

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟสโดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบอินทิกรัล

A Single Phase AC Power Supply Using Integral Control Technique



อาทิตย์ ตีรณปัญญารักษ์
ARTID TEERANAPANYAPORN

อพ.
๑๖๒/๒
๒๕๕๑

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

b. 120 3900 ๗
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกสิ่งนี้ขึ้นที่อื่นหรือส่งไปยังเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
พ.ศ.2551
KMITL-2008-EN-M-020-189

A Single Phase AC Power Supply Using Integral Control Technique



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

2008

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ **KMITL-2008-EN-M-020-189** อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟสโดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบอินทิกรัล

นักศึกษา

นาย อาทิตย์ ตีรณปัญญาภรณ์

รหัสนักศึกษา

46060718

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2551

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้เสนอการออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟสด้วยเทคนิคการควบคุมแบบอินทิกรัล โดยการป้อนกลับสัญญาณพีคบัลลิวเอ็มซีเอ็นไอโพลาร์ทางด้านเอาต์พุตผ่านวงจรรีเซทอินทิกรัลเปรียบเทียบกับสัญญาณไซน์อ้างอิงเพื่อช่วยในการควบคุมระบบ การควบคุมนี้มีข้อดีที่ลดค่าตัวเก็บประจุที่บัสเชื่อมต่อโยงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้มีขนาดเล็ก ซึ่งมีผลในการปรับปรุงตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตและคุณภาพของกระแสอินพุต โดยเทคนิคการควบคุมแบบอินทิกรัลอย่างง่ายจะถูกนำมาใช้ในการควบคุมอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสฟูลบริดจ์ ซึ่งในส่วนแรกจะทำการศึกษาและวิเคราะห์หลักการการทำงานของวงจรรีเซทอินทิกรัล ตลอดจนคุณสมบัติการทำงานต่างๆเพื่อใช้ออกแบบวงจรกำลังหลักและสร้างระบบควบคุมการทำงาน

Thesis Title	A Single Phase AC Power Supply Using Integral Control Technique
Student	Mr. Artid Teeranapanyaporn
Student ID.	46060718
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2008
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Vijit Kinnares

ABSTRACT

In this thesis, a 1 phase ac power supply using integral control is designed and implemented. This technique is based on a comparison between Unipolar PWM switching output via a reset integral control circuit and sinusoidal reference 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. 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.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงได้เป็นอย่างดี ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์ซึ่งขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร. วิจิตร กิมเรศ อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ที่ได้ให้ความรู้ ให้คำปรึกษาแนะนำความช่วยเหลือในด้านต่างๆเกี่ยวกับการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มาโดยตลอด

ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์และห้องวิจัยPMC ที่เป็นแหล่งสนับสนุนทางด้านตำราและเอกสารอ้างอิง รวมทั้งเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทำวิจัย

ขอขอบคุณเพื่อนนักศึกษาในภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุกคนที่ให้ความช่วยเหลือเสนอแนะผู้วิจัยอย่างใกล้ชิด

ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา ที่เป็นผู้ให้กำลังใจในการศึกษาเล่าเรียนและเป็นผู้สนับสนุนในทุกสิ่งทุกอย่างตลอดมา

คุณค่าและประโยชน์ที่พึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแต่ บิดา มารดา คุณครูบา อาจารย์และผู้มีพระคุณทุกท่าน

อาทิตย์ ตีรณปัญญารณ

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 วิธีการศึกษาและวิจัย.....	3
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
1.5 ประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์.....	3
1.6 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานของวงจรแปลงผันไฟฟ้าชนิดเอช-ดีซีหนึ่งเฟส.....	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 องค์ประกอบที่ไม่เป็นไซนูซอยด์ลของรูปคลื่น.....	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 คุณสมบัติของวงจรเรียงกระแสที่ $v_d(t) = V_d$	23
2.3.4 วงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์ที่มีตัวเก็บประจุฟิลเตอร์.....	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.4 ตัวอย่างการปรับปรุงยูนิตอินเวอร์เตอร์เฟสแบบเฟสเดียว.....	30
2.4.1 วงจรกรองชนิดพาสซีฟ.....	31
2.4.2 วงจรรูปแบบแอกทิฟสำหรับกระแสอินพุต.....	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 อินเวอร์เตอร์แบบมีอคดูเลตตามความกว้างพัลส์.....	39
3.2.2.2 อินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่นจัตุรัส.....	43
3.2.2.3 อินเวอร์เตอร์แบบขยเล็กแรงดันเฟสเดียว.....	44
3.3 อินเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งเฟส.....	44
3.3.1 อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์ครึ่งลูกคลื่น.....	44
3.3.2 อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์เต็มลูกคลื่น.....	45
3.3.2.1 การมีอคดูเลตตามความกว้างพัลส์ที่มีการสวิทช์แรงดันแบบสองขั้ว.....	46
3.3.2.2 การมีอคดูเลตตามความกว้างพัลส์ที่มีการสวิทช์แรงดันแบบขั้วเดียว.....	47
3.4 เทคนิคการควบคุมอินเวอร์เตอร์ในรูปแบบอื่นๆ.....	49
3.4.1 เทคนิคการมีอคดูเลตตามความกว้างพัลส์แบบวิธีกำจัดฮาร์มอนิกส์.....	49
3.4.2 เทคนิคการมีอคดูเลตตามความกว้างพัลส์แบบกระแสกระเพื่อมต่ำสุด.....	51
3.4.3 เทคนิคการปรับตัวของรูปคลื่นกระแสฟีดแบคบลิวเอ็ม.....	52
3.4.4 เทคนิคเดลด้ามีอคดูเลเตอร์.....	54
3.5 บทสรุป.....	56

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

บทที่ 4 ทฤษฎีและหลักการดำเนินงานของตัวควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัล.....	57
4.1 บทนำ.....	57
4.2 หลักการควบคุมการทำงานแบบรีเซตอินทิกรัล.....	57
4.2.1 คุณสมบัติของการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัล.....	61
4.3 การควบคุมพีดับลิวเอ็มแบบยูนิโพลาร์.....	62
4.4 หลักการดำเนินงานวงจรการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัล.....	64
4.5 บทสรุป.....	65
บทที่ 5 การออกแบบวงจรกำลัง และวงจรควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัล.....	66
5.1 บทนำ.....	66
5.2 การออกแบบวงจรกำลัง.....	66
5.2.1 วงจรเรียงกระแสบริดจ์ไดโอดหนึ่งเฟส.....	67
5.2.2 ตัวเก็บประจุบัสกระแสตรง.....	67
5.2.3 วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส.....	69
5.2.4 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสองทางเอาต์พุต (ตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต และตัวเก็บประจุเอาต์พุต).....	69
5.2.5 วงจรเคดไทม์ และวงจรขับเกท.....	71
5.2.6 วงจรตรวจจับแรงดันเอาต์พุตพีดับลิวเอ็ม.....	74
5.3 การออกแบบวงจรควบคุม.....	76
5.3.1 วงจรควบคุมพีไอ.....	76
5.3.2 วงจรสร้างสัญญาณควบคุมอินทิกรัลแบบยูนิโพลาร์.....	78
5.3.3 วงจรสร้างสัญญาณความถี่.....	80
5.4 บทสรุป.....	80
บทที่ 6 ผลการทดลอง.....	81
6.1 การทดสอบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะทางด้านอินพุต.....	82
6.2 การทดสอบสมรรถนะทางด้านอินพุต โดยการเปลี่ยนแปลงโหลดทางด้านเอาต์พุต.....	84

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
6.3 การทดสอบเพื่อเปรียบเทียบ	
สมรรถนะทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์.....	85
6.4 สรุป.....	88
บทที่ 7 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	89
7.1 สรุปผลการทดลอง.....	89
7.2 ปัญหาในงานวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	91
เอกสารอ้างอิง.....	92
ภาคผนวก ก.....	94
ภาคผนวก ข.....	106
ภาคผนวก ค.....	110
ประวัติผู้เขียน.....	122

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	การใช้คุณลักษณะฟังก์ชันในการวิเคราะห์ฟูเรียร์.....9
6.1.1	ผลการทดลองแสดงค่า DPF , THD_i และ PF ทางด้านอินพุต เมื่อค่าตัวเก็บประจุเปลี่ยนแปลง.....82
6.2.1	ผลการทดลองแสดงค่า DPF , THD_i และ PF ทางด้านอินพุต เมื่อค่าโหลดเปลี่ยนแปลง.....84
6.3.1	ค่า% THD_i ทางด้านเอาต์พุต เมื่อค่าตัวเก็บประจุเปลี่ยนไป.....86
6.3.2	ค่า% THD_v ทางด้านเอาต์พุต เมื่อค่าตัวเก็บประจุเปลี่ยนไป.....86



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับแบบหนึ่งเฟสที่ใช้กันทั่วไป ที่ไม่มีวงจรแก้ตัวประกอบกำลัง.....	1
1.2 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับแบบหนึ่งเฟสที่ใช้กันทั่วไป ที่มีวงจรแก้ตัวประกอบกำลัง.....	2
1.3 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับแบบหนึ่งเฟสที่นำเสนอ.....	2
2.1 บล็อกไดโอดแกรมของวงจรแปลงผันไฟฟ้าชนิดเอซี-ดีซี.....	6
2.2 ลักษณะรูปคลื่นกระแสที่ผิดเพี้ยน.....	9
2.3 แสดงความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้า (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) แสดงวงจรเรียงกระแสที่แรงดันดีซีเชื่อมโยงครั้งที่.....	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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.17 แสดงความสัมพันธ์ของ V_d และ <i>Crest Factor</i> ของวงจรในรูปที่ 2.14(a) เมื่อ v_d คงที่.....	27
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_r ที่ถูกปรับปรุง.....	31
2.22 (a) วงจรกรองชนิดแอกทีฟ.....	32
(b) รูปคลื่น v_r และ i_r	32
(c) รูปคลื่น $ v_r $ และ i_L	33
2.23 โหมตการสวิตช์วงจรแปลงผันไฟฟ้าของยูทิลิตี้อินเตอร์เฟส.....	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 แสดงการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์กับรูปคลื่นไซน์ชอยด์ล.....	42
3.4 กราฟแสดงการควบคุมแรงดัน โดยแปรค่า m_d	43
3.5 แสดงการสวิตช์ของรูปคลื่นจัตุรัส และสเปกตรัม.....	44
3.6 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์ครึ่งลูกคลื่น.....	44
3.7 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์เต็มลูกคลื่น.....	45
3.8 แสดงการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ที่มีการสวิตช์แรงดันแบบสองขั้ว.....	46
3.9 แสดงการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ที่มีการสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียวและสเปกตรัม.....	48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า	
3.10	แสดงรูปคลื่นการมีอคดูแลดด้วยวิธีการกำจัดฮาร์มอนิกส์.....	49
3.11	แสดงวงจรสร้างสัญญาณของเทคนิคการปรับตัวของรูปคลื่นกระแสพีคดับลิวเอ็ม.....	53
3.12	แสดงรูปคลื่นของเทคนิคการปรับตัวของรูปคลื่นกระแสพีคดับลิวเอ็ม.....	53
3.13	แสดงวงจรเคลด้ามีอคดูแลดอร์อย่างง่าย.....	54
3.14	แสดงรูปคลื่นของเทคนิคเคลด้ามีอคดูแลดอร์อย่างง่าย.....	55
3.15	แสดงการเกิดรูปคลื่นการสวิตซ์ของเทคนิคเคลด้ามีอคดูแลดอร์ที่มีคาบไม่คงที่.....	55
4.1	ฟังก์ชันของการสวิตซ์.....	58
4.2	การควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลที่มีการสวิตซ์คงที่.....	59
4.3	ฟังก์ชันการสวิตซ์แบบคงที่ของการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัล.....	60
4.4	การทำงานของ การควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัล เมื่อแรงดันแหล่งจ่ายมีการเปลี่ยนแปลง.....	61
4.5	การทำงานของ การควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัล เมื่อแรงดันแหล่งจ่ายมีการเปลี่ยนแปลง.....	62
4.6	วงจรรีเซตอินทิกรัลสำหรับพีคดับลิวเอ็มแบบยูนิโพลาร์.....	63
4.7	แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟส โดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบอินทิกรัล.....	63
4.8	สัญญาณการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลเมื่อใช้กับพีคดับลิวเอ็มแบบยูนิโพลาร์.....	64
5.1	วงจรกำลังของระบบอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแบบ อินทิกรัลที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิวเอ็มเอาต์พุตที่นำเสนอ.....	66
5.2	ไดโอดกำลังชนิดเต็มคลื่น.....	67
5.3	วงจรกำลังและรูปคลื่นสัญญาณเมื่อตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงขนาดเล็ก ทำหน้าที่กรองกระแสฮาร์มอนิกส์ความถี่สูงจากอินเวอร์เตอร์ของระบบที่นำเสนอ.....	68
5.4	วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส.....	69
5.5	วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำทางด้านเอาต์พุต.....	71
5.6	วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์ในหนึ่งกิ่ง.....	72
5.7	รูปสัญญาณเมื่อมีการสร้างเดคไทม์.....	72
5.8	วงจรสร้างเดคไทม์.....	73
5.9	สัญญาณเดคไทม์จากการทดลอง.....	73

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนูญตเห็นาเบไซบระเขยนดานการค้ำ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.10	วงจรถับเกท.....74
5.11	วงจรถองจับแรงดันเอาต์พุตพีคบลิวเอ็ม.....75
5.12	กระบวนการของตัวควบคุมพีไอ.....77
5.13	วงจรถัวควบคุมแบบพีไอ.....77
5.14	วงจรสร้างสัญญาณควบคุมอินทิกรัลแบบยูนิโพลาร์.....78
5.15	รูปสัญญาณควบคุมแรงดันแบบอินทิกรัล.....79
5.16	รูปสัญญาณควบคุมแรงดันแบบอินทิกรัล,สัญญาณสวิตช์ S_1 , สัญญาณสวิตช์ S_2 , สัญญาณพีคบลิวเอ็มแบบยูนิโพลาร์.....79
5.17	วงจรสร้างสัญญาณความถี่.....80
6.1	วงจรถับแบบการทดลอง.....81
6.2	ค่า PF ,DPF ทางด้านอินพุตเมื่อค่าตัวเก็บประจุเปลี่ยนแปลง.....83
6.3	ค่า%THD ของกระแสอินพุตเมื่อค่าตัวเก็บประจุเปลี่ยนแปลง.....83
6.4	ค่า PF ,DPF ทางด้านอินพุตเมื่อค่าโหลดเปลี่ยนแปลง.....84
6.5	ค่า%THD ของกระแสอินพุตเมื่อค่าโหลดเปลี่ยนแปลง.....85
6.6	กราฟแสดงค่า %THD _v ทางด้านเอาต์พุตเมื่อค่าตัวเก็บประจุเปลี่ยนแปลง.....86
6.7	กราฟแสดงค่า %THD _v ทางด้านเอาต์พุตเมื่อค่าตัวเก็บประจุเปลี่ยนแปลง.....87

รายการคำย่อและสัญลักษณ์

A_n	คือ	สัมประสิทธิ์ฟูเรียร์ของฟังก์ชัน Cos
B_n	คือ	สัมประสิทธิ์ฟูเรียร์ของฟังก์ชัน Sin
C_{dc}	คือ	ตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรง
C_i	คือ	ตัวเก็บประจุอินพุต
C_o	คือ	ตัวเก็บประจุเอาต์พุต
D_1, D_2, \dots, D_n	คือ	ไดโอด
E	คือ	ค่าแรงดันสวิทช์ซึ่งป้อนกลับ
f_c	คือ	ความถี่ของพัลส์วิด
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	ขนาดกระแสโหลดหรือกระแสอินพุต
I_{ripple}	คือ	ขนาดกระแสการกระเพื่อม
I_s	คือ	ขนาดกระแสแหล่งจ่าย
I_{s1}	คือ	ขนาดกระแสมูลฐาน
I_T	คือ	ขนาดกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์การสวิทช์
i_{Cdc}	คือ	กระแสตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรง
i_{dc}	คือ	กระแสที่บัสกระแสตรง
i_{dis}	คือ	ความผิดเพี้ยนของกระแส
i_{Lo}	คือ	กระแสที่ตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต
i_{ii}	คือ	กระแสอินพุตของอินเวอร์เตอร์
i_l, i_o	คือ	กระแสโหลดหรือกระแสเอาต์พุต
i_{ro}	คือ	กระแสเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส
i_s	คือ	กระแสแหล่งจ่าย
K_i	คือ	อัตราขยายอินทิกรัล
K_p	คือ	อัตราขยายสัดส่วน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

k_f	คือ	อัตราขยายป้อนกลับ
L_i	คือ	ตัวเหนี่ยวนำอินพุต
L_o	คือ	ตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต
M	คือ	ดัชนีของการมอดคูเลท
m_a	คือ	อัตราส่วนของขนาดที่ใช้ในการมอดคูเลท
m_f	คือ	อัตราส่วนของความถี่ที่ใช้ในการมอดคูเลท
P_i, P_{in}	คือ	กำลังไฟฟ้าอินพุต
P_o, P_{out}	คือ	กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต
Q	คือ	กำลังไฟฟ้าที่สูญเสีย
R_i	คือ	ความต้านทานอินพุต
R_f	คือ	ความต้านทานเอาต์พุต
S	คือ	กำลังปรากฏ
S_f	คือ	ค่าความชันขาลง
S_r	คือ	ค่าความชันขาขึ้น
T_i	คือ	ค่าคงที่เวลาการอินทรีเกรต
T_{sw}	คือ	คาบการสวิตช์
t_d	คือ	เดดไทม์
Δt_+	คือ	ค่าเวลาของพัลส์บวก
Δt_-	คือ	ค่าเวลาของพัลส์ลบ
V_{BE}	คือ	ขนาดแรงดันคร่อมขาเบสและอิมิตอร์
V_d, V_{dc}	คือ	ขนาดแรงดันกระแสตรง
V_i, V_{in}	คือ	ขนาดแรงดันอินพุต
V_L, V_o	คือ	ขนาดแรงดัน โหลดหรือเอาต์พุต
V_m	คือ	ขนาดแรงดันสูงสุดคลื่นไซน์
V_{o1}	คือ	ขนาดแรงดันมูลฐานของสัญญาณเอาต์พุต
V_{on}	คือ	ขนาดแรงดันของฮาร์โมนิกส์อันดับที่ n
V_p	คือ	ขนาดแรงดันยอดสัญญาณการมอดคูเลท
V_T, V_{tri}, A	คือ	ขนาดแรงดันยอดสัญญาณพาหะ
$V_r, V_{control}$	คือ	ขนาดแรงดันสัญญาณ ไซน์อ้างอิง
V_{rms}	คือ	ขนาดแรงดันอาร์เอ็มเอสของไฟกระแสสลับ
v_{dc}	คือ	แรงดันที่บัสกระแสตรง
v_f	คือ	แรงดันป้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

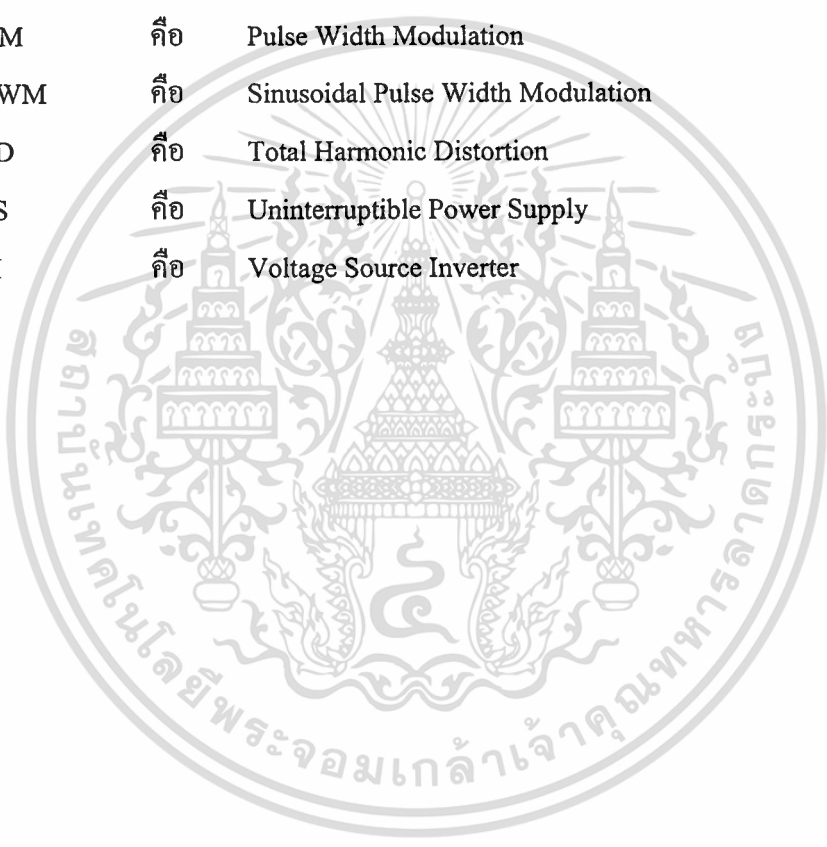
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

v_{inv}	คือ	แรงดันอินเวอร์เตอร์
v_m	คือ	แรงดันอินทิกรัล
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

AC	คือ	Alternating Current
DC	คือ	Direct Current
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

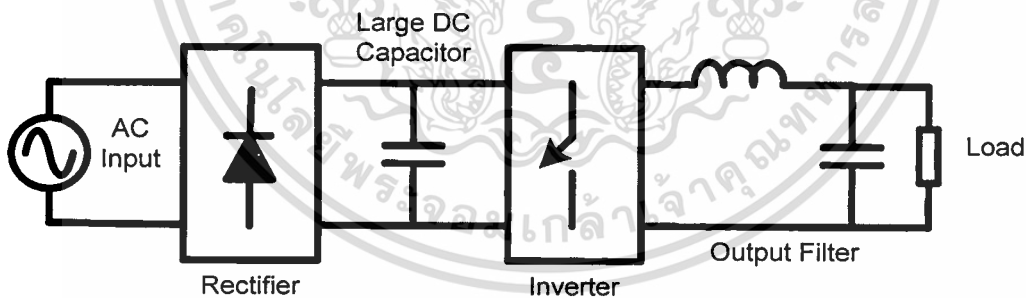


บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

โดยทั่วไปวงจรหลักของ AC/DC/AC คอนเวอร์เตอร์(Converter) ที่ใช้ในงานแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับแบบหนึ่งเฟสที่ใช้กันอย่างแพร่หลาย ประกอบไปด้วยส่วนของคอนเวอร์เตอร์และอินเวอร์เตอร์(Inverter) อินพุตของอินเวอร์เตอร์เป็นไฟฟ้ากระแสสลับจากแหล่งจ่ายไฟ (50Hz หรือ 60Hz) ไฟฟ้ากระแสสลับนี้จะถูกแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์ จากนั้นไฟฟ้ากระแสตรงจะถูกแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่สามารถปรับขนาดแรงดันและความถี่ได้โดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรทั้งสองส่วนนี้เป็นวงจรหลักทำหน้าที่แปลงรูปคลื่นและผ่านพลังงาน วงจรคอนเวอร์เตอร์นี้จะประกอบไปด้วยคาปาซิเตอร์ ทำหน้าที่เป็นฟิลเตอร์กรองแรงดันให้เรียบไม่ให้เกิดการกระเพื่อมของการกระเพื่อมที่แรงดันดีซีเชื่อมโยง หากค่าคาปาซิเตอร์ที่ใช้มีค่ามากจะทำให้การกระเพื่อมที่เกิดจากแรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าน้อย แต่จะทำให้ค่า DPF (Displacement Power Factor) และตัวประกอบกำลัง(PF) ต่ำลง แต่ถ้าค่าคาปาซิเตอร์ที่ใช้มีค่าน้อยเกินไปก็จะส่งผลทำให้แรงดันดีซีเชื่อมโยงเกิดการกระเพื่อมมากทำให้กระแสและแรงดันเอาต์พุตไม่เป็นรูปคลื่นไซน์

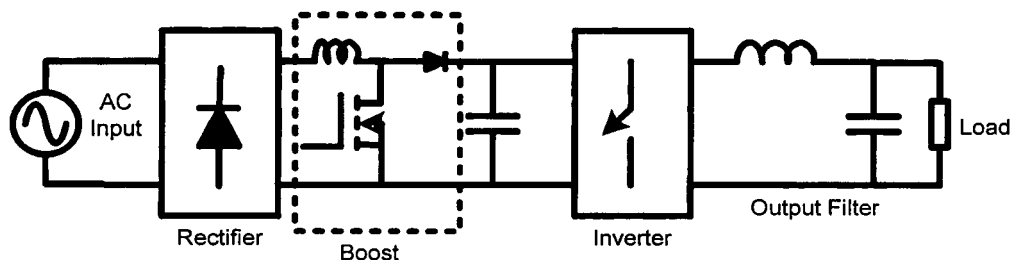


รูปที่ 1.1 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับแบบหนึ่งเฟสที่ใช้กันทั่วไปที่ไม่มีวงจรแก้ตัวประกอบกำลัง

ในรูปที่ 1.1 เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับแบบหนึ่งเฟสที่ใช้กันทั่วไปที่ไม่มีวงจรแก้ตัวประกอบกำลังซึ่งเป็นรูปแบบอย่างง่ายแต่มีค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกส์รวม (THDi) ของกระแสอินพุตที่สูงและค่าตัวประกอบกำลังอินพุตมีค่าต่ำ

ดังนั้นคุณภาพของรูปคลื่นกระแสจึงถูกนำมาพิจารณา เพื่อรักษาความเป็นอูมคติของรูปคลื่นไซน์และการตรงเฟสกับแรงดันรูปที่ 1.2 เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับแบบหนึ่ง

เฟสที่ใช้กันทั่วไปที่มีส่วนของวงจรแก้ตัวประกอบกำลังเพิ่มเข้าเพื่อปรับปรุงรูปคลื่นกระแส ทำให้ค่าความผิดเพี้ยนของกระแสมีค่าต่ำและค่าตัวประกอบกำลังมีค่าสูงขึ้น

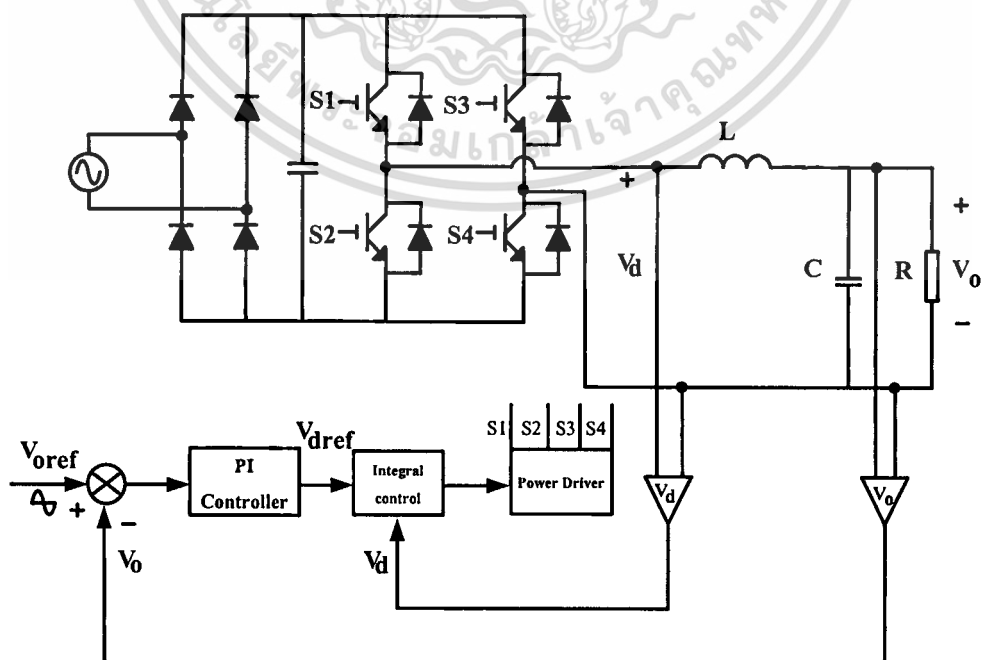


รูปที่ 1.2 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับแบบหนึ่งเฟสที่ใช้กันทั่วไปที่มีวงจรแก้ตัวประกอบกำลัง

1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษาวิจัย

จากความสำคัญของปัญหาที่กล่าวมาแล้วข้างต้นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับแบบหนึ่งเฟสโดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบอินทิกรัลจึงได้ถูกนำเสนอเพื่อขจัดปัญหาต่างๆที่กล่าวมาแล้วข้างต้นให้หมดไปและยังคงรักษาประสิทธิภาพของระบบไว้ได้ ในงานวิจัยนี้อาศัยหลักการทำงานของเทคนิคการควบคุมแบบอินทิกรัลที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดีบับลิวเอ็มเอตต์พุดสำหรับใช้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟสซึ่งจะช่วยชดเชยแรงดันเอาต์พุดที่ตกไปให้คงที่

เนื่องจากผลกระทบการกระเพื่อมของแรงดันดีซีเชื่อมโยงอันเป็นผลมาจากคาปาซิเตอร์ที่มีค่าจำกัดและการเพิ่มขึ้นของกระแสโหลด จากเทคนิคที่นำเสนอนี้จะทำให้การคงค่าของแรงดันเอาต์พุดดีซีขึ้นและเมื่อคาปาซิเตอร์ของแรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าต่ำ ทำให้ค่าDPF สูงขึ้นและTHDi มีค่าต่ำทำให้ค่า PF ทางด้านอินพุตสูงขึ้นและลดผลกระทบของการกระเพื่อมทำให้สมรรถนะของอินเวอร์เตอร์ดีซีขึ้นและยังมีการป้อนกลับแบบพีไอในการควบคุมลูปนอกเพื่อช่วยในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุดและลดระยะเวลาในการฟื้นตัวของระบบให้ดีขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 1.3 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับแบบหนึ่งเฟสที่นำเสนอนี้
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 วิธีการศึกษาและวิจัย

- 1.3.1 ค้นคว้าทฤษฎีจากเอกสาร, ตำรา, บทความในวารสารต่างๆที่สามารถให้ข้อมูลเกี่ยวกับเทคนิคการควบคุมแบบอินทิกรัล
- 1.3.2 วิเคราะห์การทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบ
- 1.3.3 ศึกษาปัญหาที่เกิดขึ้นและวิธีการแก้ไขปัญหา
- 1.3.4 ออกแบบอุปกรณ์และส่วนประกอบต่างๆในวงจรที่ได้นำเสนอ
- 1.3.5 ทดสอบการทำงานของวงจรที่นำเสนอ
- 1.3.6 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

- 1.4.1 วิเคราะห์การทำงานของวงจรในลักษณะสมการคณิตศาสตร์ เพื่อใช้สำหรับการออกแบบวงจรที่นำเสนอ
- 1.4.2 สร้างเครื่องต้นแบบและวิเคราะห์เทคนิคอินทิกรัลแบบ ยูนิโพลาร์สำหรับพีคดับลิแวนต์อินเวอร์เตอร์ของแหล่งจ่ายไฟหนึ่งเฟส ความถี่การสวิตช์ 5kHz
- 1.4.3 ศึกษาสมรรถนะทางด้านอินพุตของแหล่งจ่ายไฟและดูผลกระทบทางด้านเอาต์พุต
- 1.4.4 เปรียบเทียบประสิทธิภาพ

1.5 ประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์

- 1.5.1 ช่วยปรับปรุงการตอบสนองทางพลวัต
- 1.5.2 ลดผลกระทบจากการกระเพื่อมของแรงดันดีซีเชื่อมโยงต่อสมรรถนะทางด้านอินพุต
- 1.5.3 ทำให้วงจรมีขนาดเล็กลงเพราะสามารถลดค่าและขนาดของคาปาซิเตอร์ได้
- 1.5.4 ปรับปรุงค่า PF (Power Factor), DPF (Displacement Power Factor) ทางด้านอินพุตและค่าความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุตให้ดีขึ้น โดยปราศจากวงจร PFC (Power Factor Correction)
- 1.5.5 ได้ปริเร็กกูเลชันขึ้นต้นโดยการใช้เทคนิคอินทิกรัลแบบยูนิโพลาร์ ในการช่วยรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต
- 1.5.6 สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานในด้านอื่นๆ เช่น ระบบจ่ายไฟฟ้าสำรอง (UPS) เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.6 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาและวิเคราะห์ เพื่อออกแบบและทดลองเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทิกรัลชนิดยูนิโพลาร์สำหรับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟส รายละเอียดที่กล่าวในวิทยานิพนธ์แบ่งเป็นบทดังนี้

บทที่1 บทนำจะกล่าวถึงความเป็นมา ความสำคัญของปัญหา, ความมุ่งหมายของการศึกษาวิจัย, ขอบเขตการวิจัย, ประโยชน์ที่ได้จากการวิจัยและโครงสร้างของวิทยานิพนธ์นี้

บทที่2 ทฤษฎีพื้นฐานของวงจรแปลงผันไฟฟ้าชนิดเอช-ดีซีหนึ่งเฟส ที่กล่าวถึงองค์ประกอบการไม่เป็น ไซนูซอยด์ลของรูปคลื่น, แบ่งเป็นการวิเคราะห์ฟูเรียร์, ความผิดพลาดของรูปคลื่นกระแส กำลังและค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า, หลักการวงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์แบบเฟสเดียว, และผลของตัวเก็บประจุฟิวดเตอร์ทางด้านเอาต์พุต

บทที่3 ทฤษฎีพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งเฟส ประกอบด้วยทฤษฎีของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส และชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่มีการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์, การเกิดรูปคลื่นจัตุรัส, การทำงานของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบครึ่งคลื่น และแบบบริดจ์เต็มคลื่นที่มีการสวิตช์แรงดันแบบสองขั้วและขั้วเดียว, เทคนิคการควบคุมอินเวอร์เตอร์ในรูปแบบต่างๆเช่น เทคนิคการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์แบบวิธีกำจัดฮาร์มอนิกส์, เทคนิคการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์แบบกระแสกระเพื่อมต่ำสุด, เทคนิคการปรับตัวของรูปคลื่นกระแสพิคดับลิวเอ็ม และเทคนิคเคลด้ามอดูเลตเตอร์

บทที่4 ทฤษฎีและหลักการทำงานของตัวควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัล ประกอบด้วยหลักการควบคุมการทำงานแบบรีเซตอินทิกรัล คุณสมบัติของการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัล การควบคุมพิคดับลิวเอ็มแบบยูนิโพลาร์ หลักการทำงานของวงจรการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัล

บทที่5 การออกแบบวงจรกำลังและวงจรควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัล จะอธิบายถึงการออกแบบค่าพารามิเตอร์ต่างๆในส่วนของวงจรกำลังได้แก่ การออกแบบ วงจรเรียงกระแสบริดจ์ไดโอดหนึ่งเฟส, ตัวเก็บประจุบัสกระแสตรง, วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส, วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสองทางเอาต์พุต, วงจรเดคไทม์ และวงจรจับเกท, วงจรตรวจจับแรงดันเอาต์พุตพิคดับลิวเอ็ม, วงจรควบคุมพีไอ, วงจรสร้างสัญญาณควบคุมแรงดันแบบรีเซตอินทิกรัลชนิดยูนิโพลาร์, วงจรสร้างสัญญาณความถี่

บทที่6 การทดลองและผลการทดลองของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟส ที่ใช้เทคนิคการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลชนิดยูนิโพลาร์ ประกอบไปด้วยผลการทดสอบเมื่อตัวเก็บประจุมีค่าเปลี่ยนแปลง, ผลการทดสอบเมื่อโหลดความต้านทานทางด้านเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง, ผลการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบผลสมรรถนะทางด้านอินพุตของค่าตัวประกอบกำลังและความผิดเพี้ยนของกระแสด้านอินพุต, ผลการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7 บทสรุปและข้อเสนอแนะจากผลการทดลอง เพื่อใช้เป็นแนวทางในการ
แก้ปัญหาและวิเคราะห์วิจัยขั้นต่อไป



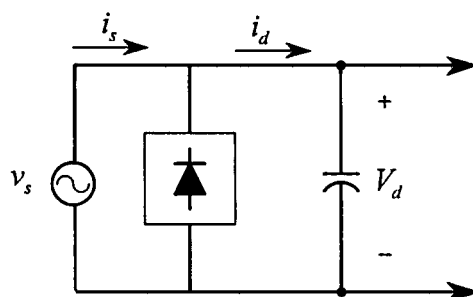
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานของวงจรแปลงผันไฟฟ้าชนิดเอซี-ดีซีหนึ่งเฟส

2.1 บทนำ

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสสลับไปเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (AC to DC Converter) หรือที่เรียกว่าวงจรเรียงกระแส (Rectifier) โดยทั่วไปจะประกอบด้วยอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ควบคุมการนำกระแสไฟฟ้าและกรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตให้เรียบ มีวัตถุประสงค์เพื่อแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยต้องการให้แรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตมีความเป็นไฟฟ้ากระแสตรงมากที่สุด วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงส่วนใหญ่นิยมใช้ไดโอดเป็นตัวควบคุมการนำกระแสไฟฟ้าและใช้คาปาซิเตอร์เป็นตัวกรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตให้เรียบซึ่งสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.1 วงจรเรียงกระแสชนิดนี้ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานที่หลากหลาย เช่นเป็นแหล่งจ่ายสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง, เป็นแหล่งจ่ายสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ (Inverter) โดยแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตที่ไม่มีคาปาซิเตอร์กรองแรงดันจะมีการกระเพื่อม (Ripple voltage) ที่เป็นอิสระผสมอยู่ [1],[2],[3] ตามความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับด้านอินพุต ซึ่งคาปาซิเตอร์กรองแรงดันที่ต่อทางด้านเอาต์พุตนั้นจะถูกชาร์จประจุให้มีค่าใกล้เคียงกับค่ายอดของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้านอินพุต ทำให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสมีขนาดใกล้เคียงกับค่ายอดของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้านอินพุตด้วย จากคุณสมบัติของวงจรเรียงกระแสที่ใช้ไดโอดนั้นจะก่อให้เกิดกระแสรบกวนนิโคปะปนเข้ามาที่กระแสที่ไหลเข้าทางด้านอินพุตของวงจร โดยมีสาเหตุมาจากลักษณะการทำงานของไดโอดเรียงกระแสที่ยอมให้กระแสไหลผ่านตัวมันก็ต่อเมื่ออยู่ในสภาวะถูกไบอัสไปหน้า (Forward bias) เท่านั้น หรืออาจกล่าวได้ว่าไดโอดจะนำกระแสเมื่อขนาดแรงดันไฟฟ้าที่แอโนด (Anode) มีค่ามากกว่าแรงดันไฟฟ้าที่แคโทด (Cathode) เท่านั้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น **รูปที่ 2.1** บล็อกไดอะแกรมของวงจรเรียงกระแสโดยใช้ไดโอด

2.2 องค์ประกอบที่ไม่เป็นไซน์ซอซอด้ลของรูปคลื่น

ในวงจรแปลงผันไฟฟ้าชนิดเอช-ดีซี รูปคลื่นกระแสสลับความถี่ต่ำทางด้านอินพุต จะถูกนำมาวิเคราะห์หาค่าองค์ประกอบความถี่มูลฐาน และความถี่ฮาร์โมนิกส์ของค่าความถี่มูลฐานที่ไม่ต้องการ โดยองค์ประกอบในส่วนต่างๆนี้ สามารถคำนวณได้จากค่าเฉลี่ยของการวิเคราะห์แบบฟูเรียร์

2.2.1 การวิเคราะห์ฟูเรียร์ของรูปคลื่น

โดยทั่วไปแล้วรูปคลื่นที่ไม่เป็นไซน์ซอซอด้ล และมีความถี่เชิงมุม ω สามารถถูกแสดงได้ด้วยสมการดังนี้

$$f(t) = F_0 + \sum_{h=1}^{\infty} f_h(t) = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} \{a_h \cos(h\omega t) + b_h \sin(h\omega t)\} \quad (2.1)$$

เมื่อ $F_0 = \frac{1}{2} a_0$ เป็นค่าเฉลี่ยในสมการที่ 2.1

$$a_h = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos(h\omega t) d(\omega t) \quad h = 0, 1, \dots, \infty \quad (2.2)$$

และ

$$b_h = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin(h\omega t) d(\omega t) \quad h = 1, 2, \dots, \infty \quad (2.3)$$

จากสมการที่ 2.1 และ 2.2 ค่าเฉลี่ยที่ $\omega = \frac{2\pi}{T}$

$$F_0 = \frac{1}{2} a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t) d(\omega t) = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (2.4)$$

ในสมการที่ 2.1 แต่ละส่วนประกอบของความถี่ $[f_h(t) = a_h \cos(h\omega t) + b_h \sin(h\omega t)]$ สามารถเขียนในรูปเฟสเซอร์ของค่าอาร์เอ็มเอส ได้

$$F_h = F_h e^{j\phi_h} \quad (2.5)$$

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

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 แต่อย่างไรก็ตามความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นกับแรงดันมักมีขนาดเล็ก โดยในการวิเคราะห์ เพื่อให้ง่ายต่อความเข้าใจจึงสมมติให้แรงดันขาเข้าเป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่มูลฐานเท่านั้น 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

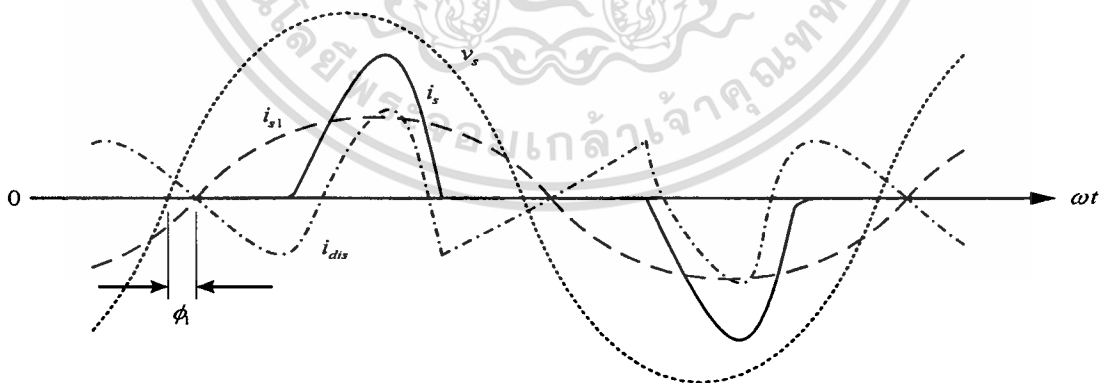
i_{sh} เป็นค่าองค์ประกอบความถี่ฮาร์โมนิกที่ f_h ซึ่งองค์ประกอบของกระแสดังในสมการที่ 2.10 สามารถแสดงได้เป็น

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 การใช้คุณลักษณะฟังก์ชันในการวิเคราะห์ฟูเรียร์

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 ลักษณะรูปคลื่นกระแสที่ผิดเพี้ยน

เมื่อ ϕ_1 เป็นมุมเฟสระหว่างแรงดันและกระแสอินพุตรูปคลื่นไซน์ v_s และ i_{s1} (ϕ_1 แสดงถึงค่ากระแส i_{s1} ตามแรงดัน v_{s1}) โดยค่าอาร์เอ็มเอสของกระแส I_s สามารถคำนวณได้จากการเอกสารนี้เป็นเอกสารสี่ส่วนไว้สำหรับกรทำงานเพื่อลดการสั่นเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า กำหนดค่าอาร์เอ็มเอส ตามสมการที่ 2.12 และ ได้รูปคลื่นกระแส i_s ดังสมการต่อไปนี้
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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 แสดงด้วยคุณสมบัติจากค่าเฉลี่ยของค่านีที่เรียกว่า ค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกสรวม 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

