การออกแบบและวิเคราะห์1-ϕ เดลต้ามีอดดูเลต พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ ที่มีการป้อนกลับทางแรงดัน พี ดับบลิว เอ็ม เอาท์พุท สำหรับแหล่งจ่ายกระแสสลับ

DESIGN AND ANALYSIS OF A 1-ϕ DELTA MODULATED AC POWER SUPPLY PWM OUTPUT VOLTAGE FEEDBACK

คมสัน กลีบบัว

KHOMSAN KLEEBBUA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-222-8

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบและวิเคราะ1 - ϕ เดลต้าม็อดดูเลต พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ ที่มีการป้อนกลับทางแรงดัน พี ดับบลิว เอ็ม เอาท์พุท สำหรับแหล่งจ่ายกระแสสลับ

DESIGN AND ANALYSIS OF A 1 - ϕ DELTA MODULATED AC POWER SUPPLY PWM OUTPUT VOLTAGE FEEDBACK

T049634

คมสัน กลีบบัว

KHOMSAN KLEEBBUA

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 49634
วัน, เดือน, ปี 25 ก.พ. 2547

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2546

ISBN 974-324-222-8

DESIGN AND ANALYSIS OF A 1 - ϕ DELTA MODULATED AC POWER SUPPLY PWM OUTPUT VOLTAGE FEEDBACK

KHOMSAN KLEEBBUA

A THESIS SUBMITTED IN A PARTIAL FULFILLMENT

OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF

MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2003

ISBN 974-324-222-4

COPYRIGHT 2003
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบและวิเคราะห์ 1-ϕ เดลต้าม็อดดูเลต พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ ที่มีการป้อนกลับทางด้านแรงดัน พี ดับบลิว เอ็ม เอาท์พุทสำหรับแหล่งจ่ายกระแสสลับ

DESIGN AND ANALYSIS OF A 1-ϕ DELTA MODULATED AC POWER SUPPLY PWM OUTPUT VOLTAGE FEEDBACK

ชื่อนักศึกษา นายคมสัน กลีบบัว

รหัสประจำตัว 41061043

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วิริยะ	พิเชฐจำเริญ	
ผศ.ร.อ.ดร.วีระเชษฐ์	ขันเงิน	
ผศ.ดร.ชนินทร์	บุญลักษณานุสรณ์	
ดร.นนทวัฒน์	จุลเดชะ	
ผศ.ดร.วิจิตร	กิณเรศ	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 24 ธันวาคม 2545 เวลา 14.00-16.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-404)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ดร.บุญวัฒน์ อัตชู)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่.....20.....**เดือน**...กุมภาพันธ์.....**พ.ศ.**..2546..

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบและวิเคราะห์ 1 - ϕ เดลต้าม็อดดูเลต พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ที่มีการป้อนกลับทางด้านแรงดัน พี ดับบลิว เอ็ม เอาท์พุท สำหรับแหล่งจ่ายกระแสสลับ
ชื่อนักศึกษา	นายคมสัน กลีบบัว
รหัสประจำตัว	4101043
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์เดลต้าม็อดดูเลตพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันหนึ่งเฟสขนาด 1 kVA ความถี่สวิทชิ่งสูงสุด 10 kHz โดยอาศัยการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทเพื่อชดเชยผลของริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงเนื่องจากคาปาซิเตอร์มีค่าต่ำ ซึ่งเทคนิคนี้ทำหน้าที่เป็นปรีเร็กกิวเลเตอร์สำหรับการประยุกต์ใช้งานแหล่งจ่ายไฟเอซี นอกจากนี้ยังเป็นการปรับปรุงค่าDPF(Displacement Power Factor),PF(Power Factor)ทางด้านอินพุทให้ดีขึ้น ลดค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสอินพุทและลดค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสและแรงดันทางด้านเอาท์พุทของระบบทำให้ระบบโดยรวมมีเสถียรภาพดีขึ้น โดยในขั้นแรกได้ทำการศึกษาและวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจรเดลต้าม็อดดูเลเตอร์ตลอดจนคุณสมบัติการทำงานต่างๆ เพื่อใช้ออกแบบวงจรกำลังหลักและสร้างระบบควบคุมการทำงาน พร้อมทั้งมีการจำลองการทำงานของวงจรนอกจากนี้ยังได้มีการเพิ่มวงจรควบคุมแบบพีไอเพื่อชดเชยแรงดันเอาท์พุทที่โหลดและลดระยะเวลาในการตอบสนองของระบบ ตลอดจนตรวจสอบสมรรถนะของระบบทั้งทางด้านอินพุทและเอาท์พุท การลดผลกระทบของริปเปิลเนื่องจากคาปาซิเตอร์ที่แรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าต่ำ การคงค่าแรงดันเอาท์พุท การตอบสนองของระบบและค่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์

Thesis Title	Design and Analysis of A 1- ϕ Delta Modulated AC Power Supply PWM Output Voltage Feedback
Student	Mr. Khomsan Kleebbua
Student ID.	4101043
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2003
Thesis Adivisor	Asst. Prof. Dr. Vijit Kinnares

ABSTRACT

This thesis proposes the design and analysis of 1- ϕ delta modulated PWM voltage source inverter with 1kVA rating and maximum switching frequency of 10kHz based on PWM output voltage feedback in order to compensate for ripple effects of dc link voltage due to low value of capacitor. This technique acts as a preregulator applying for AC power supplies. Additionally, this causes increased displacement power factor (DPF), increased input power factor (PF), and decreased total harmonic distortion of both input and output current (THD_i). As a result, the stability is improved. In the initial stage, the principal operation of delta modulator as well as various characteristic operation are studied and analyzed for main power circuit design and operated control system construction. The simulation of designed circuit is included. In this paper, the PI controller is also included to compensate load output voltage, to improve system performance for both input and output side, output voltage regulation, system response and inverter efficiency are also investigated.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จึงขอกราบขอบพระคุณ ผศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ที่ได้ให้ความรู้ ให้คำปรึกษาแนะนำความช่วยเหลือในด้านต่างๆเกี่ยวกับการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มาโดยตลอด

ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์ที่เป็นแหล่งสนับสนุนทางด้านตำราและเอกสารอ้างอิง รวมทั้งเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทำวิจัย

ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา ที่เป็นผู้ให้กำลังใจในการศึกษาเล่าเรียนและเป็นผู้สนับสนุนให้ทุกสิ่งทุกอย่างมาโดยตลอด

ขอขอบคุณ คุณกำพล ศิริจันทร์พงศ์ เพื่อนนักศึกษาและน้องๆทุกคนที่ให้ความช่วยเหลือรวมทั้งคอยให้กำลังใจผู้วิจัยอย่างใกล้ชิดมาโดยตลอด

คุณค่าและประโยชน์ที่พึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ บิดา มารดา คุณครูบาอาจารย์ และผู้มีพระคุณทุกท่าน

คมสัน กลีบบัว

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 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษาวิจัย.. 1

1.3 วิธีการวิจัย.. 2

1.4 ขอบเขตของการวิจัย.. 2

1.5 ประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์.. 2

1.6 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์.. 3

บทที่ 2 ทฤษฎีของรูปคลื่นน็อนไซนูซอยดัลและเอซี/ดีซี
คอนเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียว.. 5

2.1 บทนำ.. 5

2.2 รูปคลื่นน็อนไซนูซอยดัล.. 5

2.2.1 การวิเคราะห์ฟูเรียร์ของรูปคลื่น.. 6

2.2.2 ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส.. 7

2.2.3 กำลังและตัวประกอบกำลัง.. 10

2.3 ไดโอดบริดจ์เร็คติไฟเออร์แบบเฟสเดียว.. 12

2.3.1 วงจรทางอุดมคติที่ $L_s = 0$.. 12

2.3.2 ผลกระทบของ L_s ที่มีต่อการคอมมิวเตทกระแส.. 16

2.3.3 คุณลักษณะของเร็คติไฟเออร์ที่ $v_d(t) = V_d$.. 22

2.3.4 ไดโอดบริดจ์เร็คติไฟเออร์ที่มีฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์.. 26

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.4 คาปาซิเตอร์เอาท์พุทฟิลเตอร์.. 29

2.5 การปรับปรุงยูทิลิตี้อินเตอร์เฟสแบบเฟสเดียว.................................. 32

2.5.1 วงจรพาสซีฟ.. 32

2.5.2 Active Shaping สำหรับกระแสอินพุท.................................. 33

2.5.3 คอนเวอร์เตอร์สำหรับ Bidirectional Power Flow........................ 34

2.6 สรุป.. 37

บทที่ 3 ทฤษฎีพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์สำหรับแหล่งจ่ายกระแสสลับ........................ 38

3.1 บทนำ.. 38

3.2 ทฤษฎีของอินเวอร์เตอร์ 38

3.2.1 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส 39

3.2.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน.................................. 39

3.3 อินเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียว.. 45

3.3.1 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบบริดจ์ครึ่งคลื่น.................................. 45

3.3.2 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบบริดจ์เต็มคลื่น 46

3.4 เทคนิคการควบคุมอินเวอร์เตอร์ในรูปแบบต่างๆ.................................. 50

3.4.1 เทคนิคพีดับบลิวเอ็มแบบกำจัดฮาร์โมนิคส์ 50

3.4.2 เทคนิคพีดับบลิวเอ็มแบบลดการกระเพื่อมของกระแส........................ 53

3.4.3 เทคนิคการปรับตัวของกระแสพีดับบลิวเอ็ม.................................. 54

3.5 สรุป.. 55

บทที่ 4 การวิเคราะห์และออกแบบวงจรเดลต้ามีอดดูเลเตอร์
ชนิดอะซิงโครนัส.. 57

4.1 บทนำ.. 57

4.2 วงจรเดลต้ามีอดดูเลเตอร์ชนิดอะซิงโครนัสแบบต่างๆ 58

4.2.1 วงจรเดลต้ามีอดดูเลเตอร์แบบง่าย.................................. 58

4.2.2 วงจรเดลต้ามีอดดูเลเตอร์ที่เสนอโดย C.A Karybabus.................................. 59

4.2.3 วงจรเดลต้ามีอดดูเลเตอร์โดย Phoivos D.Ziogas.................................. 61

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

4.3 หลักการของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลเตอร์แบบอะซิงโครนัส.................... 62

4.4 การวิเคราะห์เดลต้ามีอดดูเลเตอร์ชนิดอะซิงโครนัส.................... 64

4.5 การวิเคราะห์หาค่าฮาร์โมนิคส์ของรูปคลื่นสวิทชิ่งเดลต้ามีอด.................... 71

4.6 สรุป.................... 73

บทที่ 5 เทคนิคเดลต้ามีอดดูเลเตอร์ที่นำเสนอ.................... 74

5.1 บทนำ.................... 74

5.2 การวิเคราะห์และออกแบบวงจรเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับ
แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทและการควบคุมแบบพีไอ.................... 74

5.3 การวิเคราะห์และออกแบบวงจรเดลต้ามีอดดูเลเตอร์.................... 77

5.4 ผลการเปลี่ยนแปลงรูปคลื่นเดลต้ามีอดดูเลชั่น
เมื่อมีการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ.................... 82

5.4.1 ผลของการเปลี่ยนขนาดแรงดันของสัญญาณไซน์อ้างอิง.................... 82

5.4.2 ผลของการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิง.................... 83

5.4.3 ผลของการเปลี่ยนแปลงค่าคงที่เวลาของการอินทิเกรเตอร์.................... 84

5.4.4 ผลของการเปลี่ยนความกว้างฮีสเตอร์รีซีส.................... 85

5.5 การออกแบบวงจรตรวจจับแรงดันเอาท์พุทพีดับบลิวเอ็ม.................... 86

5.6 การออกแบบระบบควบคุมแบบพีไอ.................... 88

5.7 สรุป.................... 92

บทที่ 6 วงจรกำลังและวงจรควบคุมเฟสเดียวเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับ
แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท.................... 93

