optimized Single-Phase AC Power Supply with DC Bus Synchronization," in Conf. Rec. IEEE APEC'96, Mar. 1996, pp 905-910

ภาคผนวก ข

การออกแบบวงจรเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันอินพุท

วงจรเปลี่ยนแปลงระดับอินพุท

รายละเอียดอุปกรณ์

IRKT41_08A : Thyristor Module

2 Output Transformer

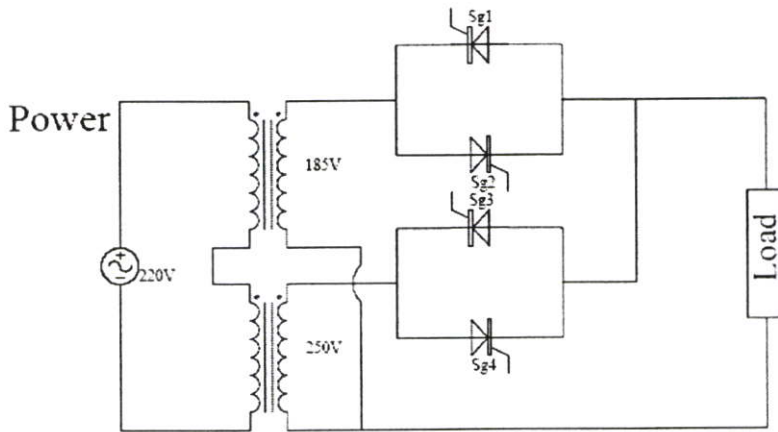
SKPT 25A : Pulse Transformer

TL084 : Opamp

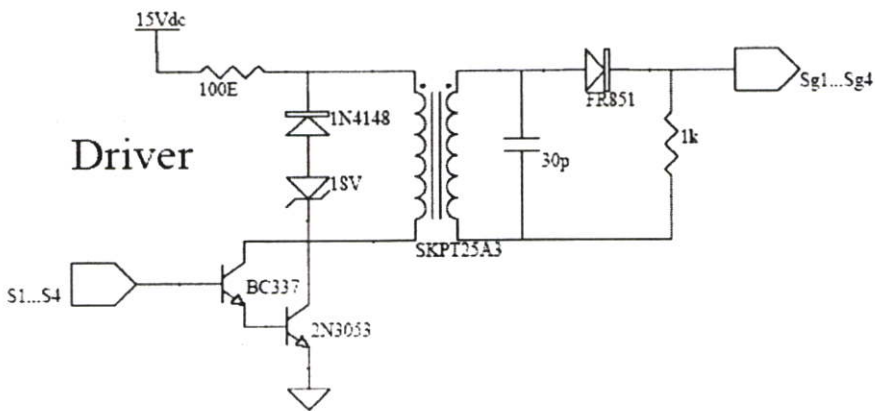
NE555 : Timer

CD4081 : And Gate

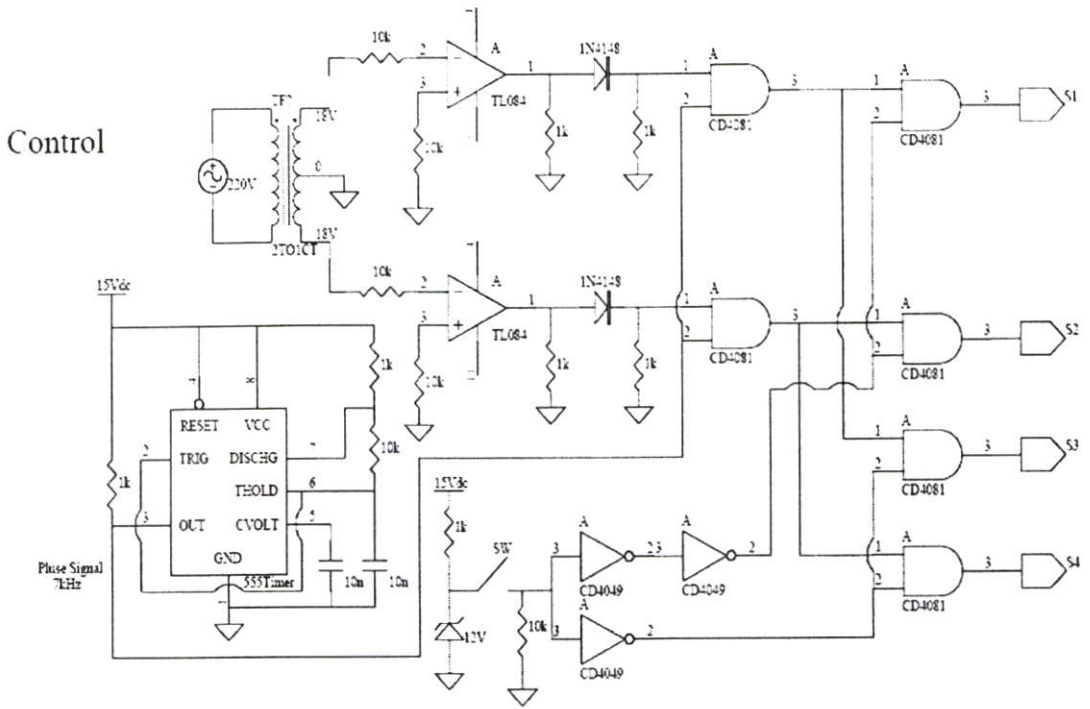
CD4049 : Not Gate



รูปที่ ข.1 วงจรกำลัง



รูปที่ ข.2 วงจรขับเกตของไทรริสเตอร์



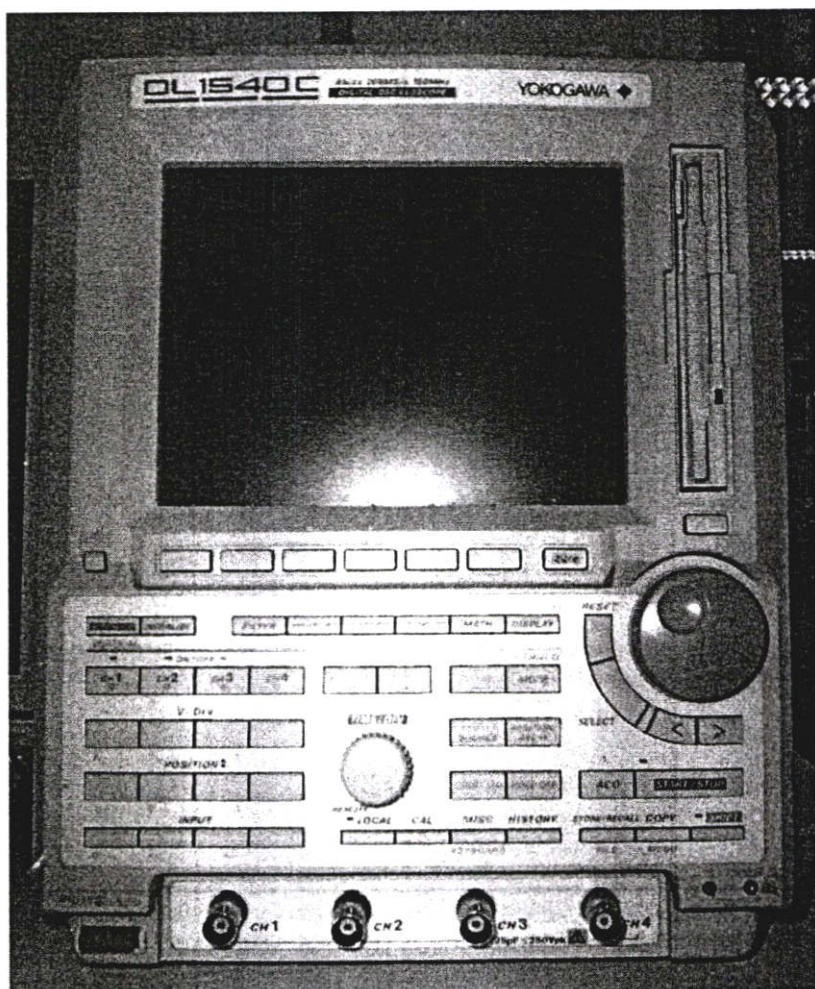
รูปที่ ข.3 วงจรควบคุมไทรริสเตอร์

ภาคผนวก ก

ข้อมูลเกี่ยวกับเครื่องมือที่ใช้ทดลอง

1) Portable Digital Oscilloscopes

Type	Yokogawa DL1540C/DL1540CL
Maximum Sampling Rate	200 MS/s
Analog Bandwidth	150 MHz
Vertical Resolution	8 bit