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

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

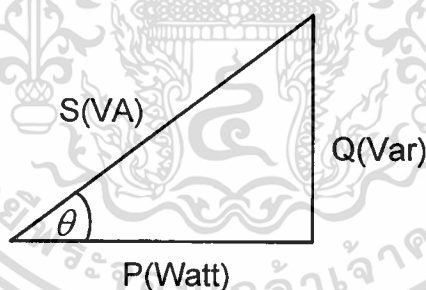
$$= 100 \times \sqrt{\sum_{h \neq 1} \left(\frac{I_{sh}}{I_{s1}} \right)^2}$$

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

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

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 มีหน่วยเป็น โวลท์แอมป์ (VA)
2. กำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นกับโหลดที่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้ หรือที่เรียกว่า กำลังไฟฟ้าจริง (Active Power) หรือค่า P จากสูตร $VI \cos \theta$ มีหน่วยเป็นวัตต์ (W)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. กำลังไฟฟ้าที่ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้หรือที่เรียกว่ากำลังไฟฟารีแอกทีฟ (Reactive Power) หรือค่า Q จากสูตร $VI \sin \theta$ ที่มีหน่วยเป็นวัตต์แอมป์รีแอกทีฟ 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 อาจเป็นแบบนำหน้าหรือล่าหลังขึ้นอยู่กับทิศทางการไหลของกำลังงานที่ทำให้เกิดกำลังงานไฟฟารีแอกทีฟ คือ ถ้ากำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟารีแอกทีฟไหลไปในทิศทางเดียวกันค่า PF จะเป็นแบบล่าหลัง แต่ถ้าไหลไปในทิศทางที่ตรงกันข้ามกันค่าของ PF จะเป็นแบบนำหน้า เช่นระบบที่มีตัวเก็บประจุเป็นแหล่งกำเนิดกำลังงานรีแอกทีฟเพียงอย่างเดียวค่า PF จะเป็นแบบนำหน้า และในระบบที่มีแต่ตัวเหนี่ยวนำจะได้ค่า PF ที่เป็นแบบล่าหลัง

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของสัญญาณสามารถแสดงได้ตามสมการ

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

ดังนั้นจากสมการที่ 2.20 ถึง 2.22 ที่แรงดันเป็นรูปคลื่นไซน์ แต่กระแสไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ ตามรูปที่ 2.2 จะได้ว่า

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

และค่าตัวประกอบกำลังการกระจัด ที่มุม ϕ_1 คือ

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

ดังนั้นค่าตัวประกอบกำลังที่มีความสัมพันธ์กับค่าประกอบกำลังการกระจัดของกระแสที่ไม่ใช่รูปคลื่นไซน์ คือ

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

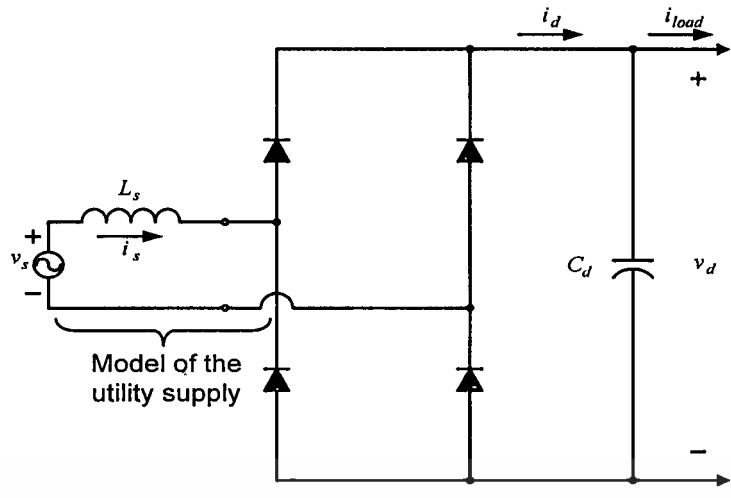
จากสมการที่ 2.17 ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสจะถูกแทนในค่า $\frac{I_{s1}}{I_s}$ ของสมการที่ 2.25 ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์

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

2.3 วงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์แบบเฟสเดียว

การทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบต่างๆ ไป ดังแสดงในรูปที่ 2.4 ซึ่งมีตัวเก็บประจุขั้วกระแสตรงทำหน้าที่เป็นฟิลเตอร์ โดยจำลองแหล่งจ่ายยูทิลิตี้เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน ไซน์ชอยด์ล v_s พร้อมทั้งอิมพีแดนซ์ภายใน ซึ่งในทางปฏิบัติเป็นการเหนี่ยวนำเบื้องต้น ดังนั้นจึงแทนค่าด้วยตัวเหนี่ยวนำ L_s ที่อาจจะเพิ่มขึ้นในกระแสสลับ ซึ่งจะถูกรวบรวมห้วงจรและสมมุติฐานเพื่อความเข้าใจในการทำงานของวงจรในรูปที่ 2.4 เพื่อแก้ไขรูปคลื่นกระแสในไลน์

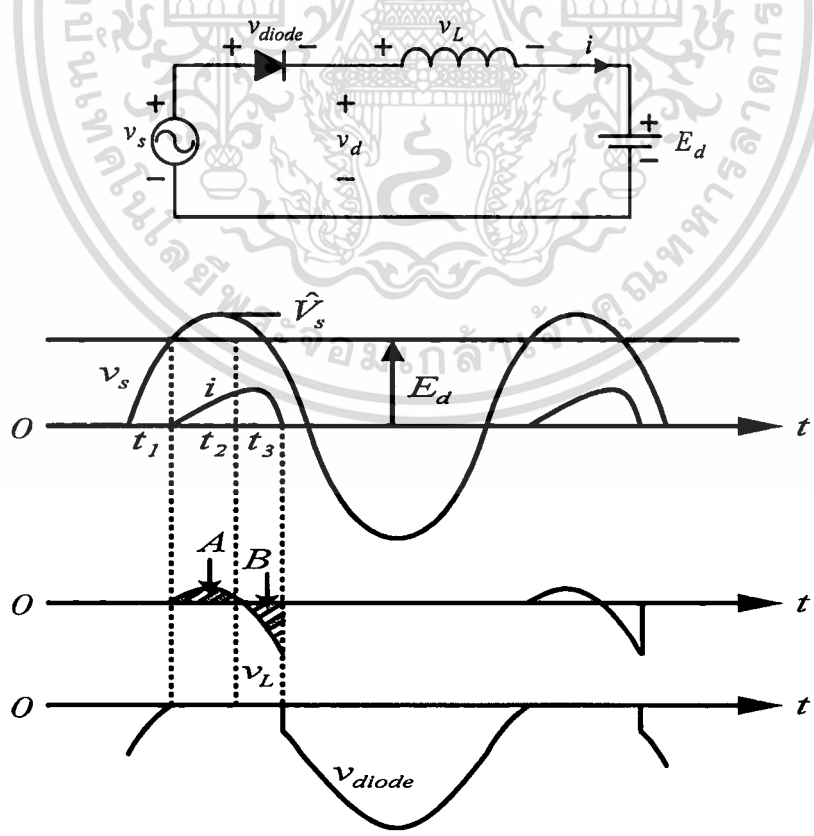
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 วงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์แบบเฟสเดียว

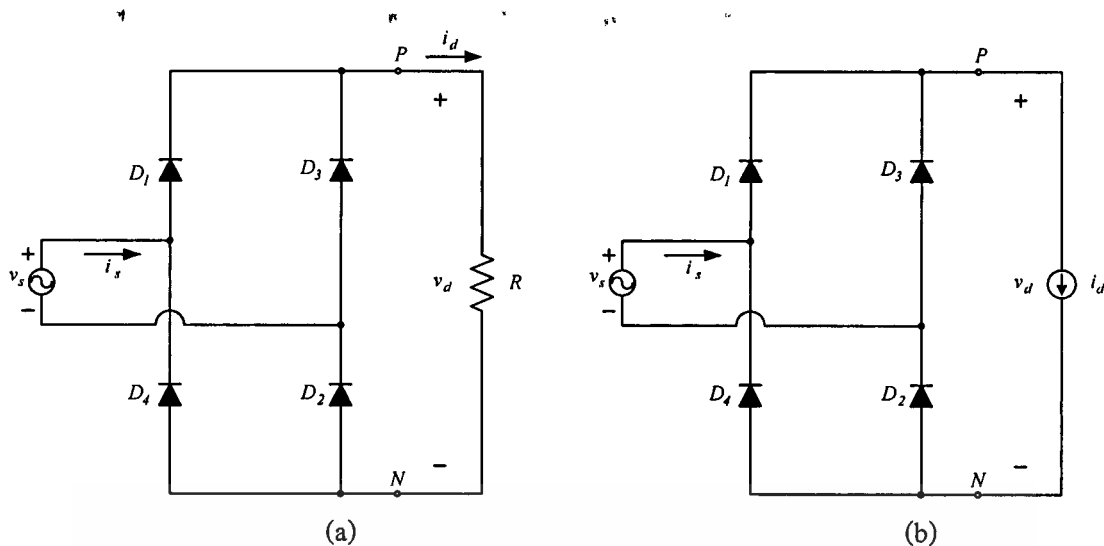
2.3.1 วงจรทางอุดมคติที่ $L_s = 0$

สมมติให้ L_s เป็นศูนย์และแรงดันคัตซีเชื่อมโยงของวงจรเรียงกระแสประกอบด้วยความต้านทาน R หรือแหล่งกระแสดีซีซึ่งที่ I_d ดังในรูปที่ 2.6(a) และ (b) ตามลำดับ โดยในรูปที่ 2.6(a) โหลดความต้านทานจะถูกจ่ายโดยวงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลพื้นฐานและรูปคลื่นสัญญาณของวงจรเรียงกระแสกับแรงดันคัตซีเชื่อมโยง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

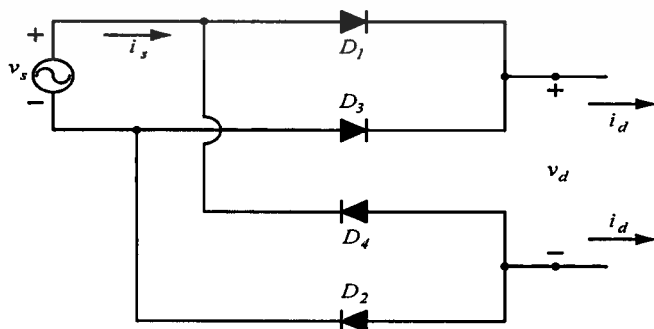


รูปที่ 2.6 วงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์ในทางอุดมคติที่ $L_s = 0$

การอธิบายถึงโหลดที่กระแสซึ่งคั้งที่ในวงจรของรูปที่ 2.6(b) จะถูกประมาณในกรณีที่ว่าเหนี่ยวนำขนาดใหญ่อาจจะถูกเชื่อมโยงที่คั้งด้านขาออกของวงจรเรียงกระแสดังในรูปที่ 2.5

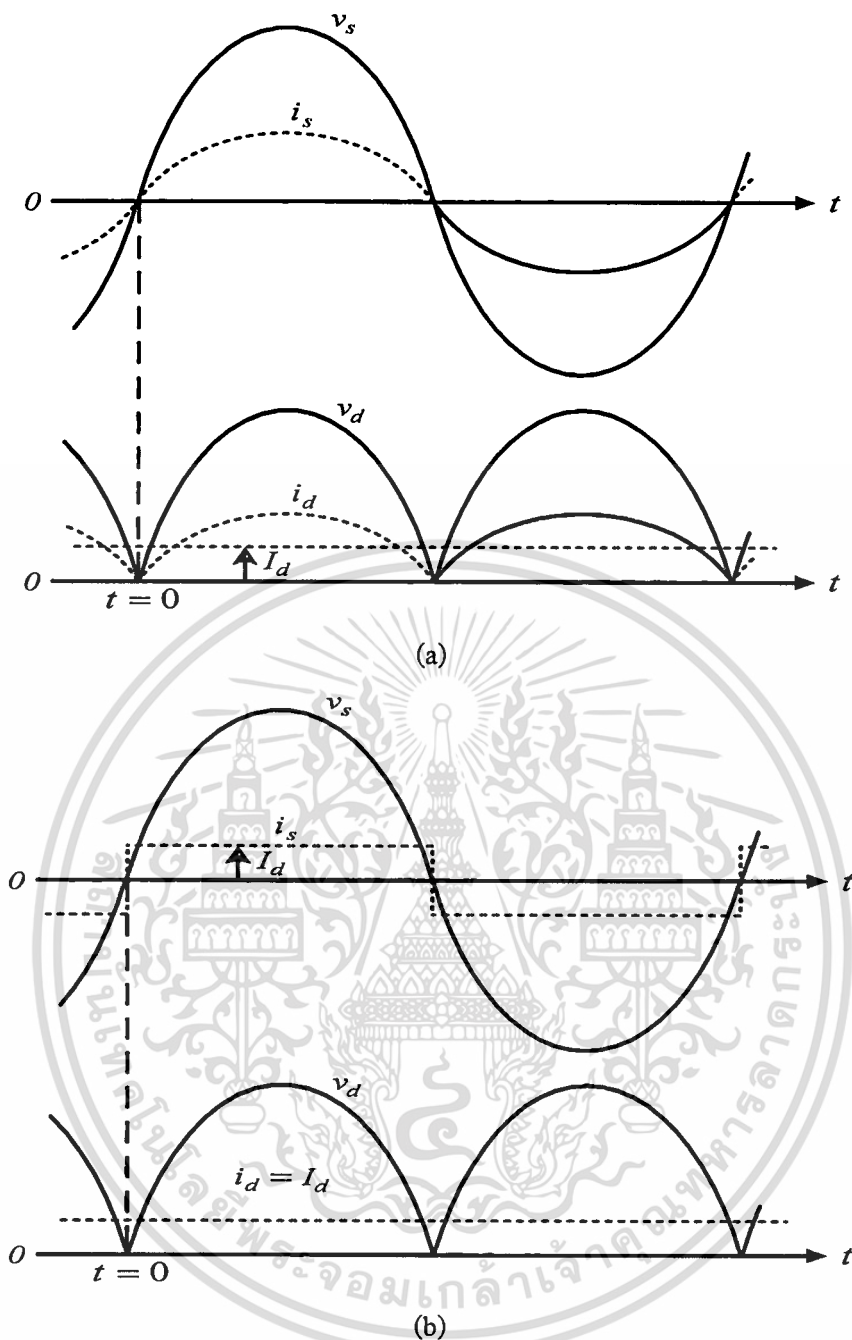
วงจรในรูปที่ 2.6 สามารถถูกนำมาแสดงในรูปที่ 2.7 ซึ่งประกอบไปด้วยไดโอด 2 กลุ่ม โดยกลุ่มบนที่ไดโอด 1 และ 3 กับกลุ่มล่างที่ไดโอด 2 และ 4 เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณาการทำงานของแต่ละกลุ่มของไดโอดที่ให้ $L_s = 0$ กระแส i_d ไหลไปยังคาโทดไดโอดของกลุ่มบนและคาโทดของกลุ่มล่างเป็นการนำกระแส i_d เมื่อ v_s เป็นบวก ไดโอด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

ในกลุ่มล่างแอนโอดของไดโอด 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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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

รูปคลื่นของกระแสและแรงดันจากวงจรในรูปที่ 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 เป็นลบ ไดโอด 3 และ 4 จะนำกระแส ด้วยเหตุนี้ $v_d = -v_s$ และ $i_s = -i_d$ ดังนั้นแรงดันขาออกของแรงดันคิซีเชื่อมโยงในวงจรเรียงกระแส จะเป็น

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

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

$$I_{s1} = I_d \quad (2.31)$$

จากการวิเคราะห์ฟูเรียร์ของ i_s ส่วนประกอบมูลฐานและฮาร์โมนิกส์มีค่าตามอาร์เอ็มเอสในกรณีอุดมคติ

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

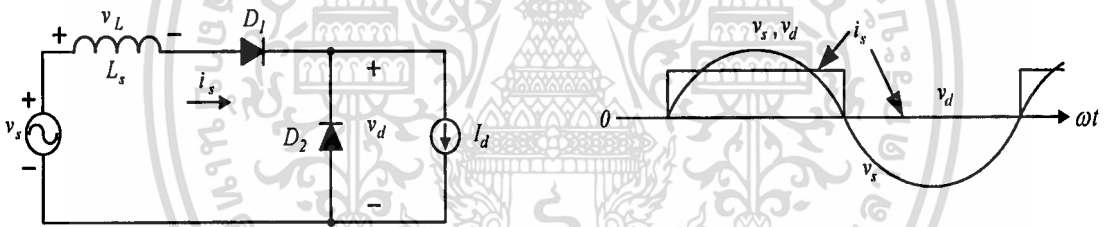
$$I_{sh} = \begin{cases} 0 & \text{สำหรับค่าคี่ของ } h \text{ และ} \\ \frac{I_{s1}}{h} & \text{สำหรับค่าคู่ของ } h \end{cases} \quad (2.33)$$

2.3.2 ผลกระทบของ L_s ที่มีต่อการคอมมิวเตทกระแส

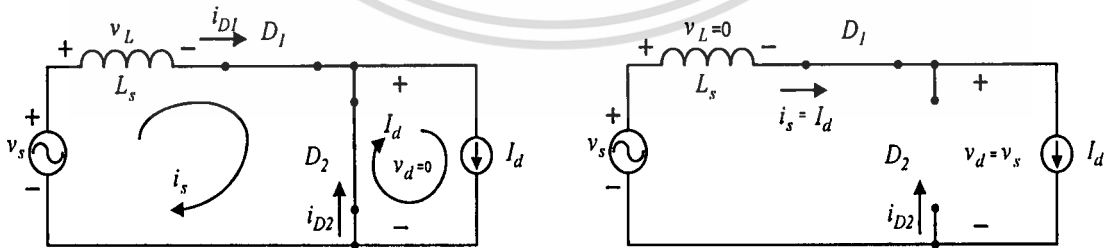
ผลกระทบของตัวเหนี่ยวนำ L_s ในการทำงานของวงจรได้ถูกสมมุติให้กระแสดีซี I_d คงที่ ดังในรูปที่ 2.12(a) และค่ากระแส i_s จากค่า $+I_d$ ถึงค่า $-I_d$ จึงเป็นทรานเซียนท์ ที่ถูกเรียกว่า เวลาของการคอมมิวเตทกระแส (Current Commutation Time) หรือเป็นช่วงของการคอมมิวเตท u (Commutation Interval u) และในขั้นตอนนี้เมื่อการนำกระแสถูกเลื่อนจากไดโอดหนึ่งไปยัง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

ในขั้นแรก จะพิจารณาวงจรที่ถูกสมมุติขึ้นดังในรูปที่ 2.9(a) ซึ่งมีไดโอด 2 ตัว ที่ถูกจ่ายจาก แหล่งจ่ายแรงดันไซน์ซุซชอยดัล $v_s = \sqrt{2}V_s \sin \omega t$ และแทนเอาต์พุตโดยแหล่งจ่ายกระแสดีซี 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 $\omega t = 0$ ทำให้เกิดแรงดันไบแอสไปข้างหน้าไหล ผ่านไดโอด 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) วงจรหลักจากการคอมมิวเตทกระแสที่ สมบูรณ์

ดังนั้นการเพิ่ม i_s ค่า I_d ระหว่างช่วงของการคอมมิวเตท $\omega t = u$ เป็นบวกและ D_2 นำ กระแสในวงจรของรูปที่ 2.10(a) กระแส i_s จะมากกว่า I_d เมื่อเกิดค่าลบของ i_{D2} ไดโอด D_2 การค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

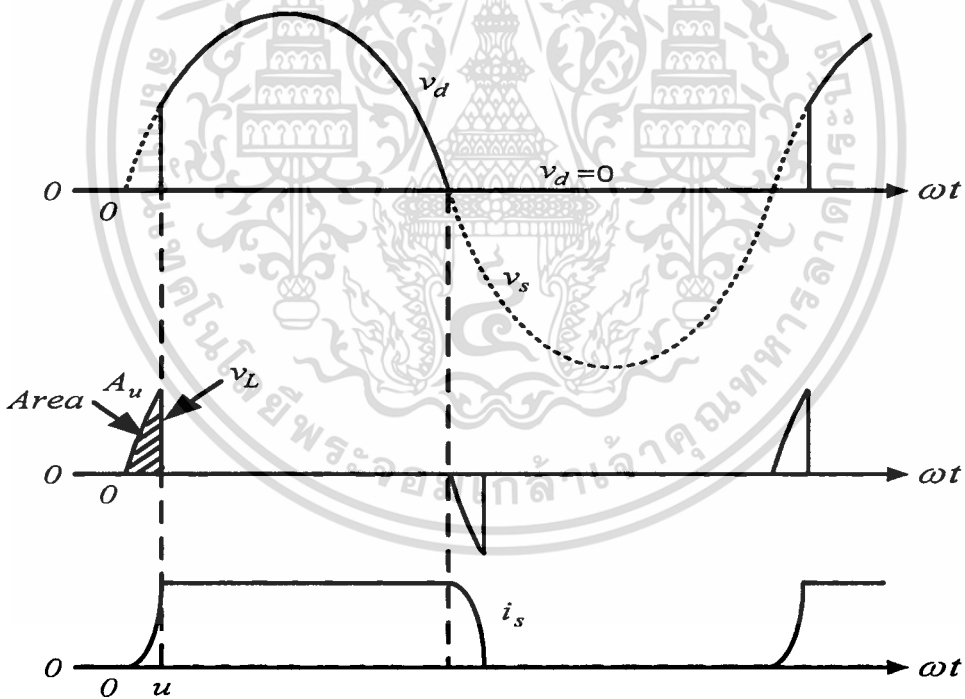
หยุดนำกระแสที่ $\omega t = u$ ทำให้วงจรเป็นดังรูปที่ 2.10(b) โดยรูปคลื่นได้ถูกนำมาพล็อตดังรูปที่ 2.11 ซึ่งเป็นฟังก์ชันของ ωt

จากที่กล่าวมาในข้างต้นกระแส i_s ตลอดจนตัวเหนี่ยวนำจะเริ่มขึ้นด้วยค่าศูนย์ของช่วงเวลาการคอมมิวเตท และจบด้วยค่าของ I_d ที่สิ้นสุดเพื่อให้ได้ความยาวของช่วงคอมมิวเตท u ซึ่งการพิจารณาสมการตัวเหนี่ยวนำระหว่างช่วงการคอมมิวเตทแรงดันอินพุตเอซี จะเป็นค่าแรงดันการคอมมิวเตทกระแสกับตัวเหนี่ยวนำ 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

จะเห็นว่าค่าของ L_s ที่นำมาใช้ถูกแสดง ถึงช่วงของการคอมมิวเตท

ทำการอินทิเกรตสมการที่ 2.35 ตั้งแต่ค่ากระแส i_s จากศูนย์ถึง I_d และระหว่างช่วง คอมมิวเตทจากศูนย์จนถึง u จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ในสมการที่ 2.36 เป็นการอินทิกรัลของแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ v_L ระหว่างช่วงการ คอมมิวเตทอินทิกรัลแรงดันข้างต้นเป็นพื้นที่โวลท์เรเดียน 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 ระหว่างการ คอมมิวเตท 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 $L_s = 0$, $\cos u = 1$ และการคอมมิวเตทกระแสจะเป็นเพียงช่วงขณะหนึ่งที่มี $u = 0$ สำหรับการกำหนดความถี่ ω ช่วงการคอมมิวเตท u เพิ่มขึ้นด้วย L_s และ i_d โดยแรงดัน V_s ที่เพิ่มขึ้น

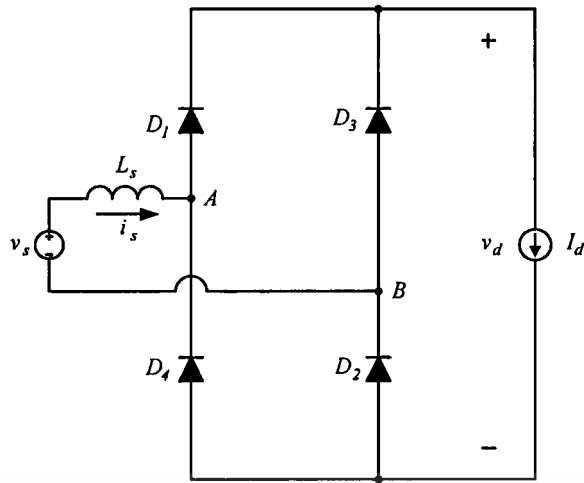
การจำกัดช่วงของการคอมมิวเตทลดค่าเฉลี่ยของแรงดันขาออก ในรูปที่ 2.9(b) ที่ $L_s = 0$ ค่าเฉลี่ย V_{do} ของ v_d จะเป็น

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

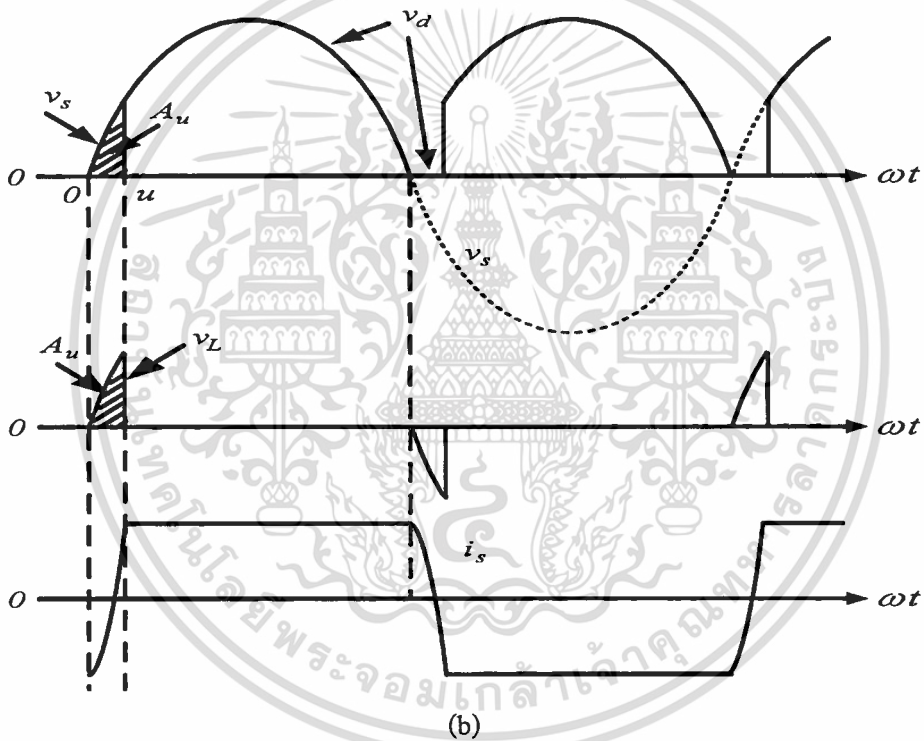
ที่ L_s และ u ที่ไม่ใช่ศูนย์ ในรูปที่ 2.11, $v_d = 0$ ระหว่างช่วง u ดังนั้น

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)



(b)

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

ซึ่งสามารถเขียนได้ดังนี้

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

แทนค่าสมการที่ 2.40 และ 2.36 ลงในสมการที่ 2.42 จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

เมื่อลดแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ย ΔV_d จาก V_{d0} 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 เป็นไบแอสเดินหน้า เนื่องมาจากการลัดวงจรของการนำกระแสของไดโอด 3 และ 4 ในรูปที่ 2.13 เป็นการคอมมิวเตทกระแส i_u ของไดโอดทั้ง 4 ตัวที่เป็นการนำกระแสระหว่างช่วง การคอมมิวเตทและด้วยเหตุนี้ $v_d = 0$ ในเทอมของ Mesh current สามารถแสดงกระแสไดโอด และกระแสในไลน์ i_s ระหว่างช่วงการคอมมิวเตท ได้เป็น

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

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 ไปยัง ไดโอด 1 และ 2 กระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_s เปลี่ยนจาก $-I_d$ ถึง I_d เป็นการวิเคราะห์รูปที่ 2.9(a)

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

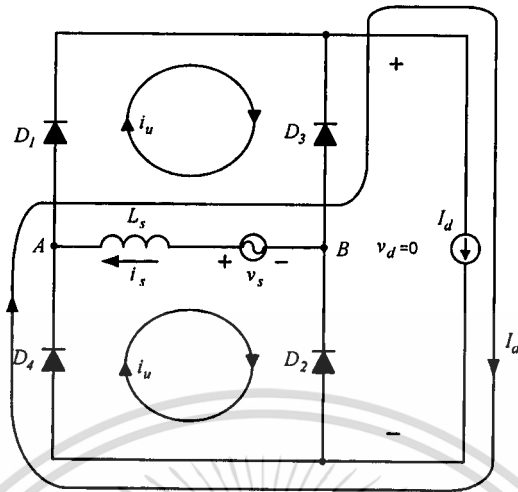
$$\text{พื้นที่โวลท์เรเดียน} \quad A_u = \int_0^u \sqrt{2}V_s \sin \omega t d(\omega t) = \omega L_s \int_{-I_d}^{I_d} di_s = 2\omega L_s I_d \quad (2.47)$$

เมื่อการอินทิกรัลเป็น $i_s(0) = -I_d$ ดังนั้น

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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



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

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

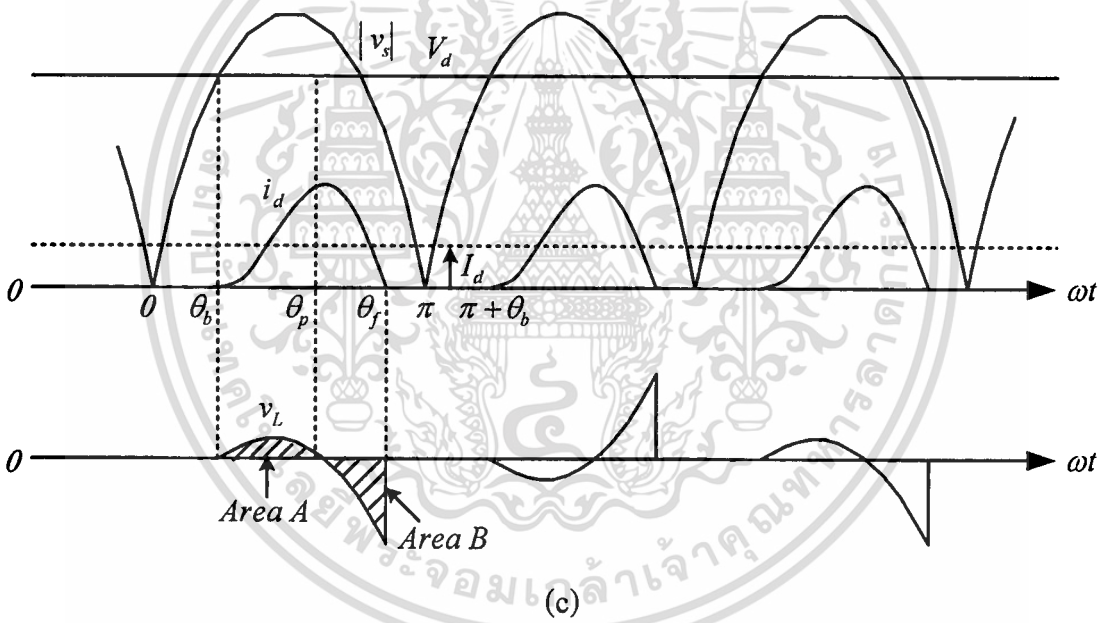
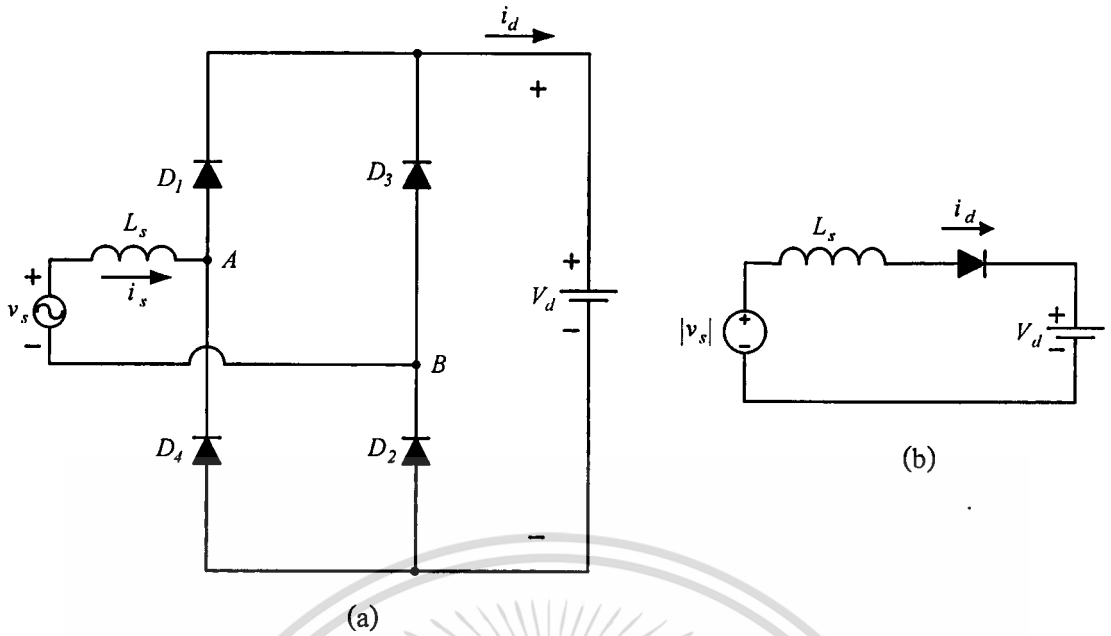
2.3.3 คุณสมบัติของวงจรเรียงกระแส ที่ $v_d(t) = V_d$

จากวงจรในรูปที่ 2.14(a) ที่แรงดันดีซีเชื่อมโยงคงที่ $v_d(t) = V_d$ พร้อมกับตัวเก็บประจุที่สถานะของวงจรกระแส i_d เท่ากับศูนย์ดังในรูปที่ 2.14(c) ภายใต้สภาวะดังกล่าววงจรที่เทียบเท่าดังในรูปที่ 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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 (a) แสดงวงจรเรียงกระแสที่แรงดันดีซีเชื่อมโยงคงที่, (b) วงจรเทียบเท่า และ (c) รูปคลื่น

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

$$\theta_p = \pi - \theta_b \tag{2.52}$$

เมื่อเกิดการไหลของกระแสแรงดันเหนี่ยวนำ v_L จะถูกกำหนดโดย
 เอกสารที่เผยแพร่โดยกรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ กระทรวงพาณิชย์
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

และอินทิกรัลที่เกี่ยวข้องกับ ωt สามารถเขียนได้เป็น

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

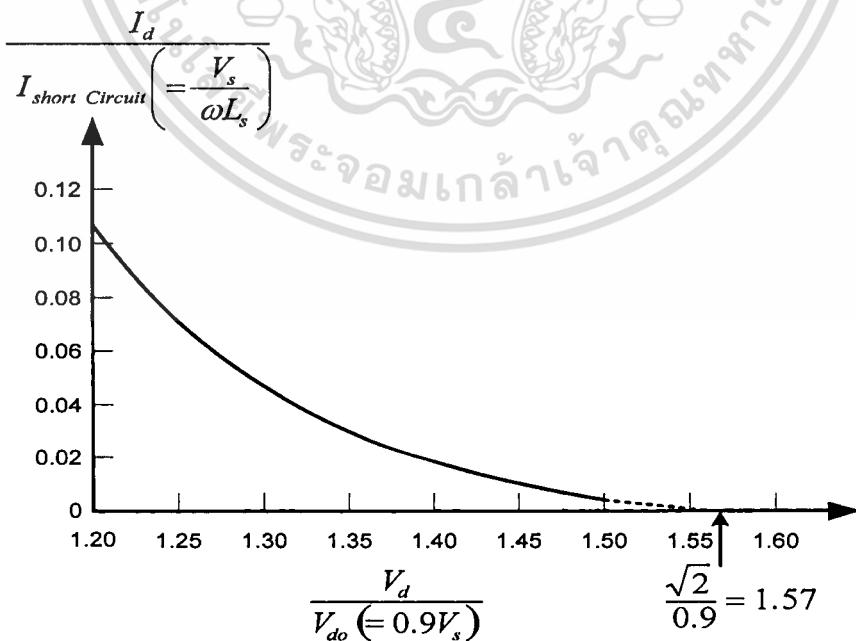
เมื่อ $\theta > \theta_b$ จะได้ i_d ที่ θ_b เป็นศูนย์ ดังสมการที่ 2.54 จะได้ว่า

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

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

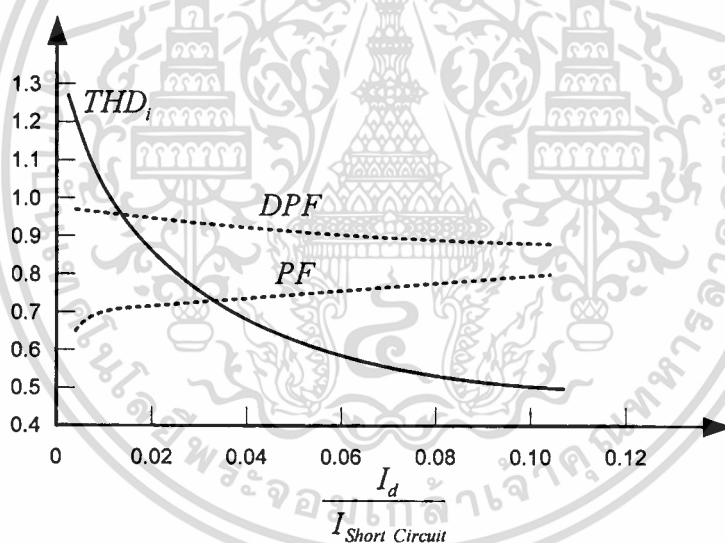
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์และสงวนสิทธิ์ในเนื้อหา ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

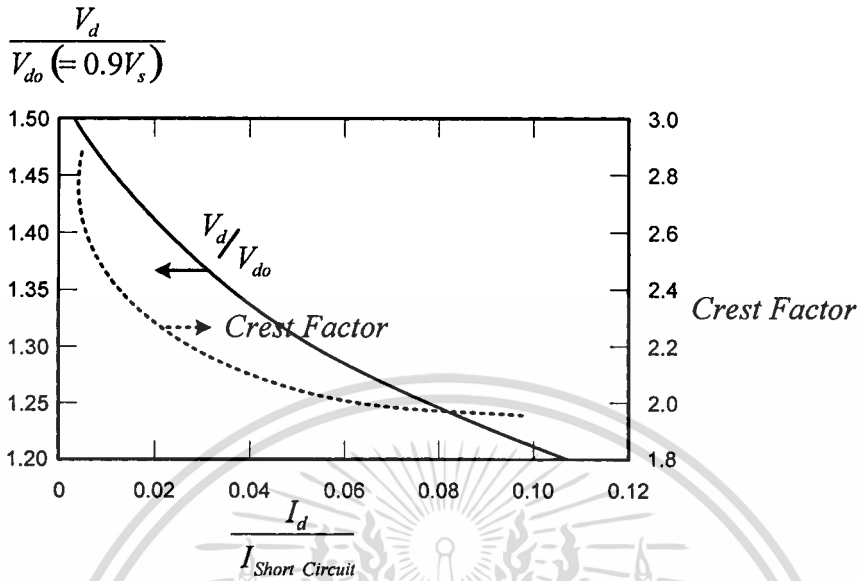


รูปที่ 2.16 แสดงค่า THD_i , DPF และ PF ของวงจรในรูปที่ 2.14(a) เมื่อ v_d คงที่

การประมาณค่าของแรงดันคัสซึเอมโงที่คงที่ $v_d(t) = V_d$ อาจเป็นเหตุผลว่าวงจรที่สามารถใช้เป็นประโยชน์ได้มีสูงจากรูปที่ 2.5 หากว่าโหลดถูกเปลี่ยนโดยความต้านทานที่เทียบเท่า R_{load} ในรูปที่ 2.18 ค่าคงที่เวลา $C_d R_{load}$ มากกว่าค่าเวลาของความถี่ในไลน์เป็นผลให้การกระเพื่อมมีขนาดเล็กมากใน v_d การประมาณเป็นการนำเสนอลักษณะของวงจรเรียงกระแสในแบบต่างๆ ดังรูปที่ 2.16 และ 2.17 เป็นการพล็อตฟังก์ชันของกระแสคัสซึเอม I_d สำหรับการกำหนดค่า I_d การเพิ่ม ผลใน $I_{short\ circuit}$ ที่ต่ำและด้วยเหตุนี้ $I_d / I_{short\ circuit}$ ที่สูง ดังนั้นรูปที่ 2.16 และ 2.17

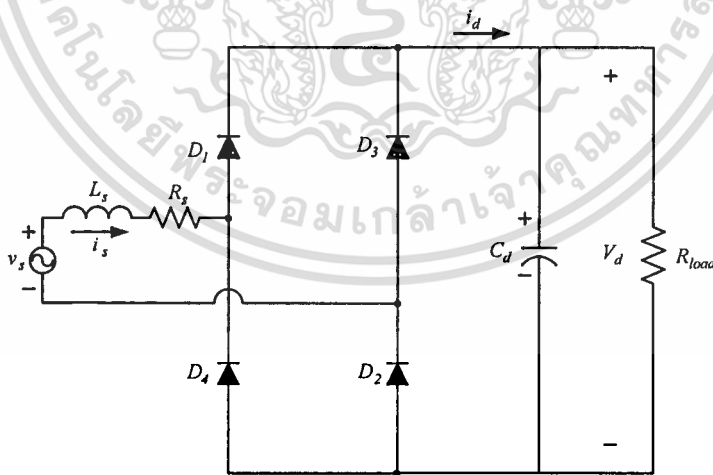
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงการเพิ่ม L_s เป็นผลในการปรับปรุรงรูปคลื่น i_s ซึ่งมี THD_i ต่ำกว่า ทำให้ค่าตัวประกอบกำลังดีขึ้น และค่าตัวประกอบยอดคลื่น(Crest Factor)ที่ปรับปรุรงต่ำกว่า ตามรูป



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

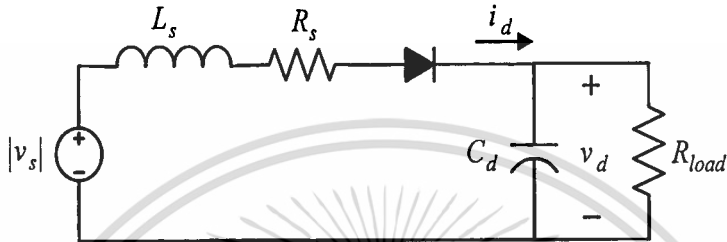
2.3.4 วงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์ที่มีตัวเก็บประจุฟิลเตอร์



รูปที่ 2.18 แสดงวงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์ที่มีตัวเก็บประจุฟิลเตอร์

จากรูปที่ 2.18 เมื่อโหลดถูกแทนด้วยความต้านทานที่เทียบเท่า R_{load} ในวงจรนี้มีการกระเพื่อมที่ตัวเก็บประจุของแรงดันคิซีเชื่อมโยงที่ถูกรใช้ในการวิเคราะห์รูปคลื่นของวงจร และมีการคำนวณที่ใช้ในการวิเคราะห์ภายใต้กระแสที่ไม่ต่อเนื่อง โดยเงื่อนไขการทำงานของวงจรถูกเอกลสรนเป็นเอกลสรที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเห็นประโยชน์ในการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตั้งสมมติฐานเพื่อ ใช้ในความไม่ต่อเนื่องของกระแส i_d ซึ่งคล้ายคลึงกับรูปคลื่นในรูปที่ 2.14 (c) ที่ i_d เป็นศูนย์ และที่ v_d ทุกๆครั้งรอบหลังจากวงจรที่เทียบเท่าของรูปที่ 2.19 ถูกนำมาใช้เพื่อคำนวณกระแสและแรงดัน ในรูปที่ 2.18 การคอมมิวเตทกระแสในข้างต้นถูกรวมอยู่ในการวิเคราะห์นี้ เพื่อที่จะใช้อธิบายระบบ ในรูปที่ 2.19 สถานะของตัวแปรที่ถูกเลือกให้เป็นกระแสเหนี่ยวนำ i_d และแรงดันดีซีเชื่อมโยง 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 เป็นจุดเริ่มต้นของการนำกระแสและ 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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