6.1 บทนำ.................... 93

6.2 วงจรกำลังที่ออกแบบและสร้างขึ้น.................... 93

6.2.1 วงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียวเป็นไฟฟ้ากระแสตรง.................... 94

6.2.2 วงจรส่วนกรองแรงดัน.................... 94

6.2.3 วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว.................... 94

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

6.2.4 วงจรเอาท์พุทฟิลเตอร์ 94
6.3 วงจรสร้างสัญญาณคลื่นไซน์ 94
6.4 วงจรเดดไทม์ 96
6.5 วงจรขับเกท 98
6.6 ชิ้นงานวิทยานิพนธ์ 99
6.7 สรุป 100

บทที่ 7 การทดลองและผลการทดลอง 101
7.1 การทดสอบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะทางด้านอินพุท 102
7.2 การทดสอบสมรรถนะทางด้านอินพุท
โดยการเปลี่ยนแปลงโหลดทางด้านเอาท์พุท 104
7.3 การทดสอบแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทของทั้ง 2 เทคนิค 105
7.4 รูปคลื่นทางด้านเอาท์พุท 107
7.5 รูปสเปกตรัมฮาร์โมนิคส์ 111
7.6 การทดสอบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะทางด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ 113
7.7 การทดสอบอินเวอร์เตอร์ที่มีสเต็ปโหลดแบบฉับพลัน 115
7.8 ผลการทดสอบการคงค่าแรงดันเอาท์พุทของทั้ง 3 เทคนิค 118
7.9 ผลการทดสอบหาค่าประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์ 119

บทที่ 8 บทสรุปและข้อเสนอแนะ 127
8.1 สรุปผลการทดลอง 127
8.2 ปัญหาในงานวิจัยและข้อเสนอแนะ 129

เอกสารอ้างอิง 130
ภาคผนวก ก 133
ภาคผนวก ข 146
ภาคผนวก ค 150
ภาคผนวก ง 154
ประวัติผู้เขียน 167

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า

2.1 การใช้ Symmetry ในการวิเคราะห์ฟูเรียร์.................................. 8

7.1 ค่า DPF, %THD_i และ PF ทางด้านอินพุท
เมื่อค่าคาปาซิเตอร์เปลี่ยนไป.. 102

7.2 ค่า DPF, %THD_i และ PF ทางด้านอินพุท
เมื่อโหลดเปลี่ยนไป.. 104

7.3 ค่า % THD_i ทางด้านเอาท์พุท เมื่อค่าคาปาซิเตอร์เปลี่ยนไป 113

7.4 ค่า % THD_v ทางด้านเอาท์พุท เมื่อค่าคาปาซิเตอร์เปลี่ยนไป 114

7.5 ผลการจำลองและผลการทดลองค่าประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์ที่โหลด
ความต้านทาน
ผลการจำลองของเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ C_{dc}= 330 μF............ 119
ผลการจำลองของเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดัน
พีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท C_{dc}= 330 μF.................................. 119
ผลการทดลองของเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ C_{dc}= 330 μF........... 120
ผลการทดลองของเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดัน
พีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท C_{dc}= 330 μF 120
ผลการจำลองของเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ C_{dc}= 5000 μF........... 121
ผลการจำลองของเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดัน
พีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท C_{dc}= 5000 μF.................................. 121
ผลการทดลองของเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ C_{dc}= 5000 μF.......... 121
ผลการทดลองของเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดัน
พีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท C_{dc}= 5000 μF 121

7.6 ผลการจำลองและผลการทดลองค่าประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์ที่โหลด RL
ผลการจำลองของเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ C_{dc}= 330 μF........... 122
ผลการจำลองของเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดัน
พีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท C_{dc}= 330 μF 123
ผลการทดลองของเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ C_{dc}= 330 μF........... 123
ผลการทดลองของเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดัน
พีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท C_{dc}= 330 μF.................................. 123

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่ หน้า

7.6 ผลการจำลองของเทคนิคเดลต้ามีอดที่ไม่มีการป้อนกลับ C_{dc}= 5000 μF........... 124

ผลการจำลองของเทคนิคเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับแรงดัน
พีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท C_{dc}= 5000 μF 124

ผลการทดลองของเทคนิคเดลต้ามีอดที่ไม่มีการป้อนกลับ C_{dc}= 5000 μF.......... 125

ผลการทดลองของเทคนิคเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับแรงดัน
พีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท C_{dc}= 330 μF.. 125

สารบัญรูป

รูปที่ หน้า

2.1 บล็อกไดอะแกรมของเร็คติไฟเออร์.. 5

2.2 การผิดเพี้ยนรูปคลื่นของกระแส.. 8

2.3 ความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้า (Power triangle)................................ 10

2.4 พื้นฐานของเร็คติไฟเออร์กับแรงดันดีซีเชื่อมโยง.................................. 13

2.5 ไดโอดบริดจ์เร็คติไฟเออร์แบบเฟสเดียว.. 13

2.6 ไดโอดบริดจ์เร็คติไฟเออร์ในทางอุดมคติที่ $L_s = 0$ 13

2.7 รูปคลื่นเร็คติไฟเออร์ของในรูปที่ 2.6 14

2.8 รูปคลื่นเร็คติไฟเออร์ของ (a) ในรูปที่ 2.6
(a) และ(b) รูปที่ 2.6(b).. 15

2.9 วงจรพื้นฐานของการคอมมิวเตทกระแส
สมมุติให้รูปคลื่นกระแส $L_s = 0$ 17

2.10 (a) วงจรระหว่างการคอมมิวเตท... 17
(b) วงจรหลักจากการคอมมิวเตทกระแสที่สมบูรณ์................................ 17

2.11 รูปคลื่นในวงจรพื้นฐานของรูปที่ 2.9 18

2.12 (a) ไดโอดบริดจ์เร็คติไฟเออร์ แบบเฟสเดียว L_s 20
(b) รูปคลื่น.. 20

2.13 วงจรของรูปที่ 2.12(a) ระหว่างการคอมมิวเตทกระแส.............................. 21

2.14 (a) เร็คติไฟเออร์ที่แรงดันดีซีเชื่อมโยงคงที่..................................... 23
(b) วงจรเทียบเท่า.. 23
(c) รูปคลื่น.. 23

2.15 I_dแบบปกติต่อ V_d ในเร็คติไฟเออร์รูปที่ 2.14(a)
กับแรงดันดีซีเชื่อมโยงคงที่.. 24

2.16 ค่าความผิดเพี้ยนรวมของฮาร์โมนิคส์ ค่า DPF และ
ค่า PF ในเร็คติไฟเออร์ของรูปที่ 2.14(a) ซึ่งมีแรงดันดีซีเชื่อมโยงคงที่.............. 25

2.17 V_d แบบปกติและ Crest factor ในเร็คติไฟเออร์ของรูปที่ 2.14(a)
ซึ่งมีแรงดันดีซีเชื่อมโยงคงที่... 25

2.18 ไดโอดบริดจ์เร็คติไฟเออร์ที่มีฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์ 26

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
2.19	วงจรที่เทียบเท่าของรูปที่ 2.18	26
2.20	รูปคลื่นในวงจรของรูปที่ 2.18	29
2.21	เร็คติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นที่มีคาปาซิแตนซ์ฟิลเตอร์	30
2.22	วงจรพาสซีฟฟิลเตอร์ที่ แก้ไขรูปคลื่น i_s	
	a) การจัดเรียงพาสซีฟฟิลเตอร์	32
	b) รูปคลื่นของกระแส	32
2.23	การกรองแอกทีฟฮาร์โมนิคส์	
	a) Step up คอนเวอร์เตอร์	34
	b) รูปคลื่น	34
	c) V_s และ i_L	34
2.24	สวิทซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์ของยูทิลิตี้อินเตอร์เฟส	35
2.25	การเร็คติไฟเออร์และการผกผัน	
	(a) เฟสเซอร์ไดอะแกรมแบบทั่วไป	35
	(b) การเร็คติไฟเออร์ที่ยูนิตี้เพาเวอร์แฟคเตอร์	35
	(c) การผกผันที่ยูนิตี้เพาเวอร์แฟคเตอร์	35
2.26	รูปคลื่นของวงจรรูปที่ 2.23 ที่การทำงานของยูนิตี้เพาเวอร์แฟคเตอร์	
	(a) เฟสเซอร์ไดอะแกรม	36
	(b) รูปคลื่นวงจร	36
3.1	บล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์	38
3.2	การม็อดดูเลตความกว้างพัลส์	42
3.3	การม็อดดูเลตความกว้างพัลส์ไซนูซอยดัล	43
3.4	การควบคุมแรงดันโดยการแปรค่า m_a	44
3.5	การสวิทซ์รูปคลื่นจัตุรัส	45
3.6	วงจรอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบบริดจ์แบบครึ่งคลื่น	46
3.7	อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบบริดจ์เต็มคลื่น	46
3.8	พีดับบลิวเอ็มที่มีการสวิทซ์แรงดันแบบ 2 ขั้ว	48
3.9	พีดับบลิวเอ็มที่มีการสวิทซ์แรงดันแบบขั้วเดียว	50
3.10	รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มโดยวิธีกำจัดฮาร์โมนิคส์	51

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

3.11 หลักการเกิดรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม โดยเทคนิคปรับตัวของกระแสโหลด
เมื่อเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิง.. 55
3.12 วงจรสร้างสัญญาณของเทคนิคปรับตัวของกระแสโหลด.............................. 55
4.1 วงจรเดลต้ามีอดดูเลเตอร์แบบง่าย.. 58
4.2 (a) รูปคลื่นเดลต้ามีอดดูเลเตอร์แบบง่าย.. 58
(b) การเกิดรูปคลื่นสวิทชิ่งเดลต้ามีอดที่มีคาบไม่คงที่.. 59
4.3 วงจรเดลต้ามีอดดูเลเตอร์ที่เสนอโดย C.A Karybabus.. 60
4.4 รูปคลื่นของวงจรมีอดดูเลเตอร์ตาม รูปที่ 4.3.. 60
4.5 รูปคลื่นเดลต้ามีอด.. 61
4.6 วงจรเดลต้ามีอดดูเลเตอร์ที่เสนอโดย Phoivos D.Ziogas.. 61
4.7 แผนภาพบล็อกหน่วยสร้างเทคนิคเดลต้ามีอด.. 62
4.8 รูปคลื่นเดลต้ามีอด
(a) แรงดันป้อนกลับ (v_f) และแรงดันไซน์อ้างอิง (v_r).. 63
(b) แรงดันเอาท์พุท (v_o).. 63
(c) ผลต่าง (error) ของ(v_f) และ (v_r).. 63
4.9 ทางเดิน Phase plane เมื่อ $v_r = 0$.. 65
4.10 รูปคลื่นเดลต้ามีอด เมื่อ $v_r = 0$.. 66
4.11 ทางเดิน Phase plane เมื่อ v_r เป็นสัญญาณ *dc* ขนาด V_r.. 66
4.12 ทางเดิน Phase plane เมื่อ v_r เป็นสัญญาณ *ac*.. 67
4.13 ความถี่ของพัลส์พีดับบลิวเอ็ม
เมื่อค่าความชันของสัญญาณไซน์อ้างอิงเปลี่ยนแปลง.. 70
4.14 การตอบสนองของความถี่มีอดดูเลตต่อความชัน
ของสัญญาณไซน์อ้างอิง.. 71
4.15 รูปคลื่นเดลต้ามีอด.. 72
5.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับ
แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทและการควบคุมแบบพีไอ.. 75
5.2 วงจรเดลต้ามีอดดูเลเตอร์ที่ออกแบบ.. 78