รูปที่ ก.1 Digital Oscilloscope ยี่ห้อ Yokogawa, 8 bits 200 MS/s, 150 Hz

2) Digital Multimeter

Type	Hewlett Packard 973A
Voltage Range	AC/DC 0-1000V
Current Range	AC/DC 0-10A
Frequency Range	20 kHz



รูปที่ ก.2 เครื่องมือวัดโวลต์-แอมป์ ยี่ห้อ Hewlett Packard 973A

3) Fluke 41B Power Quality Meter

Type	Fluke 41B
Voltage	5.0 – 600Vrms
Current	1.00 – 1000A
Watt/Volt-Amps	0.0W(VA) – 600kW
Frequency	6.0 – 99.9Hz



รูปที่ ค.3 เครื่องมือวัดกำลังงานอินพุท/เอาต์พุท ยี่ห้อ Fluke 41B

ภาคผนวก ง

**การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กเมื่อแรงดันแหล่งจ่ายและโหลด
เปลี่ยนแปลงฉับพลัน**

จากรูปที่ 5.1 และ 5.2 อินเวอร์เตอร์ที่ดับบลิวเอ็ม, ตัวกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับที่สองเอาต์พุต และโหลดความต้านทาน สามารถถูกเขียนเป็นสมการโมเดลได้

$$m = \frac{1}{T_i} \int_{-\infty}^t (v_{ref} - k_f v_o) d\tau \quad (จ.1)$$

$$v_o = L_o \frac{di_{Lo}}{dt} + v_l \quad (จ.2)$$

$$i_{Lo} = C_o \frac{dv_l}{dt} + \frac{v_l}{r_l} \quad (จ.3)$$

เมื่อ	m	=	รูปคลื่นการมีอคดูเลท
	v_{ref}	=	แรงดันอ้างอิง
	v_o	=	แรงดันเอาต์พุต
	v_p	=	แรงดันป้อนกลับการสวิตช์
	i_{Lo}	=	กระแสตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต
	v_l	=	แรงดันโหลด
	L_o	=	ตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต
	C_o	=	ตัวเก็บประจุเอาต์พุต
	T_i	=	ค่าคงที่เวลาอินทริเกรต
	r_l	=	โหลดความต้านทาน

เนื่องจากระบบที่ใช้อยู่บนพื้นฐานของพีดับบลิวเอ็ม ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตสามารถถูกประมาณได้จาก $v_o = mv_{dc} / A$ เมื่อ A เป็นขนาดสัญญาณพาหะ และประมาณการให้ $v_p = v_o$ แทนค่าในสมการที่ (จ.1) ถึง (จ.3) จะได้ว่า

$$\frac{dm}{dt} = \frac{1}{T_i} v_{ref} - \frac{k_f}{T_i A} mv_{dc} \quad (จ.4)$$

$$\frac{di_{Lo}}{dt} = \frac{1}{L_o A} mv_{dc} - \frac{1}{L_o} v_l \quad (จ.5)$$

$$\frac{dv_l}{dt} = \frac{1}{C_o} i_{L_o} - \frac{1}{r_l C_o} v_l \quad (3.6)$$

จากสมการที่ (3.4) ถึง (3.6) จะได้ State Variable Vector ของระบบเป็น $x = [m i_{L_o} v_l]^T$, Perturbation Vector ของระบบเป็น $u = [r_l v_{dc}]^T$ และเอาที่พู่ทของระบบเป็น $y = [v_l]$ โมเดลของสัญญาณขนาดเล็กจะได้

$$\frac{d\Delta\tilde{x}}{dt} = \mathbf{A}\Delta\tilde{x} + \mathbf{B}\Delta\tilde{u}, \quad \Delta\tilde{y} = \mathbf{C}\Delta\tilde{x} \quad (3.7)$$

เมื่อ

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{-k_f V_{dc}}{T_i A} & 0 & 0 \\ \frac{V_{dc}}{L_o A} & 0 & \frac{-1}{L_o} \\ 0 & \frac{1}{C_o} & \frac{-1}{R_l C_o} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-k_f M}{T_i A} \\ 0 & \frac{M}{L_o A} \\ \frac{I_{L_o}}{R_l C_o} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = [0 \quad 0 \quad 1]$$

จาก สมการ $\mathbf{Y}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U}(s)$ และสมมติให้ $r_l = R_l + \Delta\tilde{r}_l$ แทนสมการ โดยการประมวลผลด้วยโปรแกรม MATLAB จะได้

$$\Delta\tilde{y} = \left[\begin{array}{c} \frac{L_o I_{L_o} s}{s^2 R_l L_o C_o + s L_o + R_l} \\ \frac{R_l T_i M s}{(s T_i A + k_f V_{dc})(s^2 R_l L_o C_o + s L_o + R_l)} \end{array} \right]^T \Delta\tilde{u} \quad (3.8)$$

ดังนั้นฟังก์ชันของการเปลี่ยนแปลงโหนดสามารถถูกกำหนดได้โดย

$$\frac{\Delta\tilde{v}_l}{\Delta\tilde{r}_l} = \frac{L_o I_{L_o} s}{s^2 R_l L_o C_o + s L_o + R_l} \quad (3.9)$$

และฟังก์ชันของการเปลี่ยนแปลงแรงดันแหล่งจ่ายสามารถถูกกำหนดได้โดย

$$\frac{\Delta\tilde{v}_l}{\Delta\tilde{v}_{dc}} = \frac{R_l T_i M s}{(s T_i A + k_f V_{dc})(s^2 R_l L_o C_o + s L_o + R_l)} \quad (3.10)$$

ภาคผนวก จ

ข้อมูลเกี่ยวกับ IR2110

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs
- Also available LEAD-FREE

Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

Product Summary

V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{\text{O+/-}}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{\text{on/off}}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

Packages

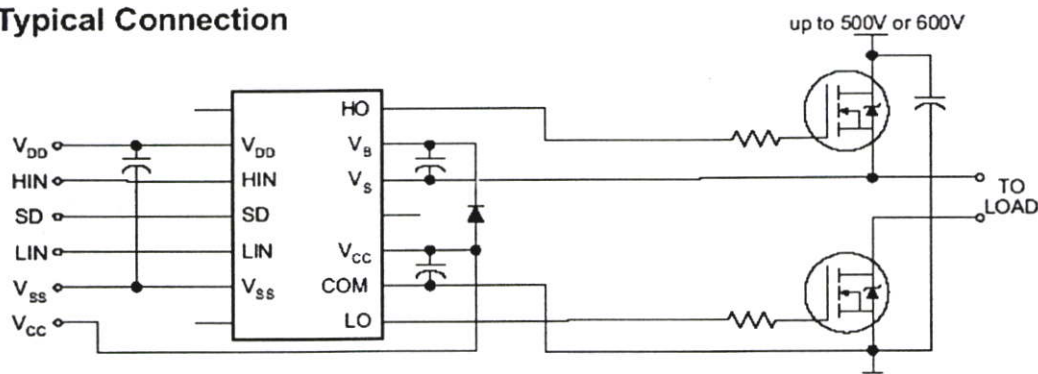


14-Lead PDIP
IR2110/IR2113



16-Lead SOIC
IR2110S/IR2113S
(Also available
LEAD-FREE (PbF))

Typical Connection



(Refer to Lead Assignments for correct pin configuration). This/These diagram(s) show electrical connections only. Please refer to our Application Notes and DesignTips for proper circuit board layout.