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 $t_f < t < t_b + \frac{1}{2}T$ เมื่อวงจรเรียงกระแสบริดจ์ไม่ถูก

นำกระแส $i_d = 0$ และ

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

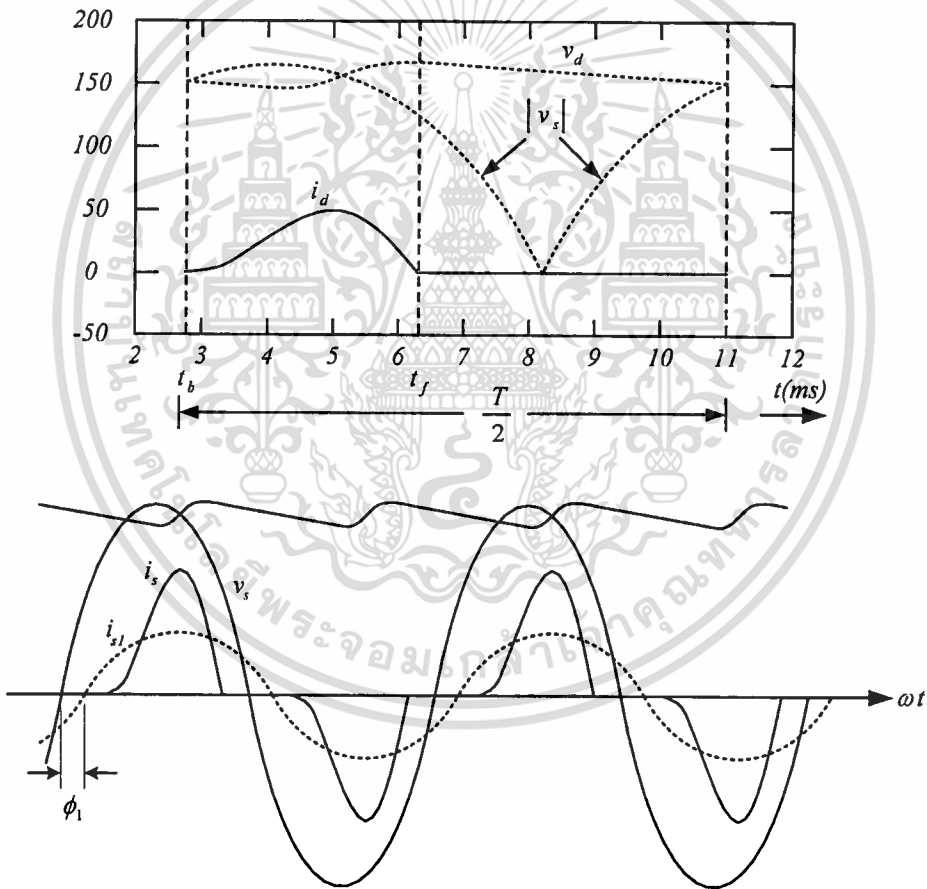
ดังนั้นจากสมการที่ 2.67 จะได้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

จากสมการที่ 2.64 และ 2.68 ต้องใช้เวลาคงที่ t_b ซึ่งขณะเริ่มต้นการนำกระแสค่า t_b ที่แท้จริงเป็นผลในการเริ่มต้นของการนำกระแสที่เป็นไปอย่างช้าๆ จากค่าที่ถูกล็อกเดิม จนกระทั่งได้ค่าที่แท้จริงภายในค่าที่ยอมรับได้



รูปที่ 2.20 แสดงรูปคลื่นของวงจรในรูปที่ 2.18

2.4 ตัวอย่างการปรับปรุงยูนิตอินเตอร์เฟสแบบเฟสเดียว

เป็นการปรับปรุงยูนิตอินเตอร์เฟสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังซึ่งอาศัยวิธีการดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

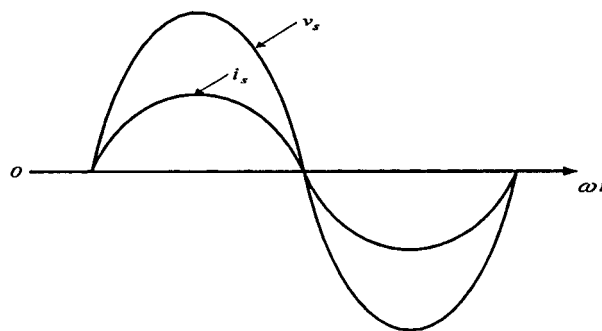
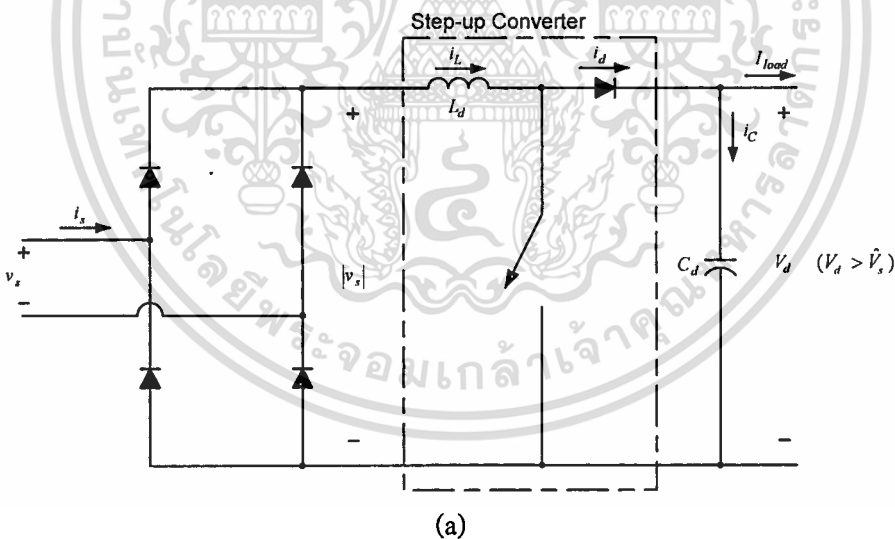
มีความเป็นไปได้ว่าการแก้ไขรูปคลื่นกระแสอินพุต ดังในรูปที่ 2.21(b) ที่ได้จากวงจรในรูปที่ 2.21(a) ซึ่งประกอบไปด้วย C_d ในวงจรเรียงกระแสบริดจ์ ที่มีความสัมพันธ์กับ C_d ซึ่งยอมให้เกิดการกระเพื่อมใน V_{d1} แต่ผลในรูปคลื่นที่แก้ไข i_s ของการกระเพื่อม V_{d1} จะถูกรองออกจากวงจรผ่านความถี่ต่ำ ที่ประกอบไปด้วย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

2.4.2 วงจรรูปแบบแอคทีฟสำหรับกระแสอินพุต

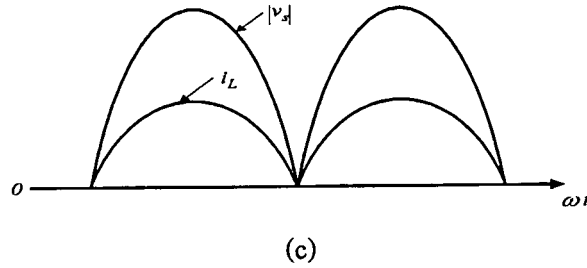
จากการใช้วงจรแปลงผันไฟฟ้าของอิเล็กทรอนิกส์กำลัง เพื่อให้ได้รูปคลื่นของกระแสในรูปที่ 2.22(a) มีความเป็นไปได้ว่ากระแสอินพุตของวงจรเรียงกระแสบริดจ์เป็นไซน์ชอยดัล

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

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

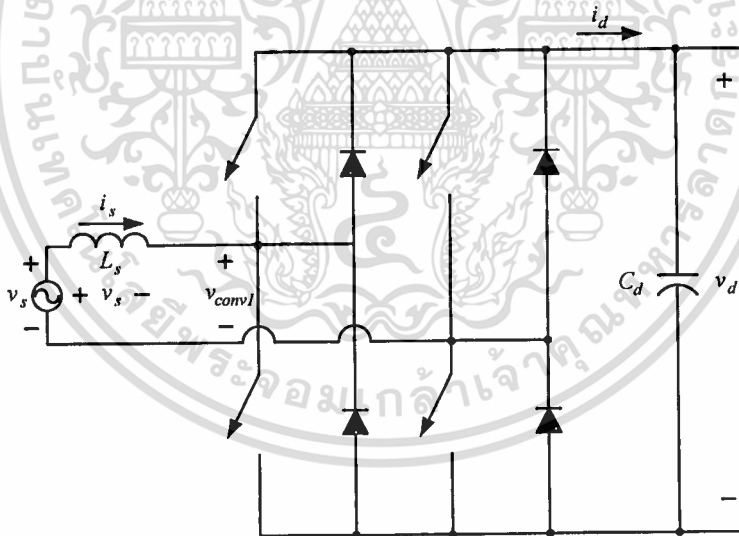


รูปที่ 2.22 (a) วงจรกรงชนิดแอกทีฟ, (b) รูปคลื่น v_s และ i_s , (c) รูปคลื่น $|v_s|$ และ i_L

2.4.3 วงจรแปลงผันไฟฟ้าชนิดไหลผ่านกำลังสองทิศทาง (Bidirectional Power Flow

Converter)

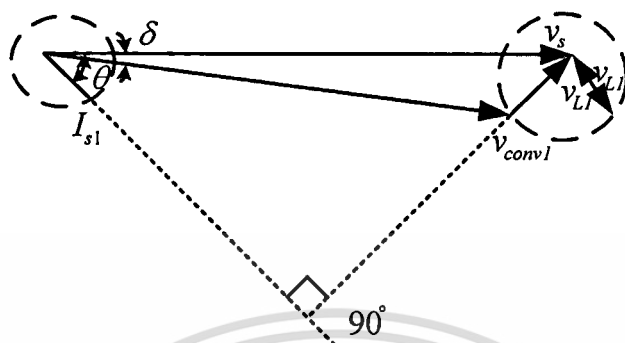
การนำไปประยุกต์ใช้งานของวงจรแปลงผันไฟฟ้าชนิดนี้ เช่น การขับเคลื่อนมอเตอร์ที่มีระบบการเบรกแบบพลวัต (Regenerative Braking) การไหลของกำลังผ่านวงจรแปลงผันไฟฟ้าชนิดยูทิลิตี้อินเวอร์เตอร์เฟสย้อนกับระหว่างระบบการเบรกแบบพลวัต ในขณะที่พลังงานจลน์ (Kinetic Energy) สัมพันธ์กับแรงเฉื่อยของมอเตอร์ และโหลดที่ถูกชดเชยป้อนกลับไปยังระบบยูทิลิตี้



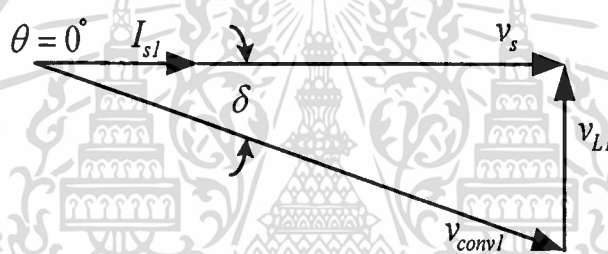
รูปที่ 2.23 โหมคการสวิตช์วงจรแปลงผันไฟฟ้าของยูทิลิตี้อินเวอร์เตอร์เฟส

จากรูปที่ 2.23 โหมคการสวิตช์ของวงจรแปลงผันไฟฟ้า ที่ถือได้ว่าเป็นโหมคการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ 4 ควอดแดรนต์ ของอินเวอร์เตอร์โหมคกำลังที่ไหลจากกระแสตรงไปยังกระแสสลับการเรียงกระแสเป็นโหมคของการทำงาน i_s ซึ่งเป็นการเพิ่มการเหนี่ยวนำภายในของแหล่งกำเนิดยูทิลิตี้ รวมถึงลดการกระเพื่อมใน i_s ที่ความถี่การสวิตช์ที่จำกัดของวงจรในรูปที่ 2.23 ถูกสมมติให้ v_s เป็นไซน์ซอซอซคัลที่มีความถี่มูลฐานของ v_{conv} และ i_s เมื่อ $V_s = V_s e^{j\omega t}$ ที่

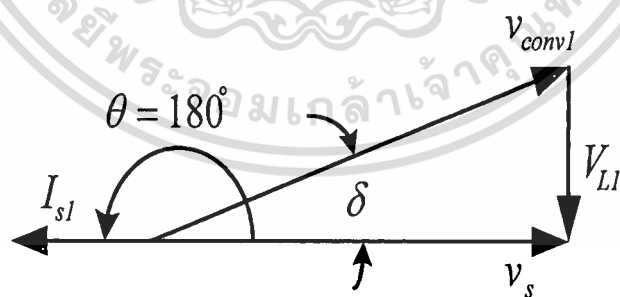
เอกสารนเป็นเอกสารที่ส่งผ่านไว้สำหรับใช้ในการใช้งานเพื่อการคำนวณ ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)



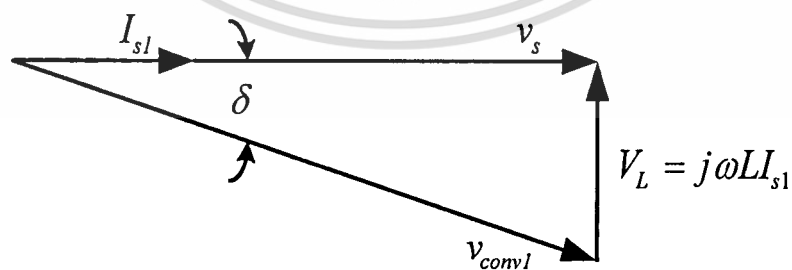
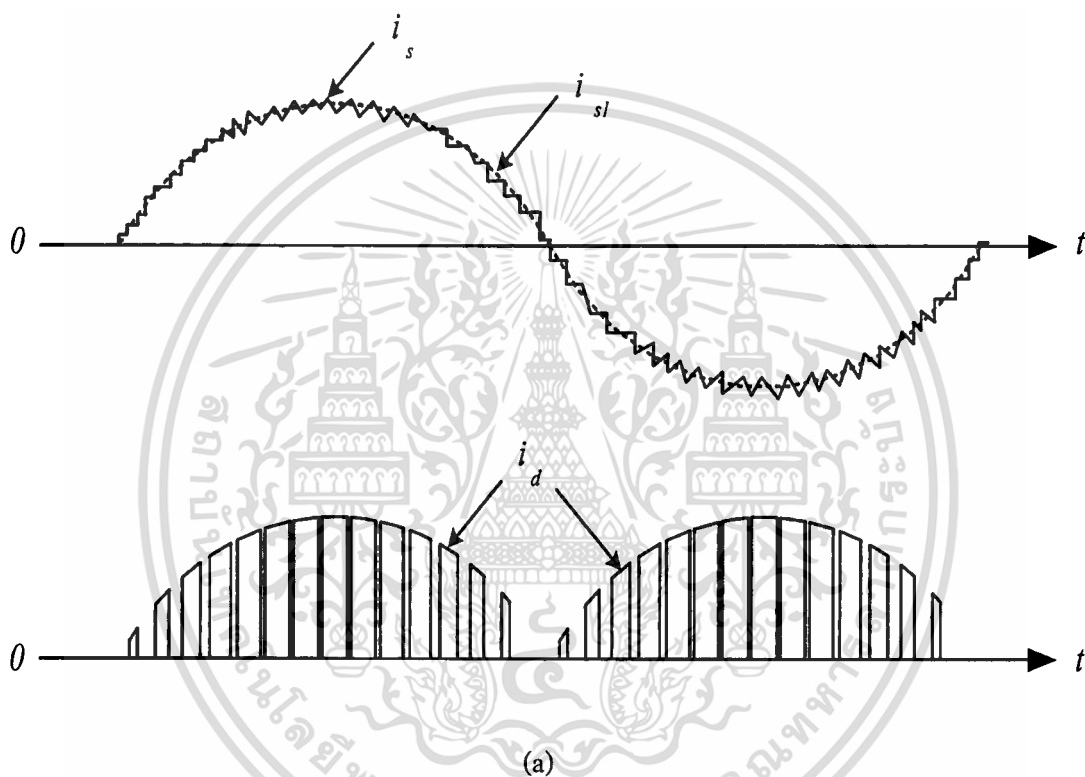
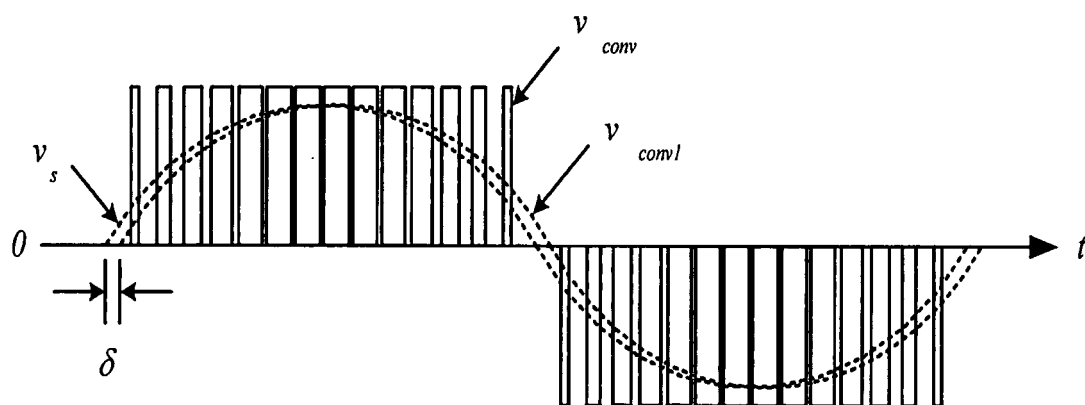
(b)



(c)

รูปที่ 2.24 การเรียงกระแส และการหมุน (a)เฟสเซอร์ไดอะแกรมแบบทั่วไป, (b)การเรียงกระแสที่ตัวประกอบกำลังเป็นยูนิต, (c)การหมุนที่ตัวประกอบกำลังเป็นยูนิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b)

รูปที่ 2.25 แสดงรูปคลื่นที่ตัวประกอบกำลังเป็นขูทธิลิตีของวงจรในรูปที่ 2.23 (a)รูปคลื่นของวงจร,
(b)เฟสเซอร์ไดอะแกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 เป็นการทำงานของกรรเชียงกระแสที่เป็นยูทิลิตี้ ด้วยเหตุนี้ทำให้ต้องมีการเพิ่มวงจรควบคุมที่ซับซ้อนเข้าไปในระบบ

2.5 บทสรุป

ในบทนี้ เป็นการอธิบายถึงทฤษฎีพื้นฐานของวงจรแปลงผันไฟฟ้า ชนิดแปลงผันไฟฟ้ากระแส สลับไปเป็นกระแสตรงแบบเฟสเดียว และการวิเคราะห์ฟูเรียร์ของรูปคลื่น ที่มีลักษณะไม่เป็นไซน์ซอซอดัล, การวิเคราะห์ผลกระทบของลักษณะวงจรต่างๆ ที่มีผลต่อค่าตัวประกอบกำลัง การกระจัด (DPF) , ตัวประกอบกำลัง (PF) และความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสอินพุต พร้อมทั้งการนำ เสนอหลักการทํางาน และคุณลักษณะของวงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์แบบเฟสเดียว ที่แสดงถึงผลกระทบของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์กับการเกิดแรงดันกระแสเฟิร์มที่บัสกระแสตรง และเปรียบเทียบคุณลักษณะของวงจรไฟฟ้ากระแสสลับไปเป็นกระแสตรง ที่มีการปรับปรุงยูทิลิตี้อินเตอร์เฟสแบบเฟสเดียว โดยใช้วงจรกรองชนิดพาสซีฟ และแอกทีฟสำหรับกระแสอินพุต จนถึงการทำงานในรูปแบบของการไหลผ่านกำลังสองทิศทาง ซึ่งยังคงมีข้อเสีย เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของอุปกรณ์ในส่วนภาคกำลังเช่น ตัวเก็บประจุ, ตัวเหนี่ยวนำ และสวิตช์กำลัง ทำให้ค่าใช้จ่ายและขนาดของระบบเพิ่มขึ้น อีกทั้งยังความซับซ้อนของระบบควบคุมการสวิตช์ที่ถูกเพิ่ม สำหรับในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้วงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์ ที่ใช้ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ที่บัสกระแสตรงขนาดเล็กเพื่อความสะดวกในการนำไปประยุกต์ใช้งาน โดยไม่ต้องเพิ่มส่วนวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังที่ซับซ้อนเข้าไปในระบบกำลัง เป็นผลทำให้ระบบมีขนาดและค่าใช้จ่ายลดลง ซึ่งจะได้ถูกนำเสนอ

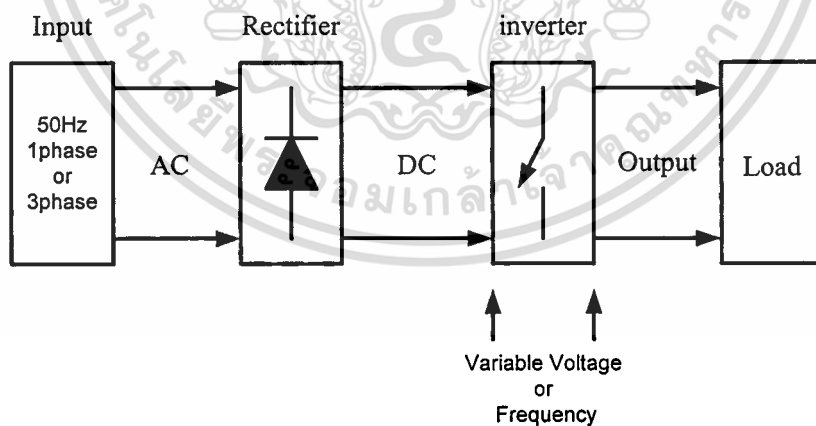
บทที่ 3

ทฤษฎีพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งเฟส

3.1 บทนำ

อินเวอร์เตอร์หรือวงจรแปลงผันไฟฟ้าจากกระแสตรงไปเป็นกระแสสลับที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันได้ถูกนำมาใช้งานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังอย่างแพร่หลาย โดยการใช้งานจะมีความแตกต่างกันขึ้นอยู่กับรูปแบบวิธีการควบคุมการทำงานที่ได้มีการปรับปรุงและวิจัยพัฒนามาอย่างต่อเนื่อง ในภาคอุตสาหกรรมจะนิยมใช้อินเวอร์เตอร์สำหรับการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าเพื่อควบคุมมอเตอร์ให้มีสมรรถนะสูงสามารถควบคุมความเร็วรอบ แรงบิดตามต้องการ ในปัจจุบันอินเวอร์เตอร์ยังถูกนำมาประยุกต์ใช้กับงานอย่างเช่น ระบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำรอง (Uninterruptable Power Supply : UPS) ซึ่งโดยทั่วไป ระบบอินเวอร์เตอร์ที่ดีต้องมีคุณสมบัติพื้นฐานดังต่อไปนี้

1. สามารถจ่ายกระแสได้เต็มพิกัดที่ความถี่ที่ต้องการ
2. สามารถที่จะปรับความถี่ได้เป็นสัดส่วนกับความเร็วที่ต้องการ
3. สามารถที่จะปรับแรงดันขาออกเพื่อรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ให้คงที่



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของระบบอินเวอร์เตอร์

ตามในรูปที่ 3.1 ได้แสดงถึง โครงสร้างพื้นฐานของแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ ที่ประกอบไปด้วย แหล่งจ่ายไฟกระแสสลับจากยูทิลิตี้ไลน์นำมาแปลงผันไฟฟ้าให้เป็นกระแสตรง โดยผ่านทาง วงจรเรียงกระแสที่กำหนดให้สามารถควบคุมแรงดันได้หรือไม่ก็ได้ แล้วดำเนินการส่งผ่านต่อไปยังอินเวอร์เตอร์ เพื่อทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงไปเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ ที่สามารถปรับเปลี่ยนแรงดันและความถี่ได้ เพื่อจ่ายต่อไปยังโหลด

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 รูปแบบและหลักการของอินเวอร์เตอร์

โดยทั่วไปอินเวอร์เตอร์จะถูกจำแนกตามระบบออกเป็น อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส ที่มีภาคของวงจรเรียงกระแสทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์ โดยคงค่ากระแส ค่าใดค่าหนึ่ง ซึ่งในขณะที่โหลดเปลี่ยนกระแสจะคงที่แต่แรงดันจะแปรเปลี่ยนตามโหลด ในส่วน อินเวอร์เตอร์อีกประเภทคือ อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่ภาควงจรเรียงกระแสทำหน้าที่ เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะทำหน้าที่ในการคงค่าแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาออก และแปรเปลี่ยนกระแสขณะเปลี่ยน โหลด โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะ ได้ให้ความสำคัญและ นำเสนอเฉพาะแต่อินเวอร์เตอร์แบบหนึ่งเฟสชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน เพื่อให้สอดคล้องกับเทคนิค ได้นำเสนอในงานวิจัยเป็นสำคัญ

3.2.1 อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส

ในอุตสาหกรรมอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสจะไม่ได้ถูกใช้กันอย่างแพร่หลาย เนื่อง จากการประยุกต์ใช้งานส่วนใหญ่ของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้จะเป็นมอเตอร์ขนาดใหญ่ อัน เนื่องมาจากอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสจะทำงานได้ดีกรณีที่มีโหลดมากๆ แต่มีปัญหาเมื่อ มีโหลดน้อยและลักษณะของอุปกรณ์ในวงจรที่เหมาะสมสำหรับกรณีที่มีโหลดมาก โดยอินเวอร์เตอร์ ชนิดแหล่งจ่ายกระแสถูกประกอบไปด้วยวงจรเรียงกระแสที่สามารถควบคุมได้ ซึ่งส่วนมากจะใช้ อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำประเภท ไทริสเตอร์มาใช้ ในการควบคุมเฟสของแรงดันกระแสสลับขาเข้า และถูกเชื่อมต่อกับตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่ โดยปราศจากตัวเก็บประจุต่อขานาน เพื่อทำ หน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์ จึงทำให้มีลักษณะที่แตกต่างจากอินเวอร์เตอร์ชนิด แหล่งจ่ายแรงดัน โดยอินเวอร์เตอร์จะมีไทริสเตอร์ทำหน้าที่ควบคุมกระแสที่สามารถปรับเปลี่ยน ความถี่ได้ โดยกระแสทางด้านขาออกอาจเป็นแบบขั้วบับนั้ด หรือแบบพีคบับลิวเอ็มก็ได้ ซึ่ง แรงดันขาออกจะมีรูปร่างเข้าใกล้รูปไซน์แต่จะเกิดสไปร์จากการคอมมิวเตท สำหรับข้อดีของ อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสจะเป็นในเรื่องของวงจรกิจักมีขนาดใหญ่ไว้วางใจได้ดีและไม่ เกิด Shoot Through อย่างที่เกิดในอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน ซึ่งจากข้อดีของ อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น ก็ยังคงมีข้อจำกัดของช่วงความถี่ของ อินเวอร์เตอร์ที่สามารถปรับได้ต่ำ และไม่สามารถทำงานได้ในสภาวะไร้โหลด นอกจากนี้ขนาด ของตัวเหนี่ยวนำที่บัสกระแสตรงและตัวเก็บประจุของการคอมมิวเตทมีขนาดใหญ่ ทำให้ อินเวอร์เตอร์ชนิดนี้มีขนาดที่ใหญ่และต้นทุนสูง

3.2.2 อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน

ในโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน จะประกอบด้วยตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ที่ บัสกระแสตรงขนาดใหญ่ ทำให้แรงดันทางด้านอินพุตและเอาต์พุตมีค่าคงที่ไม่ขึ้นกับโหลด โดย อินเวอร์เตอร์ชนิดนี้มีข้อดีคือ สามารถควบคุมแรงดันและความถี่ได้ง่าย สามารถปรับความถี่ได้ใน

ย่านกว้างและใช้ได้กับมอเตอร์ที่ทำงานพร้อมกันได้หลายตัว แต่ก็มีข้อเสียในเรื่องปัญหาของการ ลัด วงจรของอุปกรณ์การสวิตช์ในกิ่งเดียวกัน (Shoot Through) ซึ่งในทางปฏิบัติสามารถใช้วงจร เดดไทม์ (Dead Time) เพื่อช่วยในการป้องกันปัญหาส่วนนี้ได้ โดยอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่าย แรงดันสามารถจำแนกออกได้เป็น 3 รูปแบบ

3.2.2.1 อินเวอร์เตอร์แบบมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ (Pulse-width Modulation

Inverter)

การควบคุมของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ เป็นการมอดูเลตความกว้างหรือที่เรียกว่าพีคดับลิวมเอ็ม โดยสัญญาณควบคุม $v_{control}$ ที่มีค่าคงที่หรือแปรค่าอย่างช้าๆถูกนำมาเปรียบเทียบกับรูปคลื่น สามเหลี่ยม v_{tri} เพื่อให้ได้สัญญาณการสวิตช์ สำหรับนำไปควบคุมอัตราส่วนของแรงดันขาออก ของอินเวอร์เตอร์ให้ได้ค่าเฉลี่ยตามที่ต้องการ และเกิดเป็นรูปคลื่น ไซน์ซอชอนคัลที่เรียกว่า Sinusoidal Pulse Width Modulation : SPWM โดยที่ขนาดและความถี่ของแรงดันขาออกของ อินเวอร์เตอร์สามารถจะถูกควบคุมได้ โดยการนำเอารูปคลื่น ไซน์ซอชอนคัลที่มีความถี่เดียวกับ แรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์มาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่มีขนาดเท่ากับ \hat{V}_{tri} และ มี ความถี่ที่ โดยรูปคลื่นสามเหลี่ยม v_{tri} หรือสัญญาณพาหะ ขณะสวิตช์ด้วยความถี่ f_s ดังในรูป ที่ 3.2(a) โดยสัญญาณควบคุม $v_{control}$ จะถูกนำไปใช้ในการมอดูเลตอัตราส่วนของการสวิตช์ f_1 แทนความถี่มูลฐาน (Fundamental Frequency) หรือความถี่การมอดูเลตของแรงดันขาออกที่ ต้องการ 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} แทนขนาดค่ายอดของสัญญาณ รูปคลื่นสามเหลี่ยม ซึ่งอัตราส่วนการมอดูเลตความถี่ m_f จะได้

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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 $(V_{Ao})_1$ โดยแปรเป็นรูปคลื่นไซน์ซอซอซคัลที่มีเฟสเดียวกับ $v_{control}$ ดังนั้น

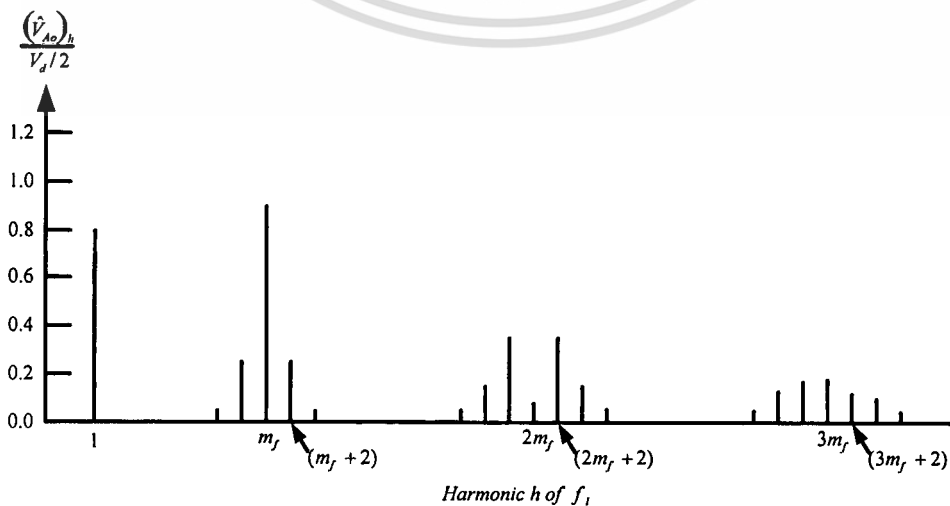
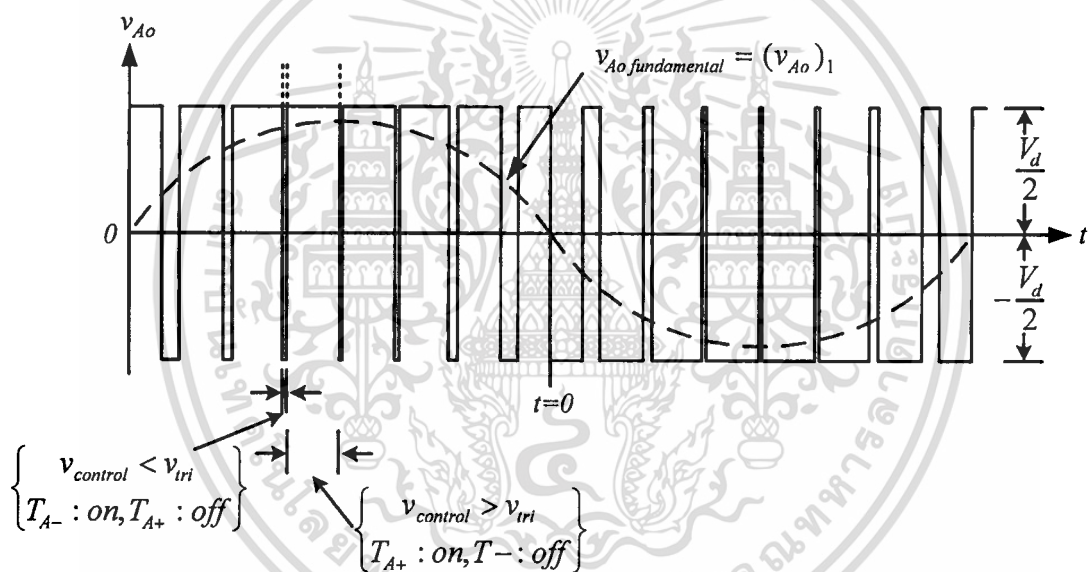
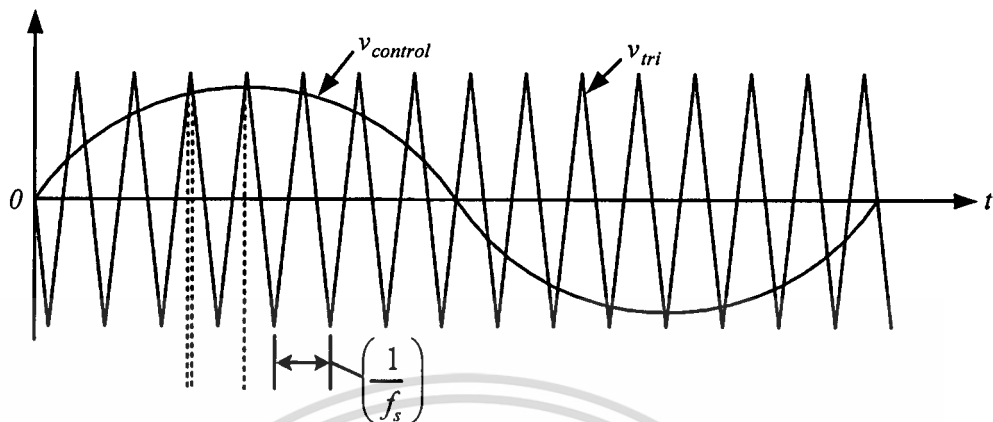
$$(v_{Ao})_1 = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \sin \omega_1 t \frac{V_d}{2}$$

หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ $(v_{Ao})_1 = m_a \sin \omega_1 t \frac{V_d}{2}$ ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (3.6) การคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คั้งนั้น

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.2 แสดงเทคนิคการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ และสเปกตรัมของฮาร์มอนิกส์
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ด้วยรูปคลื่นไซน์ซอชอยดัลจะเห็นได้ว่าขนาดของแรงดันที่ประกอบขึ้นเป็นความถี่มูลฐานจะแปรค่าเป็นเชิงเส้นกับ m_a ในช่วงตั้งแต่ 0 ถึง 1

- การเกิดฮาร์โมนิกส์ในรูปคลื่นทางด้านแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์จะปรากฏขึ้นที่แถบข้างใกล้กับความถี่การสวิตช์ของฮาร์โมนิกส์โดยรอบ ซึ่งความถี่ของแรงดันฮาร์โมนิกส์ใดๆ ที่เกิดขึ้นสามารถถูกคำนวณได้จาก

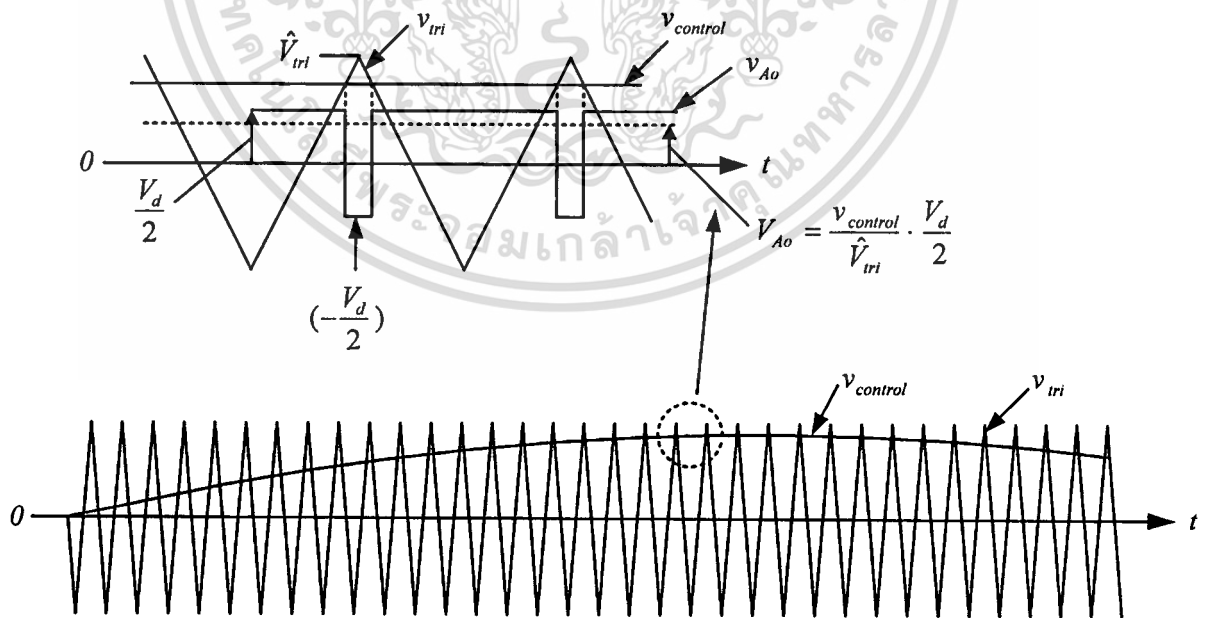
$$f_h = (jm_f \pm k)f_i \quad (3.8)$$

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)

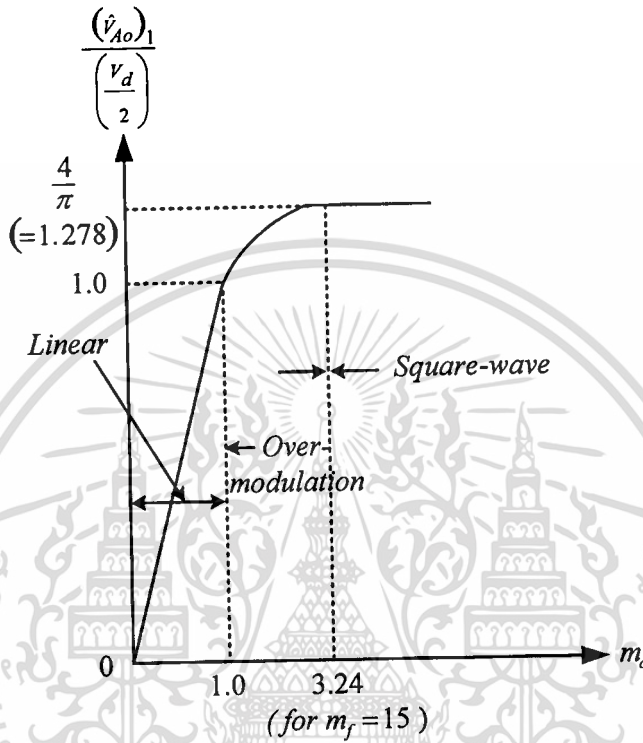


รูปที่ 3.3 แสดงการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์กับรูปคลื่นไซน์ซอชอยดัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

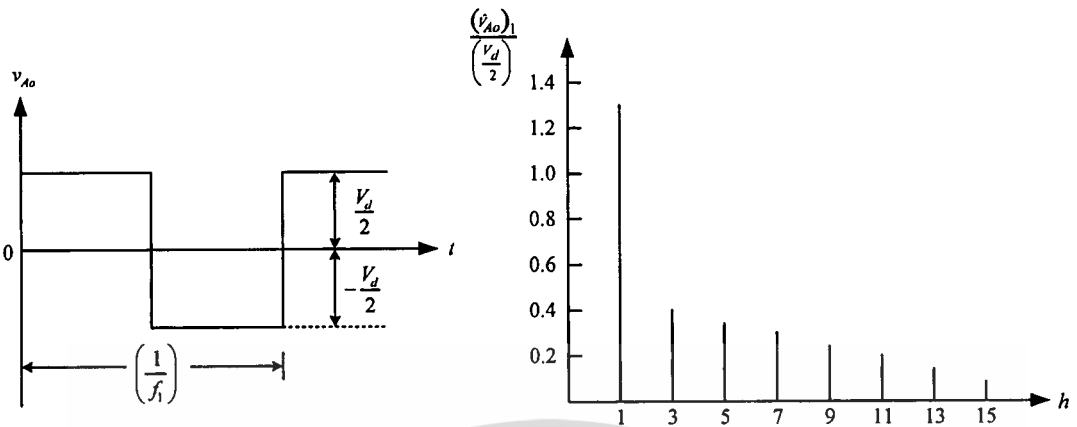
โดย h แทนฮาร์มอนิกซึ่งโดยปกติเป็นเลขคี่ ดังแสดงในรูปที่ 3.5(b)

จากการสวิตช์ที่เกิดขึ้นเป็นรูปคลื่นจัตุรัสจะเห็นว่าประโยชน์ที่ได้รับคือการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์ หนึ่งไซเคิลได้เปลี่ยนแค่สองครั้งเท่านั้น ซึ่งเป็นผลดีมากสำหรับการเปลี่ยนโหลดที่มีกำลังสูงๆ และนอกจากนี้ยังเหมาะกับการออกแบบที่มีความสามารถในการสวิตช์ให้น้ำและหยุดนำต่ำ แต่ก็มีข้อเสียคือการสวิตช์เพื่อทำให้เกิดเป็นรูปคลื่นจัตุรัสของวงจรนี้ ไม่สามารถควบคุมแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขาออกให้คงค่าได้ เพราะฉะนั้นแรงดันกระแสตรงขาเข้า V_d จะต้องถูกปรับอยู่เสมอ เพื่อควบคุมให้แรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ได้มีค่าตามต้องการ