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

5.3 รูปคลื่นสัญญาณ v_f และ v_o ที่ความถี่ 50 Hz

(a) V_r = 8 V 82

(b) V_r = 11 V 82

(c) V_r = 14 V 82

5.4 รูปคลื่นสัญญาณ v_f และ v_o ที่ $V_r = 9.8$ V

(a) f = 50 Hz.. 83

(b) f = 70 Hz.. 83

(c) f = 90 Hz.. 83

5.5 รูปคลื่นสัญญาณ v_f และ v_o ที่ V_r= 9.8 V ความถี่ 50 Hz

(a) R = 50 kΩ, C = 0.1 μF.. 84

(b) R = 75 kΩ, C = 0.1 μF.. 84

(c) R = 100 kΩ, C = 0.1 μF.. 84

5.6 รูปคลื่นสัญญาณ v_f และv_o ที่ V_r= 9.8 V ความถี่ 50 Hz เมื่อ

(a) H = 1.4 V.. 85

(b) H = 2.8 V.. 85

(c) H = 5 V.. 85

5.7 วงจรตรวจจับแรงดันเอาท์พุทพีดับบลิวเอ็ม.. 87

5.8 ผลการทดลองของความสัมพันธ์ระหว่าง V_{dc} กับ E ของการออกแบบค่าเกน.. 87

5.9 วงจรอิเล็กทรอนิกส์ของตัวควบคุมแบบพีไอ.. 89

5.10 กระบวนการที่ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอที่มีฟังก์ชั่นถ่ายโอน

ของตัวป้อนกลับเป็นยูนิตี้.. 90

5.11 การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอ.. 90

5.12 เส้นทางเดินรากของระบบที่นำเสนอ.. 91

5.13 ผลตอบสนองของระบบ.. 92

6.1 วงจรกำลังของระบบอินเวอร์เตอร์

ด้วยเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท.. 93

6.2 วงจรสร้างสัญญาณไซน์อ้างอิง.. 95

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

6.3 ผลของรูปคลื่นไซน์อ้างอิง 50 Hz.................... 96

6.4 (a) วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์ในหนึ่งกิ่ง.................... 96

(b) รูปสัญญาณเมื่อมีการสร้างเดดไทม์.................... 97

6.5 วงจรเดดไทม์ 97

6.6 สัญญาณเอาท์พุทของวงจรเดดไทม์

สำหรับ IGBT Upper และ Lower ในกิ่งเดียวกัน.................... 98

6.7 วงจรขับเกท 1 ชุดที่ได้ออกแบบ.................... 98

6.8 สัญญาณเอาท์พุทของวงจรขับเกท.................... 99

6.9 เครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์ของวงจรเดลต้าม็อด

ที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท

สำหรับแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ.................... 99

7.1 วงจรการทดลองและเครื่องมือที่ใช้ในการวัด.................... 101

7.2 ค่า DPF , PF ทางด้านอินพุท เมื่อค่าคาปาซิเตอร์เปลี่ยนไป.................... 103

7.3 ค่า %THD ของกระแสอินพุท เมื่อค่าคาปาซิเตอร์เปลี่ยนไป.................... 103

7.4 ค่า DPF , PF ทางด้านอินพุท เมื่อโหลดเปลี่ยนไป.................... 104

7.5 ค่า % THD ของกระแสอินพุท เมื่อโหลดเปลี่ยนไป.................... 105

7.6 แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทของเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ

(C_{dc} = 330 μF, I_L = 4.6 A) 106

7.7 แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทของเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับ

(C_{dc} = 330 μF, I_L = 4.6 A) 106

7.8 ผลการจำลองของแรงดันเอาท์พุทที่ C_{dc} = 330 μF

(a) เทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ.................... 108

(b) เทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท.................... 108

7.9 ผลการจำลองของแรงดันเอาท์พุทที่ C_{dc} = 5000 μF

(a) เทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ.................... 109

(b) เทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท.................... 109

7.10 กระแสและแรงดันเอาท์พุทของเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ

เมื่อผ่านฟิลเตอร์.................... 110

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

7.11 กระแสและแรงดันเอาท์พุทของเดลต้ามึอดที่มีการป้อนกลับ
เมื่อผ่านฟิลเตอร์.. 110

7.12 สเปกตรัมฮาร์โมนิคส์ของแรงดันเอาท์พุทพีดับบลิวเอ็มสำหรับ
เทคนิคเดลต้ามึอดที่มีการป้อนกลับที่ No Load.................................. 111

7.13 สเปกตรัมฮาร์โมนิคส์ของแรงดันเอาท์พุทพีดับบลิวเอ็ม
เทคนิคเดลต้ามึอดที่มีการป้อนกลับที่ Full Load.................................. 112

7.14 กราฟค่า %THD_i ทางด้านเอาท์พุท เมื่อคาปาซิเตอร์เปลี่ยนไป.......................... 113

7.15 กราฟค่า%THD_v ทางด้านเอาท์พุท เมื่อคาปาซิเตอร์เปลี่ยนไป.......................... 114

7.16 แรงดันเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ของเทคนิคเดลต้ามึอดดูเลชั่นที่ไม่มีการป้อนกลับ

(a) ผลการจำลอง.. 115

(b) ผลการทดลอง.. 115

7.17 แรงดันเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ของเทคนิคเดลต้ามึอดดูเลชั่นที่มีการป้อนกลับ

(a) ผลการจำลอง.. 116

(b) ผลการทดลอง.. 116

7.18 แรงดันเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ของเดลต้ามึอดที่มีการป้อนกลับร่วมกับ
การควบคุมแบบพีไอ

(a) ผลการจำลอง.. 117

(b) ผลการทดลอง.. 117

7.19 กราฟแรงดันเอาท์พุททั้ง 3 เทคนิคกับโหลดที่เปลี่ยนไป (C_{dc} = 330 μF)............... 118

7.20 กราฟผลการจำลองและผลการทดลองประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์
ที่โหลดความต้านทาน (C_{dc} = 330 μF) 120

7.21 กราฟผลการจำลองและผลการทดลองประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์
ที่โหลดความต้านทาน(C_{dc} = 5000 μF).................................. 121

7.22 กราฟผลการจำลองและผลการทดลองประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์
ที่โหลด RL (C_{dc} = 330 μF).................................. 124

7.23 กราฟผลการจำลองและผลการทดลองประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์
ที่โหลด RL (C_{dc} = 5000 μF).................................. 125

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

ค1 Digital Oscilloscope ยี่ห้อ YOKOGAWA, 8 bits 200M/s , 150 MHz............. 151

ค2 เครื่องมือวัดโวลท์-แอมป์ด้านอินพุท ยี่ห้อ Hewlett Packard 973A................ 152

ค3 เครื่องมือวัดกำลังงานอินพุท/เอาท์พุทของ Fluke 41B......................... 153

รายการคำย่อและสัญลักษณ์

A_n คือ สัมประสิทธิ์ฟูเรียร์ของฟังก์ชั่น *Cos*

B_n คือ สัมประสิทธิ์ฟูเรียร์ของฟังก์ชั่น *Sin*

C คือ คาปาซิเตอร์

$D_1, D_2, D_3, ..., D_n$ คือ ไดโอด

E คือ ค่าแรงดันสวิทชิ่งป้อนกลับ

e, e_1, e_2 คือ ความแตกต่างระหว่างสัญญาณสองสัญญาณ (error)

f_b คือ ความถี่กำหนด

f_c คือ ความถี่ของพัลส์วิด

f_{CL} คือ ความถี่ของ Limit cycle

f_r, f_1 คือ ความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิงหรือความถี่อินเวอร์เตอร์

f_s คือ ความถี่พาหะ

G คือ ค่าของเกน

G_c, G_p คือ ฟังก์ชั่นถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอ

H คือ ความกว้างฮีสเตอร์รีซีส

I_d คือ กระแสดีซี

I_L, I_0 คือ กระแสโหลดหรือกระแสเอาท์พุท

I_{ripple} คือ กระแสริปเปิล

I_s คือ กระแสแหล่งจ่าย

I_{s1} คือ กระแสมูลฐาน

I_T คือ กระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์การสวิทซ์

i_{dis} คือ ความผิดเพี้ยนของกระแส

K คือ ค่าคงที่ของการอินทิเกรท

K_i คือ อัตราขยายอินทิกรัล

K_p คือ อัตราขยายสัดส่วน

L คือ ตัวเหนี่ยวนำ

M คือ ดัชนีของการมือดดูเลต

m คือ ความชันของสัญญาณไซน์อ้างอิง

m_a คือ อัตราส่วนของแอมปลิจูดที่ใช้ในการมือดดูเลต

m_f คือ อัตราส่วนของความถี่ที่ใช้ในการมือดดูเลต

N_{cm} คือ จำนวนครั้งของการสวิทซ์ที่มากที่สุดของอุปกรณ์สวิทชิ่ง

P คือ กำลังไฟฟ้า

O_1 คือ จุดศูนย์กลางจุดที่กำลังพิจารณาอยู่บน Phase plane

Q คือ กำลังไฟฟ้าที่สูญเสีย

$Q_1, Q_2, Q_3, ..., Q_n$ คือ ทรานซิสเตอร์

R คือ ความต้านทาน

S คือ กำลังปรากฏ

S_i คือ ความชันของรูปคลื่นเดลต้า

T, T_s คือ คาบเวลาของพัลส์พีดับบลิวเอ็ม

T_i คือ เวลาอินทิกรัล

T_{CL} คือ คาบของ Limit cycle

t_d คือ เดดไทม์

Δt_+ คือ ค่าเวลาของพัลส์บวก

Δt_- คือ ค่าเวลาของพัลส์ลบ

V คือ แรงดันอาร์เอ็มเอสของไฟกระแสสลับ

V_{BE} คือ แรงดันคร่อมขาเบสและอิมิเตอร์

V_d คือ แรงดันดีซีเชื่อมโยง

V_i คือ แรงดันอินพุท

V_L, V_0 คือ แรงดันโหลดหรือแรงดันอาท์พุท

V_m คือ แรงดันสูงสุดคลื่นไซน์

V_p คือ Peak แอมปลิจูดสัญญาณการมื่อดดูเลต

V_T, V_{tri} คือ Peak แอมปลิจูดคลื่นพาหะ

V_0 คือ สัญญาณสวิทชิ่งของเอาท์พุท

V_{01} คือ ขนาดแรงดันมูลฐานของสัญญาณเอาท์พุท

V_{on} คือ ขนาดแรงดันของฮาร์โมนิคส์อันดับที่ n

$V_r, V_{control}$ คือ ขนาดแรงดันของสัญญาณไซน์อ้างอิง

Δv คือ ขอบเขตฮีสเตอร์รีซีส

v_f คือ สัญญาณป้อนกลับ

$v_r, v_{control}$ คือ สัญญาณไซน์อ้างอิง

v_s คือ แรงดันแหล่งจ่าย

ω_c คือ ความถี่เชิงมุมของสัญญาณคลื่นพาหะ

ω_r คือ ความถี่เชิงมุมของสัญญาณคลื่นไซน์อ้างอิง

α คือ มุมจุดฉนวน (Firing angle)

ϕ คือ มุมของตัวประกอบการกระจัด (Displacement factor angle)

θ คือ มุมระหว่างตัวแปรใดๆ (Angle)

คำย่อ

ADMI	คือ	Asynchronous Delta Modulated Inverter
CSI	คือ	Current Source Inverter
DPF	คือ	Displacement Power Factor
NS	คือ	Natural Sample
PF	คือ	Power Factor
PI	คือ	Proportional Integral
PWM	คือ	Pulse Width Modulation
SPWM	คือ	Sinusoidal Pulse Width Modulation
THD	คือ	Total Harmonic Distortion
T_L	คือ	Lock out time
UPS	คือ	Uninterruptible Power Supply
VCO	คือ	Voltage Control Oscillator
VSI	คือ	Voltage Source Inverter
VVVF	คือ	Variable Voltage Variable Frequency