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

International
IOR Rectifier

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V _B	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V	
	(IR2113)	-0.3	625		
V _S	High side floating supply offset voltage	V _B - 25	V _B + 0.3		
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3		
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	-0.3	25		
V _{LO}	Low side output voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3		
V _{DD}	Logic supply voltage	-0.3	V _{SS} + 25		
V _{SS}	Logic supply offset voltage	V _{CC} - 25	V _{CC} + 0.3		
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS} - 0.3	V _{DD} + 0.3		
dV _S /dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50		V/ns
P _D	Package power dissipation @ T _A ≤ +25°C	(14 lead DIP)	—	1.6	W
		(16 lead SOIC)	—	1.25	
R _{THJA}	Thermal resistance, junction to ambient	(14 lead DIP)	—	75	°C/W
		(16 lead SOIC)	—	100	
T _J	Junction temperature	—	150	°C	
T _S	Storage temperature	-55	150		
T _L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High side floating supply absolute voltage	V _S + 10	V _S + 20	V
V _S	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	10	20	
V _{LO}	Low side output voltage	0	V _{CC}	
V _{DD}	Logic supply voltage	V _{SS} + 3	V _{SS} + 20	
V _{SS}	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	
T _A	Ambient temperature	-40	125	°C

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to -V_{BS}. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When V_{DD} < 5V, the minimum V_{SS} offset is limited to -V_{DD}.

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, C_L = 1000 pF, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t_{on}	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	$V_S = 0V$
t_{off}	Turn-off propagation delay	8	—	94	125		$V_S = 500V/600V$
t_{sd}	Shutdown propagation delay	9	—	110	140		$V_S = 500V/600V$
t_r	Turn-on rise time	10	—	25	35		
t_f	Turn-off fall time	11	—	17	25		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	(IR2110) (IR2113)	—	—	—		10 20

Static Electrical Characteristics

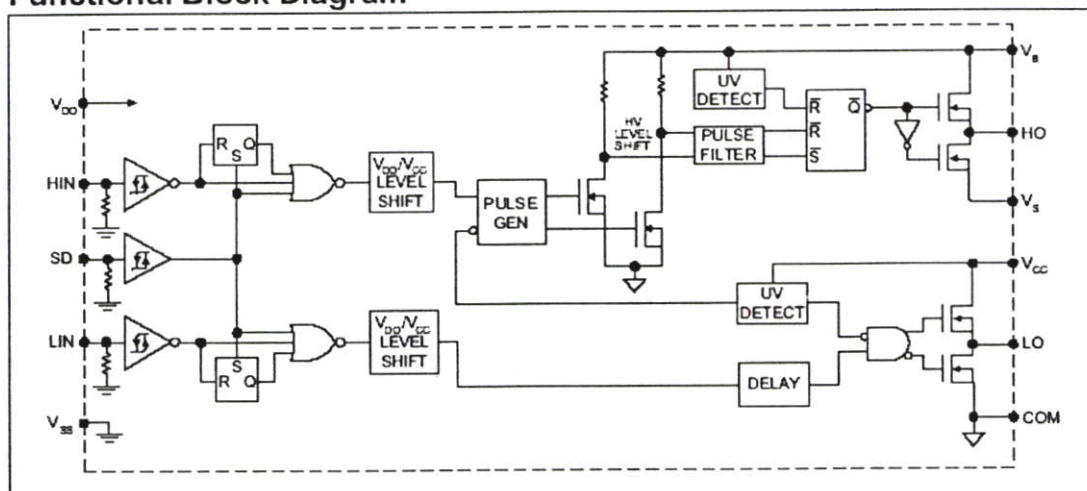
V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The V_{IN} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V_{IH}	Logic "1" input voltage	12	9.5	—	—	V	
V_{IL}	Logic "0" input voltage	13	—	—	6.0		
V_{OH}	High level output voltage, $V_{BIAS} - V_O$	14	—	—	1.2		$I_O = 0A$
V_{OL}	Low level output voltage, V_O	15	—	—	0.1		$I_O = 0A$
I_{LK}	Offset supply leakage current	16	—	—	50	μA	$V_B = V_S = 500V/600V$
I_{OBS}	Quiescent V_{BS} supply current	17	—	125	230		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{OCC}	Quiescent V_{CC} supply current	18	—	180	340		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{ODD}	Quiescent V_{DD} supply current	19	—	15	30		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{IN+}	Logic "1" input bias current	20	—	20	40		$V_{IN} = V_{DD}$
I_{IN-}	Logic "0" input bias current	21	—	—	1.0		$V_{IN} = 0V$
V_{BSUV+}	V_{BS} supply undervoltage positive going threshold	22	7.5	8.6	9.7	V	
V_{BSUV-}	V_{BS} supply undervoltage negative going threshold	23	7.0	8.2	9.4		
V_{CCUV+}	V_{CC} supply undervoltage positive going threshold	24	7.4	8.5	9.6		
V_{CCUV-}	V_{CC} supply undervoltage negative going threshold	25	7.0	8.2	9.4		
I_{O+}	Output high short circuit pulsed current	26	2.0	2.5	—	A	$V_O = 0V$, $V_{IN} = V_{DD}$ $PW \leq 10 \mu s$
I_{O-}	Output low short circuit pulsed current	27	2.0	2.5	—		$V_O = 15V$, $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

International
IR Rectifier

Functional Block Diagram



Lead Definitions

Symbol	Description
V _{DD}	Logic supply
HIN	Logic input for high side gate driver output (HO), in phase
SD	Logic input for shutdown
LIN	Logic input for low side gate driver output (LO), in phase
V _{SS}	Logic ground
V _B	High side floating supply
HO	High side gate drive output
V _S	High side floating supply return
V _{CC}	Low side supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

Lead Assignments

<p>14 Lead PDIP</p>	<p>16 Lead SOIC (Wide Body) (Also available LEAD-FREE (PbF))</p>
IR2110/IR2113	IR2110S/IR2113S
Part Number	