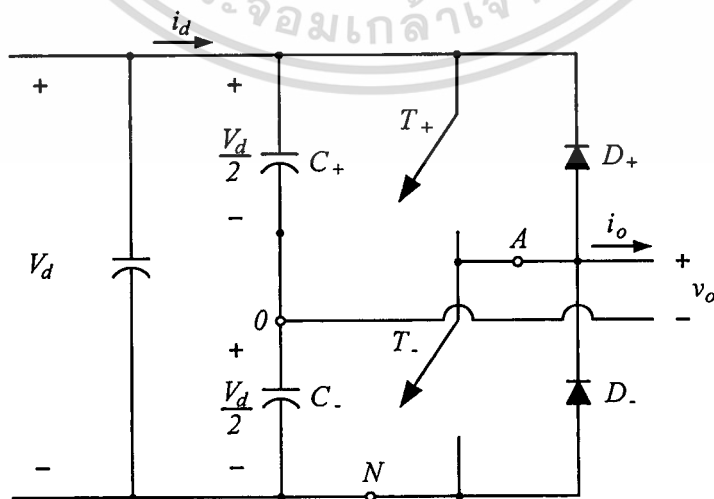
รูปที่ 3.5 แสดงการสวิตช์ของรูปคลื่นจัตุรัส และสเปกตรัม

3.2.2.3 อินเวอร์เตอร์แบบยกเลิกแรงดันเฟสเดียว (Single-Phase Inverter with Voltage Cancellation)

แรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียวนี้อาจควบคุมได้ทั้งขนาดและความถี่ แม้ว่าแรงดันขาเข้าที่ป้อนจะคงที่ก็ตาม โดยอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ได้รวมคุณลักษณะของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบข้างต้นเข้าไว้ด้วยกัน

3.3 อินเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งเฟส

3.3.1 อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์ครึ่งลูกคลื่น



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์ครึ่งลูกคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

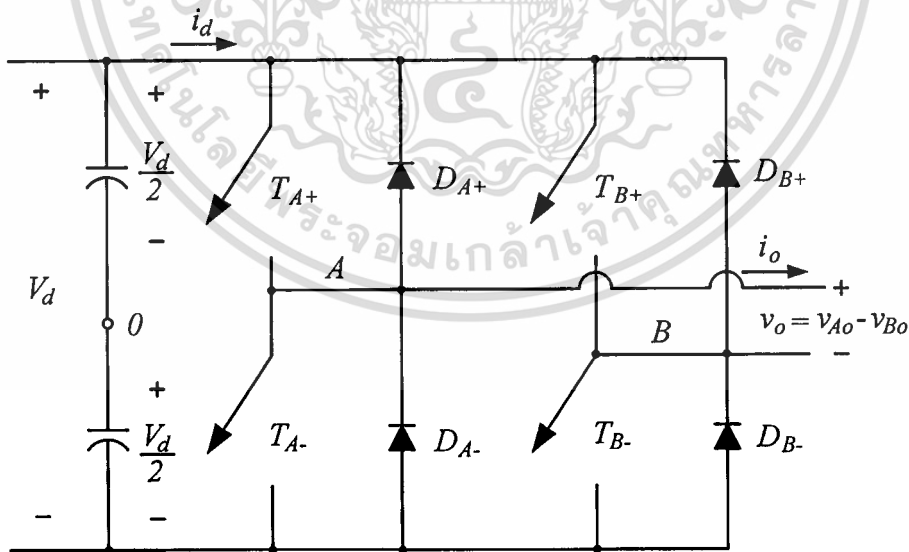
วงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์ครึ่งลูกคลื่นถูกแสดงดังในรูปที่ 3.6 โดยประกอบด้วย ตัวเก็บประจุค่าเท่ากันสองตัวต่ออนุกรมกันแล้วต่อคร่อมอยู่กับแรงดันกระแสตรงขาเข้า V_d ดังนั้นแรงดันที่คร่อมตัวเก็บประจุแต่ละตัวจะมีค่าเท่ากับ $(1/2)V_d$ และจุดที่ตัวเก็บประจุทั้งสอง เชื่อมต่อถึงกัน จะถูกเรียกว่า จุดค่าความต่างศักย์กลาง (Midpotential) สำหรับค่าความจุไฟฟ้าของ วงจรนี้จะต้องมีมากพอที่จะทำให้แรงดันที่จุดศูนย์กลางเมื่อเทียบกับจุด N ได้ค่าคงที่แรงดันและค่า ขอดกระแสของอุปกรณ์ที่ใช้สวิตช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ครึ่งลูกคลื่นจะเท่ากับ

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

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

3.3.2 อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์เต็มลูกคลื่น

ตามรูปที่ 3.7 แสดงวงจรของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบเต็มลูกคลื่น ที่มีคุณสมบัติสามารถถูก ใช้งานกับพิกัดกำลังที่สูงได้ดีเมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันกระแสตรงขาเข้าค่าเดียวกัน ซึ่งจะเห็นได้ ว่าแรงดันขาออกสูงสุดของวงจรบริดจ์เต็มลูกคลื่น จะได้ค่าเป็นสองเท่าของอินเวอร์เตอร์แบบ บริดจ์ครึ่งลูกคลื่น ดังนั้นขณะใช้งานที่กำลังเท่ากันที่กระแสขาออกค่าเดียวกันกระแสการสวิตช์จะ มีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ครึ่งลูกคลื่น ซึ่งถือเป็นข้อได้เปรียบ



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์เต็มลูกคลื่น

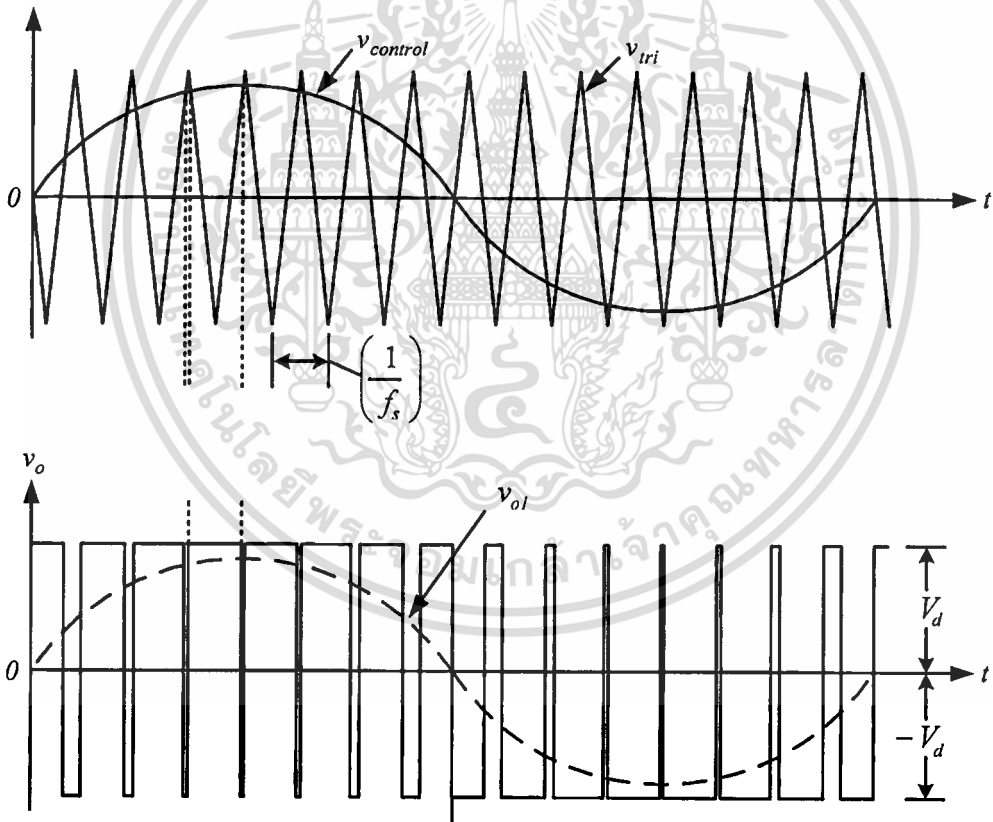
3.3.2.1 การมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ที่มีการสวิตช์แรงดันแบบสองขั้ว (PWM with Bipolar Voltage Switching)

การสวิตช์ตามความกว้างพัลส์แบบสวิตช์คู่ที่ที่แยงและตรงข้ามกัน 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 ของอินเวอร์เตอร์ จะได้ค่าเป็นลบเมื่อเทียบกับแรงดันขาออกที่ขา A ซึ่งสามารถถูกพิจารณาได้คือ เมื่อสวิตช์ T_{A+} ต่่วงจร $v_{Ao} = (+1/2)V_d$ และสวิตช์ T_{B-} ต่่วงจร $v_{Bo} = (-1/2)V_d$ 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) และจะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\hat{V}_{o1} = m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0) \quad (3.16)$$

และ

$$V_d < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d \quad (m_a > 1.0) \quad (3.17)$$

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

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

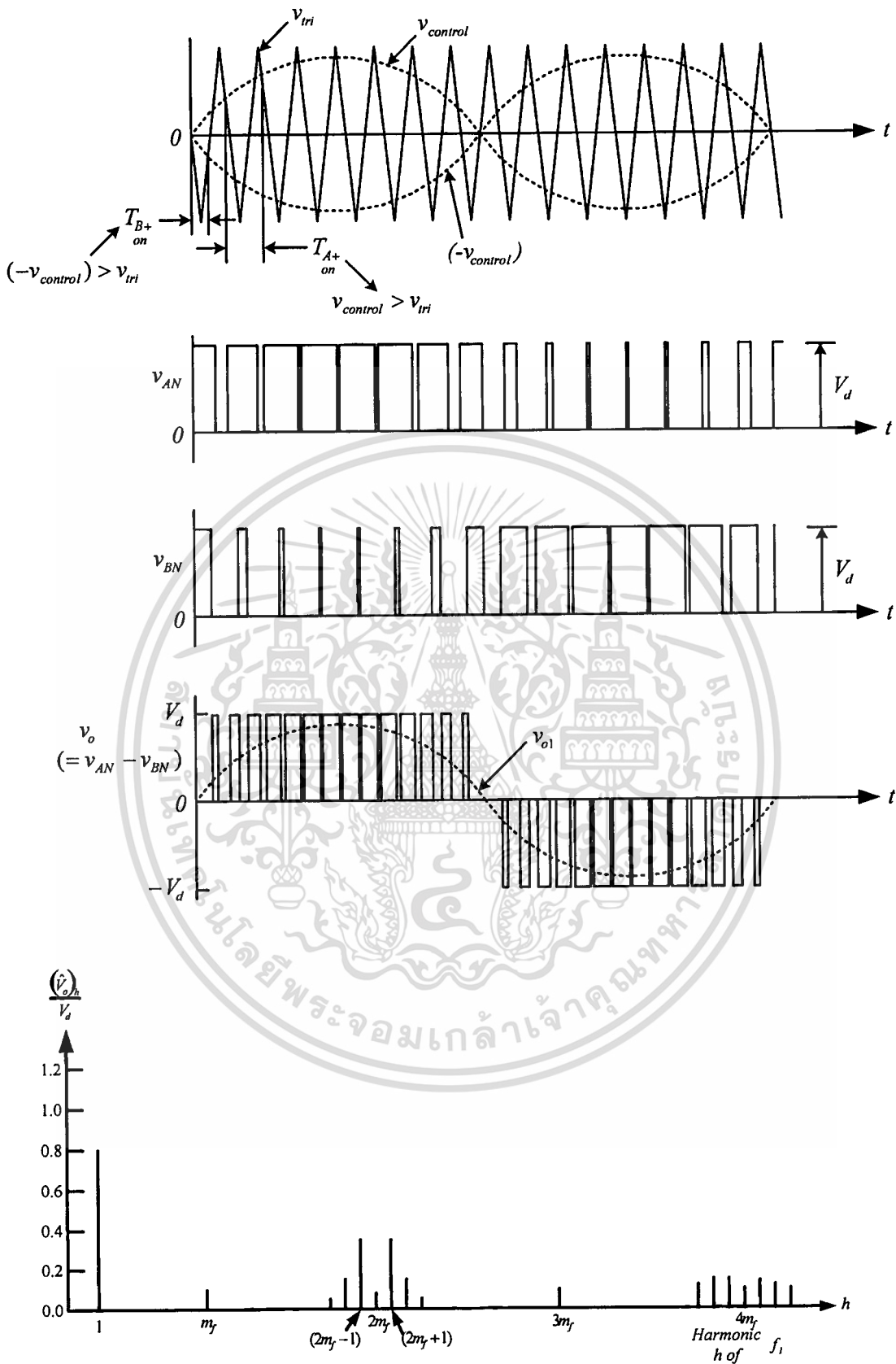
การสวิตช์ลักษณะนี้ระดับแรงดันถูกเปลี่ยนแปลงระหว่างศูนย์กับ V_d หรือระหว่างศูนย์กับ $-V_d$ จึงถูกเรียกว่าการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ที่มีการสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว ซึ่งต่างจากแบบที่มีการสวิตช์แรงดันแบบสองขั้ว ที่สวิตช์ระหว่าง $+V_d$ กับ $-V_d$ ซึ่งการสวิตช์แบบนี้ทำให้ความถี่ฮาร์โมนิกส์ขาออกมีค่าเป็นสองเท่าของการสวิตช์แรงดันแบบสองขั้ว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

$$\hat{V}_{o1} = m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0) \quad (3.20)$$

และ

$$V_d < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d \quad (m_a > 1.0) \quad (3.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



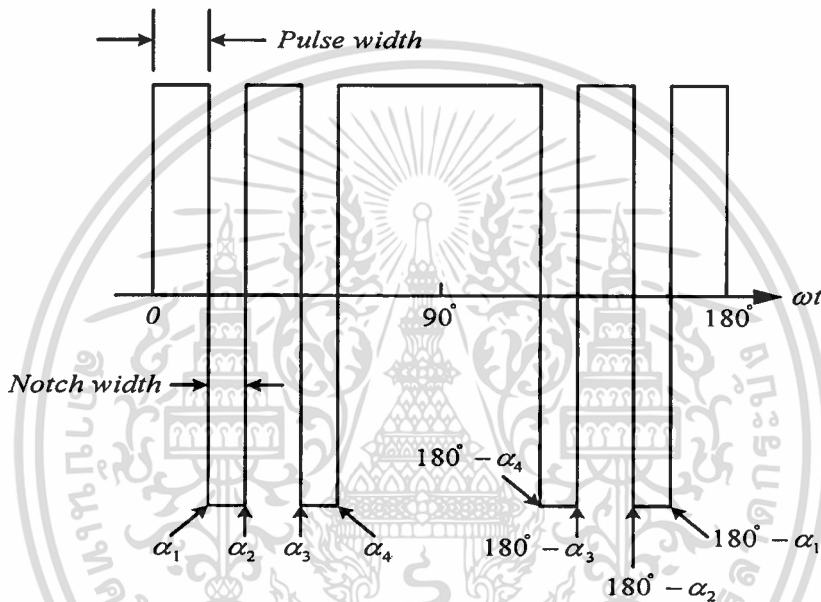
รูปที่ 3.9 แสดงการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ที่มีการสวิตช์แรงดันแบบข้าวเดียวและสเปกตรัม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 เทคนิคการควบคุมอินเวอร์เตอร์ในรูปแบบอื่นๆ

3.4.1 เทคนิคการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์แบบวิธีกำจัดฮาร์มอนิกส์ (Harmonic Elimination Method) [4]

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



รูปที่ 3.10 แสดงรูปคลื่นการมอดูเลตด้วยวิธีการกำจัดฮาร์มอนิกส์

เนื่องจากรูปคลื่นการมอดูเลตตามรูปที่ 3.10 แสดงลักษณะรูปคลื่นที่สมมาตรหนึ่งในสี่ของคาบ ซึ่งสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์สามารถหาได้จาก

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

เมื่อ

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากลักษณะรูปคลื่นแรงดันการมอดูเลตในรูปที่ 3.10 จะเห็นว่ามิแต่ฮาร์โมนิกส์ลำดับคี่เท่านั้น 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 ดังนั้นฮาร์โมนิกส์อันดับสามและอันดับฮาร์โมนิกส์ที่มีผลคูณของสามจะถูกกำจัดไปเมื่อใช้กับไฟสามเฟส 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 :

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 เทคนิคการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์แบบกระแสเพื่อมต่ำสุด (Minimum Ripple Current Method) [4]

วิธีการสร้างรูปคลื่นการมอดูเลตแบบวิธีกำจัดฮาร์มอนิกส์ที่ไม่ต้องการถือได้ว่าเป็นวิธีที่ดีวิธีหนึ่ง แต่ยังคงมีข้อเสียคือ ทำให้ฮาร์มอนิกส์อันดับต่ำที่ไม่ต้องการกำจัดมีค่าสูงขึ้นอย่างมาก จากการสูญเสียในตัวเครื่องจักรกลเนื่องจากฮาร์มอนิกส์ต่างๆ ไม่ได้เกิดจากฮาร์มอนิกส์ของแรงดัน แต่เกิดจากฮาร์มอนิกส์ของกระแสและไม่ได้เกิดจากฮาร์มอนิกส์หนึ่ง แต่เกิดจากผลรวมของกระแสฮาร์มอนิกส์ทุกตัวรวมกัน ที่ถูกกำหนดโดยค่ากระแสเพื่อมอาร์เอ็มเอส ดังนั้นกระแสเพื่อมจึงเป็นตัวแปรที่ควรกำหนดให้มีค่าน้อยที่สุดแทนการกำจัดฮาร์มอนิกส์ที่ต้องการออกไป โดยเทคนิคนี้จะถูกสมมุติให้ละเลยผลของ Skin Effect ของตัวแปร ซึ่งอาจเป็นสิ่งที่ไม่ถูกต้องมากนัก โดยเฉพาะอย่างยิ่งสำหรับขดลวดโรเตอร์ โดยค่าของกระแสเพื่อมนี้สามารถหาได้จาก

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

จากสมการที่ 3.34 แทนค่าแรงดัน V_n ด้วย b_n ในสมการที่ 3.28 เมื่อแรงดันคือ ค่าของสัมประสิทธิ์ b_n และใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการหาค่า α ต่างๆที่ทำให้เกิดกระแสกระเพื่อม น้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ โดยวิธีการหาค่าแบบวนซ้ำ (Iteration Method) หรือการลองผิดลอง ถูกอย่างมีหลักการ

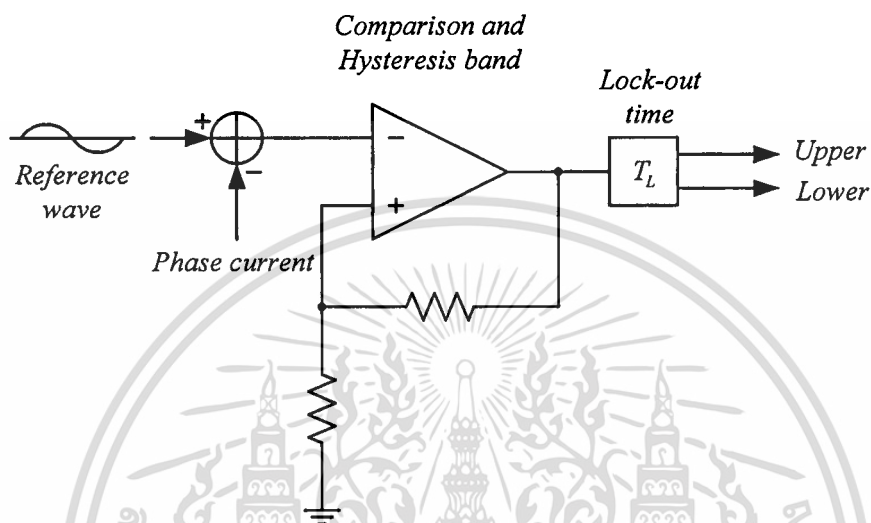
3.4.3 เทคนิคการปรับตัวของรูปคลื่นกระแสที่ดับบลิวเอ็ม

ในการวิเคราะห์ฮาร์มอนิกของรูปคลื่นแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันในทางอุดมคติ แรงดันที่บัสกระแสตรงจะถูกกำหนดให้มีค่าคงที่และไม่เกิดการกระเพื่อม แต่ในทางปฏิบัติแรงดันที่บัสกระแสตรงจะเกิดการกระเพื่อม โดยเฉพาะในกรณีที่โหลดคิงกระแส มากๆ ซึ่งส่งผลให้ประจุที่เก็บไว้ที่ตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงมีการเปลี่ยนแปลงอย่างมาก อีกทั้งส่งผลถึงการกระเพื่อมของแรงดันและกระแส เนื่องจากค่าของ LC หรือ ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ที่มีค่าไม่มากพอ สำหรับการแก้ปัญหานี้สามารถทำได้โดยการเพิ่มค่าของตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรงให้มีขนาดที่ใหญ่ขึ้น ซึ่งทำให้ขนาดและต้นทุนของระบบมีค่าสูงขึ้น

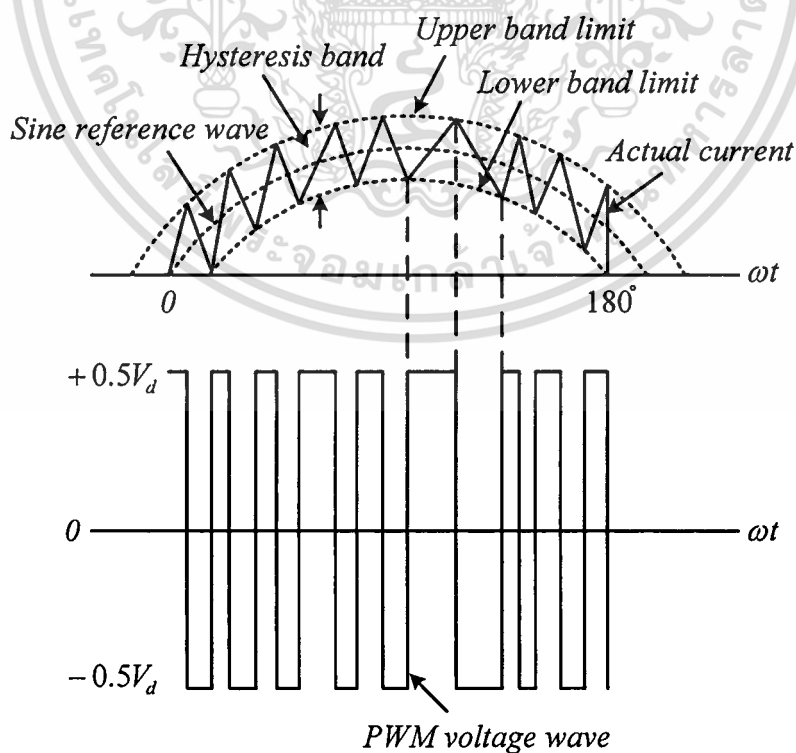
เทคนิคที่ใช้ในการควบคุมกระแส [4] ได้ถูกเสนอเพื่อเป็นทางเลือกหนึ่ง สำหรับลดสภาวะการกระเพื่อมของกระแสที่จ่ายให้โหลด ดังในรูปที่ 3.11 แสดงวงจรควบคุมโดยการสร้างกระแสไซน์อ้างอิงที่มีขนาดและความถี่ที่ต้องการนำมาเปรียบเทียบกับกระแสเฟสจริง ซึ่งผลที่ได้รับจากการเปรียบเทียบนี้จะถูกนำไปสร้างแรงดันรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม โดยมีวงจรควบคุมการสร้างสัญญาณไบแอสทรานซิสเตอร์ เพื่อให้ได้รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม ดังแสดงในรูปที่ 3.12 โดยเมื่อกระแสเกินค่าขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสที่กำหนดไว้ ทรานซิสเตอร์ในกิ่งบนของวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์จะหยุดนำกระแส ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ตัวล่างจะนำกระแส ทำให้แรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนจาก $+0.5V_d$ เป็น $-0.5V_d$ และค่ากระแสจะเริ่มลดลงจนกระทั่งมาถึงขอบเขตล่างของฮิสเตอร์รีซิส ซึ่งจะมีการเปลี่ยนแปลงการสวิตช์โดยทรานซิสเตอร์ตัวบนนำกระแส และทรานซิสเตอร์ตัวล่างหยุดนำกระแส ซึ่งเป็นการครอบรอบของการสวิตช์ โดยการทำงานจะเป็นลักษณะนี้ไปเรื่อยๆ ซึ่งจะถูกเรียกว่า การติดตามกระแส (Current Tracking) และจากรูปที่ 3.11 จะประกอบไปด้วยวงจรลอคเอาท์ T_L ซึ่งเป็นเวลาเคคไทม์ เพื่อแยกสัญญาณการไบแอสทรานซิสเตอร์ของชุดบนและชุดล่างให้เป็นอิสระต่างกันสำหรับป้องกันในกรณีที่ทรานซิสเตอร์

ทั้งสองตัวถูกกระตุ้นให้ทำงานพร้อมกัน ที่ส่งผลให้เกิดการลัดวงจรที่วงจรปรับกระแสตรงผ่านทรานซิสเตอร์ดังกล่าว

สำหรับกระแสจะถูกบังคับให้เกาะติดสัญญาณไซน์อ้างอิง เพื่อให้อยู่ในขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส ดังนั้นกระแสจะเพิ่มจากค่าขอดถึงขอด จึงถูกควบคุมให้ปรับตัวอยู่ในขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสตามค่า V_d ที่เกิดการกระเพื่อม



รูปที่ 3.11 แสดงวงจรสร้างสัญญาณของเทคนิคการปรับตัวของรูปคลื่นกระแสไฟดับลิเอ็ม



รูปที่ 3.12 แสดงรูปคลื่นของเทคนิคการปรับตัวของรูปคลื่นกระแสไฟดับลิเอ็ม

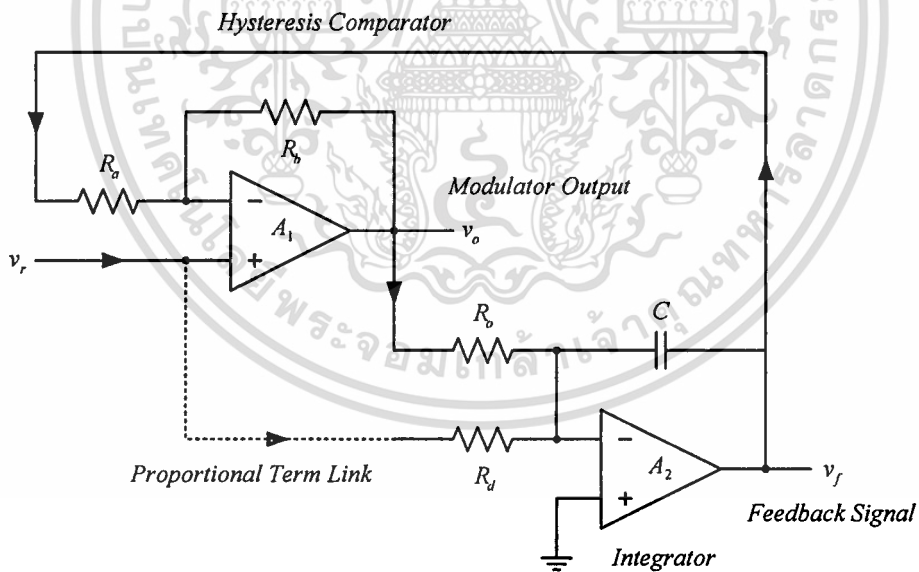
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากการใช้รูปคลื่นไซน์สำหรับเป็นสัญญาณอ้างอิงแล้ว ยังสามารถใช้รูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมูสำหรับการมอดูเลตได้ ซึ่งพัลส์ที่ได้จะสมมาตรทางด้านขาออกของอินเวอร์เตอร์และควบคุมแรงดันขาออกได้อย่างเป็นเชิงเส้น

3.4.4 เทคนิคเคลต้ามอดูเลตเตอร์ [5], [6]

เทคนิคนี้เป็นการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ชนิดหนึ่ง ที่สามารถแยกออกเป็นสองชนิดคือ แบบอะซิงโครนัส และแบบซิงโครนัส ซึ่งในที่นี้จะขอยกตัวอย่างแต่เฉพาะเทคนิคเคลต้ามอดูเลตเตอร์ชนิดอะซิงโครนัสอย่างง่าย โดยเทคนิคนี้นอกจากจะเป็นการมอดูเลตทางพัลส์แล้วยังเป็นการมอดูเลตทางความถี่รวมอยู่ด้วย ทำให้คาบของพัลส์พีคดับลิวเอ็มไม่เท่ากันทำให้สัญญาณการสวิตช์พีคดับลิวเอ็ม เปลี่ยนแปลงตลอดเวลาไม่แน่นอน เพราะไม่มีการซิงโครไนส์กับสัญญาณไซน์อ้างอิง

โดยวงจรเคลต้ามอดูเลตเตอร์อย่างง่าย จะประกอบไปด้วย ออปแอมป์สองตัว ที่มี A_1 เป็นวงจรเปรียบเทียบกับสัญญาณป้อนกลับ v_f กับสัญญาณไซน์อ้างอิง v_r โดยที่สัญญาณขาออก v_o ที่ได้เป็นสัญญาณการสวิตช์ E เพื่อไปขับอุปกรณ์สวิตช์ในอินเวอร์เตอร์ และ A_2 ทำหน้าที่เป็นวงจรอินทิกรัล ที่สร้างสัญญาณป้อนกลับจากสัญญาณขาออก

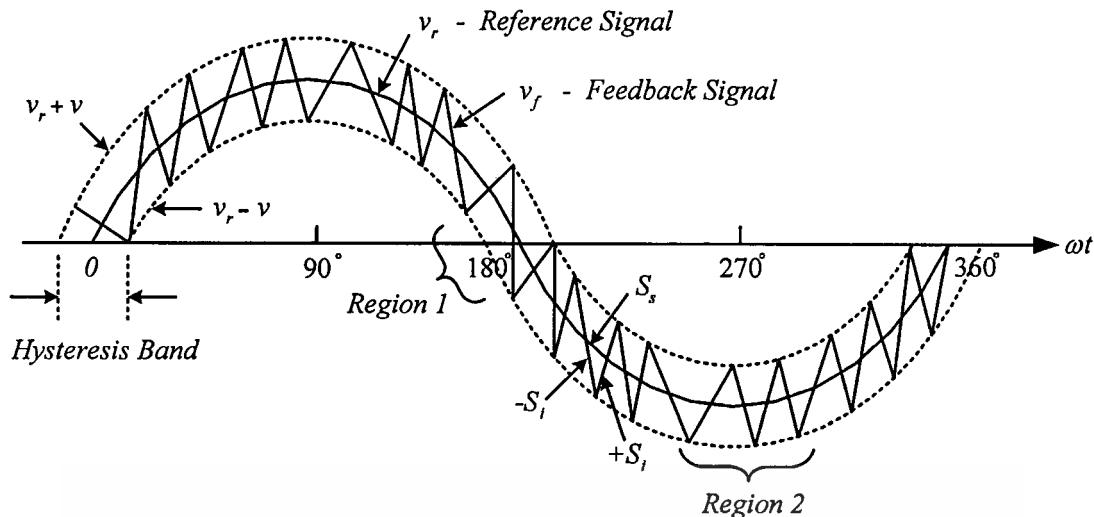


รูปที่ 3.13 แสดงวงจรเคลต้ามอดูเลตเตอร์อย่างง่าย

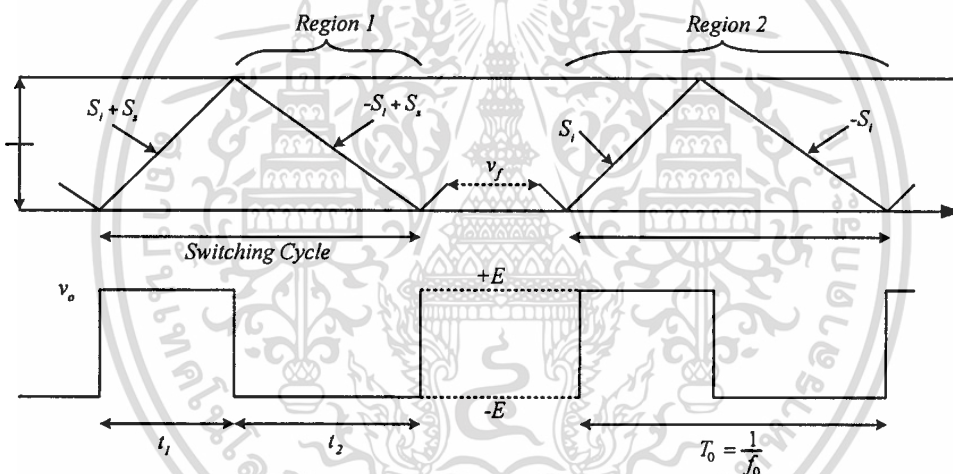
สัญญาณป้อนกลับที่ได้จะมีความชันเป็นบวกหรือลบ สามารถพิจารณาได้จาก

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 แสดงรูปคลื่นของเทคนิคเคลด้ามอดูเลเตอร์อย่างง่าย



รูปที่ 3.15 แสดงการเกิดรูปคลื่นการสวิตช์ของเทคนิคเคลด้ามอดูเลเตอร์ที่มีคาบไม่คงที่

โดย S_i คือ ค่าความชันของรูปคลื่นเคลด้ามอดที่สัญญาณป้อนกลับเคลื่อนที่ห่างจากสัญญาณไซน์อ้างอิงมีค่าเท่ากับ 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 ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 บทสรุป

ในบทนี้ ได้กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งเฟส ที่สามารถถูกแบ่งออกเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสและอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน โดยรายละเอียดจะให้ความสำคัญเฉพาะกับอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน เนื่องจากถูกนำมาประยุกต์ใช้กับงานวิจัยนี้ โดยอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันได้ถูกจำแนกออกเป็น แบบมอดูเลตตามความกว้างพัลส์และแบบจัตุรัส รวมถึงการทำงานในส่วนของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์ครึ่งลูกคลื่นและเต็มลูกคลื่น ทั้งที่มีการสวิตช์แรงดันแบบสองขั้วและขั้วเดียว ตัวอย่างเทคนิคการควบคุมอินเวอร์เตอร์ในรูปแบบต่างๆ เช่น เทคนิคการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์แบบวิธีกำจัดฮาร์มอนิกส์และแบบกระแสกระเพื่อมต่ำสุด, เทคนิคการปรับตัวของรูปคลื่นกระแสพิคดับบลิวเอ็ม และเทคนิคเดดไทมมอดูเลตเตอร์ ซึ่งเทคนิคการควบคุมแรงดันอินทิกรัลที่จะได้ถูกนำเสนอในส่วนต่อไป จะมีข้อดีของระบบที่มีความซับซ้อนน้อยกว่าและใช้กับระบบที่มีตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ที่บัสกระแสตรงขนาดเล็กกว่าโดยได้ถูกแสดงในส่วนต่อไป



บทที่ 4

ทฤษฎีและหลักการงานของตัวควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัล

4.1 บทนำ

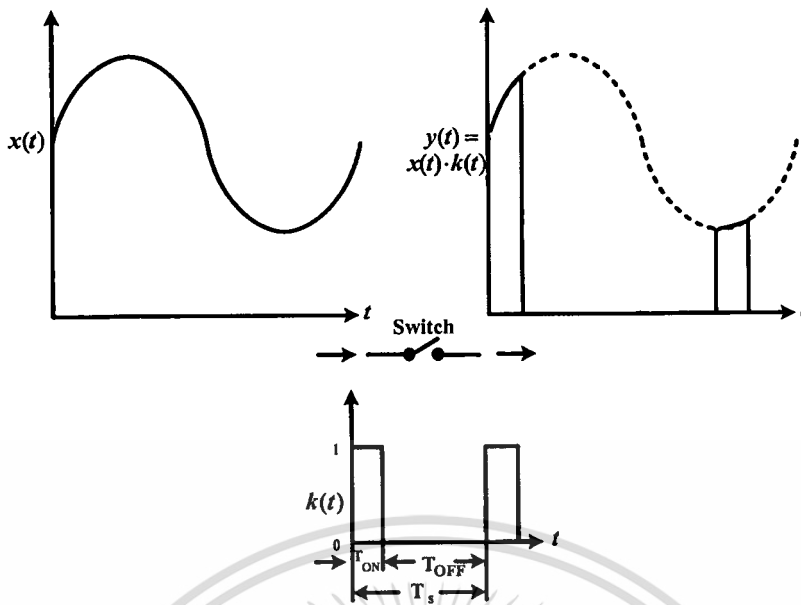
ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการงานของตัวควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลหรือเรียกอีกอย่างว่า วันไซเคิล รวมทั้งคุณสมบัติของตัวควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลที่มีข้อแตกต่างจากการควบคุมแบบ PWM ทั่วไป คือ การควบคุมแบบ PWM เมื่อเกิดการเปลี่ยนของแรงดันทางด้านอินพุตของวงจรแปลงผัน การควบคุมแบบ PWM จะเกิดการกระเพื่อมของแรงดันทางด้านเอาต์พุตมาก และใช้เวลาหลายคาบของการสวิตช์กว่าจะกลับเข้าสู่สภาวะคงตัว แต่การควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลจะมีการตรวจจับแรงดันในทุกๆคาบของการสวิตช์ ดังนั้นผลที่ได้จึงดีกว่า เนื่องจากสามารถกำจัด การกระเพื่อมของแรงดันอินพุตได้ ทนต่อการรบกวนของโหลดและติดตามสัญญาณควบคุมได้

4.2 หลักการควบคุมการทำงานแบบรีเซตอินทิกรัล

หลักการงานของตัวควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลสามารถอธิบายโดยใช้หลักการงานของสวิตช์ ซึ่งสามารถเขียนได้เป็นฟังก์ชัน $k(t)$ โดยมีความถี่ในการสวิตช์ คือ $f_s = \frac{1}{T_s}$

$$k(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t < T_{on} \\ 0 & T_{on} < t < T_s \end{cases} \quad (4.1)$$

ในแต่ละคาบของสัญญาณช่วงเวลาที่สวิตช์ทำงานจะเรียกช่วงนั้นว่า T_{on} และเรียกช่วงเวลาที่สวิตช์ไม่ทำงานจะเรียกช่วงนั้นว่า T_{off} โดยที่ $T_{on} + T_{off} = T_s$ โดยมีอัตราขยายของพัลส์ $D = T_{on} / T_s$ เกิดจากการมอดูเลตกับสัญญาณควบคุมอ้างอิง $v_{ref}(t)$ และสัญญาณอินพุต $x(t)$ จะถูกสับสัญญาณโดยสวิตช์แล้วส่งผ่านมายังเอาต์พุตซึ่งจะได้สัญญาณ $y(t)$ โดยความถี่และความกว้างของสัญญาณสวิตช์ที่เปลี่ยนจะทำให้สัญญาณ $y(t)$ เปลี่ยนไปตามฟังก์ชันของการสวิตช์ $k(t)$ ขณะที่แอมพลิจูดของสัญญาณ $y(t)$ จะมีลักษณะเป็นไปตามสัญญาณ $x(t)$ แสดงดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 ฟังก์ชันของการสวิตช์

สมการฟังก์ชันของการสวิตช์

$$y(t) = x(t) \cdot k(t) \quad (4.2)$$

สมมติว่าความถี่ของการสวิตช์คือ f_s ซึ่งจะต้องมีความถี่สูงกว่าความถี่ของสัญญาณทางด้านอินพุต $x(t)$ หรือสัญญาณควบคุมสัญญาณอ้างอิง $v_{ref}(t)$ จึงมีผลทำให้สัญญาณพาห์ในการสวิตช์ทางด้านเอาต์พุตเป็นค่าเฉลี่ยของการสวิตช์ที่เปลี่ยนไปตามฟังก์ชันของ

$$y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} x(t) dt \quad (4.3)$$

$$\approx x(t) \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} dt \quad (4.4)$$

$$= x(t)D \quad (4.5)$$

ดังนั้นการเปลี่ยนของการสวิตช์ $y(t)$ ที่ทางด้านเอาต์พุตของการสวิตช์ เป็นผลมาจากสัญญาณอินพุต $x(t)$ และคิวดิไซเทิล D ถ้าอัตราคิวดิไซเทิลของสวิตช์เป็นการมอดูเลต ดังนั้นการอินทิกรัลของการสวิตช์ที่เปลี่ยนไปทางด้านอินพุต จะมีค่าเท่ากับการอินทิกรัลของสัญญาณควบคุมอ้างอิง v_{ref} ในแต่ละคาบของลูกคลื่นดังสมการที่ 4.6 นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยมีสัญญาณนาฬิกา (clock) ซึ่งมีความถี่คงที่คอยควบคุมจังหวะเริ่มการทำงาน ค่าของการอินทิกรัลจะได้ดังสมการ[7]

$$v_{int}(t) = k \int_0^{T_{on}} x(t) dt \tag{4.9}$$

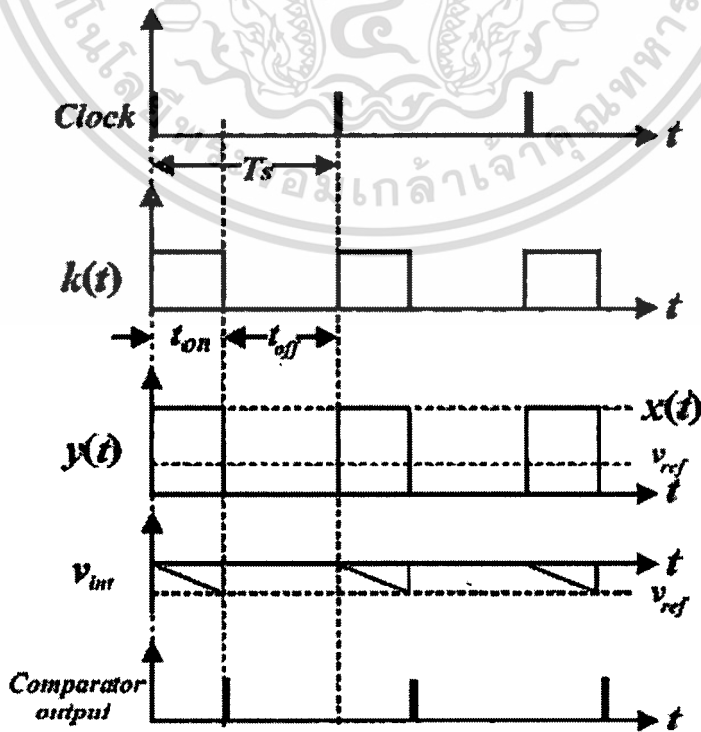
จากนั้นจะนำค่าของการอินทิกรัลไปทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณควบคุมอ้างอิง $v_{ref}(t)$ เมื่อค่า k เป็นค่าคงที่ ในช่วงที่ค่าของการอินทิกรัล v_{int} มีค่าเท่ากับสัญญาณควบคุมอ้างอิง $v_{ref}(t)$ ตัวควบคุมจะส่งสัญญาณไปให้อุปกรณ์ที่ทำการสวิตช์เปลี่ยนสถานะ จากสถานะที่สวิตช์ทำงาน(on) ไปเป็นสถานะไม่ทำงาน(off) ในเวลาเดียวกันตัวควบคุมจะส่งสัญญาณไปทำการรีเซ็ตตัวอินทิกรัลให้มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นค่าอัตราขยายของพัลส์ $D = T_{on} / T_s$ ของลูกคลื่นปัจจุบันจะหาได้จากสมการ

$$k \int_0^{T_{on}} x(t) dt = v_{ref}(t) \tag{4.10}$$

ขณะที่คาบของการสวิตช์เป็น T_s ซึ่งเป็นค่าคงที่ และ $K = 1 / k \cdot T_s$ เป็นค่าคงที่ด้วย ดังนั้นค่าเฉลี่ยของการสวิตช์ จึงเป็นผลให้สัญญาณเอาต์พุตในแต่ละคาบของลูกคลื่นมีค่าเป็น

$$y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} x(t) dt = K \cdot v_{ref}(t) \tag{4.11}$$

โดยรูปที่ 4.3 สัญญาณการทำงานของวงจรที่มีการควบคุมแบบรีเซ็ตอินทิกรัล โดยมีสัญญาณอ้างอิง $v_{ref}(t)$ เป็นค่าคงที่