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันอินเวอร์เตอร์นั้นได้มีการพัฒนาทางด้านเทคนิคของการควบคุมสัญญาณพีดับบลิวเอ็มหลากหลายมากมาย ซึ่งในแต่ละเทคนิคนั้นมีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกันไปถึงแม้ว่าเทคนิคดังกล่าวจะมีการใช้งานกันอย่างกว้างขวางก็ตาม แต่เทคนิคเดลต้าม็อดดูเลชั่นเป็นอีกเทคนิคหนึ่งที่ใช้ในการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มสำหรับอินเวอร์เตอร์ที่ให้เอาท์พุทเป็นรูปคลื่นไซน์ ซึ่งสามารถลดทอนฮาร์โมนิคส์อันดับต่ำได้และง่ายต่อการควบคุมเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ ข้อดีของเทคนิคเดลต้าม็อดคือสามารถสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มที่สามารถปรับเปลี่ยนความถี่และแรงดันเอาท์พุทได้โดยการเปลี่ยนความถี่หรือแอมปลิจูดของสัญญาณไซน์อ้างอิง[1],[2],[3],[4] ดังนั้นจึงนำเทคนิคดังกล่าวมาใช้กับอินเวอร์เตอร์ โดยทั่วไปแล้ววงจรหลักของAC/DC/ACคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในงานแหล่งจ่ายไฟเอซี ประกอบด้วยส่วนของคอนเวอร์เตอร์ (Converter) และ ส่วนของอินเวอร์เตอร์ (Inverter) ซึ่งอินพุทของอินเวอร์เตอร์เป็นไฟสลับจากแหล่งจ่ายไฟ (50Hz หรือ 60Hz)ไฟสลับนี้จะถูกแปลงเป็นไฟตรงโดยส่วนของวงจรคอนเวอร์เตอร์ จากนั้นไฟตรงจะถูกแปลงเป็นไฟสลับที่สามารถแปรขนาดแรงดันและความถี่ได้โดยส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรทั้งสองส่วนนี้เป็นวงจรหลักทำหน้าที่แปลงรูปคลื่นและผ่านพลังงานของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งในส่วนของวงจรคอนเวอร์เตอร์นี้จะประกอบด้วยคาปาซิเตอร์ ทำหน้าที่เป็นฟิลเตอร์กรองแรงดันให้เรียบ ไม่ให้เกิดการกระเพื่อมของริปเปิลที่แรงดันดีซีเชื่อมโยง หากว่าค่าคาปาซิเตอร์ที่ใช้มีค่ามากจะทำให้ริปเปิลที่เกิดจากแรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าน้อย แต่จะส่งผลทำให้ค่า DPF (Displacement Power Factor) และ ตัวประกอบกำลัง (PF)ต่ำลงเช่นกัน[4] ถ้าค่าคาปาซิเตอร์ที่ใช้มีค่าน้อยเกินไปก็จะส่งผลทำให้แรงดันดีซีเชื่อมโยงเกิดริปเปิลมากจะทำให้กระแสและแรงดันเอาท์พุทไม่เป็นรูปคลื่นไซน์และจะมีผลต่อสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์ด้วย

1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษาวิจัย

จากประโยชน์ที่ได้รับและความสำคัญของปัญหาข้างต้นเทคนิคเดลต้าม็อดดูเลเตอร์จึงได้ถูกนำเสนอ เพื่อขจัดปัญหาต่างๆดังกล่าวให้หมดไปและต้องการรักษาไว้ซึ่งสมรรถนะประสิทธิภาพและความน่าเชื่อถือของระบบ โดยในงานวิจัยนี้อาศัยหลักการทำงานของเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทสำหรับใช้กับอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสโดยเทคนิคนี้จะทำหน้าที่เป็นปรีเร็กกิวเลเตอร์(Preregulator)ซึ่งจะช่วยชดเชยแรงดันเอาท์พุทมูลฐานที่ตกไปให้คงที่ เนื่องจากผลกระทบริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงอันเป็นผลมาจากคาปาซิเตอร์ที่มีค่าจำกัดและการเพิ่มขึ้นของกระแสโหลด จากเทคนิคที่นำเสนอนี้ [4], [5], [6]จะทำให้การคงค่าแรงดันเอาท์พุทดีขึ้นและ

เมื่อคาปาซิเตอร์ของแรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าต่ำ ทำให้ค่า DPF สูงขึ้นและ THD_i มีค่าต่ำลงส่งผลให้ค่าPF ทางด้านอินพุทสูงขึ้นและลดผลกระทบของริปเปิลทำให้สมรรถนะของอินเวอร์เตอร์ดีขึ้นและยังมีการป้อนกลับแบบพีไอในการควบคุมลูปนอก เพื่อช่วยในการรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทและลดระยะเวลาในการฟื้นตัวของระบบให้ดีขึ้น

1.3 วิธีการวิจัย

1.3.1 ศึกษาปัญหาที่เกิดขึ้นและวิธีการแก้ไขปัญหา

1.3.2 ค้นคว้าทฤษฎีจากบทความวารสารต่างๆ เอกสารและตำราที่สามารถให้ข้อมูลเกี่ยวกับเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่น

1.3.3 วิเคราะห์การทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบขึ้น

1.3.4 จำลองการทำงานตามวงจรที่ได้ออกแบบด้วยคอมพิวเตอร์ เพื่อตรวจสอบเทียบผลทางทฤษฎีของเทคนิคนี้

1.3.5 ทดสอบการทำงานจริงของวงจรนี้

1.3.6 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

1.4.1 วิเคราะห์การทำงานของวงจรในรูปสมการคณิตศาสตร์เพื่อใช้สำหรับการออกแบบวงจร

1.4.2 สร้างเครื่องต้นแบบและวิเคราะห์เดลต้ามีอดดูเลตพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันเฟสเดียว ขนาด 1 kVA ความถี่สวิทชิ่งสูงสุด 10 kHz

1.4.3 ศึกษาสมรรถนะทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์และดูผลกระทบทางด้านเอาท์พุท

1.4.4 เปรียบเทียบประสิทธิภาพ

1.5 ประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์

1.5.1 ทำให้วงจรมีขนาดเล็กลงเพราะสามารถลดค่าและขนาดของคาปาซิเตอร์ได้

1.5.2 ปรับปรุงค่าDPF(Displacement Power Factor),PF(Power Factor)ทางด้านอินพุทให้ดีขึ้น

1.5.3 ลดค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสอินพุทและลดค่าความผิดเพี้ยนรวมกระแสและแรงดันทางด้านเอาท์พุทของระบบ

1.5.4 ลดผลกระทบริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงต่อสมรรถนะทางด้านอินพุท

1.5.5 ช่วยปรับปรุงการตอบสนองของไดนามิค

1.5.6 ได้ปรีเร็กกิวเลเตอร์ขั้นต้นโดยใช้เทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทจะช่วยในการรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทได้ดีกว่าเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ

1.5.7 การป้อนกลับแบบพีไอจะช่วยชดเชยแรงดันเอาท์พุทที่โหลดและลดระยะเวลาในการตอบสนองของระบบ

1.5.8 เป็นพื้นฐานในการศึกษาเพื่อนำมาประยุกต์ใช้งานอย่างอื่นเช่น เอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ , AC Drives

1.6 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาวิเคราะห์วิจัย เพื่อออกแบบและทดลองวงจรเดลต้ามีอดดูเลชั่นที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทสำหรับแหล่งจ่ายกระแสสลับ ซึ่งรายละเอียดที่จะกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์แบ่งเป็นบทๆ ได้ดังนี้

บทที่ 1 บทนำจะกล่าวถึงความเป็นมา ความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมาย วัตถุประสงค์ของการศึกษาวิจัย วิธีการวิจัย ขอบเขตการวิจัย ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัยและโครงสร้างของวิทยานิพนธ์นี้

บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานของเอซี/ดีซีวงจรคอนเวอร์เตอร์ การวิเคราะห์ฟูเรียร์น็อนไซนูซอยดัล ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสกำลังและแฟคเตอร์กำลังทางด้านอินพุทที่ส่งผลต่อสมรรถนะของระบบ หลักการทำงานของไดโอดบริดจ์เร็คติไฟเออร์แบบเฟสเดียวคุณลักษณะของเร็คติไฟเออร์ การเกิดคาปาซิเตอร์เอาท์พุทฟิลเตอร์ที่แรงดันดีซีเชื่อมโยง รวมถึงการทำงานในรูปแบบของ Bidirectional power flow

บทที่ 3 ทฤษฎีพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์สำหรับแหล่งจ่ายกระแสสลับ ประกอบด้วย ทฤษฎีของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส(CSI) และอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน(VSI) ที่มีการมีอดดูเลตความกว้างพัลส์ การเกิดรูปคลื่นสแควร์ การทำงานของอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบครึ่งคลื่นและแบบบริดจ์เต็มคลื่นที่มีการสวิทซ์แรงดันแบบ2ขั้วและแบบขั้วเดียว เทคนิคการควบคุมอินเวอร์เตอร์ในรูปแบบต่างๆ คือ เทคนิคพีดับบลิวเอ็มแบบกำจัดฮาร์โมนิคส์ เทคนิคพีดับบลิวเอ็มแบบลดการกระเพื่อมของกระแส เทคนิคการปรับตัวของกระแสพีดับบลิวเอ็มรวมถึงข้อดีและข้อเสียของแต่ละเทคนิค

บทที่ 4 การวิเคราะห์และออกแบบวงจรเดลต้ามีอดดูเลเตอร์ชนิดอะซิงโครนัสที่ประกอบด้วย วงจรเดลต้ามีอดดูเลเตอร์แบบง่าย, วงจรเดลต้ามีอดที่นำเสนอโดย C.A Karybabus, วงจรเดลต้ามีอดดูเลเตอร์ที่เสนอโดย Phoivos D.Ziogas, หลักการทำงานของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลเตอร์แบบอะซิงโครนัส และการวิเคราะห์หาค่าฮาร์โมนิคส์ของรูปคลื่นสวิทชิ่งเดลต้ามีอด

บทที่ 5 การวิเคราะห์และออกแบบหลักการทำงานของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลเตอร์ที่นำเสนอ การศึกษาผลการเปลี่ยนแปลงรูปคลื่นเดลต้ามีอดดูเลชั่นที่มีการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ต่างๆและการออกแบบวงจรตรวจจับแรงดันเอาท์พุทพีดับบลิวเอ็มและการออกแบบระบบควบคุมแบบพีไอ พร้อมทั้งออกแบบค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุม

บทที่ 6 วงจรกำลังและวงจรควบคุมเฟสเดียวเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทมีการอธิบายวงจรควบคุมที่ได้ออกแบบไว้ในแต่ละส่วนซึ่งเป็นหลักการสร้างในทางปฏิบัติ ตลอดจนเทคนิคต่างๆที่ได้นำมาใช้ในการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้น

บทที่ 7 การจำลองและผลการทดลองของเฟสเดียวเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทสำหรับแหล่งจ่ายกระแสสลับโดยมีการตรวจสอบการทำงานของเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทกับเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทร่วมกับการควบคุมแบบพีไอเพื่อดูผลกระทบเมื่อมีการเปลี่ยนค่าคาปาซิเตอร์กระแส โหลดรวมถึงค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่มีผลต่อสมรรถนะของระบบการทดสอบการทำงานของแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทการวิเคราะห์รูปคลื่นทางด้านเอาท์พุทและมีการทดสอบอินเวอร์เตอร์ที่มีการสเต็ปโหลดแบบฉับพลันเพื่อดูผลที่ได้ว่าสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้ศึกษาไว้หรือไม่รวมถึงทดสอบการฟื้นตัวของทั้ง 3 เทคนิค นอกจากนี้ยังมีผลการทดสอบการรักษาระดับแรงดันทางด้านเอาท์พุทการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะทางด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์และค่าประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์ จากที่ได้กล่าวมาทั้งหมดนี้ได้มีการจำลองผลการทดลองเพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้กับการทดลองจริง

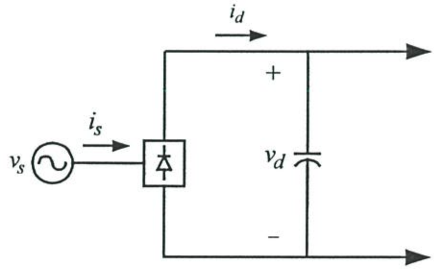
บทที่ 8 บทสรุปและข้อเสนอแนะจากผลการทดลองเพื่อใช้เป็นแนวทางในการแก้ปัญหาและวิเคราะห์วิจัยขั้นต่อไป