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

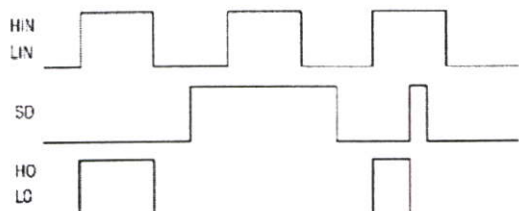


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

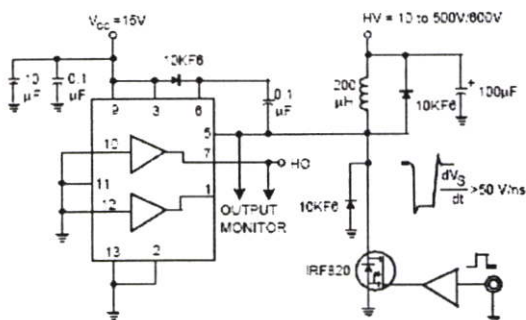


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

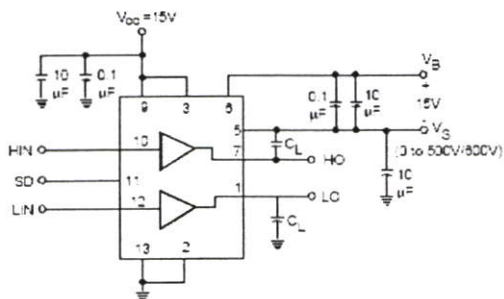


Figure 3. Switching Time Test Circuit

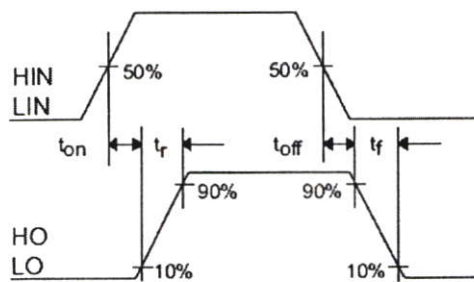


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

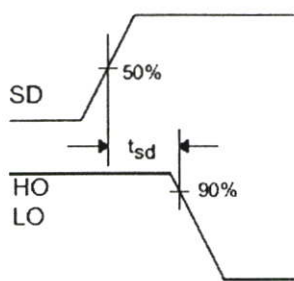


Figure 5. Shutdown Waveform Definitions

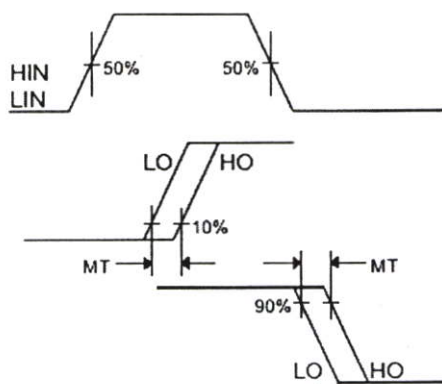


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

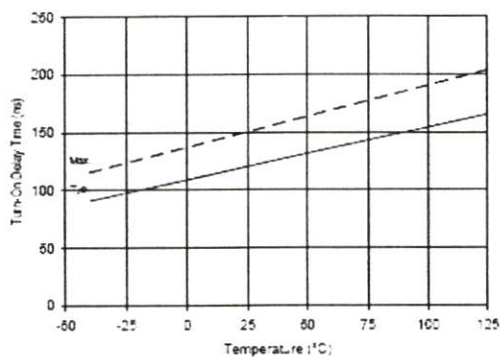
International
IR Rectifier

Figure 7A. Turn-On Time vs. Temperature

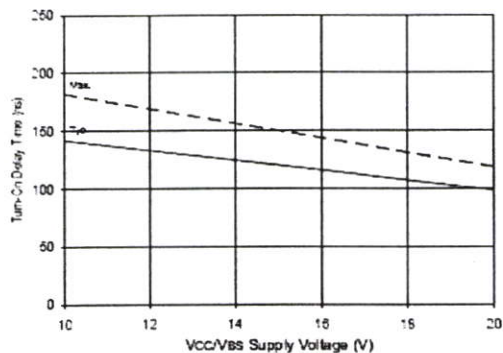


Figure 7B. Turn-On Time vs. Vcc/Vss Supply Voltage

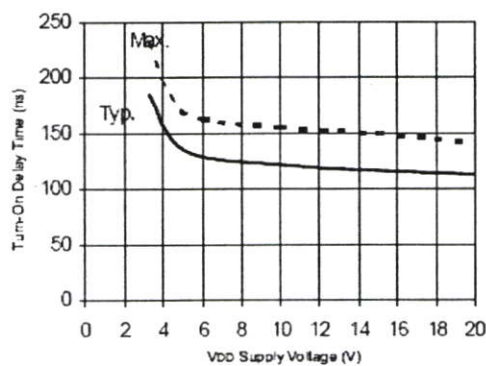


Figure 7C. Turn-On Time vs. VDD Supply Voltage

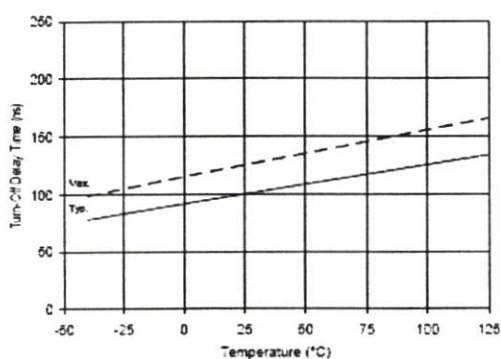


Figure 8A. Turn-Off Time vs. Temperature

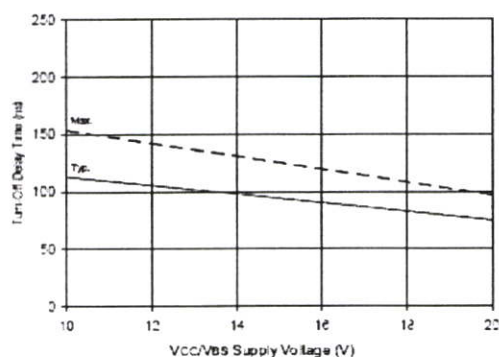


Figure 8B. Turn-Off Time vs. Vcc/Vss Supply Voltage

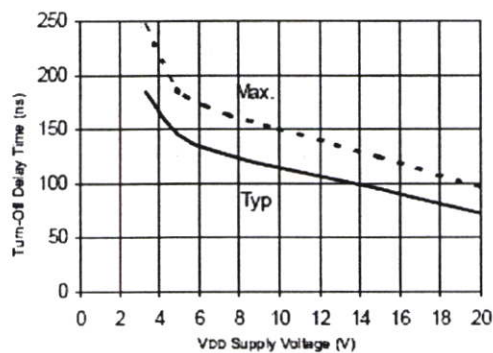


Figure 8C. Turn-Off Time vs. VDD Supply Voltage

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

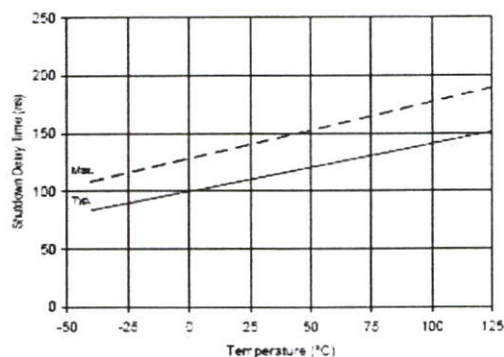


Figure 9A. Shutdown Time vs. Temperature

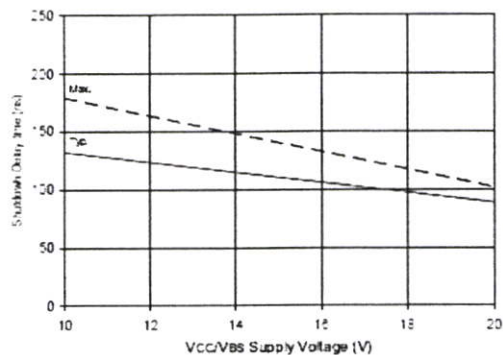


Figure 9B. Shutdown Time vs. Vcc/Vs Supply Voltage