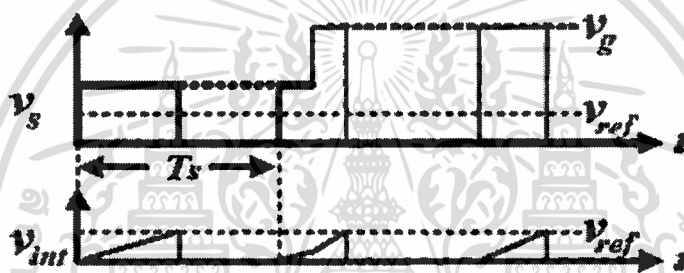
รูปที่ 4.3 การควบคุมแบบรีเซ็ตอินทิกรัลที่มีการสวิตช์คงที่

4.2.1 คุณสมบัติของการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัล

คุณสมบัติที่สำคัญของการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลเมื่อนำมาใช้งานกับวงจรแปลงผัน จะมีคุณสมบัติดังนี้[8]

1. การกำจัดสัญญาณรบกวนทางด้านแรงดันอินพุต

ในกรณีที่สัญญาณอ้างอิงและโหลดเป็นค่าคงที่ เมื่อแรงดันอินพุตถูกรบกวนด้วยรูปแบบใดๆ การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณควบคุม ก็จะถูกอินทิกรัลในแบบ Real time และความชันของสัญญาณควบคุมจะเปลี่ยนโดยทันที ดังนั้นแรงดันอินพุตที่ต่อโดยตรงก็จะมีผลกระทบต่อค่าตัวรีโธแสดงได้ดังรูปที่ 4.4



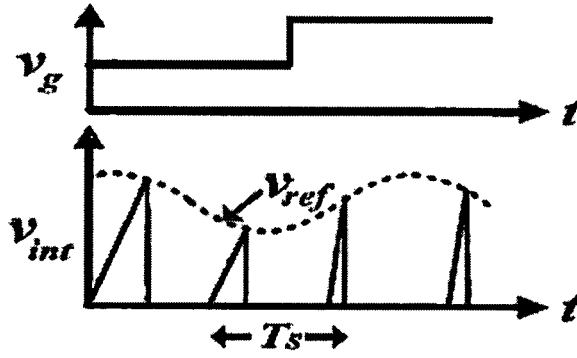
รูปที่ 4.4 การทำงานของการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลเมื่อแรงดันแหล่งจ่ายมีการเปลี่ยนแปลง

2. การกำจัดการรบกวนของโหลด

ในกรณีที่สัญญาณอินพุต และสัญญาณอ้างอิงเป็นค่าคงที่ และกระแสโหลดถูกรบกวนในกรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายมีค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เปลี่ยนไป ซึ่งการรบกวนจะเปรียบเสมือนการรบกวนของแรงดันทางด้านอินพุตดังที่กล่าวมาแล้ว จะพบว่าสัญญาณควบคุมจะเปลี่ยนโดยทันทีทันใด อย่างไรก็ตามแรงดันด้านเอาต์พุตจะถูกรบกวนจากพลวัตเอาต์พุตฟิลเตอร์

3. การติดตามสัญญาณอ้างอิง

กรณีที่แรงดันอินพุต (v_g) และ สัญญาณอ้างอิง (v_{ref}) เปลี่ยนพร้อมกัน ตัวอย่างเช่น แรงดันทางด้านอินพุตเกิดการเพิ่มขึ้นอย่างฉับพลัน และสัญญาณอ้างอิงเปลี่ยนเป็นรูปซายน์ จะพบว่าความชันของการอินทิกรัลจะแคบลงเมื่อขนาดของแรงดันทางด้านอินพุตเกิดการเพิ่มขึ้น ซึ่งไม่ว่าความชันของการอินทิกรัลจะเป็นอย่างไรก็ตาม ค่าของการอินทิกรัลจะยังคงรักษาให้เป็นสัญญาณอ้างอิงรูปซายน์ได้ในแต่ละคาบการสวิตช์ ดังนั้นค่าเฉลี่ยของแรงดันจะไม่ถูกรบกวนจากทางด้านอินพุตเลย ได้ดังรูปที่ 4.5 [9]



รูปที่ 4.5 การทำงานของการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลเมื่อแรงดันแหล่งจ่ายมีการเปลี่ยน

4.3 การควบคุมพีดับบลิวเอ็มแบบยูนิโพลาร์

จากรูปที่ 4.6 แสดงวงจรควบคุมพีดับบลิวเอ็มแบบยูนิโพลาร์

$$u = \frac{1}{2} \cdot (u_1 - u_2)$$

สามารถกำหนดค่าได้ดังนี้

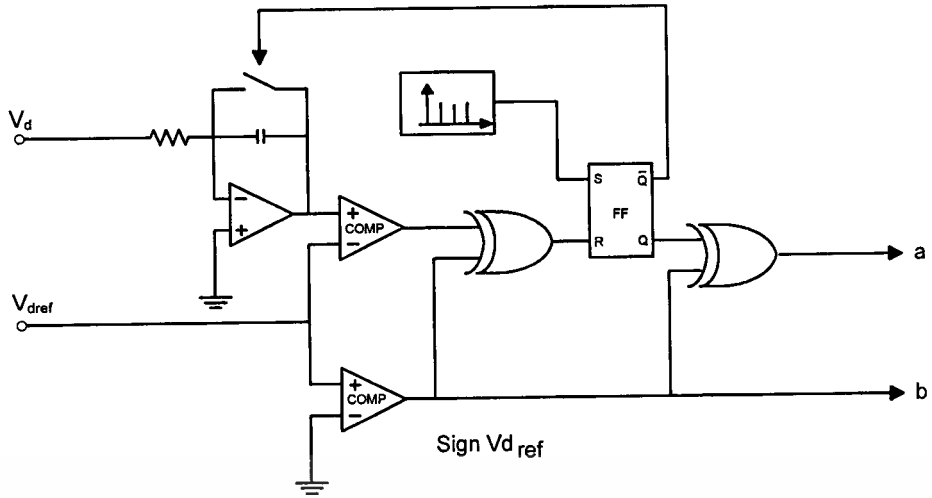
$$u_1 = 1, \text{ เมื่อ } S1 \text{ ทำงาน และ } S2 \text{ ไม่ทำงาน}$$

$$= -1, \text{ เมื่อ } S1 \text{ ไม่ทำงาน และ } S2 \text{ ทำงาน}$$

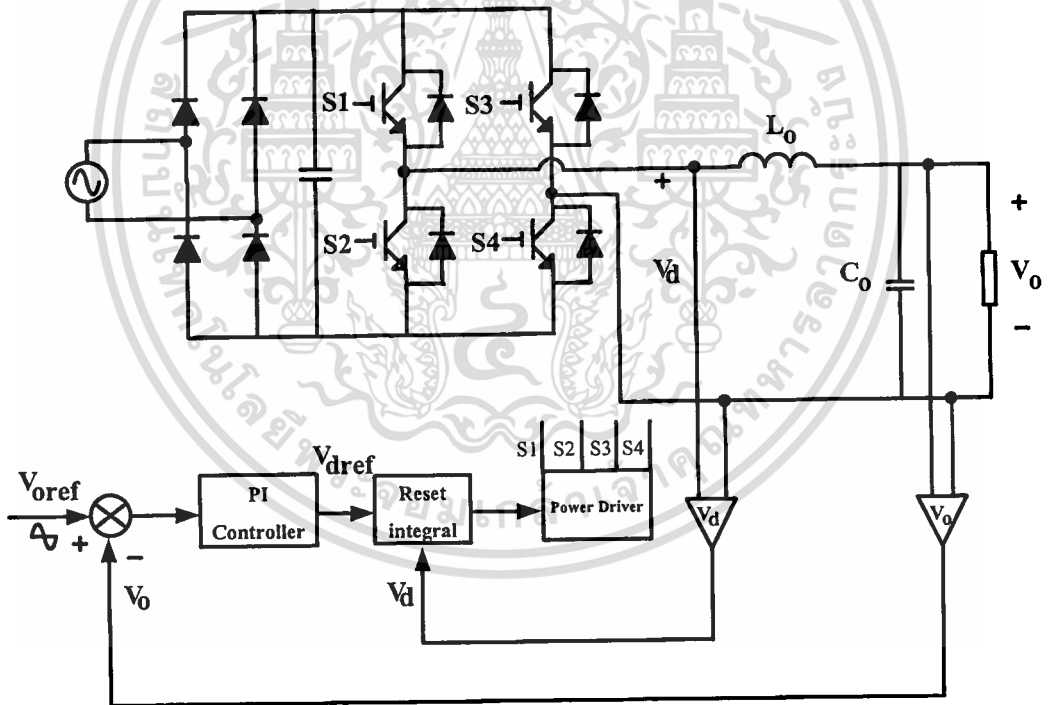
$$u_2 = 1, \text{ เมื่อ } S3 \text{ ทำงาน และ } S4 \text{ ไม่ทำงาน}$$

$$= -1, \text{ เมื่อ } S3 \text{ ไม่ทำงาน และ } S4 \text{ ทำงาน}$$

u_1 คือสัญญาณแสดงขั้วหรือเครื่องหมายแรงดันเอาต์พุตที่มีความถี่เท่ากับไซน์อ้างอิง V_{oref} และ u_2 เป็นสัญญาณ PWM ความถี่สูง V_d เท่ากับความถี่ของสัญญาณนาฬิกา (clock)

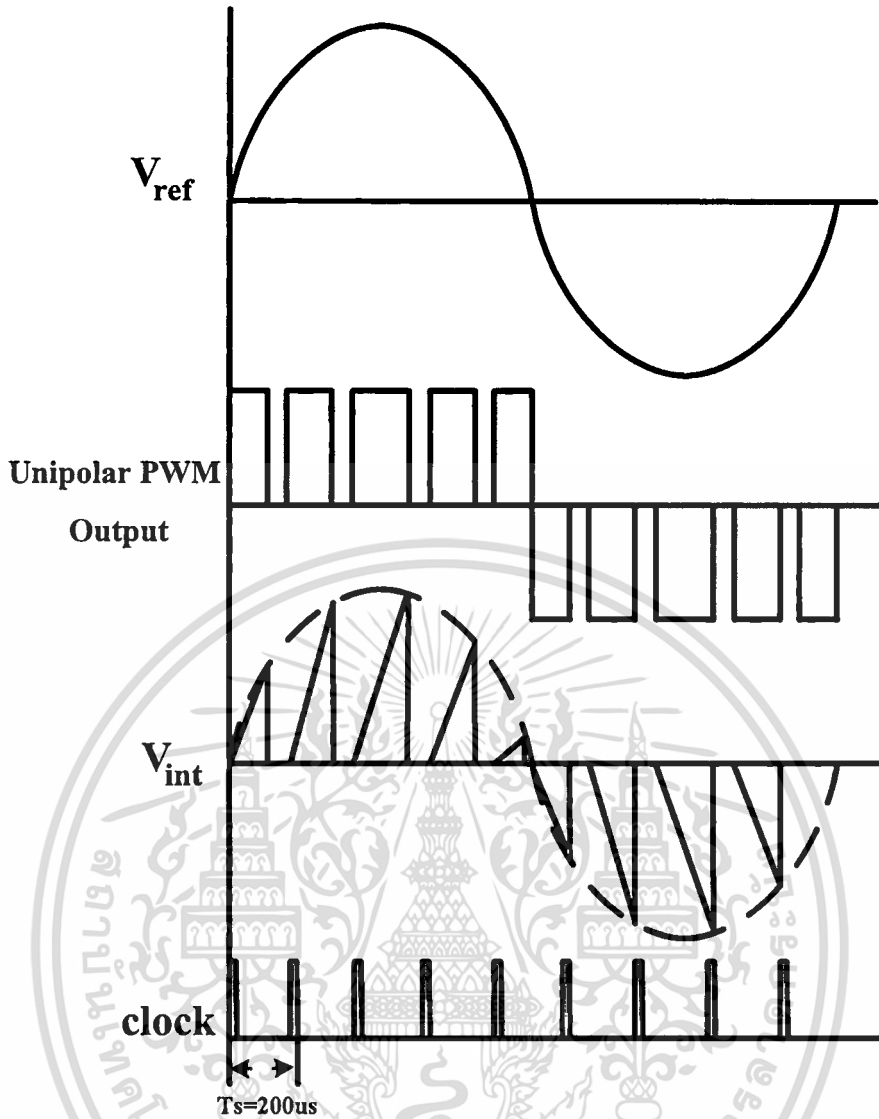


รูปที่ 4.6 วงจรรีเซตอินทิกรัลสำหรับพีดีบับลิวเอ็มแบบยูนิโพลาร์



รูปที่ 4.7 แหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหนึ่งเฟสโดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบอินทิกรัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการทำงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 สัญญาณการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลเมื่อใช้กับพีดีบลิเอ็มแบบยูนิโพลาร์

4.4 หลักการทำงานของวงจรการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัล

ในการทำงานของการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลหรือเรียกอีกอย่างว่าวันไซเคลิล การทำงานของสวิตช์จะถูกกำหนดโดยสัญญาณนาฬิกาที่จะไปควบคุมการทำงานของฟลิป-ฟลอป สัญญาณที่ออกจากฟลิป-ฟลอปจะเป็นตัวกำหนดการทำงานของสวิตช์ที่ใช้ในการรีเซตของชุดควบคุมแบบอินทิกรัลซึ่งชุดการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลหรือวันไซเคลิลนั้นจะรับสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตกับแรงดันอ้างอิงที่สร้างขึ้น เมื่อเกิดค่าความผิดพลาดก็จะส่งไปยังชุดของรีเซตอินทิกรัลนำไปเปรียบเทียบกับแรงดันที่ได้จากการสวิตช์ แล้วจึงส่งสัญญาณไปยังชุดขับสวิตช์อีกครั้ง จะวนรอบการทำงานอย่างนี้ไปเรื่อยๆ

4.5 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานและหลักการควบคุมการทำงานแบบปริเซตอินทิกรัล หรือเรียกอีกอย่างว่าการควบคุมแบบวันไซเคิล โดยจะอธิบายถึงลักษณะการทำงานของการสวิตช์ จากนั้นจะอธิบายเมื่อนำมาใช้กับอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบฟลูบริดจ์ และจะกล่าวถึงการออกแบบวงจรกำลังและควบคุมในบทถัดไป



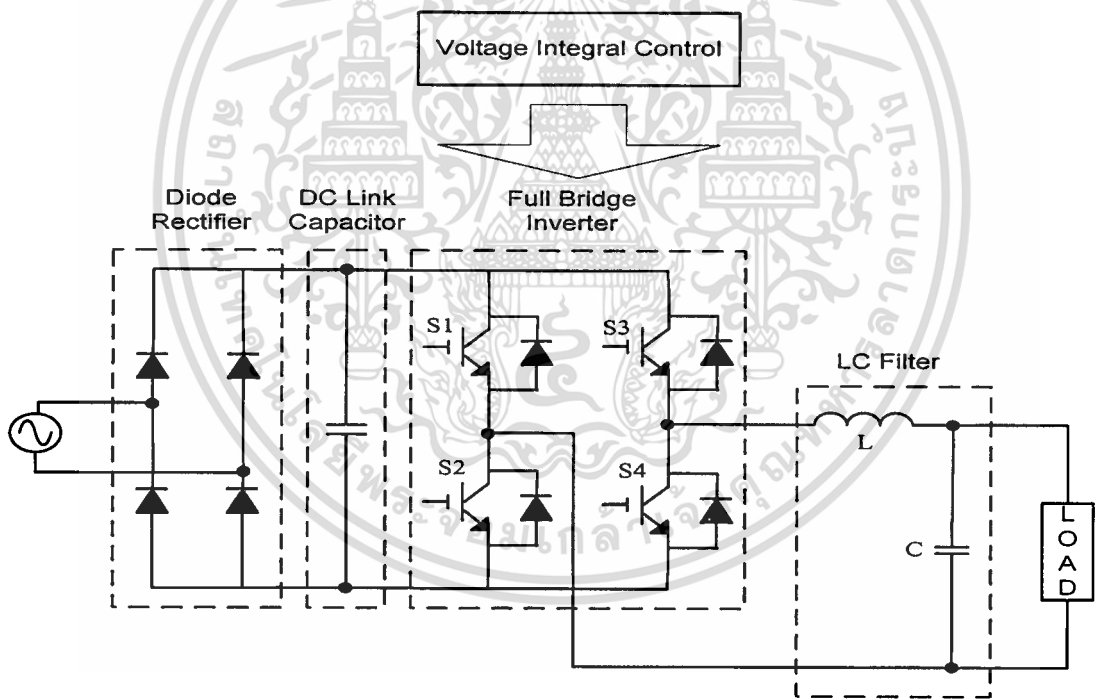
บทที่ 5

การออกแบบวงจรกำลังและวงจรควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัล

5.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรกำลังและสร้างวงจรต้นแบบของวงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับแบบหนึ่งเฟสใช้หลักการควบคุมแรงดันแบบอินทิกรัลชนิดยูนิโพลาร์[19] เพื่อทดสอบระบบการทำงานของ การควบคุมแรงดันแบบอินทิกรัลเมื่อมีการป้อนกลับแรงดันที่ดับบลิวเอ็มเอชเอตต์ฟูด[14] เมื่อนำไปทำงานร่วมกับอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่มีโหลดเป็นค่าความต้านทาน

5.2 การออกแบบวงจรกำลัง



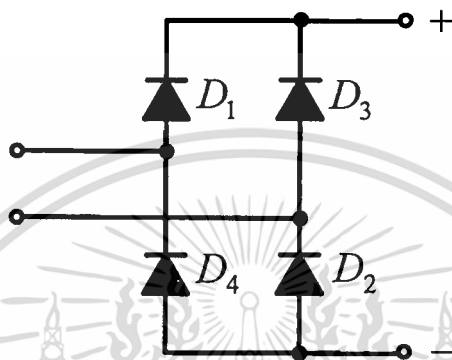
รูปที่ 5.1 วงจรภาคกำลังของระบบอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแบบอินทิกรัลที่มีการป้อนกลับแรงดันที่ดับบลิวเอ็มเอชเอตต์ฟูดที่นำเสนอ

รูปที่ 5.1 แสดงวงจรกำลังของเทคนิคการควบคุมแบบอินทิกรัลที่มีการป้อนกลับแรงดันที่ดับบลิวเอ็มเอชเอตต์ฟูด ซึ่งรายละเอียดของวงจรแต่ละส่วนจะกล่าวถึงและนำเสนอในหัวข้อถัดไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.1 วงจรเรียงกระแสบริดจ์ไดโอดหนึ่งเฟส (Bridge Diode Rectifier)

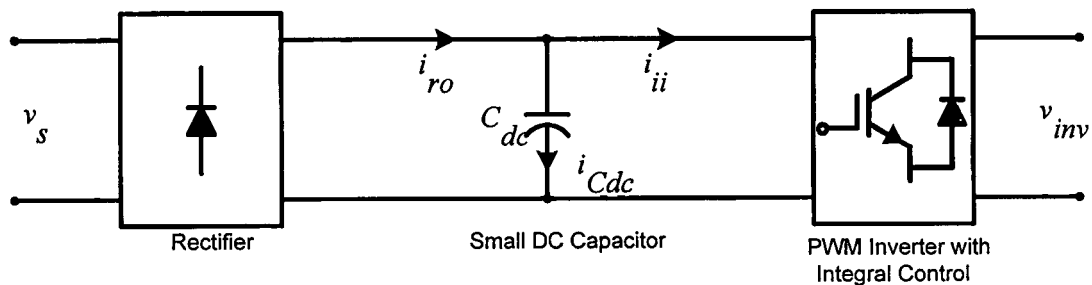
ในส่วนนี้วงจรจะถูกประกอบไปด้วยไดโอดจำนวนสี่ตัว ต่อกันแบบบริดจ์ชนิดเต็มลูกคลื่น โดยจะทำหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสสลับอินพุตชนิดหนึ่งเฟส ก่อนที่จะถูกส่งผ่านไปยังในส่วน ของตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรงต่อไป ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้บริดจ์ไดโอดที่เป็น โมดูลขนาด $30A/600V$ โดยถูกออกแบบเพื่อให้สามารถทำงานได้ที่แรงดันอินพุตในสภาวะแรงดันเกิน ชั่วขณะ และในสภาวะกระแสกระชากไว้ด้วย



รูปที่ 5.2 ไดโอดกำลังชนิดเต็มคลื่น

5.2.2 ตัวเก็บประจุบัสกระแสตรง (DC Bus Capacitor)

ในส่วนของตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรง จะทำหน้าที่เป็นเสมือนวงจรกรองแรงดันที่ส่งผ่าน มาจากวงจรเรียงกระแส เพื่อกรองแรงดันความถี่สูงที่เกิดจากการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์พีดับบลิว เอ็ม โดยในงานวิจัยนี้ค่าตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรงนี้จะถูกออกแบบให้มีค่าเล็ก เพื่อลดความ ผิดเพี้ยนของกระแสอินพุต รวมทั้งต้องการให้ตัวประกอบกำลังอินพุตที่สูง และตอบสนองความ ต้องการของเทคนิคการควบคุมที่ต้องการให้เฟสของแรงดันเอาต์พุต สอดคล้องกับแรงดัน กระเพื่อมที่บัสกระแสตรง แต่ก็ต้องให้มีค่าที่มากเพียงพอสำหรับการกรองเอาฮาร์มอนิกส์ความถี่ สูงที่ถูกสร้างโดยการดำเนินงานของอินเวอร์เตอร์ชนิดพีดับบลิวเอม ดังนั้นสำหรับการออกแบบ ค่าตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรง จะถูกออกแบบโดยการจำกัดค่าแรงดันการกระเพื่อมจากค่ายอด ถึงยอดสูงสุด ที่บัสกระแสตรงในหนึ่งคาบการสวิตช์ Δv_{dc} ดังนั้นแรงดันที่บัสกระแสตรงจะถูก รักษาให้เป็นรูปคลื่นแรงดันที่ถูกเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นดั้งเดิม



รูปที่ 5.3 วงจรกำลังและรูปคลื่นสัญญาณเมื่อตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงขนาดเล็กทำหน้าที่กรองกระแสฮาร์มอนิกส์ความถี่สูงจากอินเวอร์เตอร์ของระบบที่นำเสนอ

สำหรับการออกแบบในกรณีที่สมมุติให้กระแสวิตซ์ความถี่สูงของอินเวอร์เตอร์ ถูกกรองโดยตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงทั้งหมด ซึ่งรูปคลื่นสัญญาณที่ได้จะเป็นการหักออกของกระแสดับอินเวอร์เตอร์ i_{ii} ออกจากกระแสตรงของวงจรเรียงกระแส i_{ro} ในแต่ละคาบการสวิตซ์ของการกระเพื่อมแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงในรูปที่ 5.3 ดังนั้นขนาดของค่าแรงดันกระเพื่อมจากขอดถึงขอดสามารถเขียนได้เป็น

$$\Delta v_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} \cdot i_{Lo} \cdot \frac{S}{2f_{sw}} \quad (5.1)$$

เมื่อ S ถูกกำหนดให้เป็นฟังก์ชันเฉลี่ยการสวิตซ์ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$0 < S = \frac{v_l}{v_{dc}} < 1 \quad (5.2)$$

และถ้าแรงดันเอาต์พุตที่โหลดถูกกรองโดยวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำเอาต์พุต ดังนั้นกระแสของตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต i_{Lo} จึงอาจสามารถถูกประมาณการให้มีค่าเท่ากับกระแสโหลด i_l ได้ดังนี้

$$i_{Lo} = \frac{v_l}{R_l} \quad (5.3)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (5.1) ถึง (5.3) สามารถหาค่าตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงได้จากสมการ

$$C_{dc} = \frac{S^2}{(\Delta v_{dc} / v_{dc}) R_l 2f_{sw}} \quad (5.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

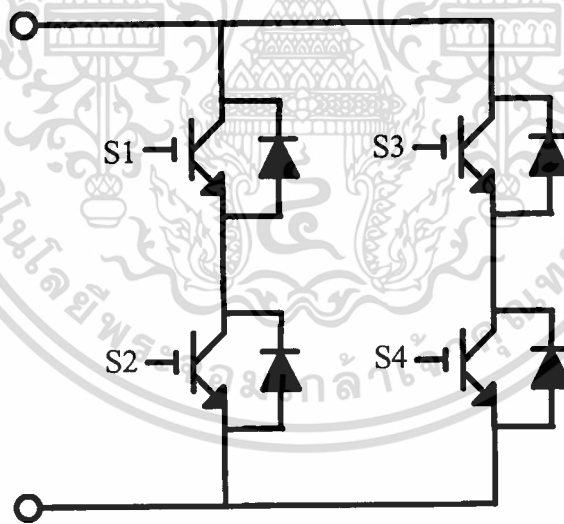
เมื่อกำหนดให้ฟังก์ชันเฉลี่ยการสวิตช์ $S = 1$ จะได้

$$C_{dc} = \frac{1}{(\Delta v_{dc} / v_{dc}) R_i 2 f_{sw}} \quad (5.5)$$

จากสมการที่ (5.5) สามารถประมาณหาค่าตัวเก็บประจุกระแสตรงโดยการแทนค่าสมการ
ได้ C_{dc}

5.2.3 วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส (Single Phase Inverter)

ในส่วนนี้วงจรจะถูกประกอบไปด้วยไอจีบีทีกำลังจำนวนสี่ตัว ต่อกันแบบบริดจ์ชนิดเต็มลูก
คลื่น โดยจะทำหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสตรงอินพุตจากส่วนของวงจรเรียงกระแส และตัวเก็บ
ประจุกระแสตรงไปเป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่มีมอดูเลชันของสวิตช์ความถี่สูง โดย
อินเวอร์เตอร์ที่ได้ออกแบบสร้างขึ้นเป็นอินเวอร์เตอร์ที่ดับบลิวเอ็มชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน ที่
สามารถควบคุมและออกแบบได้ง่าย ซึ่งไอจีบีทีกำลังที่ถูกใช้เป็นการสวิตช์ในงานวิจัยนี้
จะใช้ ไอจีบีทีเบอร์ GT60M303 ขนาด 60A / 900V



รูปที่ 5.4 วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

5.2.4 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสองทางเอาต์พุต (Output Second Order Filter)

ในส่วนนี้วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสองทางด้านเอาต์พุต จะถูกประกอบไปด้วยค่าของ
ตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต L_o และตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o โดยวงจรนี้จะทำหน้าที่กรองสัญญาณการ
สวิตช์ความถี่สูง ออกจากสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ โดยในการออกแบบวงจร
กรองจะถูกออกแบบให้มีขนาดเล็กเพียงพอ ให้การเลือนเฟสระหว่างกระแสไหลกับแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารวิจัยของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี เพื่อความต้องการให้ค่าตัวประกอบกำลังการ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระจัดอินพุตมีค่าที่สูง แต่อย่างไรก็ตามวงจรกรองด้านเอาต์พุตที่ถูกออกแบบจะต้องมีค่าที่มากเพียงพอ สำหรับการกรององค์ประกอบสวิตช์ความถี่สูงออกจากสัญญาณแรงดันโวลต์เอาต์พุต โดยจะทำการออกแบบตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุตที่สภาวะการดำเนินงานต่อเนื่อง และตัวเก็บประจุเอาต์พุตที่ใช้จำกัดการกระเพื่อมของแรงดันโวลต์ที่มากที่สุด

- การออกแบบตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต L_o

เนื่องจากแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุตสามารถหาได้จากการหักออกของแรงดันโวลต์จากแรงดันกระแสสลับอินเวอร์เตอร์ ดังนั้น ค่าแรงดันจากยอดถึงยอดคร่อมตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุตจะเป็นแรงดันบัสกระแสตรงในแต่ละคาบการสวิตช์ ดังนั้นกระแสกระเพื่อมจากยอดถึงยอด Δi_{L_o}

ใน L_o สามารถถูกเขียนได้เป็น

$$\Delta i_{L_o} = \frac{1}{L_o} \cdot v_{dc} \cdot \frac{S}{2f_{sw}} \quad (5.6)$$

และจากสมการที่ (5.2), (5.3) และ (5.6) สามารถหาค่าตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุตได้จากสมการ

$$L_o = \frac{R_l}{(\Delta i_{L_o} / i_{L_o}) 2f_{sw}} \quad (5.7)$$

และจากสมการที่ (5.7) สามารถประมาณหาค่าตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต โดยการแทนค่าสมการได้ L_o

- การออกแบบตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o

เนื่องจากการกรองกระแสกระเพื่อมสามารถถูกกำหนดได้โดยสมการที่ (5.6) โดยการออกแบบจะประมาณการให้กระแสกระเพื่อมทั้งหมดถูกไหลตรงไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต ซึ่งในกรณีนี้ค่าการกระเพื่อมของแรงดันจากยอดถึงยอด Δv_{C_o} สามารถถูกกำหนดได้โดย

$$\Delta v_{C_o} = \frac{1}{C_o} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta i_{L_o}}{2} \cdot \frac{1}{4f_{sw}} \quad (5.8)$$

และจากสมการที่ (5.2), (5.3) และ (5.8) สามารถหาค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุตได้จากสมการ

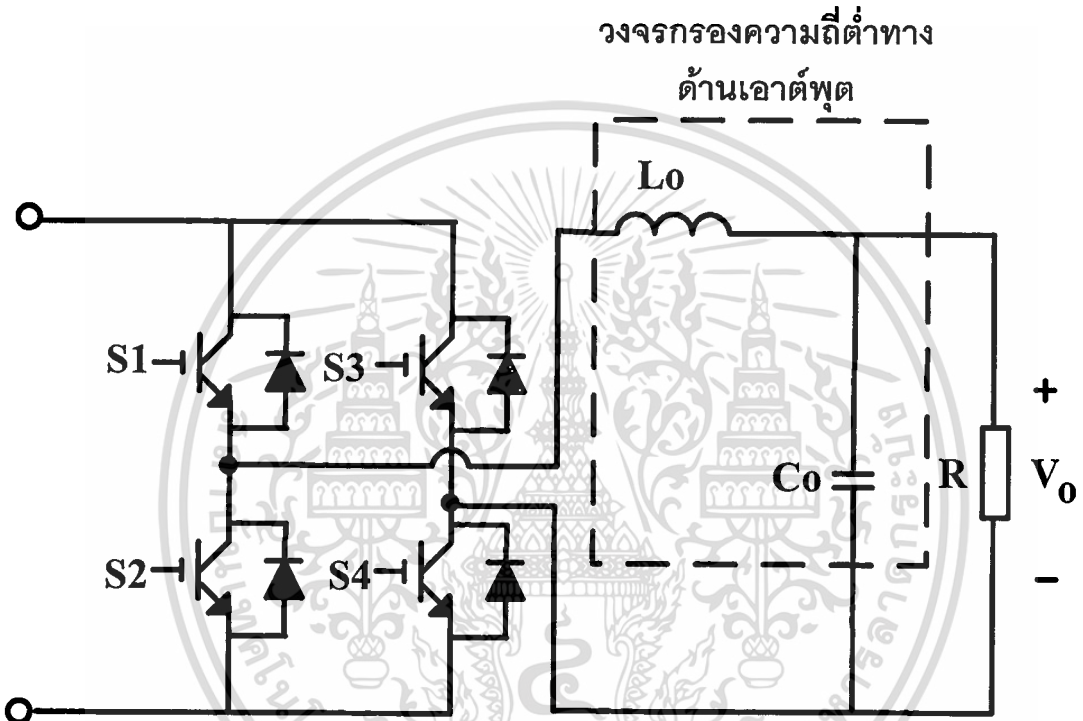
$$C_o = \frac{1}{32(\Delta v_{C_o} / v_{C_o}) L_o f_{sw}^2} \quad (5.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากสมการที่ (5.9) สามารถประมาณหาค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุต โดยการแทนค่าสมการจะสามารถหาค่า C_o ได้

หรือสามารถกำหนดหาได้จากสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของสมการอันดับที่สองได้โดย

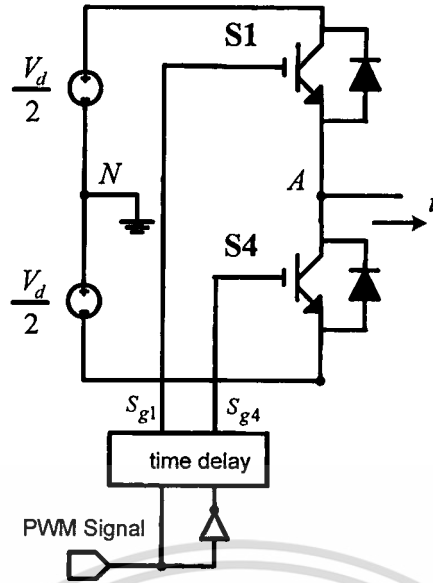
$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{1}{L_o C_o s^2 + (L_o / R_l) s + 1} \quad (5.10)$$



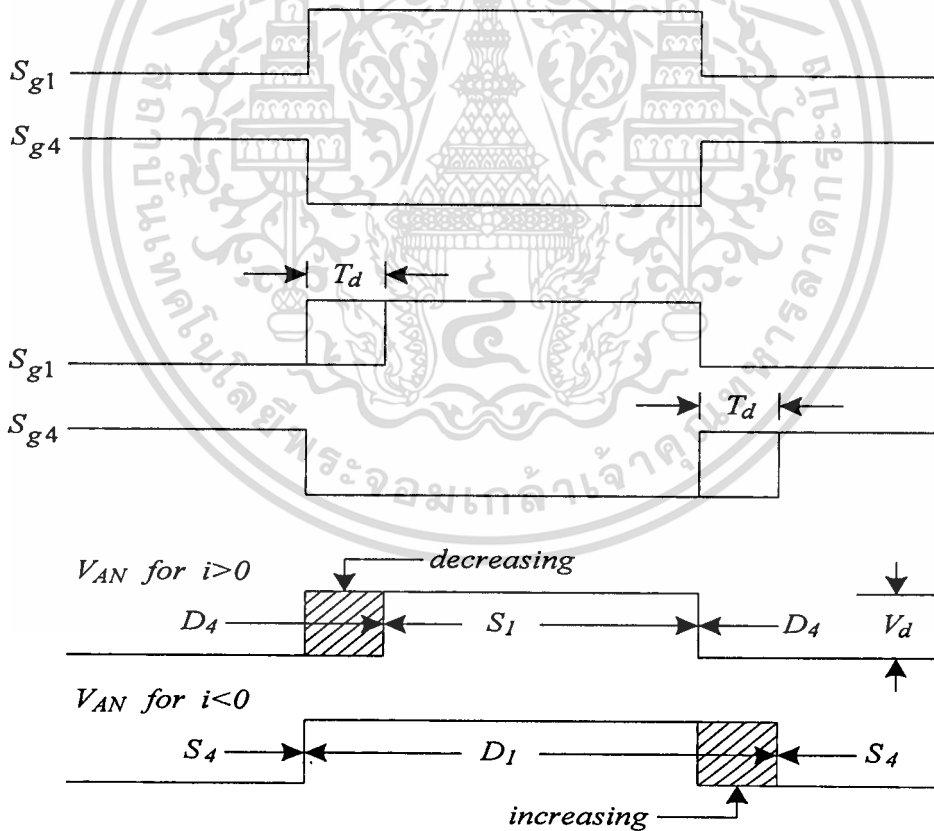
รูปที่ 5.5 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำทางด้านเอาต์พุต

5.2.5 วงจรเดดไทม์และวงจรขับเกต (Dead-Time and Gate Drive Circuit)

ในส่วนนี้แสดงถึงวงจรเดดไทม์และวงจรขับเกต โดยวงจรเดดไทม์จะทำหน้าที่ป้องกันไม่ให้งานของสวิตช์ไอจีบีทีที่กำลังทำงานพร้อมกันในกิ่งเดียวกันของวงจรอินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 5.6 ซึ่งจะควบคุมสัญญาณการสวิตช์ที่จะไปควบคุมไอจีบีทีที่กำลังไม่ให้งานพร้อมกัน ในขณะที่มีการเปลี่ยนสถานะการทำงาน อันเป็นผลของสตรองไทม์ของไอจีบีทีที่กำลังที่จะเกิดการลัดวงจรภายในกิ่งเป็นผลทำให้ไอจีบีทีที่กำลังเสียหายได้ ซึ่งหลักการสร้างเดดไทม์ถูกแสดงดังรูปที่ 5.7 โดยการสร้างเวลาหน่วงในการทำงานของไอจีบีทีที่กำลังทั้งสองออกไปมีค่าเท่ากับ T_d

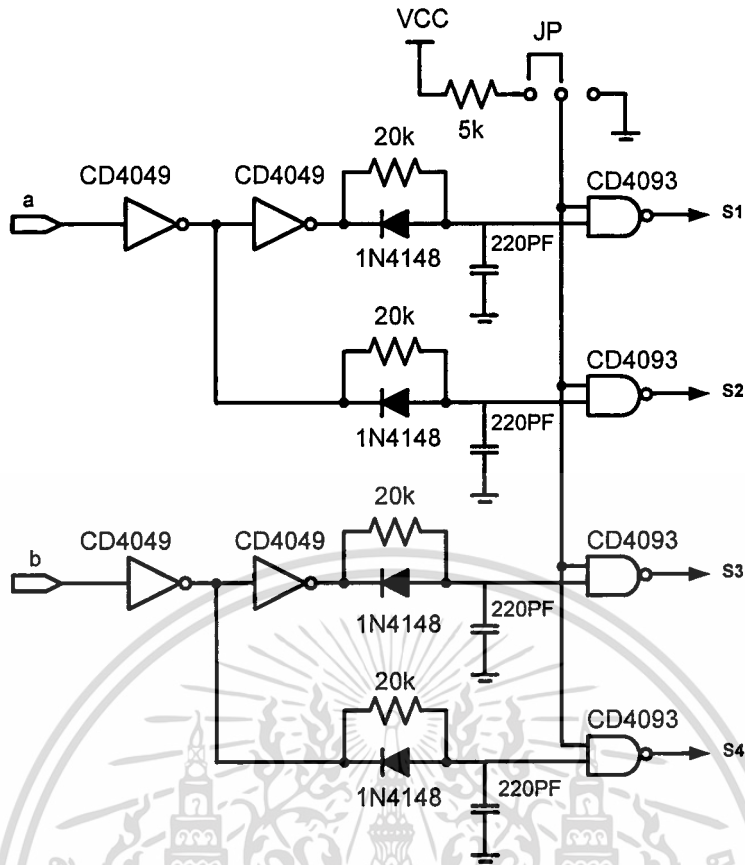


รูปที่ 5.6 วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์ในหนึ่งกึ่ง

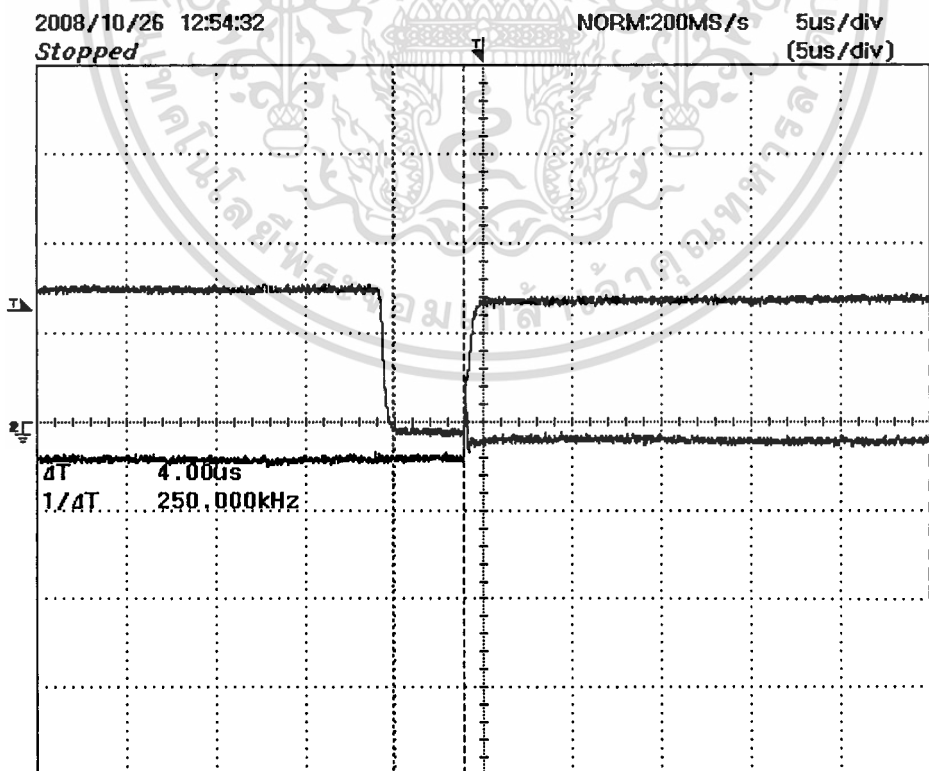


รูปที่ 5.7 รูปสัญญาณเมื่อมีการสร้างเดดไทม์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

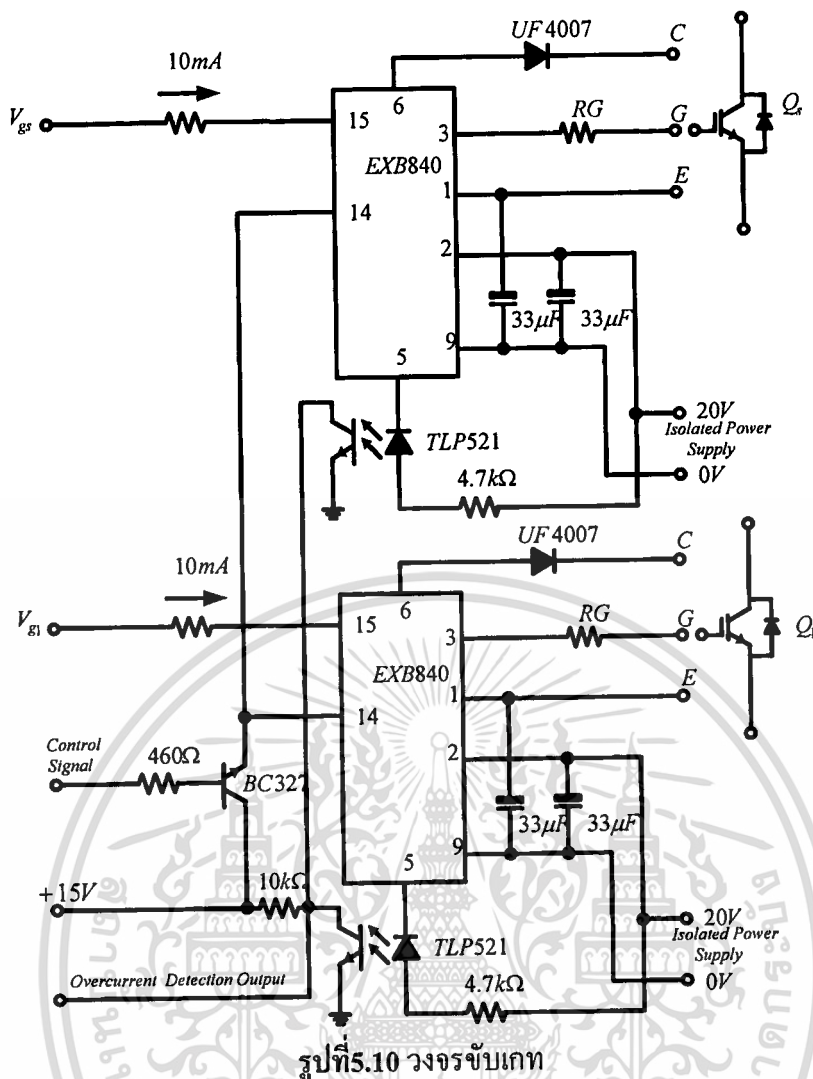


รูปที่ 5.8 วงจรสร้างเคตไทม์



รูปที่ 5.9 สัญญาณเคตไทม์จากการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



จากรูปที่ 5.10 แสดงวงจรจับเกทของสวิตช์ไอจีบีที โดยในส่วนของวงจรเคดไทม์ที่ถูกออกแบบประกอบไปด้วยไอซีชนิดเกท 4049 และวงจรหน่วงเวลา RC โดยสามารถถูกปรับระยะเวลาการหน่วงได้โดยการปรับค่าความต้านทานปรับค่าได้ โดยระยะเวลาการหน่วง T_d จะถูกออกแบบให้มีค่า 4 μs