บทที่ 2

ทฤษฎีของรูปคลื่นน็อนไซนูซอยดัลและเอซี/ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียว

2.1 บทนำ

โดยทั่วไปแล้ววงจรหลักของ AC/DC/AC คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในงานแหล่งจ่ายไฟเอซีประกอบด้วย คอนเวอร์เตอร์ (Converter) และอินเวอร์เตอร์ (Inverter) ซึ่งในส่วนของคอนเวอร์เตอร์นี้จะประกอบด้วยคาปาซิเตอร์สำหรับแรงดันดีซีเชื่อมโยงและในการนำอิเล็กทรอนิกส์กำลังมาประยุกต์ใช้ในงานส่วนใหญ่นั้น กำลังทางด้านอินพุทจะอยู่ในรูปของคลื่นไซน์ 50 Hz หรือ 60 Hz เมื่อมีการเร็คติไฟเออร์และนำไดโอที่มีราคาถูกมาใช้ในการแปลงอินพุทเอซีเป็นดีซีที่ไม่มีการควบคุม ดังรูปที่ 2.1 โดยไดโอดเร็คติไฟเออร์จะทำหน้าที่ในการแปลงกระแสสลับเป็นกระแสตรงตัวอย่างการนำมาประยุกต์ใช้ในงาน เช่น แหล่งจ่ายกำลังดีซี, การขับเคลื่อนมอเตอร์เอซี, การขับเคลื่อนดีซีเซอร์โว ซึ่งเป็นการใช้เร็คติไฟเออร์ที่ไม่มีการควบคุม โดยแรงดันเอาท์พุทกระแสตรงของเร็คติไฟเออร์ที่ได้จะมีริปเปิลที่เป็นอิสระผสมอยู่ [7], [8], [9] ด้วยเหตุนี้คาปาซิเตอร์ขนาดใหญ่จึงถูกเชื่อมต่อในวงจรเสมือนเป็นตัวฟิลเตอร์ในกระแสตรงและจะถูกประจุให้มีค่าใกล้เคียงกับค่ายอดของแรงดันอินพุทกระแสสลับที่ผ่านไปยังเร็คติไฟเออร์จะมีขนาดใกล้เคียงกับค่าสูงสุดแรงดันอินพุทกระแสสลับและจะเป็นช่วงระยะเวลาที่มีค่าเป็นศูนย์ระหว่างแต่ละครึ่งรอบของความถี่ จึงทำให้เร็คติไฟเออร์นี้มีกระแสไฟบิดเบือนจากยูทิลิตี้



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของเร็คติไฟเออร์

2.2 รูปคลื่นน็อนไซนูซอยดัล

ในวงจรเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ดีซีหรือรูปคลื่นความถี่ต่ำด้านเอซีจะถูกนำมาวิเคราะห์เพื่อใช้ส่วนของรูปคลื่นอินพุทในการขับเคลื่อนระบบ นอกจากนี้มีส่วนประกอบที่เป็นความถี่พื้นฐานและมีส่วนประกอบของความถี่ที่ไม่ต้องการซึ่งเป็นฮาร์โมนิคส์ของความถี่พื้นฐาน ส่วนประกอบเหล่านี้สามารถถูกนำมาคำนวณจากการเฉลี่ยของการวิเคราะห์แบบฟูเรียร์

2.2.1 การวิเคราะห์ฟูเรียร์ของรูปคลื่น

โดยทั่วไปแล้วรูปคลื่นน็อนไซนูซอยดัลที่มีความถี่เชิงมุม ω แสดงได้ดังนี้

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

เมื่อ $F_o = \frac{1}{2}a_o$ เป็นค่าเฉลี่ย ในสมการที่ 2.1

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

และ

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

จากสมการที่ 2.1 และ 2.2 ค่าเฉลี่ย ที่ $\omega = 2\pi/T$

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

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

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

เมื่อขนาดอาร์เอ็มเอส

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

และเฟส ϕ_h กำหนดจาก

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

ฟังก์ชั่น $f(t)$ ในเทอมของค่าอาร์เอ็มเอสของส่วนประกอบอนุกรมฟูเรียร์ คือ

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

2.2.2 ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส

จากรูปที่ 2.2 แสดงรูปคลื่นกระแส i_s ซึ่งเกิดจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ผิดเพี้ยนจากรูปคลื่นไซน์ กระแสที่ผิดเพี้ยนนี้สามารถก่อให้เกิดการผิดเพี้ยนในแรงดันด้วย แต่อย่างไรก็ตามการผิดเพี้ยนในแรงดันมักจะมีขนาดเล็ก ในการวิเคราะห์เพื่อให้ง่ายต่อการเข้าใจจึงสมมุติให้แรงดันอินพุทเป็นคลื่นไซน์เท่านั้น ที่ความถี่พื้นฐาน ดังสมการที่ 2.9 ($\omega_1 = \omega$ และ $f_1 = f$)

$$v_s = \sqrt{2} V_s \sin \omega_1 t \tag{2.9}$$

กระแส i_s คือ

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

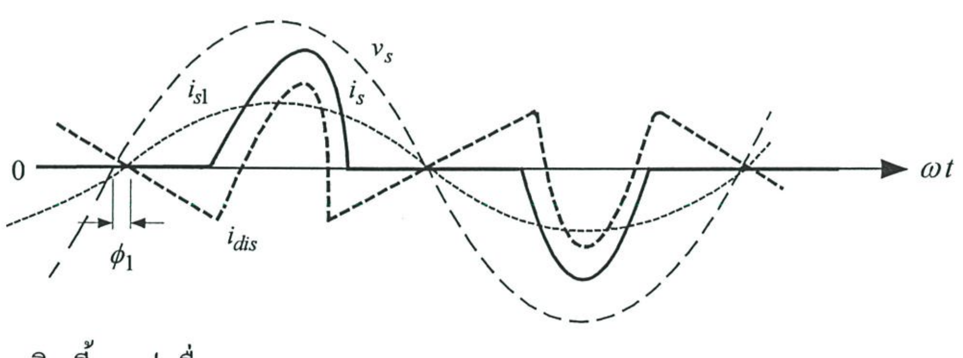
เมื่อ i_{s1} เป็นส่วนประกอบมูลฐาน

i_{sh} เป็นส่วนประกอบที่ความถี่ฮาร์โมนิคส์ที่ $f_h (= hf_1)$ ซึ่งส่วนประกอบของกระแสเหล่านี้แสดงดังสมการที่ 2.10 คือ

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

ตารางที่ 2.1 การใช้ Symmetry ในการวิเคราะห์ฟูเรียร์

Symmetry	**Condition Required**	$\mathbf{a_h}$ **และ** $\mathbf{b_h}$
Even	$f(-t) = f(t)$	$b_h = 0 \quad a_h = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} f(t)\cos(h\omega t)d(\omega t)$
Odd	$f(-t) = -f(t)$	$a_h = 0 \quad b_h = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} f(t)\sin(h\omega t)d(\omega t)$
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	$b_h = 0$ สำหรับค่า h ทั้งหมด $a_h = \begin{cases} \frac{4}{\pi}\int_0^{\pi/2} f(t)\cos(h\omega t)d(\omega t) & \text{สำหรับ h เลขคี่} \\ 0 & \text{สำหรับ h เลขคู่} \end{cases}$
Odd quarter-wave	Odd and half-wave	$a_h = 0$ สำหรับค่า h ทั้งหมด $b_h = \begin{cases} \frac{4}{\pi}\int_0^{\pi/2} f(t)\sin(h\omega t)d(\omega t) & \text{สำหรับ h เลขคี่} \\ 0 & \text{สำหรับ h เลขคู่} \end{cases}$



รูปที่ 2.2 การผิดเพี้ยนรูปคลื่นของกระแส

เมื่อ ϕ_1 เป็นมุมเฟสระหว่างแรงดันอินพุทรูปคลื่นไซน์ที่ v_s และ i_{s1} (ϕ_1 หมายถึงกระแส i_{s1} ตามแรงดัน) ค่าอาร์เอ็มเอสของกระแส I_s สามารถคำนวณจากการกำหนดค่าอาร์เอ็มเอสตามสมการที่ 2.12 และได้รูปคลื่นกระแส i_s ดังสมการต่อไปนี้

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

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

เมื่อ $T_1 = 1/f_1 = 2\pi/\omega_1$

การแทนค่า i_s จากสมการที่ 2.10 ในสมการที่ 2.13 จะสังเกตเห็นได้ว่าอินทิกรัลของเทอม Cross-product ทั้งหมดเป็นศูนย์ดังสมการ

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

การผิดเพี้ยนในแรงดันหรือรูปคลื่นกระแสเป็นคุณสมบัติจากค่าเฉลี่ยของดัชนีที่เรียกว่า การผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิคส์โดยรวม Total harmonic distortion (THD) ส่วนประกอบของการผิดเพี้ยน i_{dis} ของกระแสจากสมการที่ 2.10 แสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

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

จากในรูปที่ 2.2 แสดงค่าของอาร์เอ็มเอส ได้ดังนี้

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

และค่า THD ในกระแสถูกกำหนดให้เป็น

$$\%THD_i = 100 \times \frac{I_{dis}}{I_{s1}} \tag{2.17}$$

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

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

เมื่อค่ายอด $I_{s,peak}$ ของรูปคลื่น i_s ในรูปที่ 2.2 เป็นอัตราส่วนของกระแสอาร์เอ็มเอสทั้งหมดซึ่ง I_s เป็นอัตราส่วน คือ

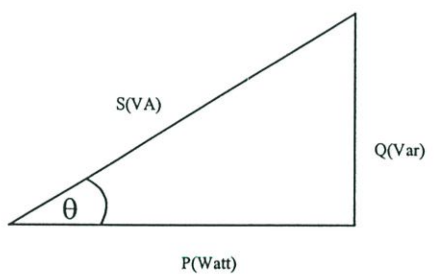
$$Crest\ factor = \frac{I_{s,peak}}{I_s} \tag{2.18}$$

2.2.3 กำลังและตัวประกอบกำลัง

โดยทั่วไปอุปกรณ์ที่นำมาใช้งานกับระบบไฟฟ้าจะเกิดกำลังไฟฟ้าใน 2 ลักษณะคือ กำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นแล้วสามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้และกำลังไฟฟ้าที่สูญเสียไปโดยไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้ เช่น สูญเสียในรูปความร้อน สูญเสียในรูปกำลังไฟฟ้าซึ่งกำลังไฟฟ้าสามารถแยกได้เป็น 3 ประเภทคือ

1. กำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับวงจรหรือโหลดได้จากการถอดรากที่สองของ P^2+Q^2 เรียกกำลังไฟฟ้านี้ว่ากำลังไฟฟ้าปรากฏ(Apparent power) หรือค่า S มีหน่วยเป็นโวลท์แอมป์(VA)
2. กำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นกับโหลดที่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้หรือกำลังไฟฟ้าจริง (Active power) หรือ P จากสูตร $VI\ Cos\theta$ มีหน่วยเป็นวัตต์ (W)
3. กำลังไฟฟ้าที่ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้หรือกำลังรีแอกทีฟ (Reactive power) หรือค่า Q จากสูตร $VI\ Sin\theta$ มีหน่วยเป็นโวลท์แอมป์รีแอคทีฟหรือวาร์ (VAR)

ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าทั้ง 3 แบบ ได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 ความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้า (Power triangle)

จากที่กล่าวมาข้างต้นจะส่งผลต่อค่าตัวประกอบกำลัง (Power factor หรือ PF) ค่าตัวประกอบการกระจัด (Displacement power factor หรือ DPF)เมื่อเพาเวอร์แฟคเตอร์คือ อัตราส่วนของกำลังงานจริง / กำลังงานปรากฏและมีค่าตั้งแต่ 0 ถึง $1 = \frac{kW}{kVA}$ หรือจากรูปที่ 2.3 จะได้ว่า $PF = Cos\theta$