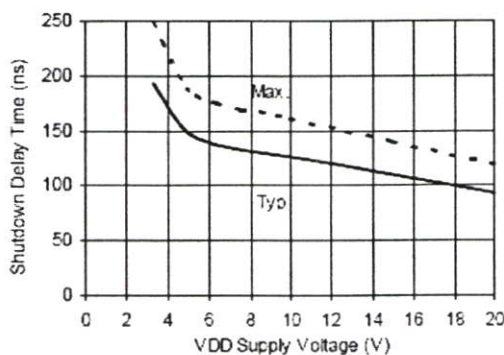


Figure 9C. Shutdown Time vs. VDD Supply Voltage

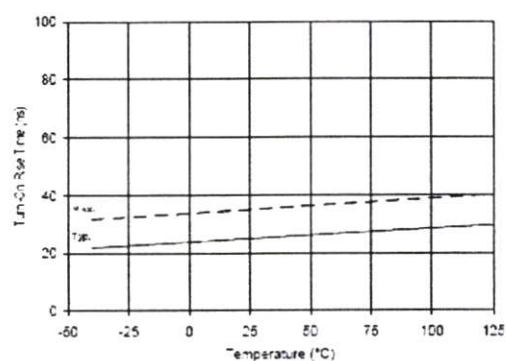


Figure 10A. Turn-On Rise Time vs. Temperature

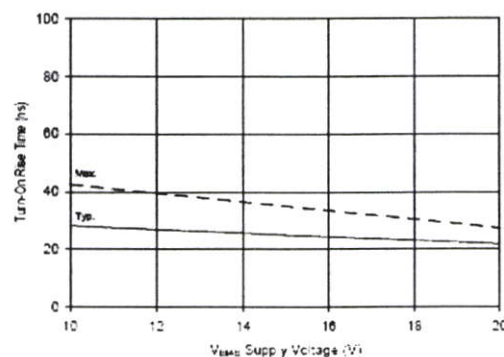


Figure 10B. Turn-On Rise Time vs. Voltage

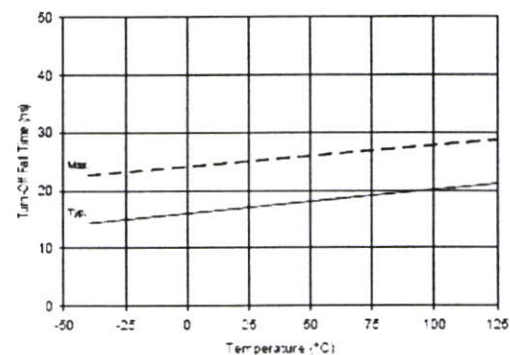


Figure 11A. Turn-Off Fall Time vs. Temperature

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

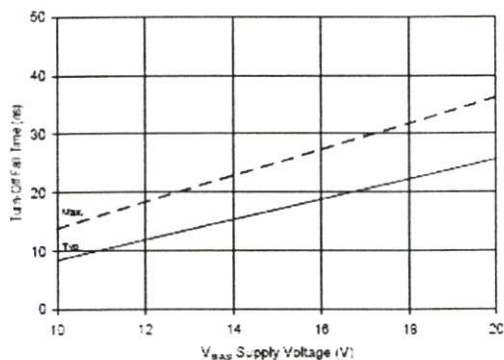
International
IR Rectifier

Figure 11B. Turn-Off Fall Time vs. Voltage

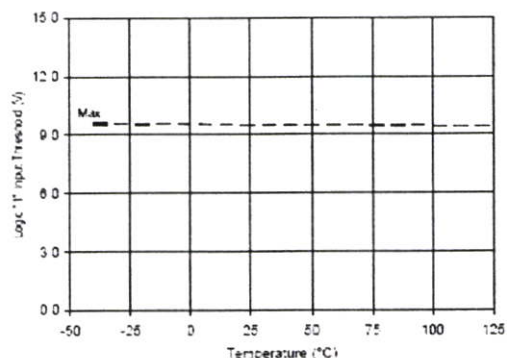


Figure 12A. Logic "1" Input Threshold vs. Temperature

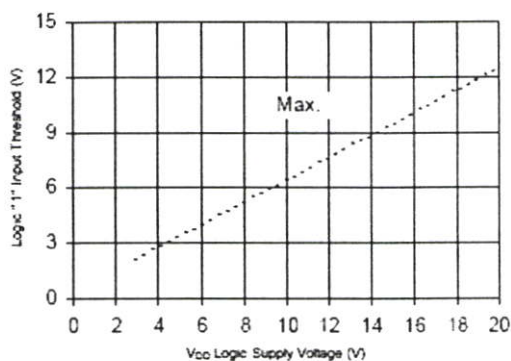


Figure 12B. Logic "1" Input Threshold vs. Voltage

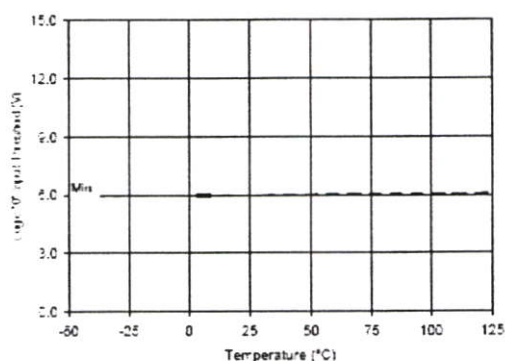


Figure 13A. Logic "0" Input Threshold vs. Temperature

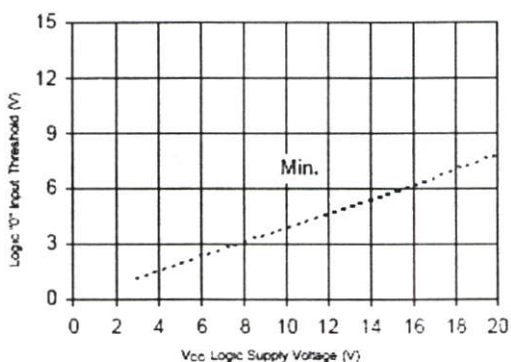


Figure 13B. Logic "0" Input Threshold vs. Voltage

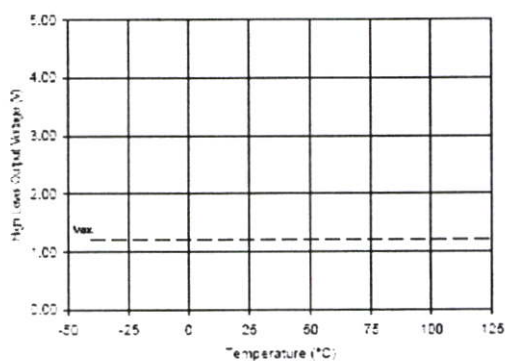


Figure 14A. High Level Output vs. Temperature

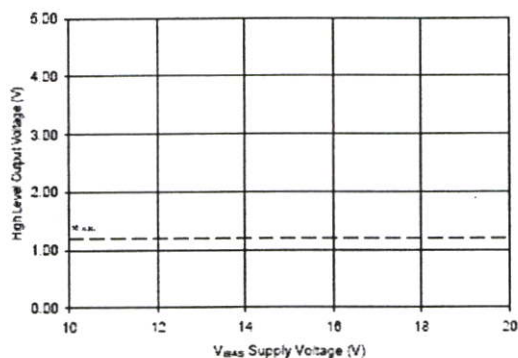


Figure 14B. High Level Output vs. Voltage

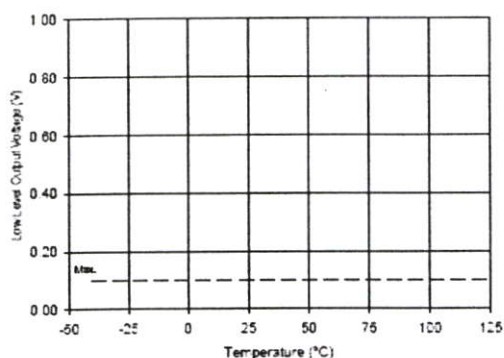


Figure 15A. Low Level Output vs. Temperature

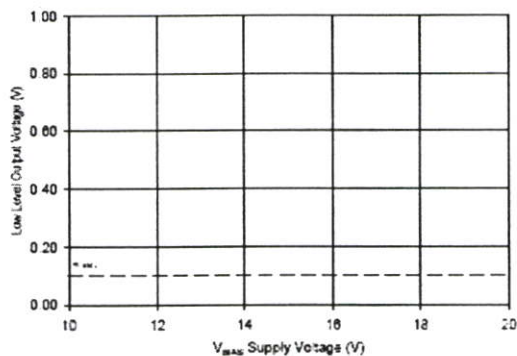


Figure 15B. Low Level Output vs. Voltage

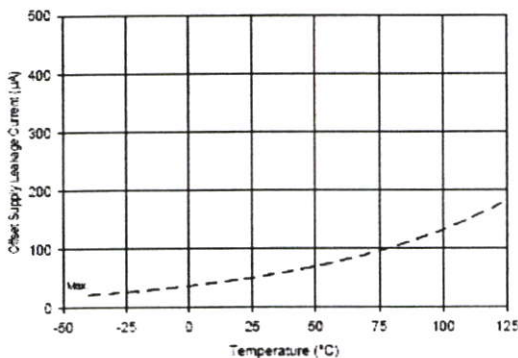


Figure 16A. Offset Supply Current vs. Temperature

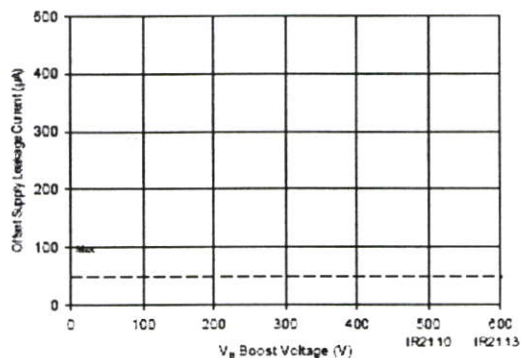
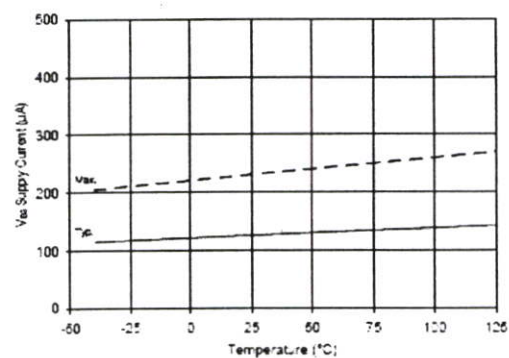