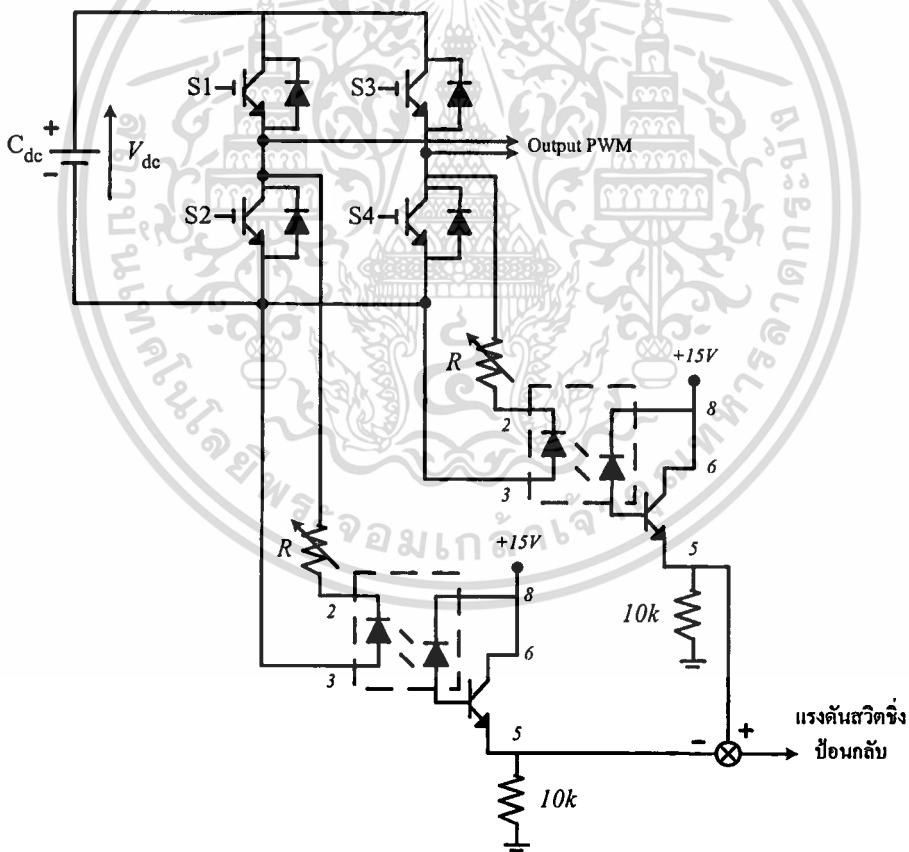
5.2.6 การออกแบบวงจรตรวจจับแรงดันเอาต์พุตพีคดับบลิวเอ็ม

การพิจารณาของเกนในที่นี้ใช้อปโตไดโอด (Opto) 6N136 เป็นตัวตรวจจับแรงดันพีคดับบลิวเอ็มเอาต์พุตที่มีผลของริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยรวมอยู่ด้วย ซึ่งมาจากสัญญาณจับเกทโดยนำสัญญาณพีคดับบลิวเอ็มเอาต์พุตในกึ่งกลางที่มีเวลาหน่วงในการทำงานของไอจีบีทีมาใช้ ซึ่งได้ใช้ความต้านในการลิมิตกระแสก่อนเข้าสู่อปโตไดโอด 6N136 ซึ่งเป็นเกนค่าหนึ่งโดยสัญญาณพีคดับบลิวเอ็มเอาต์พุตที่ผ่านอปโตไดโอดเข้าสู่วงจรลบกันได้เป็นแรงดันสวิตซ์ซึ่งป้อนกลับ (E) มีค่าเท่ากับไฟเลี้ยงของอปโตไดโอดที่มีผลกระทบของริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยอยู่ด้วย ก่อนที่จะมีการ

ป้อนเข้าวงจรอินทิกรัล โดยอาศัยหลักการทำงานของทรานซิสเตอร์และไดโอดเปล่งแสง(LED) ภายในตัวของออปโต 6N136 ดังในรูปที่ 5.11

เนื่องจากทรานซิสเตอร์ประกอบด้วยรอยต่อพีเอ็น 2 แห่งอาจมีการไบแอสเดินหน้าหรือไบแอสกลับทางก็ได้ ซึ่งมีวิธีการไบแอสได้ 4 วิธีคือ

1. ให้มีการไบแอสเดินหน้าแก่รอยต่ออิมิตเตอร์-เบสและให้ไบแอสกลับทางแก่รอยต่อเบส-คอลเลคเตอร์ทรานซิสเตอร์จะทำหน้าที่เป็นตัวขยายสัญญาณ เรียกว่า ภาวะแอกทีฟ (Active mode)
2. ให้มีการไบแอสเดินหน้าแก่รอยต่ออิมิตเตอร์-เบสและรอยต่อเบส-คอลเลคเตอร์เป็นการทำงานในภาวะอิ่มตัว (Saturation mode)
3. ให้ไบแอสกลับทางแก่รอยต่ออิมิตเตอร์-เบสและรอยต่อเบส-คอลเลคเตอร์เป็นการทำงานในภาวะคัตออฟ (Cutoff mode)
4. ให้มีการไบแอสกลับทางแก่รอยต่ออิมิตเตอร์-เบสและให้ไบแอสเดินหน้าแก่รอยต่อเบส-คอลเลคเตอร์ทรานซิสเตอร์จะทำงานในภาวะแอกทีฟกลับทาง (Inverted active mode)



รูปที่ 5.11 วงจรตรวจจับแรงดันเอาต์พุตพีดับบลิวเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 การออกแบบวงจรถวลุม

5.3.1 การออกแบบวงจรถวลุมพีไอ

ตัวควบคุมเชิงสัดส่วนของอินทิกรัล (proportion – integral controller, PI control) เป็นกระบวนการควบคุมที่ไม่ต้องการให้มีค่าความคลาดเคลื่อนที่สภาวะคงตัวในระบบหรือการที่มีค่าความคลาดเคลื่อนที่สถานะคงตัวซึ่งจะทำให้การควบคุมมีผลเสียหาย โดยคุณสมบัติของผลจากการควบคุมแบบอินทิกรัล (I-Controller) จะทำให้ไม่มีความคลาดเคลื่อนที่สภาวะคงตัว แต่จะทำให้ระบบควบคุมมีการทำงานที่ช้าลงไป จึงต้องอาศัยคุณสมบัติของผลจากการควบคุมแบบพี (P-Controller) ซึ่งจะทำให้มีผลตอบสนองที่เข้าสู่เป้าหมายได้เร็วขึ้น แต่ทั้งนี้การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอ จะขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมและฟังก์ชันการถ่ายโอนของระบบควบคุม นั้น ๆ ด้วย ซึ่งในการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมนี้ จะใช้วิธีการแผนภาพโบด (bode diagram) ซึ่งประกอบไปด้วยกราฟ 2 ชุด คือ กราฟของขนาดเทียบกับความถี่และกราฟเฟสเทียบกับความถี่และในแง่ของการวิเคราะห์ระบบควบคุมในโดเมนเวลาจะทดสอบโดยใช้ฟังก์ชันยูนิตสเตป (unit step) มาพิจารณาฟังก์ชันการถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบพีไอมิดังต่อไปนี้

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt \right) \quad (5.11)$$

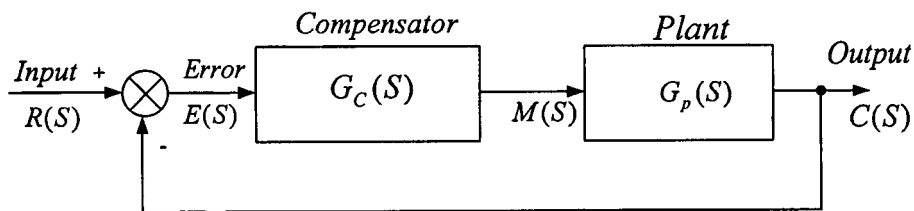
$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (5.12)$$

ดังนั้น ตัวควบคุมแบบพีไอเขียนได้ในอีกลักษณะหนึ่ง คือ

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (5.13)$$

โดยที่	K_p	คือ	อัตราขยายสัดส่วน (Proportional gain)
	K_i	คือ	อัตราขยายอินทิกรัล (Integral gain)
ถ้า	$e(t)$		เป็นสัญญาณเข้าของตัวควบคุมแบบพีไอ
	$u(t)$		เป็นสัญญาณออกของตัวควบคุมแบบพีไอ

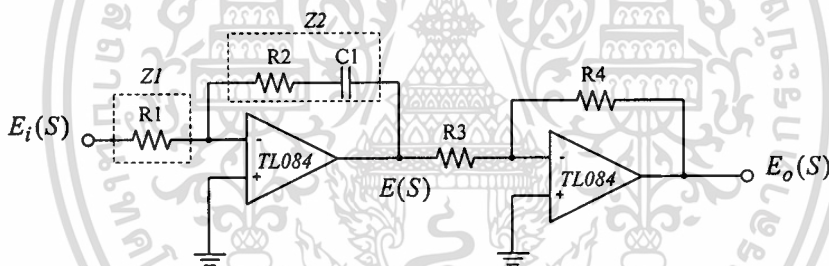
ซึ่งในระบบควบคุมแบบพีไอที่ใช้เป็นการควบคุมแบบป้อนกลับ โดยนำสัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการ $C(s)$ มาเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง $R(s)$ จากนั้นนำสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบ $E(s)$ มาเข้ากระบวนการควบคุมแบบพีไอ เพื่อให้ได้สัญญาณควบคุม $M(s)$ ที่นำไปควบคุมกระบวนการต่อไป



รูปที่ 5.12 กระบวนการของตัวควบคุมพีไอ

- โดย $G_c(S)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอ
 $G_p(S)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการ (Process)
 $R(S)$ คือ สัญญาณอ้างอิง
 $C(S)$ คือ สัญญาณเอาต์พุตของระบบ
 $E(S)$ คือ สัญญาณผิดพลาดที่เกิดจากการเปรียบเทียบระหว่าง $C(S)$ และ $R(S)$
 $M(S)$ คือ สัญญาณออกจากตัวควบคุม

จากหลักการดังกล่าวสามารถนำมาสร้างเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ออปแอมป์สร้างตัวควบคุมแบบพีไอดังรูปที่ 5.13



รูปที่ 5.13 วงจรตัวควบคุมแบบพีไอ

เมื่อ

$$\frac{E(S)}{E_i(S)} = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad (5.14)$$

$$Z_1 = R_1, Z_2 = \frac{R_1 C_1 S + 1}{C_1 S} \quad (5.15)$$

ดังนั้น

$$\frac{E(S)}{E_i(S)} = -\frac{R_2 C_1 S + 1}{R_1 C_1 S} \quad (5.16)$$

และ

$$\frac{E_o(S)}{E(S)} = -\frac{R_4}{R_3} \quad (5.17)$$

จะได้ว่า $\frac{E_o(S)}{E_i(S)} = \frac{E_o(S)}{E(S)} \frac{E(S)}{E_i(S)} = -\frac{R_4}{R_3} \left(\frac{R_2 C_1 S + 1}{R_1 C_1 S} \right)$ สมมติให้นำไปใช้ประโยชน์ในการคำนวณค่า
 ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{E_o(S)}{E_i(S)} = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{1}{R_1 C_1 S} \right) \quad (5.19)$$

จากสมการที่ (5.18) และสมการที่ (5.19) จะได้ว่า

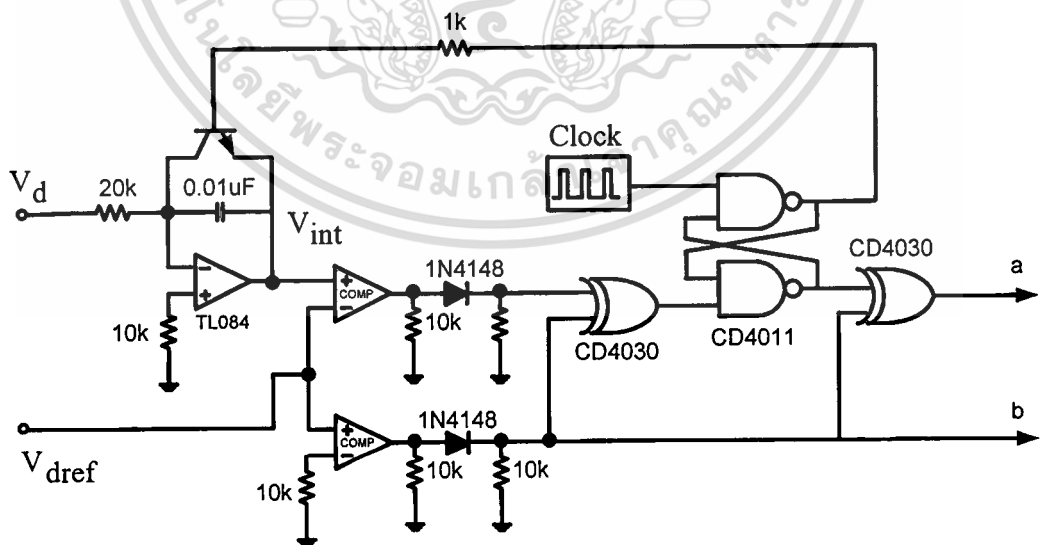
$$K_p = \frac{R_2}{R_1} \quad (5.20)$$

$$T_i = R_1 C_1 \quad (5.21)$$

$$K_i = \frac{1}{R_1 C_1} \quad (5.22)$$

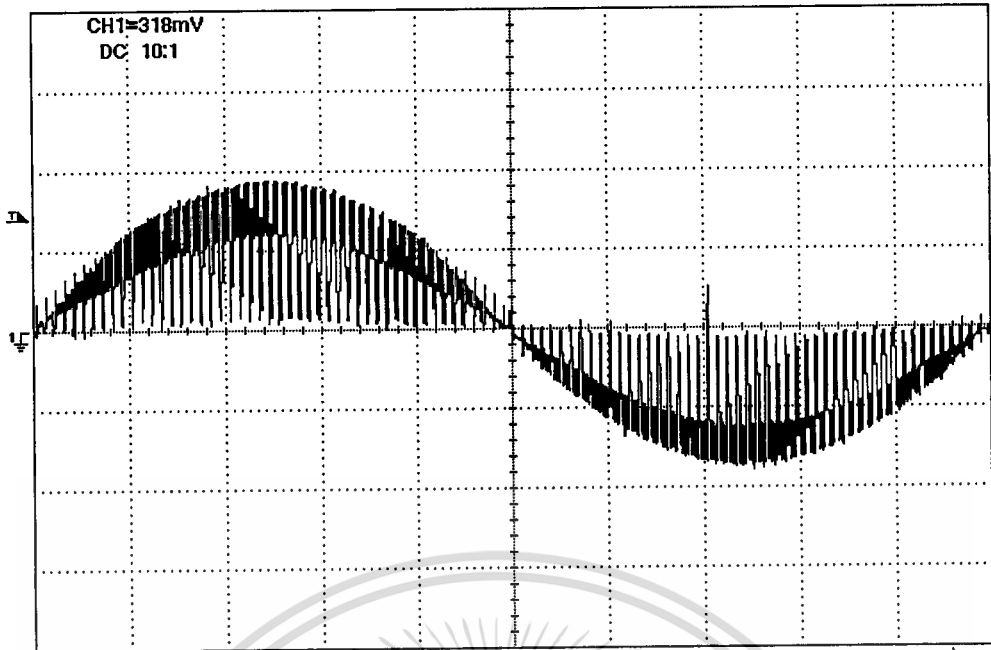
5.3.2 วงจรสร้างสัญญาณควบคุมอินทิกรัลแบบยูนิโพลาร์

ในส่วนนี้จะแสดงวงจรสร้างสัญญาณควบคุมอินทิกรัลแบบยูนิโพลาร์ โดยอาศัยหลักการมอดูเลตแบบ 3 ระดับซึ่งเป็นการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันไฟฟ้าระหว่างศูนย์ไปยังบวกหรือศูนย์ไปยังลบ โดยสัญญาณที่ป้อนเข้า V_d นั้น ได้จากการป้อนกลับของสัญญาณพีคดับลิวเอ็มความถี่สูงจะมีความถี่เท่ากับสัญญาณ clock ส่วนสัญญาณที่ป้อนเข้า V_{dref} ได้จากการป้อนกลับของเอาต์พุตผ่าน PI มีความถี่เท่ากับไซค์อ้างอิง วงจรได้ถูกออกแบบดังในรูป 5.14

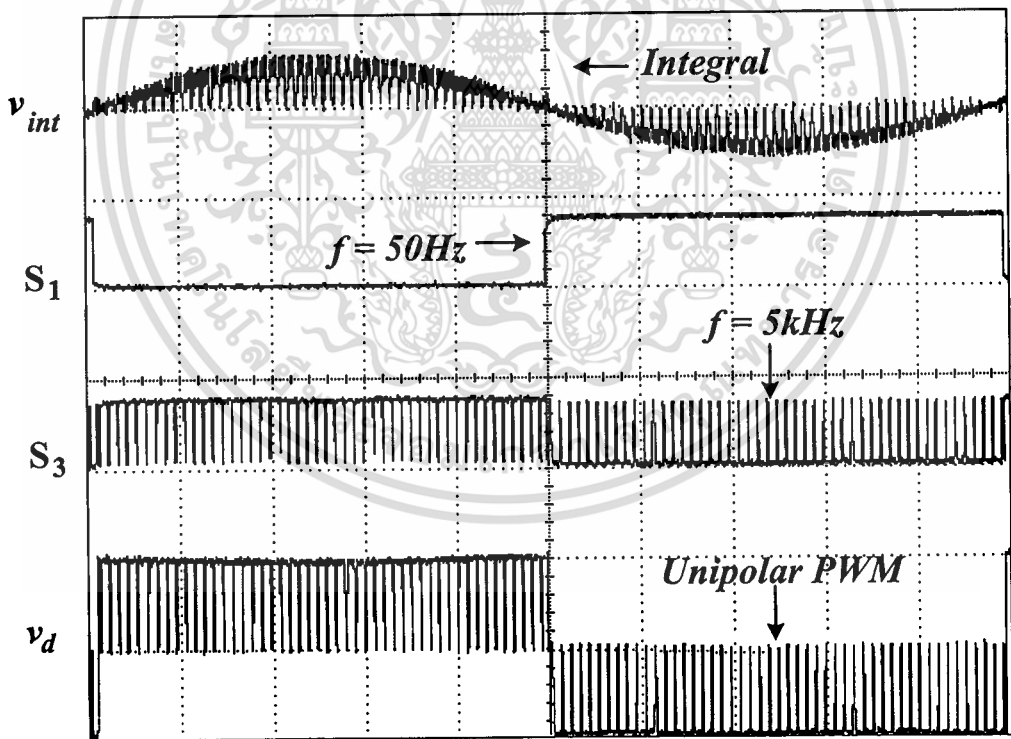


รูปที่ 5.14 วงจรสร้างสัญญาณควบคุมอินทิกรัลแบบยูนิโพลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.15 รูปสัญญาณควบคุมแรงดันแบบอินทิกรัล



รูปที่ 5.16 รูปสัญญาณควบคุมแรงดันแบบอินทิกรัล, สัญญาณสวิตช์ S_1 , สัญญาณสวิตช์ S_3 , สัญญาณพีคดับลิวเอ็มแบบยูนิโพลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

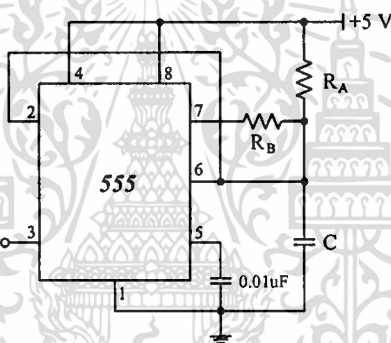
5.3.3 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณความถี่

วงจรสร้างสัญญาณความถี่เลือกใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ 555 ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวสร้างสัญญาณคล็อกให้กับ RS-ฟลิปฟลอป จากรูปที่ 5.15 เมื่อกำหนดคิวดี้ไซเคิล (Duty cycle) เท่ากับ 20% จะได้คาบเวลาที่ความถี่ 5 kHz และกำหนดค่า C เท่ากับ $0.01 \mu\text{F}$ สามารถหาขนาดของความต้านทาน R_A และ R_B ได้จากสมการที่ (5.23) และ (5.24)

$$t_1 = 0.693R_A C \quad (5.23)$$

$$t_2 = \left(\frac{R_A R_B}{R_A + R_B} \right) C \ln \left(\frac{R_B - 2R_A}{2R_B - R_A} \right) \quad (5.24)$$

แทนค่าในสมการที่ (5.23) และ (5.24) จะได้ R_A และ R_B



รูปที่ 5.17 วงจรสร้างสัญญาณความถี่

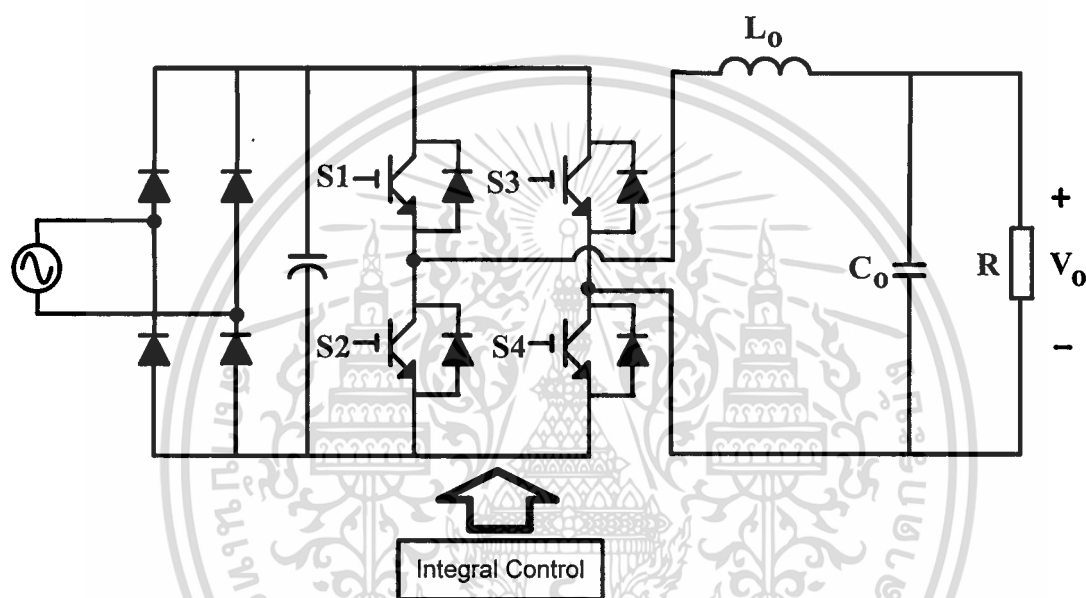
5.4 บทสรุป

ในบทนี้เป็นการวิเคราะห์ห้ออกแบบสร้างวงจรภาคกำลัง, ระบบควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์ และวงจรสร้างสัญญาณที่จำเป็นต่อระบบการควบคุมแรงดันอินทิกรัล ซึ่งจะมีการแสดงผลการทดลองตรวจสอบการทำงานของวงจรต่างๆ ที่ได้ถูกออกแบบไว้ว่าทำงานได้ถูกต้อง ซึ่งวงจรที่ถูกออกแบบทั้งหมดจะได้นำไปใช้สำหรับการทดลองชิ้นงานต่อไป

บทที่ 6

ผลการทดลอง

อินเวอร์เตอร์เครื่องต้นแบบจะถูกออกแบบ สำหรับให้สามารถนำไปทดสอบจ่ายโหลดความต้านทาน โดยการทดสอบหาคุณสมบัติการทำงานต่างๆของระบบอินเวอร์เตอร์ ซึ่งวงจรหลักที่ใช้ในการทดลองจะถูกแสดงในรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 วงจรต้นแบบการทดลอง

ผลการทดสอบของอินเวอร์เตอร์เครื่องต้นแบบที่ถูกสร้างขึ้น โดยใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันแบบรีเซตอินทิกรัลที่มีการป้อนกลับของแรงดันพีคดับลิวเอ็มที่นำเสนอนี้ จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับเทคนิคการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลที่ไม่มี การป้อนกลับแรงดันพีคดับลิวเอ็มของอินเวอร์เตอร์ โดยนำไปทดสอบในกรณีที่โหลดเป็นค่าความต้านทาน นอกจากนี้ยังมีการจำลองการทำงานของระบบ โดยใช้โปรแกรม 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

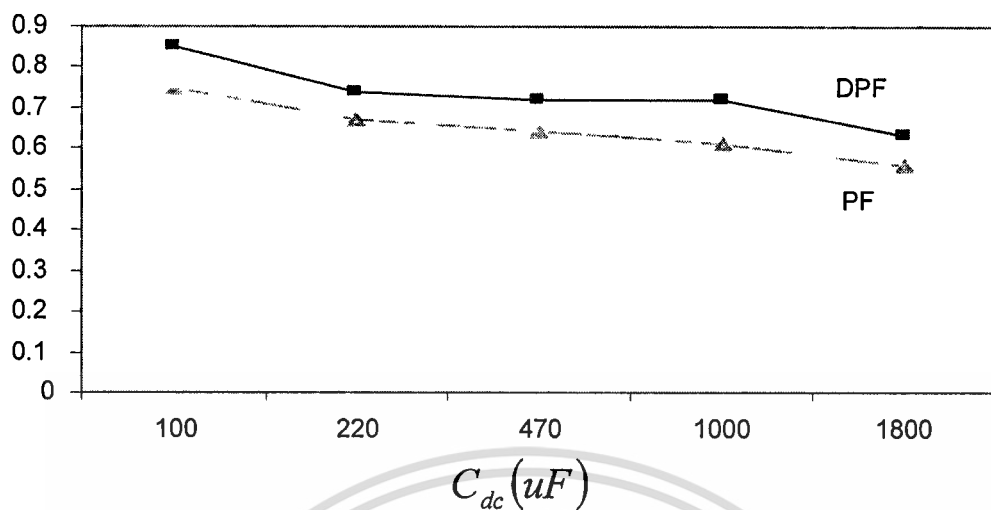
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.1 การทดสอบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะทางด้านอินพุต

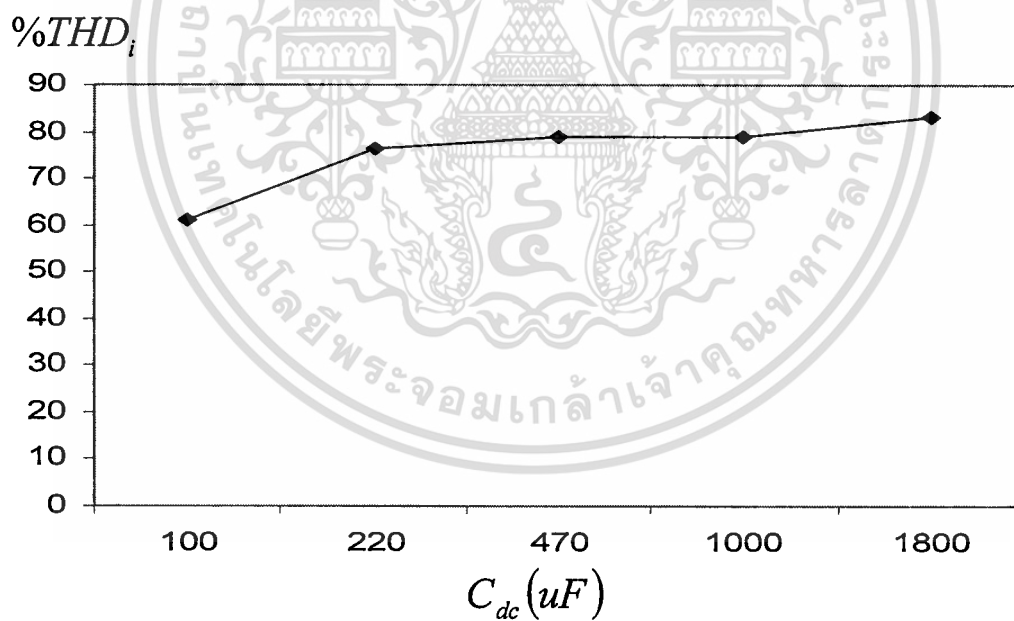
เป็นการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบเทคนิคการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลที่มีการป้อนกลับ และเทคนิคการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลที่ไม่มีการป้อนกลับที่พารามิเตอร์เดียวกัน แต่แตกต่างกันเพียงค่าระดับแรงดันสวิดซึ่งป้อนกลับที่ตรวจจับ เพื่อป้อนกลับเข้าสู่วงจรมินทิกรัลซึ่งเทคนิคการอินทิกรัลที่ไม่มีการป้อนกลับจะมีค่าเท่ากับ V_{cc} ของคอมพาราเตอร์ที่ไม่ได้คำนึงถึงผลกระทบของรีปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยง แต่เทคนิคการอินทิกรัลที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาต์พุตจะมีผลของแรงดันดีซีเชื่อมโยง (C_{dc}) เพื่อศึกษาผลกระทบของค่าคาปาซิเตอร์ที่แรงดันดีซีเชื่อมโยงในการทำงานของระบบรวมถึงค่า PF, DPF ทางด้านอินพุตและค่าผิดเพี้ยนรวมของกระแสอินพุต THD_i

ตารางที่ 6.1.1 ผลการทดลองแสดงค่า DPF, %THD_i และ PF ทางด้านอินพุต เมื่อค่าตัวเก็บประจุเปลี่ยนแปลง

C_{dc} (μF)	DPF	THD _i (%)	PF
100	0.85	61.3	0.75
220	0.74	76.3	0.67
470	0.72	78.9	0.64
1000	0.72	79	0.61
1800	0.63	83	0.56



รูปที่ 6.2 ค่า PF ,DPF ทางด้านอินพุตเมื่อค่าตัวเก็บประจุเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 6.3 ค่า%THD ของกระแสอินพุตเมื่อค่าตัวเก็บประจุเปลี่ยนแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

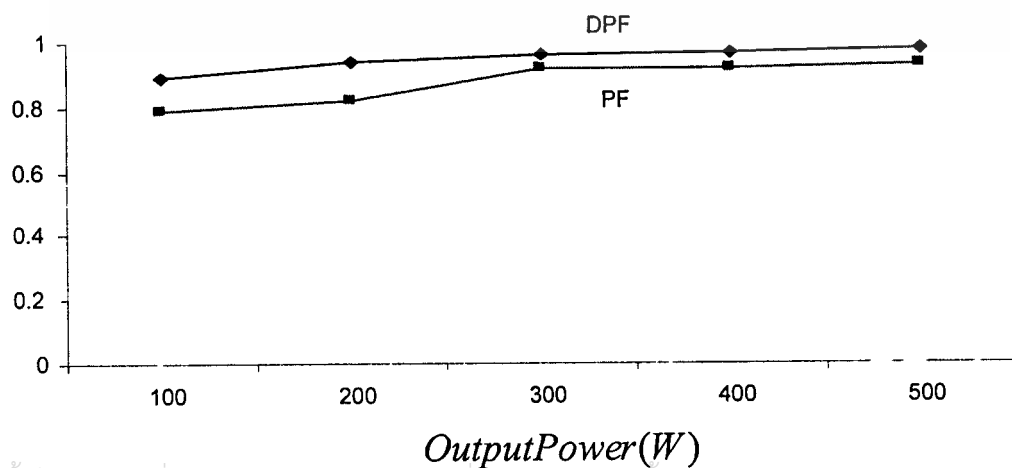
จากตารางที่ 6.1.1 และรูปที่ 6.2, 6.3 สามารถสรุปได้ว่าเมื่อค่าเก็บประจุกระแสตรงมีค่ามากขึ้น ค่า DPF และค่า PF จะมีค่าน้อยลง ต่างกับค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกส์อินพุต(%THD_i)ที่มีค่าสูงขึ้นเมื่อตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรงมีค่ามาก จากการทดสอบดังกล่าวจึงแสดงให้เห็นถึงเมื่อค่าเก็บประจุกระแสตรงมีขนาดเล็กลงจะเป็นการปรับปรุงค่า DPF และค่า PF ทางด้านอินพุต แต่ก็ส่งผลให้เกิดมีรีปเปิลของแรงดันเชื่อมโยงมาก

6.2 การทดสอบสมรรถนะทางด้านอินพุตโดยการเปลี่ยนแปลงโหลดทางด้านเอาต์พุต

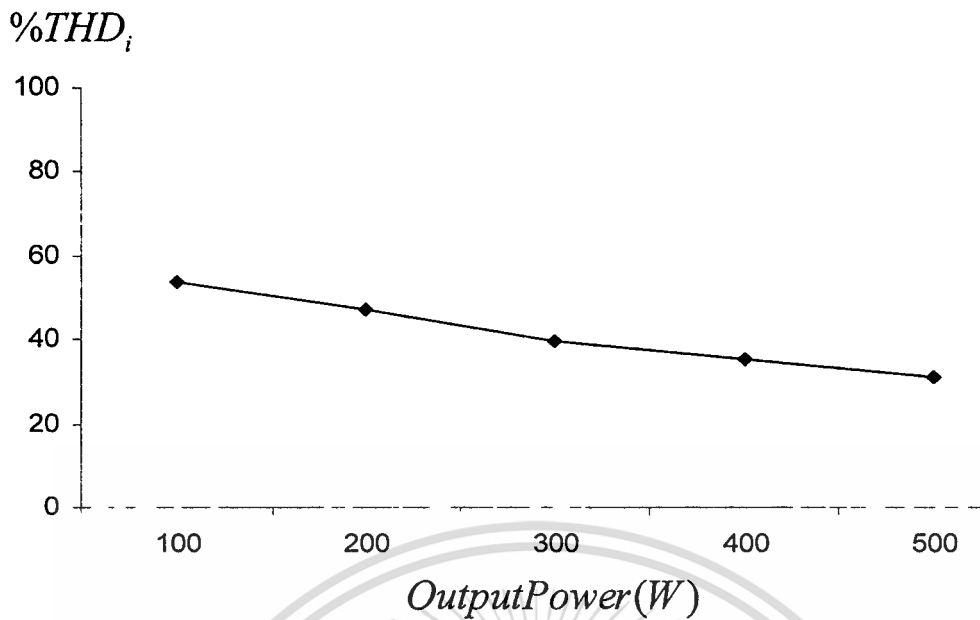
ในการทดสอบสมรรถนะทางด้านอินพุตนี้ได้ทำการทดสอบโดยการเปลี่ยนแปลงโหลดโดยการเพิ่มจาก 100W ถึง 500 W

ตารางที่ 6.2.1 ผลการทดลองแสดงค่า DPF , %THD_i และ PF ทางด้านอินพุต เมื่อค่าโหลดเปลี่ยนแปลง

Poutput (W)	DPF	THD _i (%)	PF
100	0.89	53.7	0.79
200	0.94	47.1	0.82
300	0.96	39.6	0.92
400	0.97	35.4	0.92
500	0.98	31.2	0.93



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น รูปที่ 6.4 ค่า PF , DPF ทางด้านอินพุตเมื่อค่าโหลดเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 6.5 ค่า%THD ของกระแสอินพุตเมื่อค่าโหลดเปลี่ยนแปลง

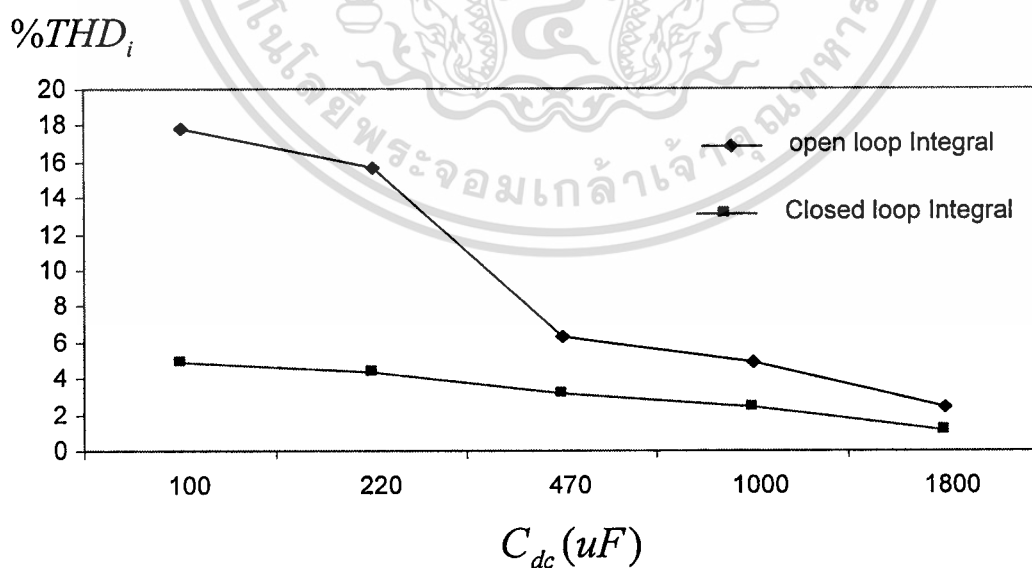
จากผลในตารางที่ 6.2.1 และรูปที่ 6.4 ,6.5 เป็นการทดลองเพื่อศึกษาภายใต้เงื่อนไขที่สภาวะโหลดต่างๆกันจากโหลด 100W ถึง 500W จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดมีค่ามากขึ้น ค่าตัวประกอบกำลังการกระจัดอินพุต DPF และค่าตัวประกอบกำลังอินพุต PF จะมีค่าสูงขึ้น ตรงข้ามกับค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกอินพุต (THD) ที่มีค่าต่ำลงเมื่อโหลดมีค่ามากขึ้น แต่อย่างไรก็ตามผลจากการลดค่าตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงจะมีผลกระทบต่อรีปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงและส่งผลต่อรูปคลื่นของกระแสและแรงดันทางด้านเอาต์พุตทำให้เกิดความผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ ดังนั้นอาจสรุปได้ว่าถ้าลดค่าตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงให้มีขนาดเล็กลงในขณะที่โหลดเพิ่มขึ้นจะส่งผลดีต่อค่าตัวประกอบกำลังการกระจัดอินพุต DPF และค่าตัวประกอบกำลังอินพุต PF แต่จะส่งผลเสียต่อกระแสและแรงดันทางด้านเอาต์พุต

6.3 การทดสอบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

จากการทดลองนี้เป็นการทดสอบผลกระทบของรีปเปิลที่มีต่อกระแสและแรงดันทางด้านเอาต์พุตเมื่อตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงมีค่าเพิ่มขึ้นและเป็นการทดลองที่อยู่ภายใต้เงื่อนไขสภาวะโหลดเดียวกันดังแสดงในตารางที่ 6.3.1

ตารางที่ 6.3.1 ค่า % THD_i ทางด้านเอาต์พุต เมื่อค่าตัวเก็บประจุเปลี่ยนไป

C _{dc} (μF)	THD _i (%)	
	เทคนิคการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลที่ไม่มีกรป้อนกลับ	เทคนิคการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลที่มีการป้อนกลับแรงดันฟีดแบคปลิวเอ็มเอาต์พุต
100	17.8	4.9
220	15.6	4.3
470	6.3	3.2
1000	4.9	2.4
1800	2.4	1.1

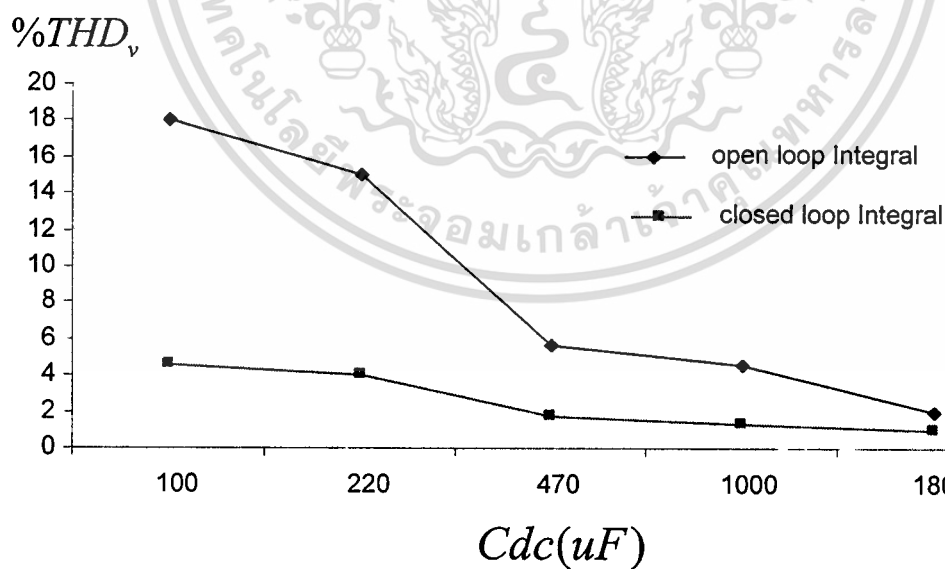


รูปที่ 6.6 กราฟแสดงค่า %THD_i ทางด้านเอาต์พุต เมื่อค่าตัวเก็บประจุเปลี่ยนแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.3.2 ค่า% THD_v ทางด้านเอาต์พุต เมื่อค่าตัวเก็บประจุเปลี่ยนไป

C _{dc} (μF)	THD _v (%)	
	เทคนิคการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลที่ไม่มี การป้อนกลับ	เทคนิคการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลที่มีการป้อนกลับแรงดันฟีดแบคทีวเอ็มเอาต์พุต
100	18	4.6
220	15	4
470	5.7	1.7
1000	4.6	1.3
1800	2	1



รูปที่ 6.7 กราฟแสดงค่า %THD_v ทางด้านเอาต์พุต เมื่อค่าตัวเก็บประจุเปลี่ยนแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 6.3.1 และกราฟที่ 6.3.1 เป็นผลการทดสอบถึงค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสและแรงดันทางด้านเอาต์พุต เมื่อใช้เทคนิคการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลที่ไม่มีการป้อนกลับและเทคนิคการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับบลิวเอ็ม จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าค่าตัวเก็บประจุที่มีขนาดเล็กนั้น จะทำให้ค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสและแรงดันทางด้านเอาต์พุตมีค่าสูงขึ้นมากกว่าเมื่อใช้ค่าตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่ขึ้นเนื่องมาจากผลกระทบของรีปเปลของแรงดันดีซีเชื่อม โยงแต่เมื่อใช้เทคนิคการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลที่มีการป้อนกลับของแรงดันพีคดับเบิ้ลเอ็มเอาต์พุตแล้วจะช่วยลดผลกระทบของรีปเปลที่แรงดันดีซีเชื่อม โยงได้ทำให้ค่า THD_v และ THD_i นั้นมีค่าน้อยลงเมื่อเปรียบเทียบกับเทคนิคการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลที่ไม่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับบลิวเอ็ม ดังนั้นจากการทดลองจึงสรุปได้ว่า เทคนิคการควบคุมแบบรีเซตอินทิกรัลที่มีการป้อนกลับของแรงดันพีคดับบลิวเอ็มเอาต์พุตสามารถลดผลกระทบของรีปเปลของแรงดันดีซีเชื่อม โยงได้จริงซึ่งเป็นข้อดีของเทคนิคที่ได้นำเสนอนี้