โดยที่ค่า PF อาจเป็นแบบนำหน้าหรือตามหลังขึ้นอยู่กับทิศทางการไหลของกำลังงานที่ทำให้เกิดงานรีแอกทีฟ ถ้ากำลังงานทั้งสองส่วนนี้ไหลไปในทิศทางเดียวกันค่า PF จะเป็นแบบตามหลัง และถ้าไหลไปคนละทิศทาง ค่า PF จะเป็นแบบนำหน้า เนื่องจากตัวคาปาซิเตอร์เป็นแหล่งกำเนิดพลังงานรีแอกทีฟเพียงอย่างเดียวจึงมีค่า PF แบบนำหน้าสำหรับตัวเหนี่ยวนำมีค่า PF แบบตามหลัง

ดังนั้นค่า PF เป็นการบ่งบอกถึงความสามารถในการนำกำลังไฟฟ้ามาใช้งานให้เกิดประโยชน์ได้มากน้อยเพียงใด

ซึ่งการกำหนดกำลังโดยเฉลี่ย ในรูปที่ 2.2 คือ

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

เมื่อใช้ v_s จากสมการที่ 2.9 และ i_s จากสมการที่ 2.11จะได้ว่า

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

หากสังเกตจะพบว่าส่วนประกอบของกระแส ที่ความถี่ฮาร์โมนิคส์ไม่ได้มีส่วนในกำลังเฉลี่ยจากแรงดันไซนูซอยดัล v_s โดยกำลังปรากฏ S ที่พบเป็นผลที่ได้จากแรงดันอาร์เอ็มเอสของ V_s และกระแสอาร์เอ็มเอสของ I_s ดังสมการ

$$S = V_s I_s \tag{2.21}$$

โดยเพาเวอร์แฟคเตอร์(PF)ที่มีเป็นลักษณะใกล้เคียงกับไซนูซอยดัลที่แสดงได้ดังในสมการที่ 2.22

$$\text{PF} = \frac{P}{S} \tag{2.22}$$

ดังนั้นจากสมการ 2.20 ถึง 2.22 ที่แรงดันเป็นรูปคลื่นไซน์แต่กระแสไม่เป็นรูปไซน์ ตามรูปที่ 2.2 จะได้ว่า

$$\text{PF} = \frac{V_s I_{s1}\cos\phi_1}{V_s I_s} = \frac{I_{s1}}{I_s}\cos\phi_1 \tag{2.23}$$

เพาเวอร์แฟคเตอร์ที่เคลื่อนที่ (DPF ที่เป็นลักษณะเดียวกันกับเพาเวอร์แฟคเตอร์ในวงจรเชิงเส้นซึ่งมีแรงดันและกระแสไซนูซอยดัล) ถูกกำหนดเป็นโคไซน์ของมุม ϕ_1

$$\text{DPF} = \cos\phi_1 \tag{2.24}$$

ดังนั้นเพาเวอร์แฟคเตอร์ของกระแสที่ไม่ใช่รูปคลื่นไซน์ คือ

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s}\ \text{DPF} \tag{2.25}$$

จากสมการที่ 2.16 จะสังเกตเห็นว่าการผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสส่งผลในรูปของ I_{s1}/I_s และเพาเวอร์แฟคเตอร์ของสมการ 2.17 และ 2.25 มีค่าเท่ากับ

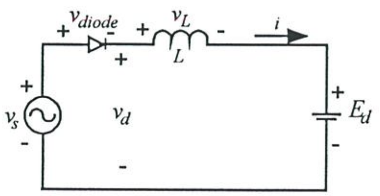
$$\text{PF} = \frac{1}{\sqrt{1+THD_i^2}}\text{DPF} \tag{2.26}$$

2.3 ไดโอดบริดจ์เร็คติไฟเออร์แบบเฟสเดียว (Single-phase diode bridge rectifiers)

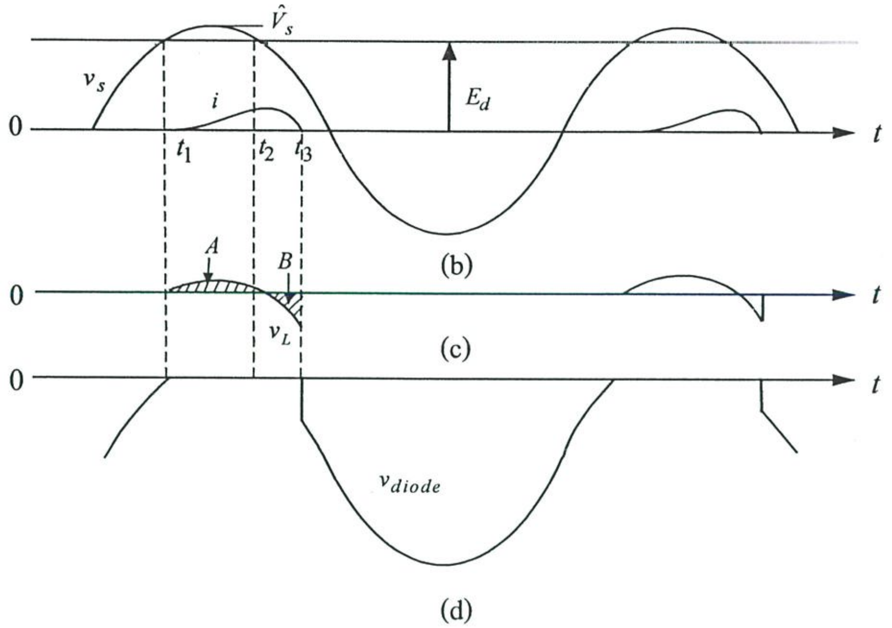
การทำงานของไดโอดบริดจ์เร็คติไฟเออร์แบบทั่วไปดังแสดงในรูปที่ 2.5 ที่มีคาปาซิเตอร์เป็นฟิลเตอร์ที่แรงดันดีซีเชื่อมโยงโดยจำลองแหล่งจ่ายยูทิลิตี้เป็นแหล่งแรงดันไซนูซอยดัล v_s พร้อมทั้งอิมพีแดนซ์ภายใน ซึ่งในทางปฏิบัติเป็นการเหนี่ยวนำเบื้องต้น ดังนั้นจึงแทนค่าด้วย L_s ตัวเหนี่ยวนำนี้อาจจะเพิ่มขึ้นในกระแสสลับ ซึ่งมีการวิเคราะห์วงจรและสมมุติฐานเพื่อความเข้าใจในการทำงานของวงจรในรูปที่ 2.5 เพื่อแก้ไขรูปคลื่นกระแสในไลน์

2.3.1 วงจรทางอุดมคติที่ $L_s = 0$

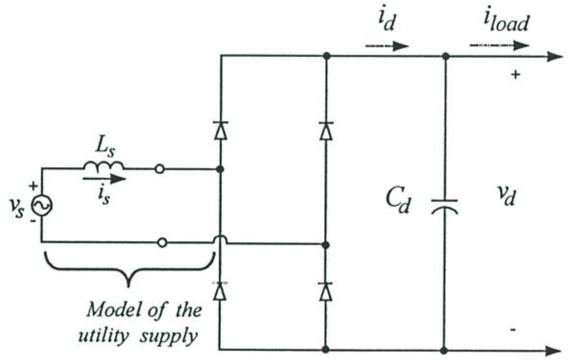
สมมุติให้ L_s เป็นศูนย์และแรงดันดีซีเชื่อมโยงของเร็คติไฟเออร์ประกอบด้วยความต้านทาน R หรือแหล่งกระแสดีซีคงที่ I_d ดังในรูปที่ 2.6(a) และ (b) ตามลำดับ ในรูปที่ 2.6(a) โหลดความต้านทานถูกจ่ายโดยไดโอดเร็คติไฟเออร์



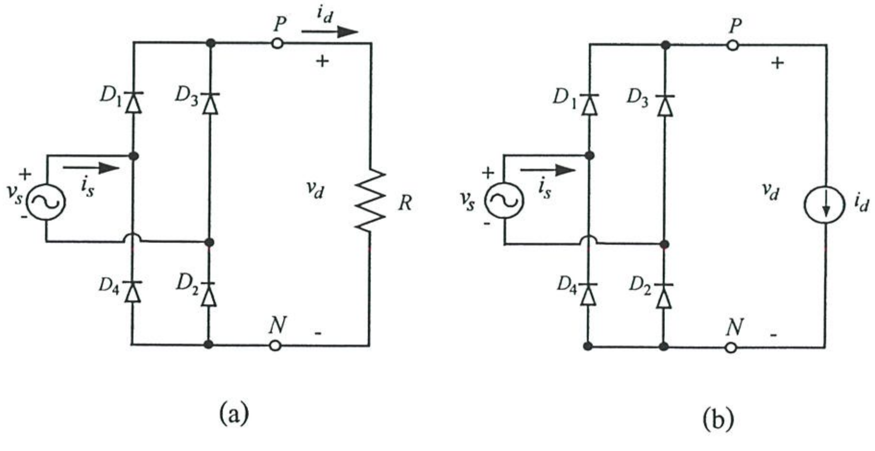
(a)



รูปที่ 2.4 พื้นฐานของเร็คติไฟเออร์กับแรงดันดีซีเชื่อมโยง



รูปที่ 2.5 ไดโอดบริดจ์เร็คติไฟเออร์แบบเฟสเดียว

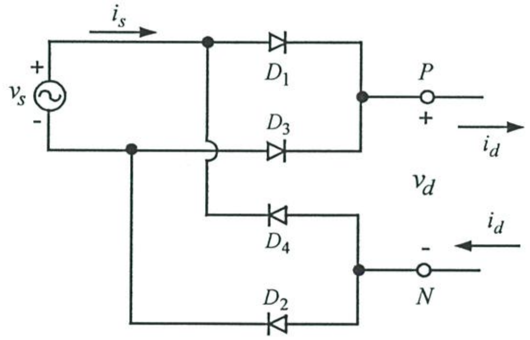


รูปที่ 2.6 ไดโอดบริดจ์เร็คติไฟเออร์ในทางอุดมคติที่ $L_s = 0$

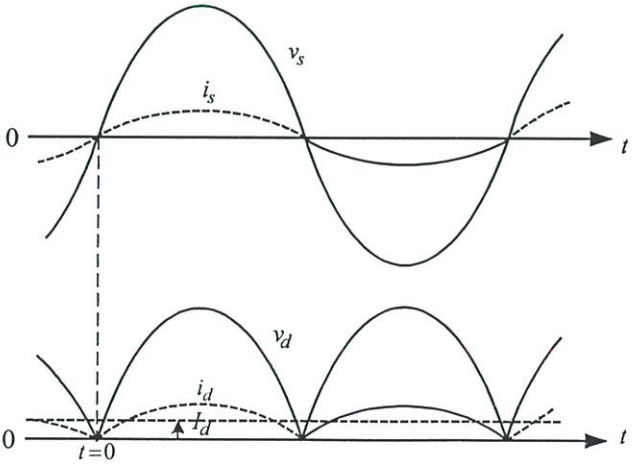
การอธิบายถึงโหลดที่กระแสดีซีคงที่ในวงจรของรูปที่ 2.6(b)ถูกประมาณในกรณีที่ตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่อาจจะถูกเชื่อมโยงที่ดีซีเอาท์พุทของเร็คติไฟเออร์เพื่อเป็นฟิลเตอร์ดังในรูปที่ 2.5

วงจรในรูปที่ 2.6 ถูกนำมาแสดงในรูปที่ 2.7 ประกอบด้วยไดโอด 2 กลุ่ม กลุ่มบนที่ไดโอด 1 และ 3 และกลุ่มล่างที่ไดโอด 2 และ 4 เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณาการทำงานของแต่ละกลุ่มของไดโอดให้ $L_s = 0$ กระแส i_d ไหลไปยังคาโทดไดโอดของกลุ่มบนและคาโทดของกลุ่มล่างเป็นการนำกระแส i_d เมื่อ v_s เป็นบวก ไดโอด 1 จะนำกระแส i_d และ v_s จะเป็นเสมือนแรงดันไบแอสกลับทางกับไดโอด 3 เมื่อ v_s เป็นลบ ให้ $L_s = 0$ กระแส i_d จะคอมมิวเตทในชั่วขณะหนึ่งไปยังไดโอด 3 เมื่อ $L_s = 0$ แรงดันไบแอสกลับทางกับไดโอด 1