Figure 16B. Offset Supply Current vs. Voltage

Figure 17A. V_{BIS} Supply Current vs. Temperature

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

International
IOR Rectifier

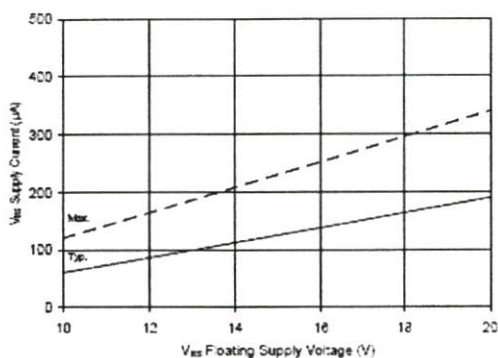


Figure 17B. V_{BS} Supply Current vs. Voltage

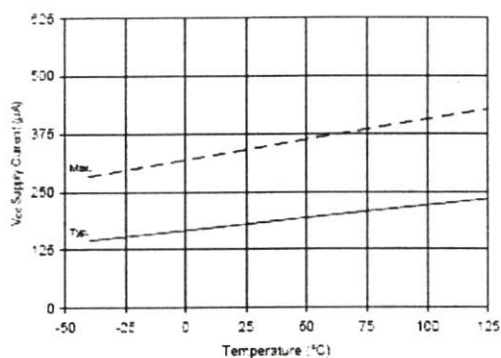


Figure 18A. V_{CC} Supply Current vs. Temperature

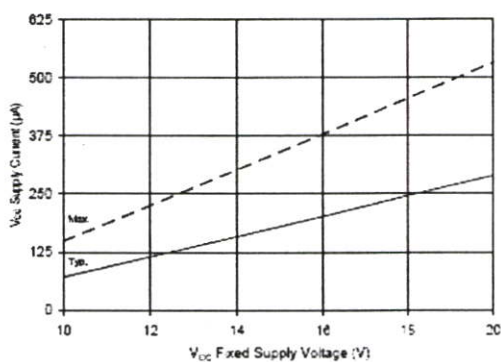


Figure 18B. V_{CC} Supply Current vs. Voltage

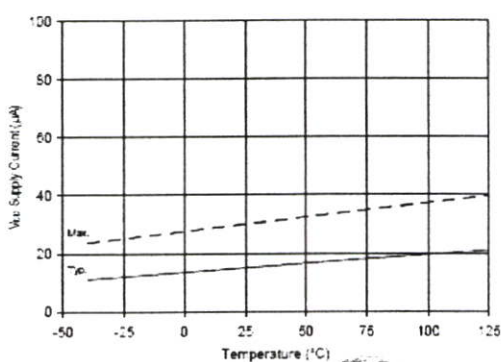


Figure 19A. V_{DD} Supply Current vs. Temperature

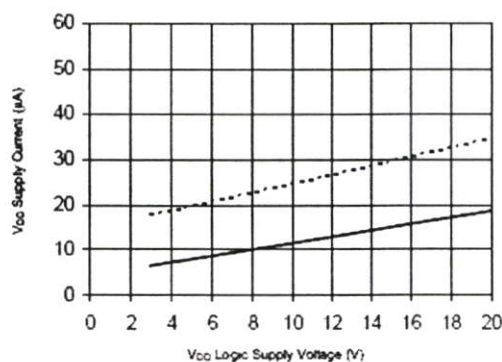


Figure 19B. V_{DD} Supply Current vs. V_{DD} Voltage

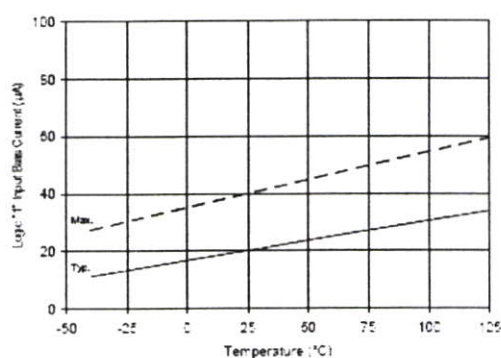


Figure 20A. Logic "1" Input Current vs. Temperature

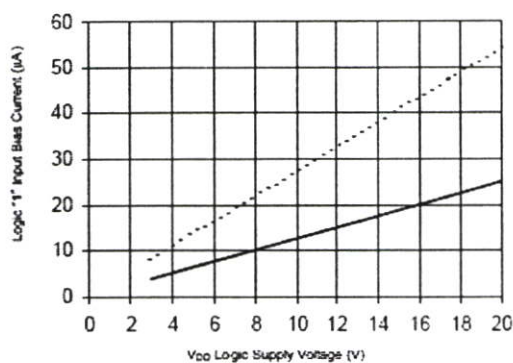
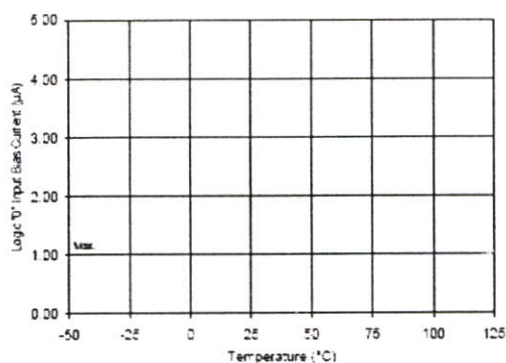
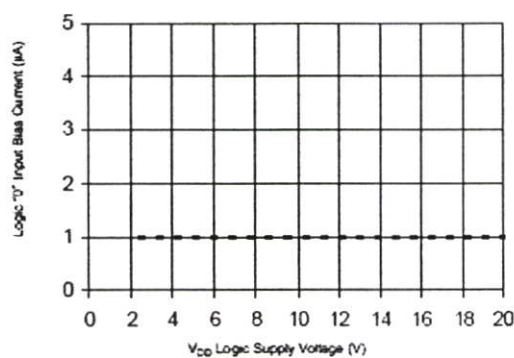
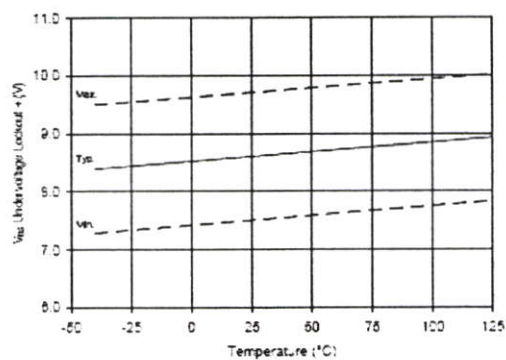
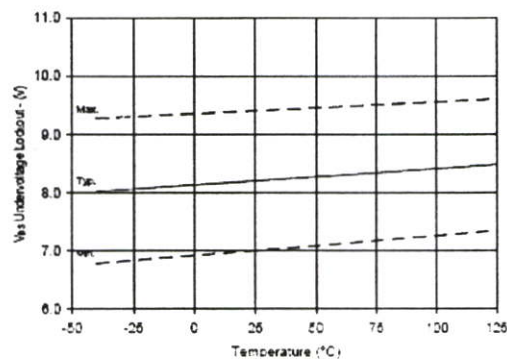
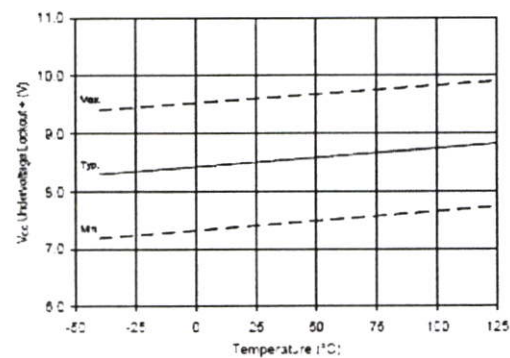
Figure 20B. Logic "1" Input Current vs. V_{DD} Voltage

Figure 21A. Logic "0" Input Current vs. Temperature

Figure 21B. Logic "0" Input Current vs. V_{DD} VoltageFigure 22. V_{AS} Undervoltage (+) vs. TemperatureFigure 23. V_{AS} Undervoltage (-) vs. TemperatureFigure 24. V_{CC} Undervoltage (+) vs. Temperature