6.4 สรุป

จากผลที่ได้โดยการทดลอง จะเห็นว่า การเปลี่ยนแปลงค่าตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรง มีผลกระทบต่อค่าตัวประกอบกำลังและตัวประกอบกำลังการกระจัดอินพุต รวมถึงผลจากความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกอินพุต ซึ่งเมื่อค่าของตัวเก็บประจุของระบบแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหนึ่งเฟสที่นำเสนอ นี้มีความต้องการค่าตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรงขนาดเล็ก โดยเมื่อค่าตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรงมีขนาดใหญ่ขึ้น ค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกจะมากขึ้น และผลของค่าตัวประกอบกำลังอินพุตจะมีค่าลดลง ดังได้จากสมการ $PF = (1/\sqrt{1+THD_i^2}) \times DPF$ และเนื่องจากค่าตัวเก็บประจุที่บัสกระแสตรงที่มีขนาดเล็ก และองค์ประกอบของส่วนกรองแรงดันเอาต์พุตขนาดเล็ก ค่าตัวประกอบกำลังการกระจัดจึงมีค่าที่ดีสำหรับโหลดที่เป็นความต้านทาน การเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันเอาต์พุตและขนาดของ โหลด ก็มีผลต่อคุณภาพของกระแสขาเข้าดังผลที่ได้จากการทดลอง โดยจะเห็นว่าเมื่อระดับแรงดันเอาต์พุตและขนาดของ โหลดที่มีค่ามากขึ้น จะให้ค่าตัวประกอบกำลังและตัวประกอบกำลังการกระจัดอินพุตที่ดีขึ้น และเป็นการปรับปรุงค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกให้ดีขึ้นอีกด้วย

บทที่ 7

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

งานวิจัยนี้ได้วิเคราะห์และประเมินคุณสมบัติของเทคนิคควบคุมแรงดันอินทิกรัล โดยการป้อนกลับสัญญาณพีดับบลิวเอ็มชนิดยูนิโพลาร์ทางด้านเอาต์พุตผ่านวงจรีเซตอินทิกรัลเปรียบเทียบกับสัญญาณไซน์อ้างอิงเพื่อช่วยในการควบคุมระบบ สำหรับในการออกแบบเพื่อทดสอบระบบจะถูกศึกษาและวิเคราะห์ผลการทำงานของเทคนิคควบคุมแรงดันอินทิกรัลด้วยผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB เพื่อใช้เป็นข้อมูลในการออกแบบสำหรับเป็นแนวทางและเปรียบเทียบผลการทดลองกับการทดสอบจริง โดยจากการเปรียบเทียบผลการทดลองกับผลการจำลองดังกล่าว จะพบว่าผลที่ได้มีความสอดคล้องกับสมมุติฐานและทฤษฎีที่ถูกตั้งไว้ โดยเทคนิคที่นำเสนอนี้จะทำหน้าที่เป็น ตัวปรับเร็กกูเลท (Preregulator) ที่ช่วยในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่โหลดให้คงที่ และลดผลกระทบการกระเพื่อมของแรงดันบัลลิสต์เรตตรง ที่เกิดจากค่าตัวเก็บประจุบัลลิสต์เรตตรงที่จำกัด หรือในกรณีที่กระแสเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น อันเนื่องมาจากการเพิ่มขึ้นของโหลดที่จะทำให้ค่าการกระเพื่อมแรงดันที่บัลลิสต์เรตตรงมีค่ามากขึ้น ซึ่งส่งผลกระทบต่อสมรรถนะทางด้านอินพุต โดยเทคนิคที่ได้นำเสนอนี้ถูกออกแบบให้มีความต้องการการกระเพื่อมของแรงดันที่บัลลิสต์เรตตรงมีค่ามาก เป็นผลให้ตัวเก็บประจุบัลลิสต์เรตตรงถูกออกแบบให้มีขนาดเล็ก ซึ่งผลจากการที่ตัวเก็บประจุบัลลิสต์เรตตรงมีขนาดเล็กทำให้ตัวประกอบกำลังอินพุต, ตัวประกอบกำลังการกระจัด และคุณภาพกระแสอินพุตมีค่าที่ดีขึ้น

7.1 สรุปผลการทดลอง

การวิจัยนี้ได้ศึกษาและวิเคราะห์ทฤษฎี ของเทคนิคการควบคุมแรงดันแบบรีเซตอินทิกรัลที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มที่นำเสนอ และการเปรียบเทียบผลกับแบบที่ไม่มี การป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็ม สำหรับแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหนึ่ง เพื่อวิเคราะห์ถึงคุณสมบัติของแต่ละเทคนิค ซึ่งผลการทดลองจะถูกแสดงให้เห็นถึงความสอดคล้องกันตามสมมุติฐานและทฤษฎีที่ได้ศึกษาและวิเคราะห์ไว้ โดยคุณสมบัติของระบบที่ใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันแบบรีเซตอินทิกรัลที่นำเสนอ สามารถสรุปได้ดังนี้

7.1.1 จากการทดลองผลกระทบต่อรูปคลื่นสัญญาณแรงดันแบบรีเซตอินทิกรัล ที่แปรเปลี่ยนไปตามค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เปลี่ยนไป โดยพารามิเตอร์ต่างๆที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงรูปคลื่นแรงดันแบบรีเซตอินทิกรัล เช่น ขนาดสัญญาณแรงดันไซน์อินพุต, สัญญาณอ้างอิงรูปคลื่นไซน์ และค่าคงที่เวลาการอินทิกรัล จะถูกเปลี่ยนแปลงเพื่อความต้องการและความพยายามคงค่ารูปคลื่นแรงดันทางด้านเอาต์พุตของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.1.2 จากผลการทดลองเพื่อเปรียบเทียบค่าตัวประกอบกำลังการกระจัดอินพุต DPF , ตัวประกอบกำลังอินพุต PF และค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกอินพุต THD_i , เมื่อค่าตัวเก็บประจุขั้วกระแสตรงเปลี่ยนแปลง จะพบได้ว่าเมื่อค่าตัวเก็บประจุขั้วกระแสตรงที่มีขนาดเล็กกว่า จะให้ผลของค่าตัวประกอบกำลังการกระจัดอินพุต DPF กับตัวประกอบกำลังอินพุต PF มีค่าสูงขึ้น แต่ค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกอินพุต THD_i , มีค่าที่ต่ำลง ซึ่งจากการทดลองเปรียบเทียบของระบบทั้งสองจะเห็นว่าระบบที่ใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันแบบรีเซตอินทิกรัลที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิเวียม จะให้ผลของค่าตัวประกอบกำลังการกระจัดอินพุตกับตัวประกอบกำลังอินพุตที่ดีกว่า และค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกอินพุตที่ต่ำกว่า ระบบที่ไม่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิเวียม

7.1.3 จากผลการทดลองเพื่อเปรียบเทียบค่าตัวประกอบกำลังการกระจัดอินพุต DPF , ตัวประกอบกำลังอินพุต PF และค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกอินพุต THD_i , เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงขนาดโหลดค่าต่างๆ จะพบได้ว่าเมื่อขนาดโหลดมีค่าสูงขึ้นจะให้ผลของค่าตัวประกอบกำลังการกระจัดอินพุต DPF กับตัวประกอบกำลังอินพุต PF มีค่าสูงขึ้น แต่ค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกอินพุต THD_i , มีค่าที่ต่ำลง ซึ่งจากการทดลองเปรียบเทียบของระบบทั้งสองที่โหลด 500W จะเห็นว่าระบบที่ใช้เทคนิคควบคุมแรงดันแบบรีเซตอินทิกรัลที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิเวียม จะให้ผลของค่าตัวประกอบกำลังการกระจัดอินพุตกับตัวประกอบกำลังอินพุตที่ดีกว่า และค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกอินพุตที่ต่ำกว่า

7.1.4 จากผลการทดลองเทคนิคการควบคุมแรงดันแบบรีเซตอินทิกรัลที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิเวียมเอาต์พุตจะลดผลกระทบที่เกิดจากริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อม โยง อันเนื่องมาจากค่าตัวเก็บประจุที่มีขนาดเล็กและการเพิ่มขึ้นของกระแสโหลด ซึ่งจากการใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันแบบรีเซตอินทิกรัลที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิเวียมเอาต์พุต ทำให้สามารถลดค่าขนาดของตัวเก็บประจุขั้วกระแสตรงให้ต่ำลงได้ เพื่อปรับปรุงสมรรถนะในการทำงานของระบบให้ดียิ่งขึ้น

7.1.5 จากผลการทดลองจะพบได้ว่าเทคนิคการควบคุมแรงดันแบบรีเซตอินทิกรัลที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิเวียมเอาต์พุตจะสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตได้ดีกว่าเทคนิคการควบคุมแรงดันแบบรีเซตอินทิกรัลที่ไม่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิเวียมเอาต์พุต ซึ่งถือว่าเป็นปริเร็กกูเลเตอร์แต่ไม่ดีเท่าที่ควร เนื่องจากเทคนิคการควบคุมแรงดันแบบรีเซตอินทิกรัลที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิเวียมเอาต์พุตอยู่ก่อนฟิลเตอร์ทางด้านเอาต์พุตจึงไม่สามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่โหลดได้เท่าที่ควร แต่เมื่อมีการทำงานร่วมกับการป้อนกลับแบบพีไอจะช่วยให้สามารถรักษาระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุตที่โหลดได้ดีขึ้น

7.1.6 จากการทดลองเพื่อเปรียบเทียบค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (THD_r) และค่าความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (THD_v) ทางด้านเอาต์พุตที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเก็บประจุขั้วกระแสตรงเชื่อม โยงแรงดัน ไฟฟ้ากระแสตรงพบว่า เทคนิคการควบคุมแรงดันแบบรีเซตอินทิกรัลที่มีการ

ป้องกันแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาต์พุตสามารถลดค่าความผิดพลาดรวมของกระแสและแรงดันทางด้านเอาต์พุตให้มีค่าต่ำได้ดีกว่าเทคนิคการควบคุมแรงดันแบบรีเซตอินทิกรัลที่ไม่มีการป้องกันแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาต์พุตทำให้กระแสและแรงดันทางด้านเอาต์พุตใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ แม้จะใช้ค่าตัวเก็บประจุที่มีขนาดเล็กก็ตาม

7.1.7 จากการทดสอบหาค่าประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์แสดงให้เห็นว่าเทคนิคการควบคุมแรงดันแบบรีเซตอินทิกรัลที่มีการป้องกันแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาต์พุตจะให้ค่าประสิทธิภาพที่ดีกว่าเทคนิคการควบคุมแรงดันแบบรีเซตอินทิกรัลที่ไม่มีการป้องกันแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาต์พุตที่โหลดความต้านทานเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเก็บประจุที่บัสเชื่อมโยงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง เนื่องจากมีการรักษาระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุตให้สูงขึ้น

7.2 ปัญหาในงานวิจัยและข้อเสนอแนะ

7.2.1 เกิดสัญญาณรบกวนทำให้การทำงานของระบบเกิดความผิดพลาด ส่งผลให้วงจรกำลังเกิดความเสียหาย เนื่องจากการลัดวงจรช่วงเวลาที่ใกล้เคียงกันของอุปกรณ์การสวิตช์ การออกแบบจึงควรระมัดระวัง และป้องกันการเกิดสัญญาณรบกวนที่จะเกิดขึ้น

7.2.2 เนื่องจากเทคนิคการควบคุมแรงดันแบบรีเซตอินทิกรัลสำหรับแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ ได้ถูกออกแบบให้มีค่าตัวเก็บประจุบัสเชื่อมโยงไฟฟ้ากระแสตรงมีขนาดเล็กมาก ผลที่ตามมาคือค่าการใช้ประโยชน์จากแรงดันที่บัสกระแสตรง จึงมีค่าน้อยกว่าระบบที่มีตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ เป็นผลให้แรงดันเอาต์พุตของระบบมีค่าน้อยกว่า 220V

7.2.3 เนื่องจากระบบที่ถูกออกแบบให้มีความถี่ในการสวิตช์สูง อุปกรณ์ที่ใช้จึงต้องมีความสามารถทำงานกับความถี่สูงได้ดี

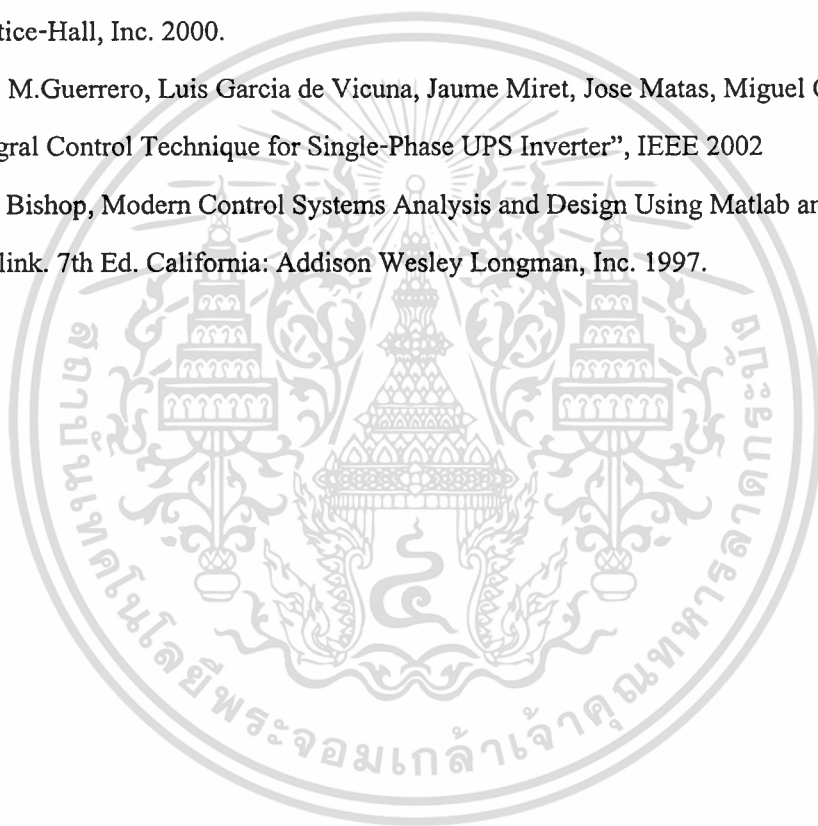
7.2.4 เนื่องจากระบบควบคุมที่นำเสนอเป็นระบบแบบอนาล็อก จึงมีความยุ่งยากในการปรับค่าแรงดันออฟเซต และสัญญาณรบกวน ดังนั้นในงานวิจัยต่อไปควรมีการพัฒนาออกแบบการควบคุมทางดิจิทัลเพื่อให้การทำงานของวงจรมีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น

7.2.5 จากการทดลองการเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุบัสเชื่อมโยงไฟฟ้ากระแสตรงที่มีขนาดเล็กที่สุดคือค่าประมาณ 100 μF ซึ่งถ้าใช้ค่าน้อยกว่านี้เมื่อทำการทดลอง โดยจ่ายโหลดความต้านทานจะพบว่า เมื่อวัดแรงดันพีดับบลิวเอ็มจะเกิดการกระเพื่อมอย่างมากจนไม่สามารถจับโหลดได้ ซึ่งค่าตัวเก็บประจุบัสเชื่อมโยงไฟฟ้ากระแสตรงที่มีขนาด 100 μF เมื่อทำการทดสอบโดยการสลับโหลดค่ามากก็จะพบปัญหาเดียวกันคือ แรงดันบัสเชื่อมโยงเกิดการกระเพื่อมและตกลงจนทำให้สัญญาณยูนิโพลาร์เกิดการแหวกขึ้นเมื่อพยายามจะจ่ายแรงดันเพิ่ม ก็จะทำให้เกิดความเสียหายต่ออุปกรณ์

เอกสารอ้างอิง

- [1] โททม อารียา, อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 1-2. กรุงเทพมหานคร: ซีเอ็ดยูเคชั่น. 2544.
- [2] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, Power Electronics Converter, Applications and Design. 2nd Ed. Canada: John Wiley & Sons, Inc. 1995.
- [3] M. H. Rashid, Power Electronics Circuits, Devices and Applications. 2nd Ed. New Jersey: Prentice-Hall, Inc. 1988.
- [4] B. K. Bose, Power Electronics and AC Drives. New Jersey: Prentice-Hall, Inc. 1986.
- [5] 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.
- [6] P. D. Ziogas, "The Delta Modulation Techniques in Static PWM Inverters," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-17, Mar./Apr. 1981, pp. 199-204.
- [7] Zheren Lai, Keyue M. Smedley, "A New Extension of One-Cycle Control and Its Application to Switching Power Amplifiers", IEEE , Vol. 11, NO. 1, JANUARY 1996
- [8] Dongsheng Ma, Wing-Hung Ki and Chi-Ying Tsui." An Integrated One-Cycle Control Buck Converter with Adaptive Output and Dual Loops for Output Error Correction", Proceeding. ECTI Conference, 13-14 May 2004. pp.5-8
- [9] Keyue M. Smedley and Slobodan Cuk," One-Cycle Control of Switching Converters."IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL.10, NO. 6,NOVEMBER, 1995
- [10] 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.
- [11] L. H. Dixon, "High Power Factor Preregulators for Off-Line Power Supplies," Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM600, 1988.
- [12] 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.
- [13] 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.

- [14] 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.
- [15] วีระเชษฐ ชันเงิน และ วุฒิพล ธาราธิ์เศรษฐ์, อิเล็กทรอนิกส์กำลัง. กรุงเทพมหานคร: วี.เจ. พรินต์ติ้ง. 2547.
- [16] D. W. Hart, *Introduction to Power Electronics*. London: Prentice-Hall, Inc. 1997.
- [17] ถาวร อมตกิตติ์, ระบบกำลังไฟฟ้าต่อเนื่อง(ยูพีเอส) และเครื่องควบคุมคุณภาพไฟฟ้า. กรุงเทพมหานคร: เอ็มแอนคี่อี. 2543.
- [18] C. L. Philipe and R. D. Harbor, *Feedback Control Systems*. Fourth Editions. New Jersey: Prentice-Hall, Inc. 2000.
- [19] Josep M. Guerrero, Luis Garcia de Vicuna, Jaume Miret, Jose Matas, Miguel Castilla, "Integral Control Technique for Single-Phase UPS Inverter", *IEEE* 2002
- [20] R. H. Bishop, *Modern Control Systems Analysis and Design Using Matlab and Simulink*. 7th Ed. California: Addison Wesley Longman, Inc. 1997.





ภาคผนวก ก

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วารสารวิศวกรรมศาสตร์
Engineering Journal
มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
Chiang Mai University

Volume 15(3) September - December 2008 ISSN 0857-2178

Contents

การเปรียบเทียบผลการประเมินวัฏจักรชีวิตระหว่างระบบผลิตไฟฟ้าพลังความร้อนร่วม ในประเทศไทยโดย ใช้เทคนิค LCA-NETS <i>(Comparison with LCA-NETS Evaluation on Electricity Generation of a Gas Turbine Power Plant and a Combined Cycle Power Plant in Thailand)</i> ธีรพันธ์ ฤทธิชัย จีรวรรณ เตียรุฑ์สุวรรณ และ ทนงเกียรติ ฤทธิศรีโรจน์	1-10
การศึกษาสภาพการถ่ายเทความร้อนและศักยภาพการผลิตน้ำร้อนแสงอาทิตย์ของบ้านประหยัดพลังงาน <i>(Study of Heat Transfer Feature and Potential of Solar Water Heating for Energy Saving Houses)</i> ระกานทิพย์ สุทธิพงษ์ และ วิภาวดี วงษ์สุวรรณ	11-19
อินกับกระบวนการทางธุรกิจ : กรณีศึกษา <i>(Lean and Business Process : A Case Study)</i> จิรวรรณ ธีระวิภาทฤกษ์ และ พงษ์นทร กิตติวิเศษ	20-29
การจำลองและกล่าวตรวจสอบสภาพความถูกต้องทางค่าบริเวณภายในห้องโดยสารรถยนต์โดยใช้การคำนวณทางพลศาสตร์ของไหล <i>(Simulation and Validation of Thermal Environment Inside Car Cabin Using Computational Fluid Dynamics)</i> รชชาติ มั่นทิพย์ และ ชัยวิภาทฤกษ์	30-38
ผลกระทบของสะพานและฝายต่อระดับน้ำท่วมในลำน้ำปิงผ่านเมืองเชียงใหม่ <i>(Impacts of Bridges and Weirs to Flooding Level in the Ping River through the Chiang Mai City)</i> ประคิมฐ์ เจริญกุลประเสริฐ	39-44
การวิเคราะห์และการควบคุมตัวแปรที่มีผลต่อความแข็งแรงของวงจรค้ำยันแบบอ่อนและแผ่นเสริมกำลัง <i>(Parametric Analysis and Control Affecting Peel Strength Between Flexible Circuit and Stiffener)</i> ปองพล ปรียะญูอารีย์ และ สันติชัย ชิวฤทธิ์ศิลป์	45-53
การวิเคราะห์สมรรถนะของเทอร์โบชาร์จเจอร์ที่นำมาใช้เป็นกังหันก๊าซขนาดเล็ก <i>(Performance Analysis of a Turbocharger as a Micro-Gas Turbine)</i> บุญทนต์ ชนะพันธ์ และ ทนงเกียรติ ฤทธิศรีโรจน์	54-65
แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟสโดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบวัฏจักร <i>(A Single-Phase Alternating Current Power Supply Using One-Cycle Control)</i> ณวิศุทธิ์ ศิริพัฒน์บุญรัตน์ และ วิจิตร กุศลศรี	66-75
การตรวจวัดการกัดกร่อนแบบยูนิฟอร์มในเหล็กกล้าคาร์บอนต่ำและรอยเชื่อมด้วยวิธีอะคูสติกอิมมิชัน <i>(Uniform Corrosion Monitoring in Low Carbon Steel and Weld using Acoustic Emission)</i> อาภาวี ประทีปโสม นัชชาภาวี ศรีนาง และ มณฑวี ฤกษ์	76-85

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟสโดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบ วันไซเคิล

A Single-Phase Alternating Current Power Supply Using One-Cycle Control Technique

อาทิตย์ ธีรณปัญญารณ และ วิจิตร กิณเรท

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

Artid Teeranapanyaporn and Vjitt Kinnaree

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอเทคนิคการควบคุมแบบวันไซเคิลสำหรับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟสที่ใช้อินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ โดยการป้อนกลับสัญญาณที่ดัดแปลงด้วยเทคนิคยูนิโพลาร์ทางด้านเอาต์พุตผ่านวงจรควบคุมวันไซเคิลเปรียบเทียบกับสัญญาณไซน์อ้างอิงเพื่อช่วยในการควบคุมระบบการป้อนกลับในลักษณะนี้ทำให้มีการคำนึงถึงผลของการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง การควบคุมนี้มีข้อดีที่สามารถใช้ตัวเก็บประจุที่บัสเชื่อมโยงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้มีขนาดเล็ก ซึ่งมีผลในการปรับปรุงตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตและคุณภาพของกระแสอินพุต

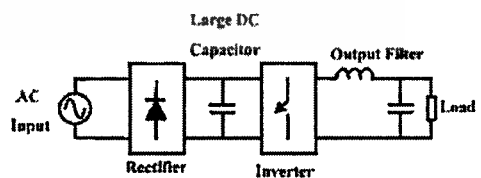
Abstract

This paper presents a one-cycle control technique for a one-phase alternating current power supply using full bridge inverter. This technique is based on a comparison between Unipolar PWM switching output feedback via a one-cycle control circuit and sinusoidal reference signal for controlling the system. By using this feedback, the effect of direct current bus ripple is regarded. This control technique offers advantages of small direct current link capacitor requirement resulting in improving input power factor and input current quality.

1. บทนำ

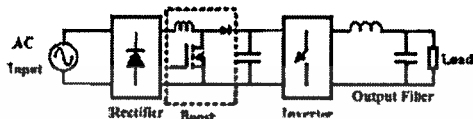
ในปัจจุบันแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟสถูกใช้กันอย่างแพร่หลายซึ่งแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟสประกอบไปด้วย วงจรเรียงกระแส, ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ที่บัสกระแสตรงและอินเวอร์เตอร์ โดยในการเชื่อมต่อกับตัวเก็บประจุในส่วนของบัสกระแสตรงสำหรับความต้องการให้แรงดันไฟฟ้าที่บัสกระแสตรงปราศจากการกระเพื่อมตัวเก็บประจุบัสกระแสตรงที่ถูกนำมาใช้จะถูกเลือกให้มีขนาดที่ใหญ่เพียงพอ สำหรับการรักษาระดับการกระเพื่อมให้มีค่าน้อยที่สุดเป็นผลให้ขนาดของระบบโดย

รวมมีขนาดใหญ่ขึ้นและผลการตอบสนองทางพลวัตที่แยกลง โดยเฉพาะผลที่ตามมาของความคิดเทียบของกระแส



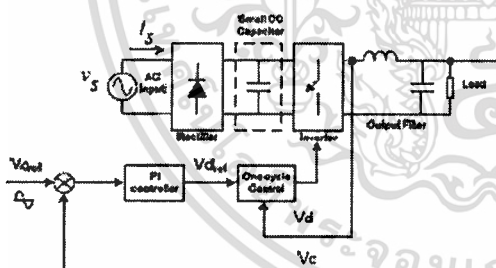
รูปที่ 1 แหล่งจ่ายไฟฟ้าที่ไม่มีวงจรแก้ตัวประกอบกำลังแบบทั่วๆไป

และค่าตัวประกอบกำลังด้านอินพุตที่ต่ำลง อันเนื่องมาจากผลของตัวเก็บประจุสกราะแตรตรงที่มีขนาดใหญ่แต่ถ้าตัวเก็บประจุสกราะแตรตรงที่ใช้มีค่าน้อยเกินไปก็จะส่งผลทำให้แรงดันไฟฟ้าเกิดการกระเพื่อมมากจะทำให้กระแสและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตไม่เป็นรูปคลื่นไซน์และจะมีผลต่อสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์ด้วย



รูปที่ 2 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากั้วจรแก้ตัวประกอบกำลังแบบทั่วๆไป

ดังนั้นคุณภาพของรูปคลื่นกระแสอินพุตจึงถูกนำมาพิจารณาเพื่อรักษาความเป็นอุดมคติของรูปคลื่นไซน์และการตรงเฟสกับแรงดัน โดยทั่วไปจะนิยมแก้ปัญหาโดยการเพิ่มในส่วนของวงจรทระดับที่ทำให้ค่าความถี่ของกระแสอินพุตมีค่าต่ำและมีค่าตัวประกอบกำลังที่สูงแต่อย่างไรก็ตามการเพิ่มวงจรทระดับในส่วนของภาคกำลังก็จะมีผลเสียในเรื่องของค่าใช้จ่ายที่เพิ่มมากขึ้นอีกทั้งเป็นการลดประสิทธิภาพของระบบโดยรวม



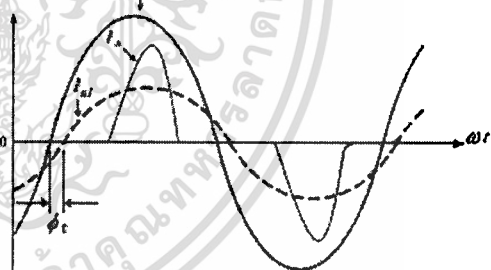
รูปที่ 3 แหล่งจ่ายไฟฟ้าที่นำเสนอ

จากรูปที่ 3 ระบบที่ได้นำเสนอนี้จะมีข้อดีของตัวเก็บประจุที่มีขนาดเล็กทำให้เป็นการปรับปรุงคุณภาพของสัญญาณด้านอินพุตให้ดีขึ้นโดยปราศจากวงจรที่ซับซ้อนของวงจรแก้ตัวประกอบกำลังที่เพิ่มขึ้น และได้ใช้หลักการควบคุมแบบวันไซเคิลทำหน้าที่เป็นรูปป้อนกลับ(inner feedback loop) ทำให้มีการคำนึงถึงผลของการกระเพื่อมเพื่อใช้ในการเปรียบเทียบ

กับสัญญาณไซน์อ้างอิง[1] ส่วนรูปนอกได้ใช้การควบคุมป้อนกลับแบบพีโอเพื่อรักษาแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ บทความนี้เป็นกรนำเสนอสระบบที่ใช้เทคนิคการควบคุมแบบวันไซเคิล [2], สำหรับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟส[3], โดยการป้อนกลับสัญญาณที่คล้ายคลื่นไซน์ชนิดยูนิโพลาร์ทางด้านเอาต์พุตผ่านวงจรวันไซเคิล เปรียบเทียบกับสัญญาณควบคุมป้อนกลับแบบพีโอเพื่อช่วยในการควบคุมระบบ

2. คุณภาพของสัญญาณรูปคลื่นทางด้านอินพุต

เนื่องจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่นำเสนอด้านอินพุตของแหล่งจ่ายเป็นวงจรบริดจ์ไดโอดค่อนนานอยู่กับตัวเก็บประจุไฟฟ้ากระแสตรง(C_{dc}) ทำให้เป็นโหลดไม่เชิงเส้น ดังนั้นเมื่อตัวเก็บประจุไฟฟ้ากระแสตรง(C_{dc}) มีค่ามากจะทำให้ ϕ_1 กว้างเป็นผลให้ตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตมีค่าต่ำลง จึงต้องทำการลดขนาดของตัวเก็บประจุไฟฟ้ากระแสตรง(C_{dc})ลง เมื่อตัวเก็บประจุไฟฟ้ากระแสตรง(C_{dc})มีค่าน้อยลงทำให้ ϕ_1 แคบลงเป็นผลให้ตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตดีขึ้นซึ่งแสดงในรูปที่ 4



รูปที่ 4 ลักษณะรูปคลื่นกระแสที่เกิดเฟส

เมื่อ

- i_r = กระแสแหล่งจ่ายไฟฟ้าด้านอินพุต
- i_{r1} = กระแสมูลฐาน
- v_r = แรงดันแหล่งจ่ายไฟฟ้าด้านอินพุต
- ϕ_1 = มุมเฟสระหว่างแรงดัน(v_r)และกระแสทางด้านอินพุต(i_{r1})

หาค่าตัวประกอบกำลังได้จากสมการ

$$\begin{aligned} \text{ตัวประกอบกำลัง} &= \frac{\text{กำลังไฟฟ้าจริง}}{\text{กำลังไฟฟ้าปรากฏ}} \\ &= \frac{V_{1,rms} I_{1,rms} \cos \phi_1 + \sum_{n>1}^{\infty} V_{n,rms} I_{n,rms} \cos \phi_n}{V_{rms} I_{rms}} \quad (1) \end{aligned}$$

เมื่อ

$$V_{rms} = \sqrt{V_{1,rms}^2 + \sum_{n>1}^{\infty} V_{n,rms}^2} \quad (2)$$

$$I_{rms} = \sqrt{I_{1,rms}^2 + \sum_{n>1}^{\infty} I_{n,rms}^2} \quad (3)$$

โดยที่

$V_{n,rms}$ แทนค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันฮาร์มอนิก ลำดับที่ n เมื่อ $n > 1$

$I_{n,rms}$ แทนค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของกระแสฮาร์มอนิก ลำดับที่ n เมื่อ $n > 1$

$V_{1,rms}$ แทนค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันฮาร์มอนิก ลำดับที่ 1

$I_{1,rms}$ แทนค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของกระแสฮาร์มอนิก ลำดับที่ 1

สมมติให้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสระดับด้านเข้าไม่มีฮาร์มอนิก ดังนั้น

$$\sum_{n>1}^{\infty} V_{n,rms} I_{n,rms} \cos \phi_n = 0$$

$$PF = \frac{V_{1,rms} I_{1,rms} \cos \phi_1}{V_{rms} I_{rms}} \quad (4)$$

และ $V_{1,rms} = V_{rms}$

$$\therefore PF = \frac{I_{1,rms} \cos \phi_1}{I_{rms}}$$

$$PF = \frac{I_{1,rms}}{I_{rms}} PF_1 \quad (5)$$

$PF_1 = DPF$ หมายถึงตัวประกอบกำลังหลักมูล (Fundamental power factor) หรือค่าตัวประกอบกำลังการกระจัด (Displacement power factor)

หาค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมได้จากสมการ

$$THD_v (\text{Voltage}) = \frac{\sqrt{\sum_{n>1}^{\infty} V_{n,rms}^2}}{V_{1,rms}} \quad (6)$$

$$THD_i (\text{Current}) = \frac{\sqrt{\sum_{n>1}^{\infty} I_{n,rms}^2}}{I_{1,rms}} \quad (7)$$

3. การควบคุมแบบวันไซเคิล

การควบคุมแบบวันไซเคิลที่ใช้กับคอนเวอร์เตอร์[4] มีหลักการแตกต่างจากการควบคุมแบบที่ดับบลิวเอ็ม (PWM)ทั่วไปคือ การควบคุมแบบที่ดับบลิวเอ็มเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันทางด้านอินพุตของวงจรแปลงผัน การควบคุมแบบที่ดับบลิวเอ็มจะเกิดการกระเพื่อมของแรงดันทางด้านเอาต์พุตมากและใช้เวลานานหลายคาบของการสวิทช์กว่าจะกลับเข้าสู่สภาวะคงตัว แต่การควบคุมแบบวันไซเคิลจะมีการตรวจจับแรงดันในทุกคาบของการสวิทช์ทำให้กำจัดการกระเพื่อมของแรงดันอินพุตได้ ผลที่ได้ดีกว่าการควบคุมแบบที่ดับบลิวเอ็มแบบทั่วไป การควบคุมแบบวันไซเคิลสามารถอธิบายโดยใช้หลักการทํางานของสวิทช์ซึ่งสามารถเขียนเป็นฟังก์ชัน $k(r)$ โดยมีความถี่ในการสวิทช์คือ $f_s = \frac{1}{T_s}$

$$k(r) = \begin{cases} 1, & 0 < r < T_{ON} \\ 0, & T_{ON} < r < T_s \end{cases} \quad (8)$$

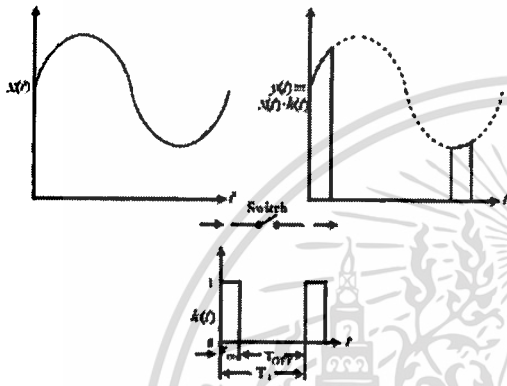
ในแต่ละคาบของสัญญาณช่วงเวลาช่วงเวลาที่สวิทช์ทำงานจะเรียกช่วงเวลานั้นว่า T_{ON} และเรียกช่วงเวลาที่สวิทช์ไม่ทำงานว่า T_{OFF} โดยที่ $T_{ON} + T_{OFF} = T_s$ มีค่าตัวแปรไซ

$$D = T_{ON} / T_s$$

$$v_{ref}(t) \quad x(t)$$

$$y(t)$$

$$k(t) \quad x(t) \quad y(t)$$



รูปที่ 5 ฟังก์ชันการสวิตช์

สมการฟังก์ชันการสวิตช์

$$y(t) = x(t) \cdot k(t) \quad (9)$$

สมมติว่าความถี่ของการสวิตช์คือ f_s ซึ่งจะต้องมีความถี่สูงกว่าความถี่ของสัญญาณทางด้านอินพุต $x(t)$ หรือสัญญาณควบคุมสัญญาณอ้างอิง $v_{ref}(t)$ จึงมีผลทำให้สัญญาณพหุในการสวิตช์ทางด้านเอาต์พุตเป็นค่าเฉลี่ยของการสวิตช์ที่เปลี่ยนไปตามฟังก์ชันของ

$$y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{ON}} x(t) dt$$

$$\approx x(t) \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{ON}} dt$$

$$= x(t)D \quad (10)$$

ดังนั้นการเปลี่ยนของการสวิตช์ $y(t)$ ที่ทางด้านเอาต์พุตของการสวิตช์ เป็นผลมาจากสัญญาณอินพุต $x(t)$ และตัวดีวีเอ D ถ้าอัตราดีวีเอของสวิตช์เป็นการมอดูเลตคั้งนั้นการอินทิกรัลของการสวิตช์ที่เปลี่ยนไปทางด้านอินพุต จะมีค่าเท่ากับการอินทิกรัลของสัญญาณควบคุม

อ้างอิง v_{ref} ในแต่ละคาบของลูกคลื่นดังสมการที่ 10

$$y(t) = \int_0^{T_{ON}} x(t) dt = \int_0^{T_s} v_{ref}(t) dt \quad (11)$$

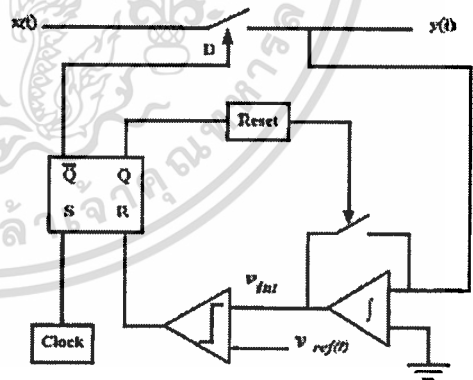
ดังนั้นค่าเฉลี่ยของการเปลี่ยนการสวิตช์ที่เอาต์พุตมีค่าจริงเท่ากับสัญญาณควบคุมอ้างอิงในแต่ละคาบของลูกคลื่นที่มีการสวิตช์คั้งที่ โดยค่าเฉลี่ยของการสวิตช์ที่มีการเปลี่ยนนั้นเป็นการควบคุมที่มีการทำงานอย่างรวดเร็วเพียงคาบของลูกคลื่น

$$y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{ON}} x(t) dt$$

$$y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{ref}(t) dt = v_{ref}(t) \quad (12)$$

สำหรับการควบคุมการสวิตช์จะเป็นไปตามทฤษฎีที่ตั้งไว้ตามเทคนิคการควบคุมแบบวันไซเคิล เพราะการควบคุมแบบวันไซเคิลจะทำให้สัญญาณของเอาต์พุตมีค่าเป็นไปตามสมการ

$$y(t) = v_{ref}(t) \quad (13)$$



รูปที่ 6 การควบคุมแบบวันไซเคิลที่มีความถี่สวิตช์คั้งที่

รูปที่ 6 เป็นวงจรการควบคุมแบบวันไซเคิลที่มีการสวิตช์ด้วยความถี่คั้งที่ [S] ประกอบด้วยตัวอินทิกรัลและตัวรีเซตอธิบายการทำงานได้คั้งนี้ ในช่วงการเริ่มต้นของการทำงานของการอินทิกรัลสวิตช์จะทำงาน (ON) โดยมีสัญญาณ

นาฬิกา(clock) ซึ่งมีความถี่คงที่คอยควบคุมจังหวะเริ่มการทำงานค่าของการอินทิกรัลจะได้สมการ

$$v_{int}(t) = k \int_0^t x(\tau) d\tau \quad (14)$$

เมื่อ k เป็นค่าคงที่

จากนั้นนำค่าของการอินทิกรัล $v_{int}(t)$ ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณควบคุมอ้างอิง $v_{ref}(t)$ เมื่อ $v_{int}(t)$ มีค่าเท่ากับ $v_{ref}(t)$ ตัวควบคุมจะส่งสัญญาณไปให้อุปกรณ์ที่ทำการสวิทช์เปลี่ยนสถานะ จากสถานะที่สวิทช์ทำงาน(ON)ไปเป็นสถานะไม่ทำงาน(OFF) ในเวลาเดียวกันตัวควบคุมจะส่งสัญญาณไปทำการรีเซ็ตตัวอินทิกรัลให้มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นดีวตี้เรโธ(duty ratio) $D = T_{on} / T_s$ ของลูกคลื่นปัจจุบันจะหาได้จากสมการ

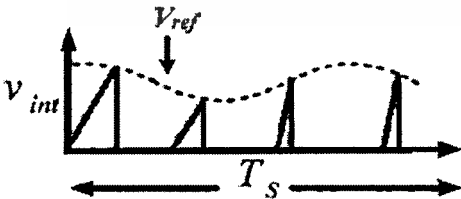
$$k \int_0^{T_{on}} x(\tau) d\tau = v_{ref}(T_{on}) \quad (15)$$

ดังนั้นผลของการสวิทช์ทำให้ค่าเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุตในหนึ่งคาบมีค่าเป็น

$$v_{av} = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} x(\tau) d\tau = K v_{ref}(DT_s) \quad (16)$$

เมื่อ $K = 1/k \cdot T_s$

คุณสมบัติที่สำคัญของการควบคุมแบบวันไซเคิลคือ เมื่อนำมาใช้ร่วมกับวงจรแปลงผันจะมีคุณสมบัติการกำจัดสัญญาณรบกวนทางด้านแรงดันอินพุต ในกรณีที่สัญญาณอ้างอิงและ โหลดเป็นค่าคงที่เมื่อแรงดันอินพุตถูกรบกวนด้วยรูปแบบใดๆ การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณควบคุมก็จะถูกอินทิเกรตในแบบเวลาจริง(Real time) และความชันของสัญญาณควบคุมจะเปลี่ยนโดยทันที

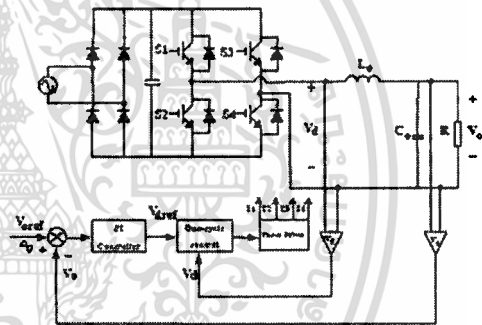


รูปที่ 7 การทำงานของการควบคุมแบบวันไซเคิลเมื่อแรงดันแหล่งจ่ายมีการเปลี่ยนแปลง

ดังนั้นแรงดันอินพุตที่ต่อ โดยตรงก็จะมีผลกระทบต่อดีวตี้เรโธ

กรณีที่มีแรงดันอินพุตและสัญญาณอ้างอิงเปลี่ยนแปลงพร้อมกันตัวอย่างเช่น แรงดันทางด้านอินพุตเกิดการเพิ่มขึ้นอย่างฉับพลัน และสัญญาณอ้างอิงเปลี่ยนแปลงเป็นรูปไซน์จะพบว่า ความชันของการอินทิกรัลจะแคบลงเมื่อขนาดของแรงดันทางด้านอินพุตเกิดการเพิ่มขึ้น ซึ่งไม่ว่าความชันของการอินทิกรัลจะเป็นอย่างไรก็ตามค่าของการอินทิกรัลจะยังคงรักษาให้เป็นสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์ได้ในแต่ละคาบการสวิทช์

4. หลักการทำงานของการควบคุมแบบวันไซเคิล สำหรับ DC/AC อินเวอร์เตอร์



รูปที่ 8 แหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหนึ่งเฟสโดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบวันไซเคิล

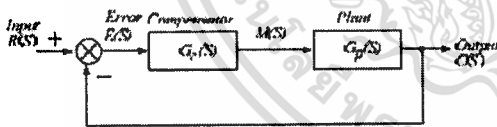
จากรูปที่ 8 เป็นแหล่งจ่ายไฟที่กระแสสลับหนึ่งเฟสที่นำเสนอโดยในส่วนตัวแรกเป็นส่วนของวงจรเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์ประกอบด้วยตัวเก็บประจุ ที่ทำหน้าที่เป็นตัวกรองกรองแรงดันให้เรียบ ถ้าตัวเก็บประจุที่ใช้มีค่าน้อยหรือกระแสเอาต์พุตมีค่ามากขึ้นจากการเพิ่มของโหลดมีผลให้เกิดการกระเพื่อมมากขึ้นด้วย จึงเป็นผลทำให้แรงดันเอาต์พุตที่ดับบลิวเอ็มกระเพื่อมตามการกระเพื่อมของแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรง ดังนั้นจึงได้นำผลการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ดับบลิวเอ็มเอาต์พุตที่มีการกระเพื่อมของแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงรวมอยู่ด้วยป้อนกลับเข้าสู่

วงจรไวโซเกิด โดยเมื่อเกิดการกระเพื่อมขึ้นทำให้ระดับแรงดันเอาต์พุตที่สับเปลี่ยนตกลงตามผลการเปลี่ยนแปลงการกระเพื่อมของแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงจึงทำให้ค่าแรงดันการสวิตช์ป้อนกลับตกลงด้วย