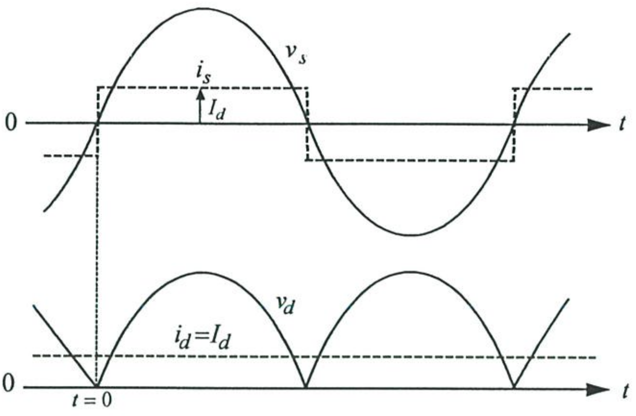
ในกลุ่มล่างอาโนดของไดโอด 2 ตัวที่ทำงานปกติพร้อมกับไดโอดที่คาโทดต่ำสุดจะนำกระแส i_d เมื่อ v_s เป็นบวก ไดโอด 2 จะนำกระแส i_d และ v_s เป็นแรงดันไบแอสกลับทางกับไดโอด 4 เมื่อ v_s เป็นลบ กระแส i_d จะคอมมิวเตทในชั่วขณะหนึ่งไปยังไดโอด 4 และแรงดันไบแอสกลับทางกับไดโอด 2



รูปที่ 2.7 รูปคลื่นเร็คติไฟเออร์ในรูปที่ 2.6



(a)



(b)

รูปที่ 2.8 รูปคลื่นเร็คติไฟเออร์ของ (a) ในรูปที่ 2.6(a) และ (b) ในรูปที่ 2.6(b)

รูปคลื่นกระแสและแรงดันในวงจรรูปที่ 2.6 แสดงได้ดังรูปที่ 2.8(a) และ(b) เมื่อ v_s เป็นบวก ไดโอด 1 และ 2 จะนำ $v_d = v_s$ และ $i_s = i_d$ เมื่อ v_s เป็นลบไดโอด 3 และ 4 นำกระแส ด้วยเหตุนี้ $v_d = -v_s$ และ $i_s = -i_d$ ดังนั้นแรงดันเอาท์พุทของแรงดันดีซีเชื่อมโยงในไดโอดเร็คติไฟเออร์คือ

$$v_d(t) = |v_s| \tag{2.27}$$

$$i_s = \begin{cases} i_d & \text{เมื่อ } v_s > 0 \\ -i_d & \text{เมื่อ } v_s < 0 \end{cases} \tag{2.28}$$

ในกรณีอุดมคติ ค่าเฉลี่ย V_{do} ของแรงดันดีซีเชื่อมโยงเอาท์พุท ทั้ง 2 วงจรสามารถหาได้จากการให้จุดกำเนิดเวลาที่ $t = 0$ ในรูปที่ 2.8 และการอินทิเกรท $v_s = \sqrt{2}V_s \sin\omega t$ ในคาบเชิงเวลา เมื่อ $\omega = 2\pi f$ และ $\omega T/2 = \pi$

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

ดังนั้น

$$V_{do} = \frac{2}{\pi}\sqrt{2}V_s = 0.9\ V_s \tag{2.30}$$

เมื่อ V_s คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันอินพุท

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

$$I_s = I_d \tag{2.31}$$

จากการวิเคราะห์ฟูเรียร์ของ i_s ส่วนประกอบมูลฐานและฮาร์โมนิคส์มีค่าตามอาร์เอ็มเอสในกรณีอุดมคติ

$$I_{s1} = \frac{2}{\pi}\sqrt{2}I_d = 0.9\ I_d \tag{2.32}$$

$$I_{sh} = \begin{cases} 0 & \text{สำหรับค่าคี่ของ } h \text{ และ} \\ I_{s1}/h & \text{สำหรับค่าคู่ของ } h \end{cases} \tag{2.33}$$

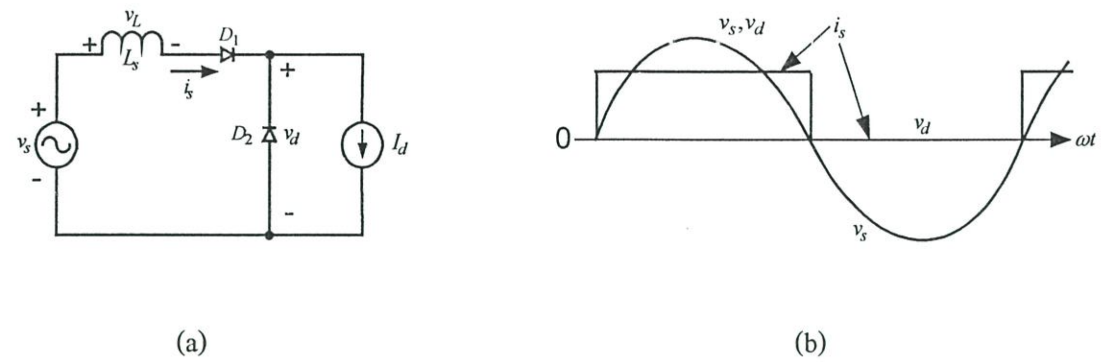
2.3.2 ผลกระทบของ L_s ที่มีต่อการคอมมิวเตทกระแส

ผลกระทบของตัวเหนี่ยวนำ L_s ในการทำงานของวงจร สมมุติให้กระแสดีซีคงที่ I_d ในรูปที่ 2.12(a) และค่ากระแส i_s จากค่า $+I_d$ ถึงค่า $-I_d$ จึงเป็นทรานเซียนท์ ที่เรียกว่า เวลาการคอมมิวเตทกระแส (Current Commutation Time) หรือ ช่วงของการคอมมิวเตท u (Commutation Interval u) และในขั้นตอนนี้เมื่อมีการนำกระแสเลื่อนจากไดโอดหนึ่งไปยังไดโอดอื่น เรียกว่า ขั้นตอนการคอมมิวเตทกระแส

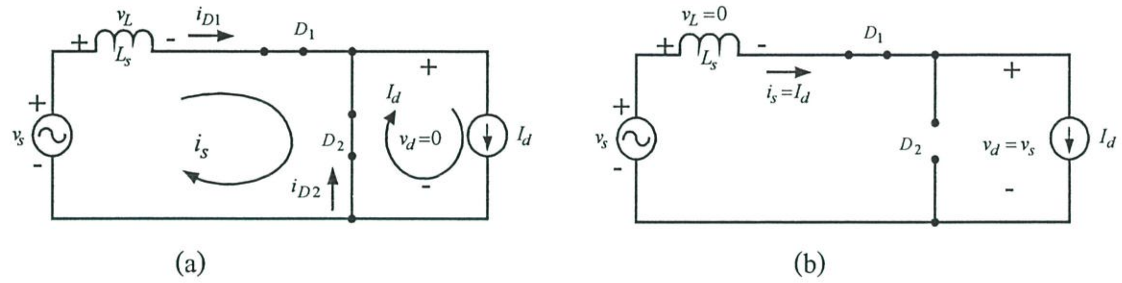
ขั้นแรก ควรพิจารณาวงจรที่สมมุติขึ้นของรูป 2.9(a) ซึ่งมีไดโอด 2 ตัว ที่ถูกจ่ายจากแหล่งแรงดันไซนูซอยดัล $v_s = \sqrt{2}V_s \sin\omega t$ การแทนเอาท์พุทโดยแหล่งกระแสดีซีคงที่ I_d เพื่อเปรียบเทียบรูปที่ 2.9(b) ที่แสดงรูปคลื่น v_s, v_d และ i_s ที่มี $L_s = 0$

เมื่อ $\omega t = 0$ แรงดัน v_s เป็นลบและกระแส I_d ถูกหมุนเวียนไปยัง D_2 กับ $v_d = 0$ และ $i_s = 0$ เมื่อ v_s เป็นบวกที่ $\omega t = 0$ การเกิดแรงดันไบแอสเดินหน้าของ D_1 และเริ่มการนำกระแส การเพิ่ม i_s ได้มาจากวงจรในรูปที่2.10(a) เมื่อ D_2 กำลังนำกระแสจะเกิดการลัดวงจร สมมุติให้ไดโอดในอุดมคติ $v_d = 0$ ตามที่เพิ่ม i_s Mesh current แสดง I_d และ i_s ในเงื่อนไขของ Mesh current กระแสไดโอด $i_{D2} = I_d - i_s$

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



รูปที่ 2.9 วงจรพื้นฐานของการคอมมิวเตทกระแส สมมุติให้รูปคลื่นกระแส $L_s = 0$



รูปที่ 2.10 (a) วงจรระหว่างการคอมมิวเตท

(b) วงจรหลักจากการคอมมิวเตทกระแสที่สมบูรณ์

ดังนั้นการเพิ่ม i_s ค่า I_d ระหว่างช่วงคอมมิวเตท $\omega t = u$ เป็นบวกและ D_2 นำกระแสในวงจรของรูปที่ 2.10(a) กระแส i_s จะมากกว่า I_d เมื่อเกิดค่าลบของ i_{D2} ไดโอด D_2 หยุดนำกระแสที่ $\omega t = u$ ทำให้วงจรเป็นดังรูปที่ 2.10(b) รูปคลื่นถูกพล็อตดังรูปที่ 2.11 เป็นฟังก์ชั่นของ ωt

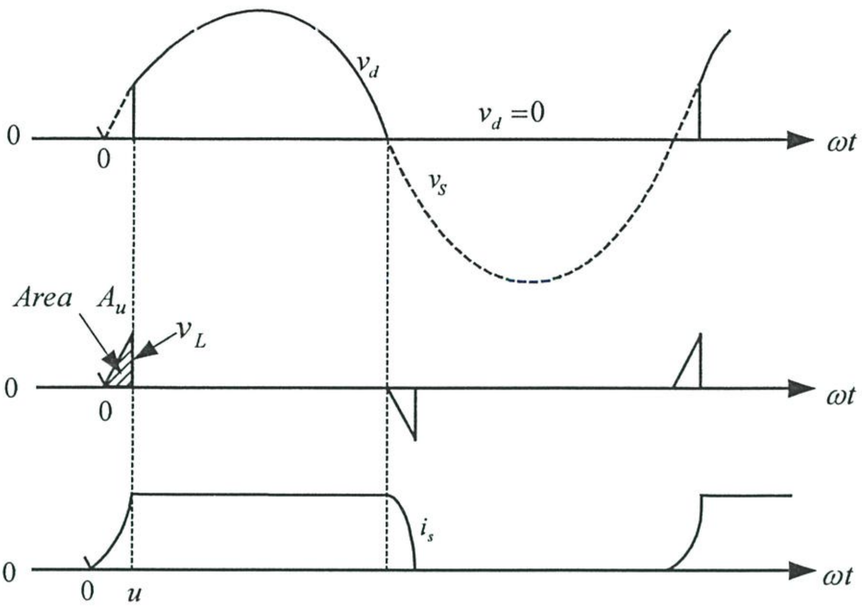
จากที่กล่าวมาในข้างต้น กระแส i_s ตลอดจนตัวหนี่ยวนำเริ่มต้นด้วยค่าศูนย์ของช่วงการคอมมิวเตทและจบด้วยค่าของ I_d ที่สิ้นสุด เพื่อให้ได้ความยาวช่วงคอมมิวเตท u ซึ่งการพิจารณาสมการตัวเหนี่ยวนำระหว่างช่วงการคอมมิวเตทแรงดันอินพุทเอซีเป็นแรงดันการคอมมิวเตทกระแสกับตัวเหนี่ยวนำ ดังในรูปที่ 2.10(a)