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

International
IR Rectifier

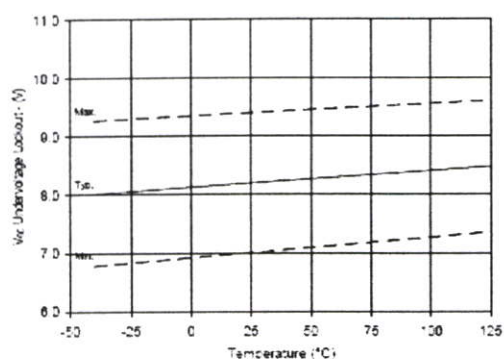


Figure 25. Vcc Undervoltage (-) vs. Temperature

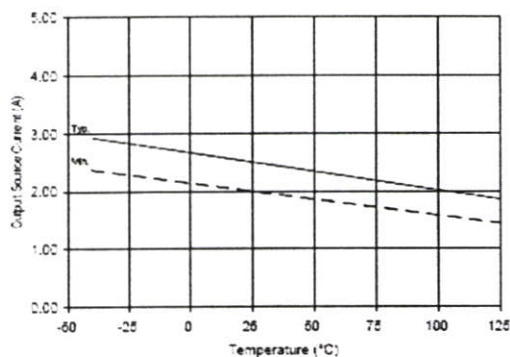


Figure 26A. Output Source Current vs. Temperature

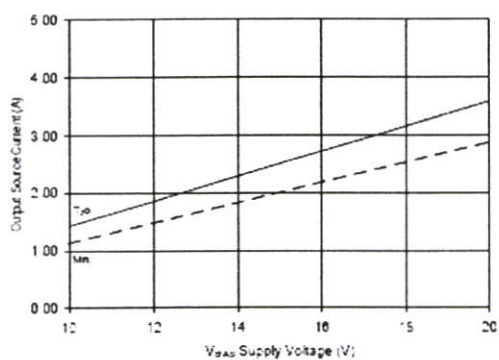


Figure 26B. Output Source Current vs. Voltage

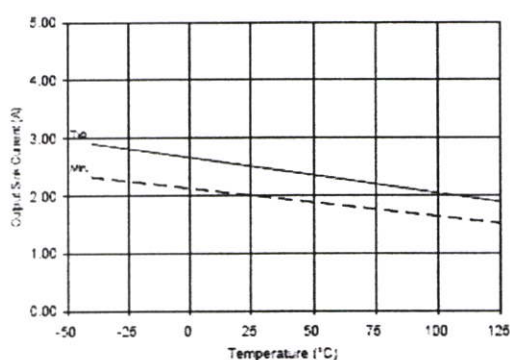


Figure 27A. Output Sink Current vs. Temperature

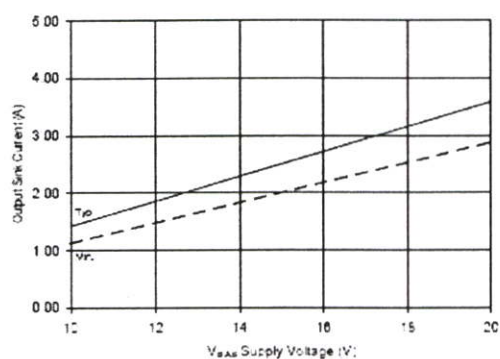


Figure 27B. Output Sink Current vs. Voltage

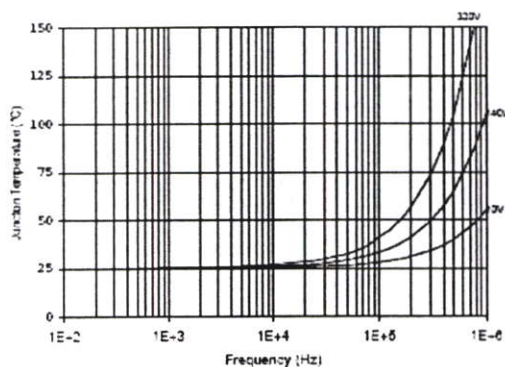


Figure 28. IR2110/IR2113 T_j vs. Frequency
(IRFBC20) R_{GATE} = 33Ω, V_{CC} = 15V

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

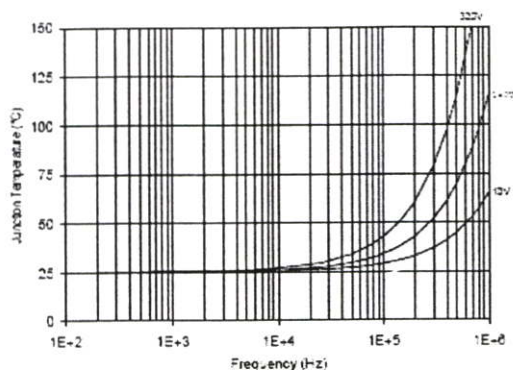


Figure 29. IR2110/IT2113 T_j vs. Frequency (IRFBC30) $R_{GATE} = 22\Omega$, $V_{CC} = 15V$

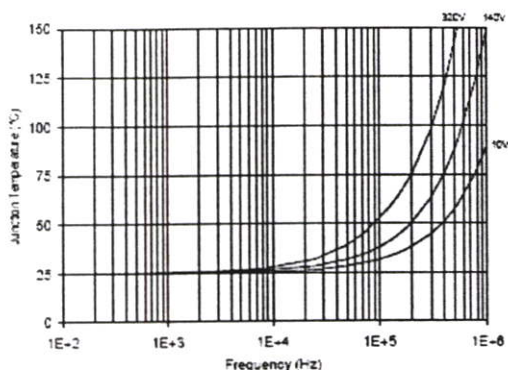


Figure 30. IR2110/IR2113 T_j vs. Frequency (IRFBC40) $R_{GATE} = 15\Omega$, $V_{CC} = 15V$

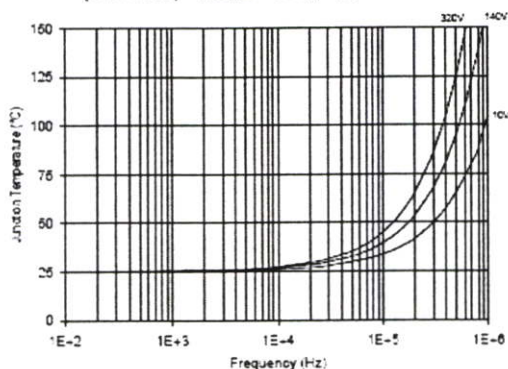


Figure 31. IR2110/IR2113 T_j vs. Frequency (IRFPE50) $R_{GATE} = 10\Omega$, $V_{CC} = 15V$

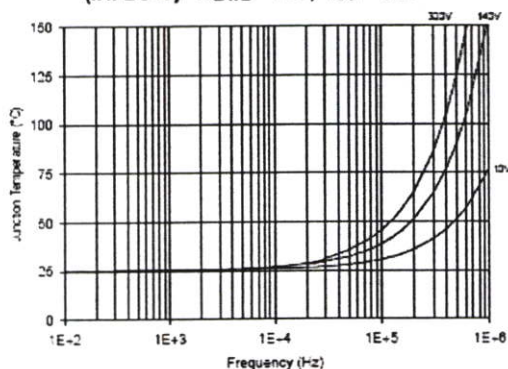


Figure 32. IR2110S/IR2113S T_j vs. Frequency (IRFBC20) $R_{GATE} = 33\Omega$, $V_{CC} = 15V$

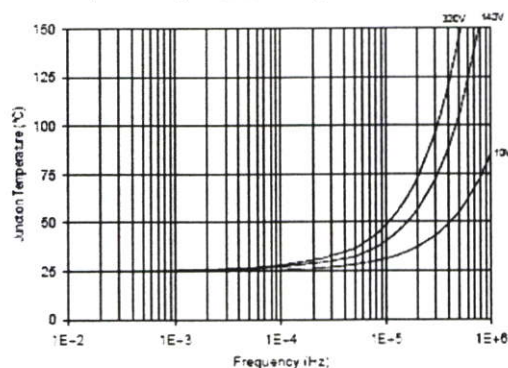


Figure 33. IR2110S/IR2113S T_j vs. Frequency (IRFBC30) $R_{GATE} = 22\Omega$, $V_{CC} = 15V$

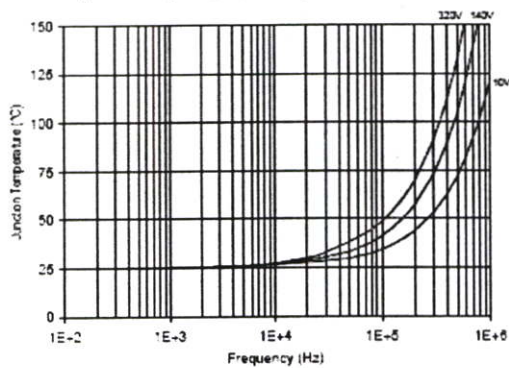


Figure 34. IR2110S/IR2113S T_j vs. Frequency (IRFBC40) $R_{GATE} = 15\Omega$, $V_{CC} = 15V$