ในรูปนอกเป็นการป้อนกลับแบบที่โอที่จะช่วยในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่โหลดและลดระยะเวลาในการตอบสนองของระบบ โดยตรวจจับแรงดันเอาต์พุต (V_o) ที่โหลดผ่านไปที่วงจรเปรียบเทียบเพื่อเปรียบเทียบกับแรงดันโวลต์อ้างอิงที่สร้างขึ้นมา ($V_{ref} = 50$ Hz) เพื่อหาค่าความผิดพลาดป้อนสู่วงจรควบคุมการป้อนกลับแบบที่โอจะได้สัญญาณ (V_{dev}) ป้อนเข้าสู่ตัวไวโซเพื่อไปขับสวิตช์ต่อไป

5. การควบคุมป้อนกลับแบบที่โอ

ระบบควบคุมแบบที่โอที่ใช้เป็นการควบคุมแบบป้อนกลับโดยนำสัญญาณจากเอาต์พุตของกระบวนการ $C(S)$ มาเปรียบเทียบกับสัญญาณปรับตั้งที่กำหนด $R(S)$ จากนั้นนำสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบ $E(S)$ มาคำนวณตามกฎเกณฑ์ของการควบคุมแบบที่โอเพื่อให้ได้สัญญาณควบคุม $M(S)$ ที่นำไปควบคุมกระบวนการต่อไป ดังรูปที่ 9



รูปที่ 9 กระบวนการที่ใช้ตัวควบคุมที่โอที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวป้อนกลับ

โดย

$G_c(S)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมที่โอ

$G_p(S)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการ(Process)

$R(S)$ คือ สัญญาณปรับตั้ง(Set point)

$C(S)$ คือ สัญญาณเอาต์พุตของระบบ

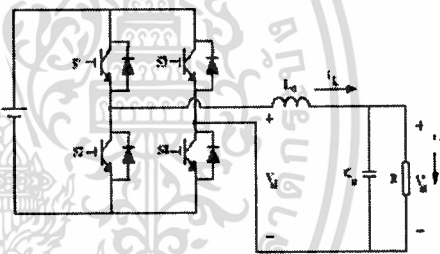
$E(S)$ คือ สัญญาณผิดพลาดที่เกิดจากการเปรียบเทียบระหว่าง $C(S)$ และ $R(S)$

$M(S)$ คือ สัญญาณออกจากตัวควบคุม

เมื่อกำหนดให้ค่าตัวประกอบหน่วง(damping factor) $\zeta=0.707$ $R=4.55$, $R_1=49.54$, $C_1=0.1 \mu F$, $L=0.71$ mH จะได้ค่าอัตราขยาย $K_p = 403.7$, $K_i = 201.85$

6. อินเวอร์เตอร์ที่ึงเฟสแบบฟูลบริดจ์(Full Bridge Inverter)

อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวจะแบ่งออกเป็นสองชนิด คือ แบบฮาล์ฟบริดจ์และแบบฟูลบริดจ์ อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในบทความนี้เป็นชนิดฟูลบริดจ์ ข้อดีของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้จะมีกำลังไฟที่สูงกว่าแบบฮาล์ฟบริดจ์สองเท่า



รูปที่ 10 วงจรกำลังของฟูลบริดจ์ อินเวอร์เตอร์

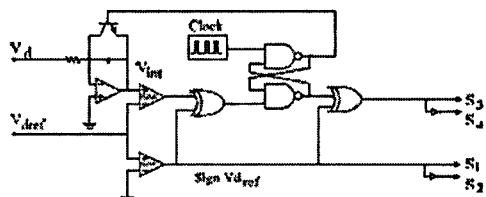
สมการอนุพันธ์เชิงเส้นที่ใช้แสดงการทำงานทางไดนามิกของอินเวอร์เตอร์โดยใช้ KVL และ KCL จะได้

$$L_o \frac{di_L}{dt} = E \cdot u - v_o \tag{17}$$

$$C_o \frac{dv_o}{dt} = i_L - i_o \tag{18}$$

เมื่อ u คือ ค่าตัวแปรที่ถูกควบคุมซึ่งสามารถแทนค่าด้วย 1, 0 หรือ -1 ขึ้นอยู่กับการทำงานของสวิตช์ s_1, s_2 และ s_3, s_4

7. การควบคุมพีคดับลิแวมแบบยูนิโพลาร์โดยใช้ การควบคุมแบบวันไซเคิล



รูปที่ 11 วงจรวันไซเคิลคอนโทรลสำหรับพีคดับลิแวมแบบ ยูนิโพลาร์

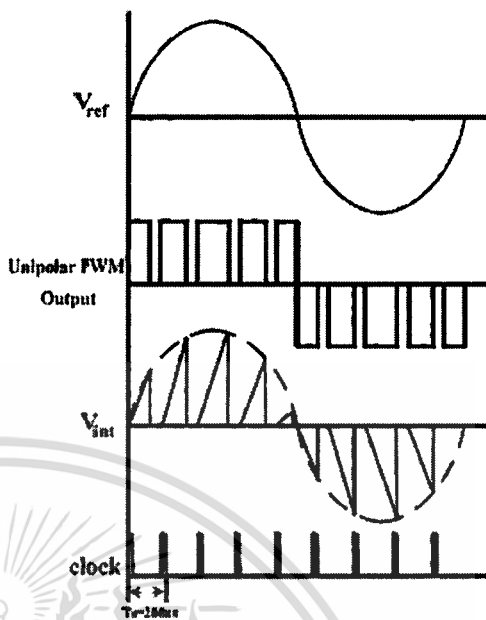
จากรูปที่ 10 เป็นวงจรควบคุมพีคดับลิแวมแบบ ยูนิโพลาร์ที่สร้างขึ้นโดยอาศัยหลักการของการควบคุมแบบ วันไซเคิลในหัวข้อ 3 โดยเป็นการมอดูเลตแบบ 3 ระดับซึ่ง เป็นการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันไฟที่ระหว่างศูนย์ไปยัง บวกหรือศูนย์ไปยังลบ กำหนดให้ u_1 และ u_2 เป็นตัว แปรการควบคุมสวิทซ์

$$u = \frac{1}{2} \cdot (u_1 - u_2) \quad (19)$$

กำหนดค่าดังนี้

- $u_1 = 1$, เมื่อ s_1 ทำงานและ s_2 ไม่ทำงาน
- $u_1 = -1$, เมื่อ s_1 ไม่ทำงานและ s_2 ทำงาน
- $u_2 = 1$, เมื่อ s_3 ทำงานและ s_4 ไม่ทำงาน
- $u_2 = -1$, เมื่อ s_3 ไม่ทำงานและ s_4 ทำงาน

u_1 คือ สัญญาณแสดงขั้วหรือเครื่องหมายแรงดันเอาต์พุต มีความถี่เท่ากับไซน์อ้างอิง (V_{ref}) และ u_2 เป็นสัญญาณ พีคดับลิแวมความถี่สูง (V_d) เท่ากับความถี่ของสัญญาณ นาฬิกา(clock)



รูปที่ 12 สัญญาณการควบคุมแบบวันไซเคิลเมื่อใช้กับพี คับลิแวมแบบยูนิโพลาร์

8. ผลการทดลอง

ในการออกแบบวงจรกำลังกำหนดให้ค่าตัวแปรของ ระบบที่นำมาใช้มีค่าดังนี้ ความถี่การสวิทซ์เท่ากับ 5 kHz เป็นแบบยูนิโพลาร์, $V_{dc} = 300$ V, $L_{output\ filter} = 27$ mH, $C_{output\ filter} = 20 \mu F$, C_{dc} ปรับเปลี่ยนค่า ตั้งแต่ 70 - 1,000 μF , โหลดความต้านทาน = 1,000 W

รูปที่ 13 แสดงสัญญาณการสวิทซ์ของ s_1, s_2, s_3, s_4 โดยการทำงานของสวิทซ์จะทำงานเป็นคู่ดังนี้ s_1 กับ s_2 , s_3 กับ s_4 สวิทซ์ s_1, s_2 เป็นสวิทซ์ในกึ่งเดียวกันแต่ทำงาน ตรงกันข้ามกันเพื่อป้องกันการลัดวงจรของกึ่งเดียวกันโดย มีความถี่ $f = 50$ Hz ส่วนสวิทซ์ s_3, s_4 ทำงานตรงกันข้ามและ มีความถี่ $f = 5$ kHz

รูปที่ 14 แสดงสัญญาณการอินทิเกรต (v_o) เมื่อมี สัญญาณอ้างอิงเป็นไซน์ที่มีความถี่ $f = 50$ Hz มีความถี่เรซท์ เท่ากับ 5 kHz ซึ่งแรงดันเอาต์พุตพีคดับลิแวมที่ได้เกิดจาก การสวิทซ์ของ s_1, s_2, s_3, s_4

รูปที่ 15 แสดงแรงดันเอาต์พุตที่ดับบลิเอ็มชนิดยูนิโพลาร์(v_o)ที่ได้มาจากการสวิทช์ของ s_1 กับ s_2 , s_3 กับ s_4 เมื่อผ่านวงจรกรองก็จะได้แรงดันไซน์เอาต์พุต(v_o) โดยมีค่า THD_r=4.7% (ค่าTHDได้จากการวัดด้วยเครื่องวัด Fluk43b Power Quality Analyzer)ซึ่งต่ำกว่าค่ามาตรฐานทั่วไปที่กำหนดไว้สำหรับแหล่งจ่ายไฟที่ภาระแอสลับ มีค่า $C_{dc} = 1000 \mu F$

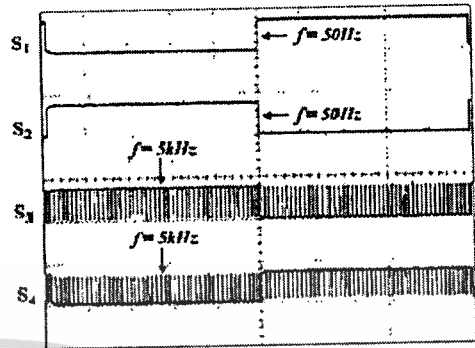
รูปที่ 16 แสดงแรงดันเอาต์พุตที่ดับบลิเอ็มชนิดยูนิโพลาร์(v_o)ที่ได้มาจากการสวิทช์ของ s_1 กับ s_2 , s_3 กับ s_4 เมื่อผ่านวงจรกรองก็จะได้แรงดันไซน์เอาต์พุต(v_o) เนื่องจาก C_{dc} ในรูปที่ 16 มีค่า $C_{dc} = 470 \mu F$ มีค่าน้อยกว่า C_{dc} ในรูปที่ 14 เมื่อผ่านวงจรกรองแล้วเหมือนกับในรูปที่ 15 ทำให้เกิดการกระเพื่อมขึ้นซึ่งทำให้ค่า THD_r=6.3%(ค่าTHDได้จากการวัดด้วยเครื่องวัด Fluk43b Power Quality Analyzer)

รูปที่ 17 เมื่อทำการทดลองเปลี่ยนค่า C_{dc} จะเห็นว่าค่าของ DPF, PF (ค่าของ DPF, PF ได้จากการทดลองจะเปลี่ยนไปตามค่าของ C_{dc} บ่งค่าของ C_{dc} มีค่าน้อยก็ทำให้ค่าของ DPF, PF มีค่าสูงขึ้น

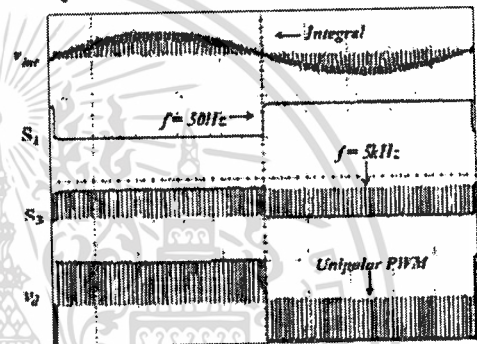
รูปที่ 18 แสดงค่า %THD ซึ่งจะเปลี่ยนไปตามค่าของ C_{dc} จากกราฟแสดงให้เห็นว่า %THD จะมีค่าสูงขึ้นเมื่อ C_{dc} มีค่ามากดังนั้นเพื่อให้คุณภาพของกระแสอินพุตดีจะต้องให้ C_{dc} มีค่าน้อยเพราะในเทคนิคที่นำเสนอได้นี้การกระเพื่อมของแรงดันที่ดับบลิเอ็มเอาต์พุตมาป้อนกลับเพื่อรักษาคุณภาพของกระแสอินพุต แต่ถ้า C_{dc} มีค่าน้อยเกินไปจะมีผลกระทบต่อคุณภาพของแรงดันเอาต์พุต

รูปที่ 19 แสดงเทคนิคการควบคุมแบบวันไซเคิลแบบที่มีการป้อนกลับเปรียบเทียบกับแบบที่ไม่มีการป้อนกลับของการควบคุมแบบพีโอ และแบบ SPWM (Sinusoidal Pulsewidth Modulation) โดยการควบคุมแบบวันไซเคิลที่มีการป้อนกลับของการควบคุมแบบพีโอสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ส่วนการควบคุมแบบวันไซเคิลที่ไม่มีการป้อนกลับของการควบคุมแบบพีโอ แต่ก็ยังสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตได้ในระดับหนึ่ง

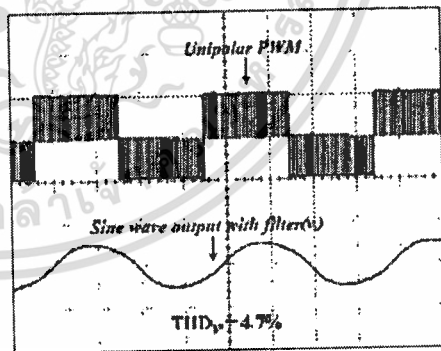
และเทคนิคการควบคุมแบบ SPWM นั้นไม่สามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตได้เพียงจึงมีค่าแรงดันเอาต์พุตที่ต่ำที่สุด



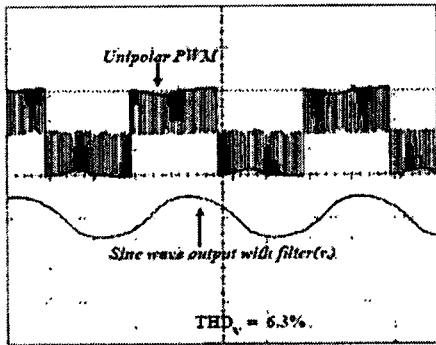
รูปที่ 13 สัญญาณการสวิทช์ของ s_1, s_2, s_3, s_4



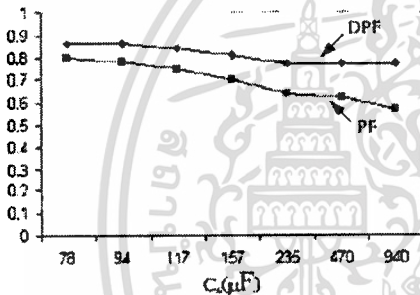
รูปที่ 14 สัญญาณอินทิกรัล (v_{in}) ของการควบคุมแบบวันไซเคิล, สัญญาณการสวิทช์ s_1 และ s_2 , แรงดันเอาต์พุตที่ดับบลิเอ็มชนิดยูนิโพลาร์ (v_o)



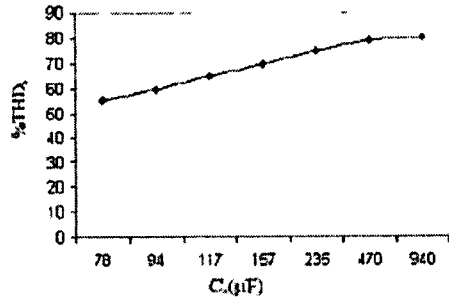
รูปที่ 15 แรงดันเอาต์พุตที่ดับบลิเอ็มชนิดยูนิโพลาร์ (v_o) และแรงดันไซน์เอาต์พุต (v_o) หลังผ่านวงจรกรองเมื่อ C_{dc} มีค่า $1000 \mu F$



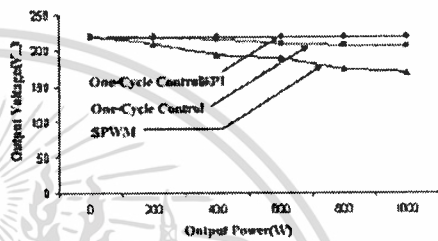
รูปที่ 16 แรงดันเอาต์พุตที่ดับตัวเอ็มรชนิดยูนิโพลาร์ (v_d) และแรงดันไซน์เอาต์พุต (v_o) หลังผ่านวงจรกรอง เมื่อ C_d มีค่า 470 μF ทำให้เกิดการกระเพื่อมขึ้น



รูปที่ 17 ค่า DPF และ PF จากการทดลองทางด้านอินพุต เมื่อค่าตัวเก็บประจุเปลี่ยนไป



รูปที่ 18 ค่า %THD ของกระแสอินพุตเมื่อค่าตัวเก็บประจุเปลี่ยนไป



รูปที่ 19 แรงดันเอาต์พุตจากการทดลองทั้ง 3 เทคนิคกับโหลดที่เปลี่ยนไป

9. บทสรุป

บทความนี้นำเสนอเทคนิคการควบคุมแบบวันไซเคิล สำหรับแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหนึ่งเฟส จากการทดลอง เทคนิคการควบคุมแบบวันไซเคิล โดยการป้อนกลับของระบบควบคุมการป้อนกลับแบบทีโอ สามารถลดค่าตัวเก็บประจุที่ติดตั้ง โยงแรงดันไฟที่กระแสตรงให้มีขนาดเล็ก ทำให้มีการปรับปรุงตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุต โดยไม่จำเป็นต้องใช้วงจรทระดับทำให้ราคาของฮาร์ดแวร์มีราคาถูกลง อีกทั้งยังปราศจากวงจรที่ซับซ้อนของวงจรแก้ตัวประกอบกำลังที่เพิ่มขึ้นได้อีกด้วย

เอกสารอ้างอิง

[1] M. Pande, G. Joos, "Output Voltage Integral Control Technique for Compensating Nonideal DC Buses in Voltage Source Inverter", in IEEE Trans Power Electronic, vol. 12, no.2, March 1997, pp.302-310.
 [2] H. Jim, G. Joos, M. Pande, P.D. Ziogas, "Feedforward Techniques Using Voltage Integral Duty Cycle Control", in Conf.Rec. IEEE PESC, 1992, pp 370-377.

- [3] J.M. Guerrero, L. Garcia de Vicuna, J. Miret, J. Matas, M. Castilla, "Integral control Technique for Single-Phase UPS Inverter" in Proc. IEEE ISIE, L' Aquila, Italy, 2002.
- [4] K. M. Smedley and S. Cuk, "One-Cycle Control of Switching Converters", in IEEE Trans Power Electronic, vol. 10, no.6, Nov. 1995, pp. 625-633
- [5] Dongsheng Ma, Wing-Hung Ki and Chi-Ying Tsui. "An Integrated One-Cycle Control Buck Converter with Adaptive Output and Dual Loops for Output Error Correction", Proceeding. ECTI Conference, 13-14 May 2004, pp.5-8



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ข

ข้อมูลเกี่ยวกับเครื่องมือที่ใช้ทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) Portable Digital Oscilloscopes

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



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) Digital Multimeter

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

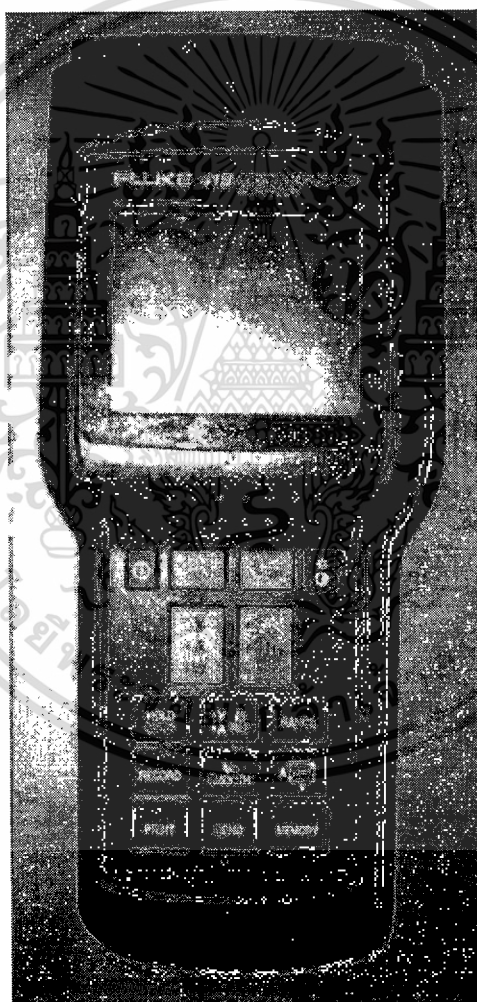


รูปที่ ข.2 เครื่องมือวัด โวลท์-แอมป์ ยี่ห้อ Hewlett Packard 973A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 ข.3 เครื่องมือวัดกำลังงานอินพุต/เอาต์พุต ยี่ห้อ Fluke 41B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IGBT-Driving Hybrid ICs

(EXB8..-Series)

Application Manual

Content:

1. Introduction	page 1
2. Features	page 1
3. Applications	page 1
4. Comprehensive Chart	page 1
5. Dimensions	page 1
6. Functional Block Diagrams	page 2
7. Ratings and Characteristics	page 2
8. Application Circuits	page 3
9. Operation	page 6
10. Notes	page 7
11. Operating Waveforms	page 8
12. Additional Type EXB 844	page 10

IGBT-Driving Hybrid ICs (EXB8...Series) Application Manual

1. Introduction

The insulated gate bipolar transistor (IGBT) is increasingly being used in small, low-noise, high-performance power supplies, inverters, uninterruptible power supplies (UPS), and motor speed controls.

Fuji's Hybrid IC driver for IGBTs was developed to take full advantage of the IGBT.

2. Features

- Various series
 - Standard series: For up to 10 kHz operation
 - High-speed series: For up to 40 kHz operation
- These series cover the full range of IGBT products.
- Built-in photocoupler for high isolation voltage: 2500 V AC for one minute
- Single supply operation
- Built-in overcurrent protection circuit
- Overcurrent detection output
- SIL package for high-density mounting

3. Applications

- General-purpose inverter and motor control
- Servo control
- Uninterruptible power supplies (UPS)
- Welding machines

4. Comprehensive Chart

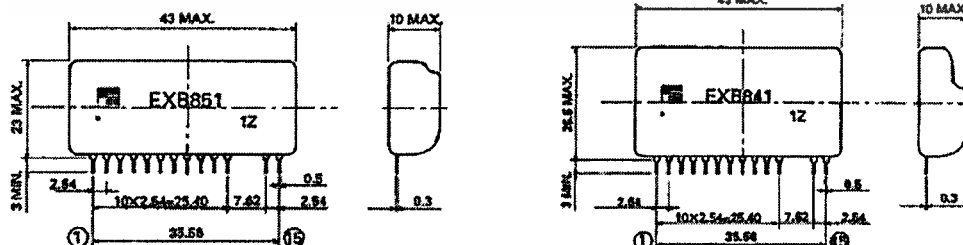
IGBT	600 V IGBT drive		1200 V IGBT drive	
	Up to 150A	Up to 400A	Up to 75A	Up to 300A
Standard type	EXB850	EXB881	EXB850	EXB851
High-speed type	EXB840	EXB841	EXB840	EXB841

Notes: 1. Standard type: Signal delay in drive circuit; Up to 4 μ s (max.)
 2. High-speed type: Signal delay in drive circuit; Up to 1.5 μ s (max.)

5. Dimensions, mm

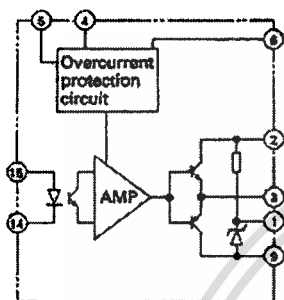
- EXB850
- EXB840

- EXB851
- EXB841

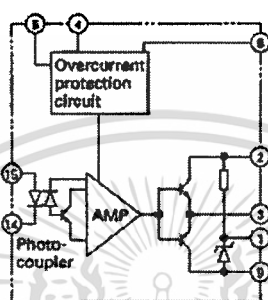


IGBT-Driving Hybrid ICs (EXB8..Series)
Application Manual
6. Functional Block Diagrams

EXB850, 851



EXB840, 841



Notation common to all EXB series

Pin number	Description
①	Connected to smoothing capacitor for reverse bias power supply
②	Power supply (+20 V)
③	Drive output
④	For connecting an external capacitor to protect against malfunction of the overcurrent protection circuit. (The capacitor is not needed in most cases.)
⑤	Overcurrent detection output
⑥	Collector voltage monitoring
⑦ ⑧	Not connected
⑨	Power supply (0 V)
⑩ ⑪	Not connected
⑭	Drive signal input (-)
⑮	Drive signal input (+)

7. Ratings and Characteristics
■ Absolute maximum ratings
(T_a = 25°C)

Item	Symbol	Condition	Rating		Unit
			EXB860, EXB840 (Medium capacity)	EXB851, EXB841 (Large capacity)	
Supply voltage	V _{cc}		25		V
Photocopler input current	I _{in}		25		mA
Forward bias output current	I _{g1}	PW = 2 μs, duty at 0.05 or less	1.5	4.0	A
Reverse bias output current	I _{g2}	PW = 2 μs, duty at 0.05 or less	1.5	4.0	A
Input/Output isolation voltage	V _{ISO}	AC 50/60 Hz, 1 minute	2500		V
Operating surface temperature	T _c		-25 to +85		°C
Storage temperature	T _{stg}		-25 to +125		°C

■ Recommended operating conditions

Item	Symbol	Recommended operating conditions				Unit
		Standard type		High-speed type		
		EXB860	EXB851	EXB840	EXB841	
Supply voltage	V _{cc}	20				V
Photocopler input current	I _{in}	6		10		mA

Electrical characteristics

(Ta = 25°C)

Item	Symbol	Condition	Rating						Unit
			EXB840, EXB841 (High speed)			EXB850, EXB851 (Medium speed)			
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Turn-on time 1	t _{on}	V _{cc} = 20 V, I _F = 5 mA			1.5			2.0	μsec
Turn-on time 2	t _{off}	V _{cc} = 20 V, I _F = 5 mA			1.5			4.0	μsec
Overcurrent protection voltage	V _{ocp}	V _{cc} = 20 V, I _F = 5 mA		8.5			8.5		V
Overcurrent protection delay	t _{ocp}	V _{cc} = 20 V, I _F = 5 mA			10			10	μsec
Alarm delay	t _{ALM}	V _{cc} = 20 V, I _F = 5 mA			1			1	μsec
Reverse bias power supply voltage	V _{RB}	V _{cc} = 20 V		5			5		V

Note: EXB851 and EXB850 (medium speed) require IF overdrive shown in the application circuit.

8. Application Circuits

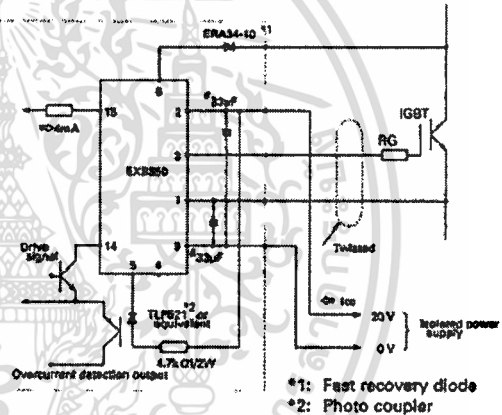
1 EXB850 Application Circuits

EXB850 is a hybrid IC capable of driving up to 150A for a 600V IGBT and up to 75A for a 1200 V IGBT. Since the signal delay in the drive circuit is 4μs or less, the hybrid IC is suitable for switching at up to about 10 kHz.

Note the following when using the hybrid IC:

- The IGBT gate-emitter drive loop wiring must be shorter than one meter.
- The IGBT gate-emitter drive wiring should be twisted.
- If a large voltage spike is generated at the collector of the IGBT, increase the IGBT's gate series resistor (RG).
- The 33 μF (#) capacitor absorbs changes in the supply voltage caused by the power supply wiring impedance. It is not a power supply filter capacitor.

Control circuit PC board



Recommended gate resistance and current consumption

IGBT rating	600 V	10 A	15 A	30 A	50 A	75 A	100 A	150 A
	1200 V	—	8 A	15 A	25 A	—	50 A	75 A
RG		250 Ω	150 Ω	82 Ω	50 Ω	33 Ω	25 Ω	15 Ω
I _{cc}	5 kHz				24 mA			26 mA
	10 kHz				25 mA			29 mA
	15 kHz				27 mA			32 mA

IGBT-Driving Hybrid ICs (EXB8...-Series) Application Manual

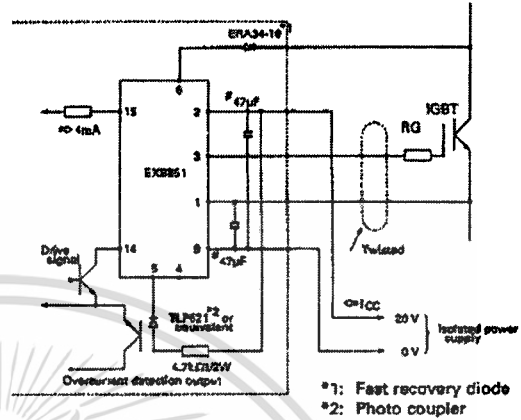
2 EXB851 Application Circuits

EXB851 is a hybrid IC capable of driving up to 400A for 600 V IGBT and up to 300A for a 1200 V IGBT. Since the signal delay in the drive circuit is 4µs or less, the hybrid IC is suitable for switching at up to about 10 kHz.

Note the following when using the hybrid IC:

- The IGBT's gate-emitter drive loop wiring must be shorter than one meter.
- The IGBT's gate-emitter drive wiring should be twisted.
- If a large voltage spike is generated at the collector of the IGBT, increase the IGBT's gate series resistor(RG).
- The 47 µF (#) capacitor absorbs changes in the supply voltage caused by the power supply wiring impedance. It is not a power supply filter capacitor.

Control circuit PC board



Recommended gate resistance and current consumption

IGBT rating	600 V	200 A	300 A	400 A	—
	1200 V	200 A	150 A	200 A	300 A
RG		12 Ω	8.2 Ω	5 Ω	3.3 Ω
I _{cc}	5 kHz	27 mA	29 mA	30 mA	34 mA
	10 kHz	31 mA	34 mA	37 mA	44 mA
	15 kHz	34 mA	39 mA	44 mA	54 mA

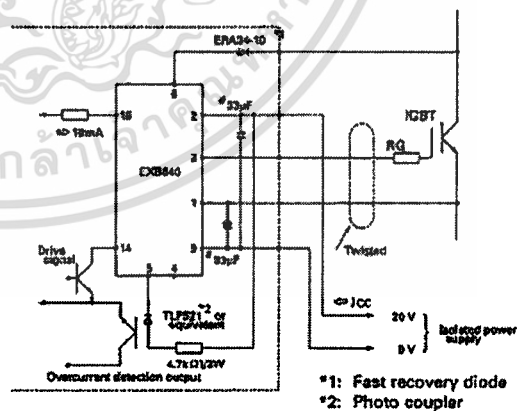
3 EXB840 Application Circuits

EXB840 is a hybrid IC capable of driving up to 160A for 600 V IGBT and up to 75A for a 1200 V IGBT. Since the signal delay in the drive circuit is 1µs or less, the hybrid IC is suitable for switching at up to about 40 kHz.

Note the following when using the hybrid IC:

- The IGBT's gate-emitter drive loop wiring must be shorter than one meter.
- The IGBT's gate-emitter drive wiring should be twisted.
- If a large voltage spike is generated at the collector of the IGBT, increase the IGBT's gate series resistor(RG).
- The 33 µF (#) capacitor absorbs changes in the supply voltage caused by the power supply wiring impedance. It is not a power supply filter capacitor.

Control circuit PC board



IGBT-Driving Hybrid ICs (EXB8..-Series)
Application Manual

Recommended gate resistance and current consumption

IGBT rating	600 V	10 A	15 A	30 A	60 A	75 A	100 A	150 A
	1200 V	—	8 A	15 A	25 A	—	50 A	75 A
RG	250 Ω		150 Ω	82 Ω	50 Ω	33 Ω	25 Ω	15 Ω
I _{cc}	5 kHz	17 mA			17 mA			19 mA
	10 kHz	17 mA			18 mA			22 mA
	15 kHz	18 mA			20 mA			25 mA

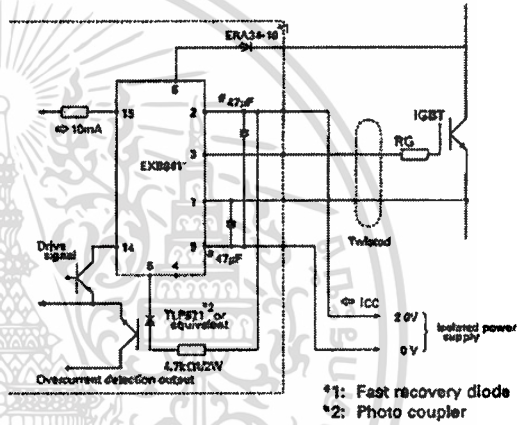
4 EXB841 Application Circuits

EXB841 is a hybrid IC capable of driving up to 400A for 600 V IGBT and up to 300A for a 1200 V IGBT. Since the signal delay in the drive circuit is 1μs or less, the hybrid IC is suitable for switching at up to about 40 kHz.

Note the following when using the hybrid IC:

- The IGBT's gate-emitter drive loop wiring must be shorter than one meter.
- The IGBT's gate-emitter drive wiring should be twisted.
- If a large voltage spike is generated at the collector of the IGBT, increase the IGBT's gate series resistor(RG).
- The 47 μF (#) capacitor absorbs changes in the supply voltage caused by the power supply wiring impedance. It is not a power supply filter capacitor.

Control circuit PC board



Recommended gate resistance and current consumption

IGBT rating	600 V	200 A	300 A	400 A	—
	1200 V	200 A	150 A	200 A	300 A
RG	12 Ω		8.2 Ω	6 Ω	3.3 Ω
I _{cc}	5 kHz	20 mA	22 mA	23 mA	27 mA
	10 kHz	24 mA	27 mA	30 mA	37 mA
	15 kHz	27 mA	32 mA	37 mA	47 mA

9. Operation

1 Outline

The following built-in functions make the fullest use of the IGBT.

- Signal isolation circuit
- Drive amplifier
- Overcurrent detector
- Low speed overcurrent cut-off circuit
- Gate turn-off power supply

2 Signal Isolation circuit

A photocoupler with a high isolation voltage is used for signal isolation. Therefore, this hybrid IC can be used in devices powered from 480 V AC.

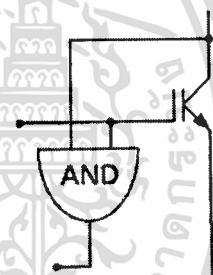
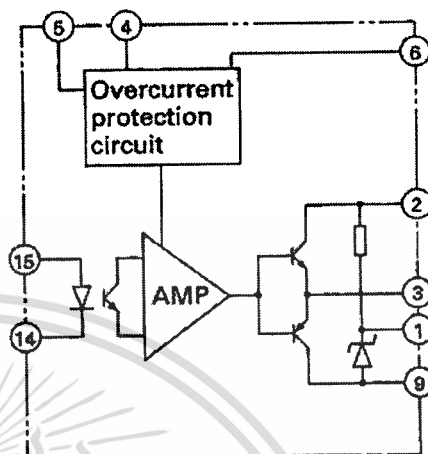
High-speed or general-purpose photocouplers are selected according to the specifications of the hybrid IC because the drive circuit signal delay depends on the photocoupler characteristics.

3 Overcurrent detector

The IGBT can withstand an overcurrent of only 10µs duration when short-circuited. An extremely fast protection circuit is necessary for this reason.

This hybrid IC incorporates an overcurrent protection circuit. An overcurrent is detected according to the relationship between the drive signal and the collector voltage.

The principle of overcurrent detection is shown at the right. An overcurrent is considered present when the collector voltage is high although an on signal is inputted.



	Vce low	Vce high
On signal	Normal	Overcurrent
Off signal	—	Normal

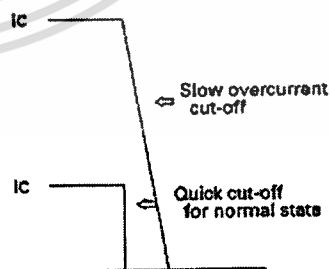
4 Low-speed overcurrent cut-off circuit

A low-speed cut-off circuit slowly turns off the IGBT in response to an overcurrent.

When an overcurrent is cut off at normal drive speed, the collector voltage spike generated is large enough to damage the IGBT.

The low-speed cut-off circuit protects the IGBT against damage.

(The low-speed cut-off circuit does not operate for overcurrents of 10 µs or less duration.)

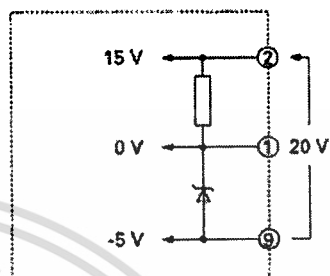


5 Gate turn-off power supply

The IGBT needs a +15 V on-gate voltage to get a low on-voltage and -5 V off-gate voltage to protect against malfunction in the off state.

This is a built-in circuit which generates a constant-voltage supply from the 20 V supply for IGBT gate turn-off.

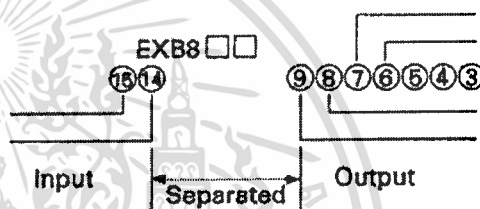
Do not apply external voltage to pin 1.



10. Notes

1 Separation of input circuit from output circuit

Keep the wiring of the input circuit (photocoupler) away from the output circuit wiring to assure that the proper dielectric strength and high noise resistance are maintained.



2 Use under recommended operating conditions

The IGBT works best if the recommended operating conditions driven in Section 7 are observed.

- Note that an excessive drive supply voltage could damage the IGBT due to excess IGBT gate voltage, and that an insufficient drive voltage could abnormally increase the IGBT's ON voltage.
- Note that an excessive input current could increase the signal delay in the drive circuit, and that an insufficient input current could cause unstable operation of the drive circuit.
- Note that an insufficient gate resistance can increase the switching noise of the IGBT and freewheeling diodes.
- Note the points above where the recommended operating conditions cannot be observed.

11. Operating Waveforms

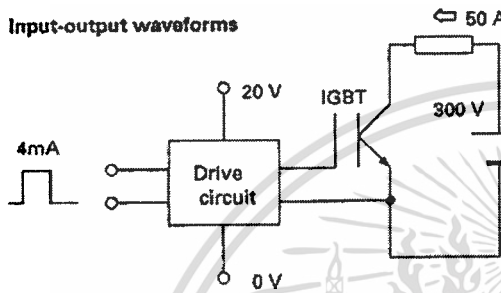
1 EXB850

Operating conditions

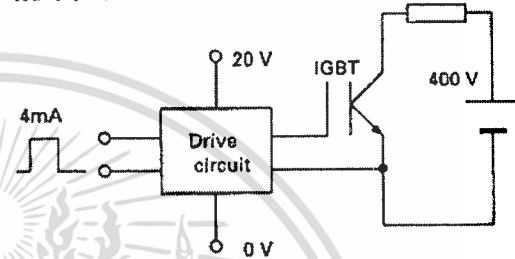
$V_{cc} = 20\text{ V}$, $I_{in} = 4\text{ mA}$, IGBT module: 2MB150-060

Test circuits

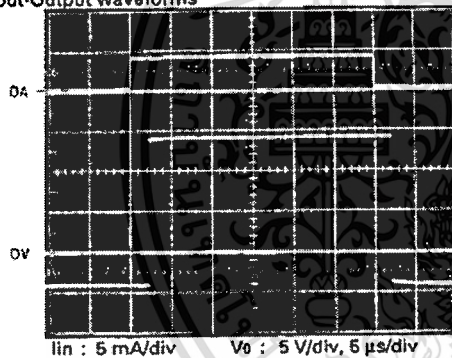
Input-output waveforms



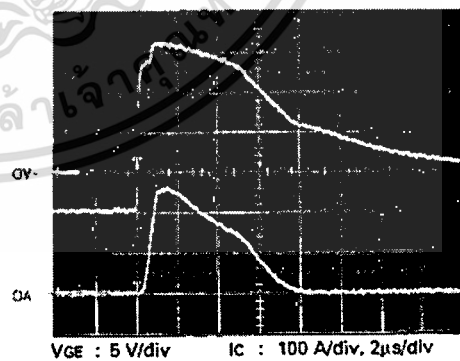
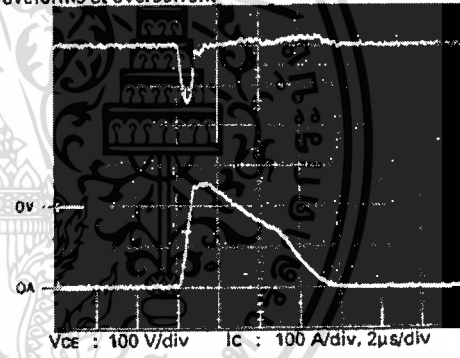
Waveforms at overcurrent



Input-Output waveforms



Waveforms at overcurrent





IGBT-Driving Hybrid ICs (EXB8...Series) Application Manual

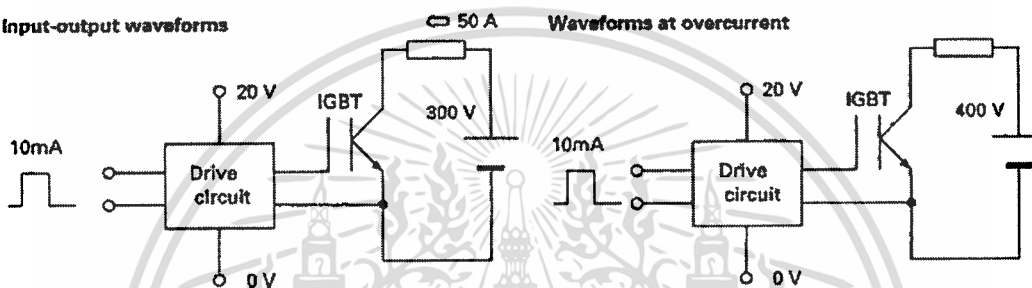
2 EXB841

Operating conditions

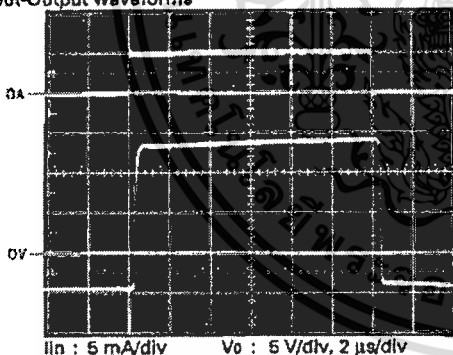
V_{CC} = 20 V, I_{in} = 10 mA, IGBT module: 2MB150-060

Test circuit

Input-output waveforms



Input-Output waveforms



Waveforms at overcurrent are the same as for EXB851.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

New Gate Driver Hybrid IC for 3rd Generation IGBT
1. Features

- (1) dv/dt capability of opto-coupler is Min. $15KV/\mu s$
- (2) Spacing between primary pin and secondary pin is 10.16mm
- (3) Isolation voltage is 2500Vrms/1 min.

2. Difference from existing type

	EXB841	New Driver
dv/dt	5 KV/ μs	15 KV/ μs
Delay time	1.5 μs	1.5 μs
Opto-coupler	TLP550 (TOSHIBA)	HPCL4504
Pin Arrangement		

ประวัติผู้เขียน

นายอาทิตย์ ตีรณปัญญาภรณ์ เกิดเมื่อวันที่ 1 เมษายน พ.ศ. 2522 ที่อำเภอเมือง จังหวัดนครศรีธรรมราช สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (ไฟฟ้ากำลัง) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร และได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ณ. ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้