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

International
IR Rectifier

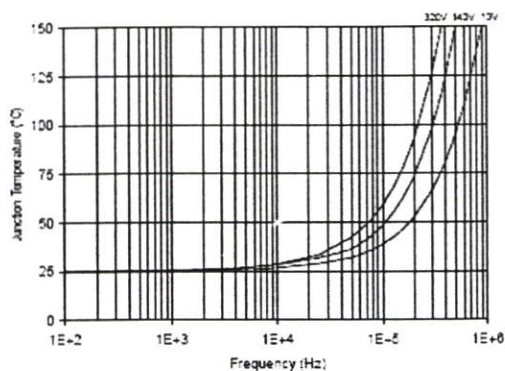


Figure 35. IR2110S/IR2113S T_j vs. Frequency (IRFPE50)
 $R_{GATE} = 10\Omega$, $V_{CC} = 15V$

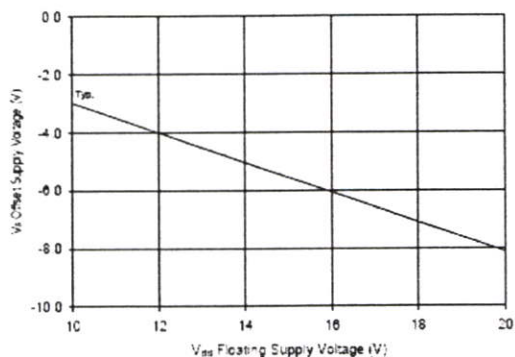


Figure 36. Maximum V_s Negative Offset vs.
 V_{ss} Supply Voltage

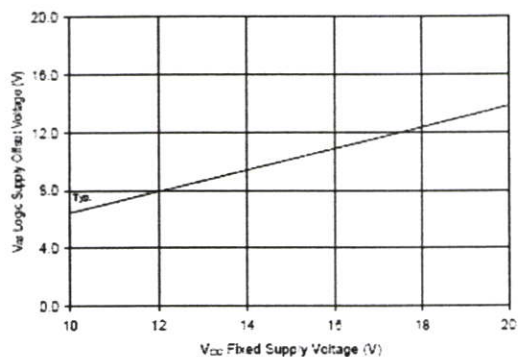
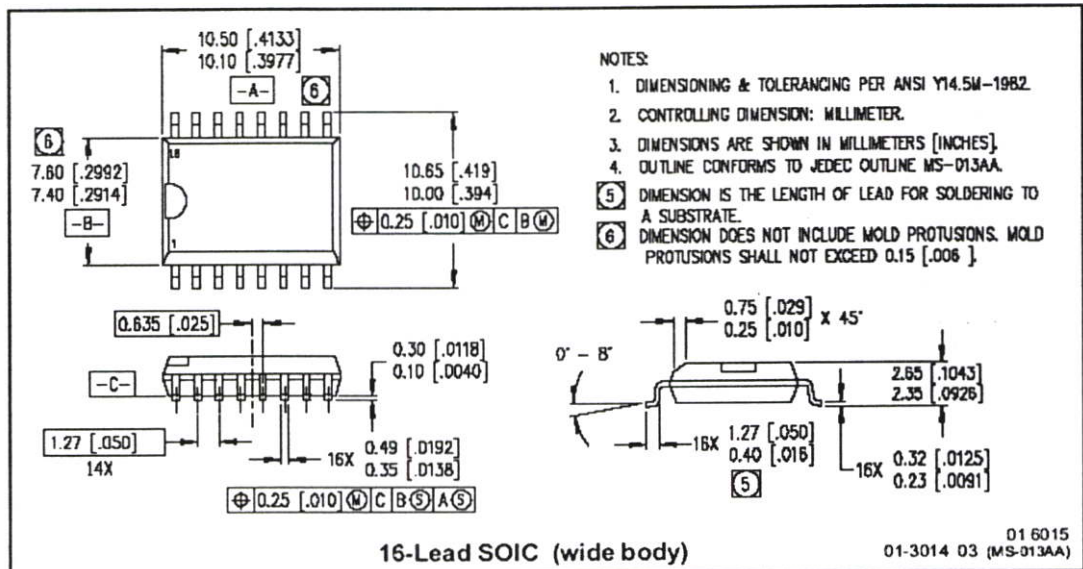
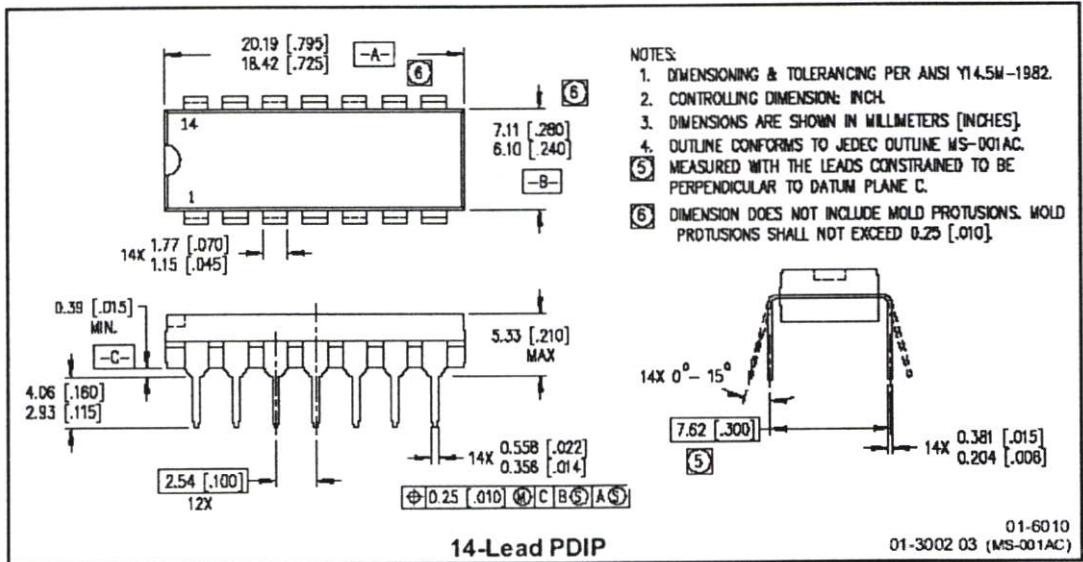


Figure 37. Maximum V_{ss} Positive Offset vs.
 V_{CC} Supply Voltage

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

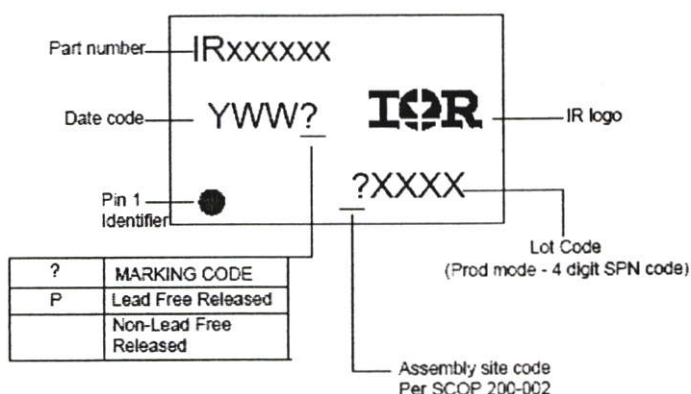
Case Outlines



IR2110(s)/IR2113(S) & (PbF)

International
IOR Rectifier

LEADFREE PART MARKING INFORMATION



ORDER INFORMATION

Basic Part (Non-Lead Free)

14-Lead PDIP IR2110 order IR2110
 14-Lead PDIP IR2113 order IR2113
 16-Lead SOIC IR2110S order IR2110S
 16-Lead SOIC IR2113S order IR2113S

Leadfree Part

14-Lead PDIP IR2110 order IR2110PbF
 14-Lead PDIP IR2113 order IR2113PbF
 16-Lead SOIC IR2110S order IR2110SPbF
 16-Lead SOIC IR2113S order IR2113SPbF

International
IOR Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245 Tel: (310) 252-7105

This product has been qualified per industrial level

Data and specifications subject to change without notice. 4/2/2004

ประวัติผู้เขียน

นายวิศวกรรม กานดิฎฐ เกิดเมื่อวันที่ 1 มีนาคม พ.ศ. 2523 ที่จังหวัดราชบุรี สำเร็จการศึกษา
วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยหอการค้าไทย ปีการศึกษา 2544