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

ดังนั้นสามารถเขียนเป็น $\omega L_s di_s / d(\omega t)$

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

49634



รูปที่ 2.11 รูปคลื่นในวงจรพื้นฐานของรูปที่ 2.9 จะเห็นได้ว่าค่าของ L_s ที่ถูกนำมาใช้แสดงถึงช่วงของการคอมมิวเตท

การอินทิเกรทของสมการที่ 2.35 จะสังเกตเห็นว่า i_s จากศูนย์จนถึง I_dระหว่างช่วงคอมมิวเตทจากศูนย์จนถึง u จะได้

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

ในสมการที่ 2.36 เป็นการอินทิกรัลของแรงดันตัวเหนี่ยวนำ v_L ระหว่างช่วงการคอมมิวเตทอินทิกรัลแรงดันข้างต้นเป็นพื้นที่โวลท์เรเดียน A_u ในรูปที่ 2.11

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

จากสมการที่ 2.36 และ 2.37 จะได้

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

จากสมการที่ 2.38 จะพบว่าอินทิกรัลของแรงดันการคอมมิวเตทในช่วงการคอมมิวเตทสามารถคำนวณจาก ω, L_s และการเปลี่ยนแปลงในกระแสผ่านไปยัง L_s ระหว่างการคอมมิวเตทจากสมการที่ 2.38

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

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

การจำกัดช่วงการคอมมิวเตทลดค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาท์พุท ในรูปที่ 2.9(b) $L_s = 0$ ค่าเฉลี่ย V_{do} ของ v_d เป็น

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

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

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

ซึ่งสามารถเขียนได้ดังนี้

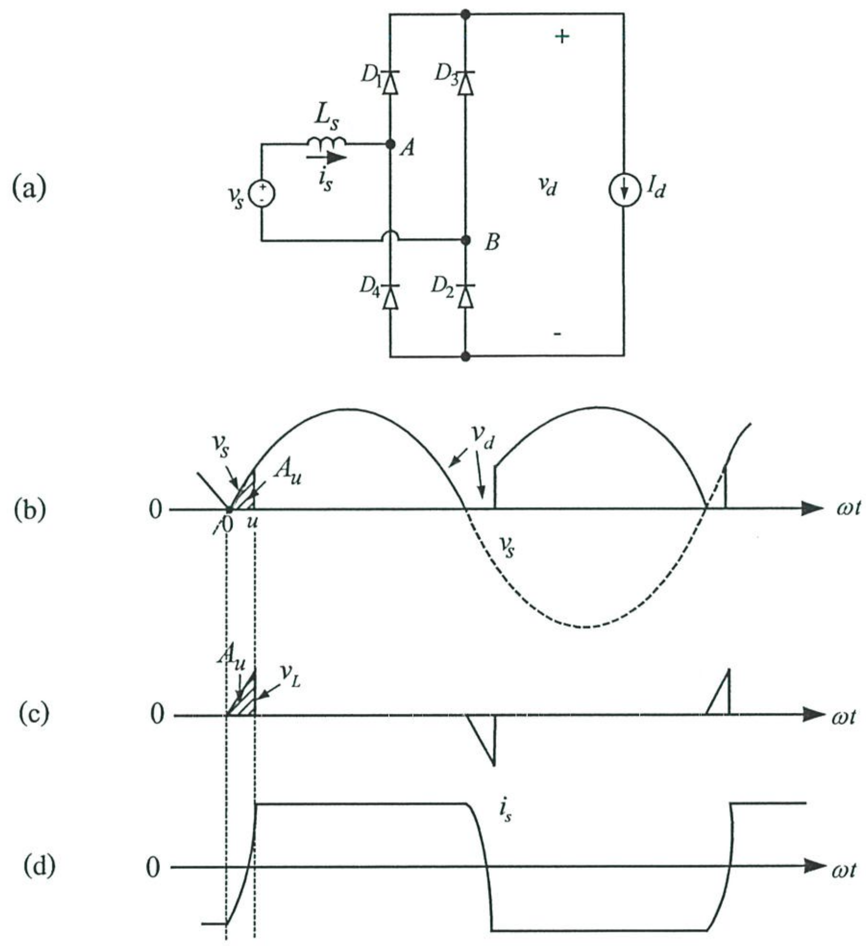
$$V_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} V_s \sin \omega t d(\omega t) - \frac{1}{2\pi} \int_0^{u} \sqrt{2} V_s \sin \omega t d(\omega t) \tag{2.42}$$

แทนค่าสมการที่ 2.40 และ 2.36 ในสมการที่ 2.42 จะได้

$$V_d = 0.45 V_s - \frac{area\ A_u}{2\pi} = 0.45 V_s - \frac{\omega L_s}{2\pi} I_d \tag{2.43}$$

เมื่อลดแรงดันเอาท์พุทเฉลี่ย ΔV_d จาก V_{do} ดังนั้น

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



รูปที่ 2.12 (a) ไดโอดเร็คติไฟเออร์แบบเฟสเดียวที่ L_s

(b) รูปคลื่น

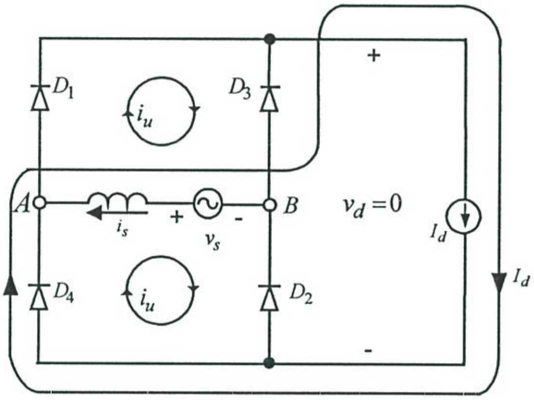
จากวงจรในรูปที่ 2.12(a) ได้แสดงรูปคลื่นในรูปที่ 2.12(b) ที่เป็นการพิจารณาขั้นตอนการคอมมิวเตทของกระแส ก่อนที่ $\omega t = 0$ ในรูปที่ 2.12 ไดโอด 3 และ4 กำลังนำกระแส I_d ในวงจรรูปที่2.6(b)โดย$L_s = 0$ และ $i_s = -I_d$ ซึ่งวงจรของรูปที่ 2.12(a) แสดงได้ดังรูปที่ 2.13 เพื่อเสนอขั้นตอนการคอมมิวเตทกระแส ระหว่าง $0 < \omega t < u$ เมื่อ $t = 0$,v_s เป็นบวกและไดโอด 1และ2 เป็นไบแอสเดินหน้า เนื่องมาจากการลัดวงจรของการนำกระแสของไดโอด 3 และ 4 ในรูปที่ 2.13 เป็นการคอมมิวเตทกระแส i_u ของไดโอดทั้ง 4 ตัวที่เป็นการนำกระแสระหว่างช่วงการคอมมิวเตทและด้วยเหตุนี้ $v_d = 0$ ในเทอมของ Mesh current สามารถแสดงกระแสไดโอดและกระแสในไลน์i_s ระหว่างช่วงการคอมมิวเตท เป็น

$$i_{D1} = i_{D2} = i_u \qquad\qquad i_{D3} = i_{D4} = I_d - i_u \tag{2.45}$$

และ

$$i_s = -I_d + 2i_u \tag{2.46}$$

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



รูปที่ 2.13 วงจรของรูปที่ 2.12(a) ระหว่างการคอมมิวเตทกระแส

พื้นที่โวลท์เรเดียน A_u ในรูปคลื่นของรูปที่ 2.12(b) และ (c) สามารถเขียนจากสมการที่ 2.36 ถึง 2.38 เป็น

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

เมื่อการอินทิกรัลเป็น $i_s(0) = -I_d$ ดังนั้น

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

และ

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

ซึ่งการคอมมิวเตทแสดงถึงวงรอบ ที่ i_s จาก I_d ถึง $-I_d$ และในวงจรนี้ค่าเฉลี่ยของ v_d ในกรณีอุดมคติที่ $L_s = 0$ คำนวณจากสมการที่ 2.30 เป็น V_{do}=0.9 V_s เมื่อค่าเฉลี่ย V_d คำนวณจากสมการที่ 2.40 ถึง 2.43 และคำนวณ V_d จากการตรวจสอบรูปที่ 2.12(b) เพื่อเปรียบเทียบกับกรณีอุดมคติ พื้นที่ A_u จะสูญเสียทุกๆครึ่งวงรอบจากอินทิกรัลและแรงดัน v_d จะได้ว่า

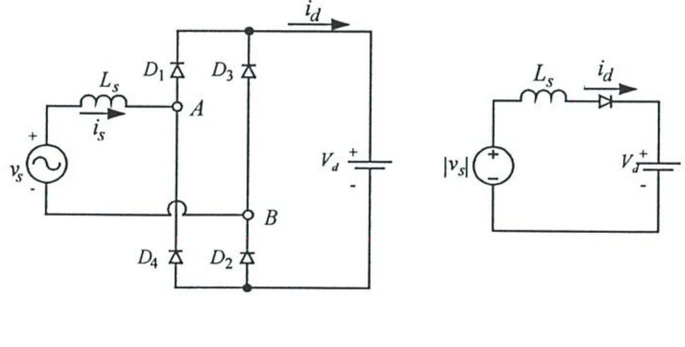
$$V_d = V_{do} - \frac{area\ A_u}{\pi} = 0.9V_s - \frac{2\omega L_s I_d}{\pi} \tag{2.50}$$

2.3.3 คุณลักษณะของเร็คติไฟเออร์ ที่ $v_d(t) = V_d$

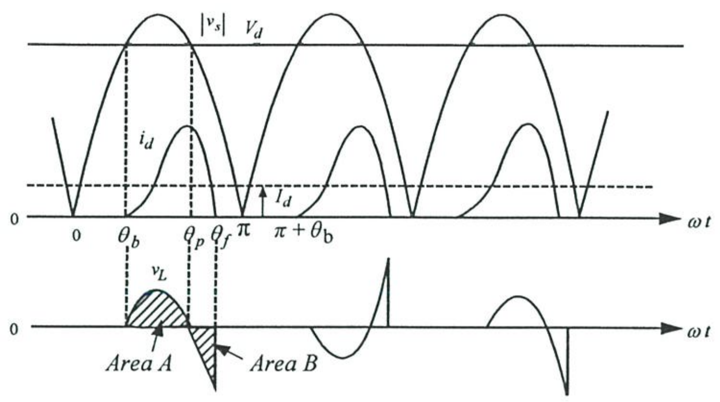
จากวงจรในรูปที่ 2.14(a) ที่แรงดันดีซีเชื่อมโยงคงที่ $v_d(t) = V_d$ พร้อมกับคาปาซิเตอร์ที่สภาวะของวงจรกระแส i_d เท่ากับศูนย์ดังในรูปที่ 2.14(c) ภายใต้สภาวะดังกล่าววงจรที่เทียบเท่าดังในรูปที่ 2.14(b) จากรูปคลื่นในรูปที่ 2.14(c) เมื่อค่า v_s มากกว่า V_d ที่ θ_b ไดโอดตัวที่ 1 และ 2 เริ่มนำกระแสไปสู่ค่าสูงสุดที่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

มุม θ_b สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$V_d = \sqrt{2}V_s \sin\theta_b \tag{2.51}$$



(a) (b)



(c)

รูปที่ 2.14 **(a)** เร็คติไฟเออร์ที่แรงดันดีซีเชื่อมโยงคงที่

(b) วงจรเทียบเท่า

(c) รูปคลื่น

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

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

เมื่อเกิดการไหลของกระแสแรงดันเหนี่ยวนำ v_L จะถูกกำหนดโดย

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

และอินทิกรัลที่เกี่ยวข้องกับ ωt สามารถเขียนเป็น

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

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

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

มุม θ_f ซึ่ง i_d เป็นศูนย์ จากสมการที่ 2.55 คือ

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

ซึ่งสอดคล้องกับพื้นที่ A = พื้นที่ B ดังในรูปที่ 2.14(c)

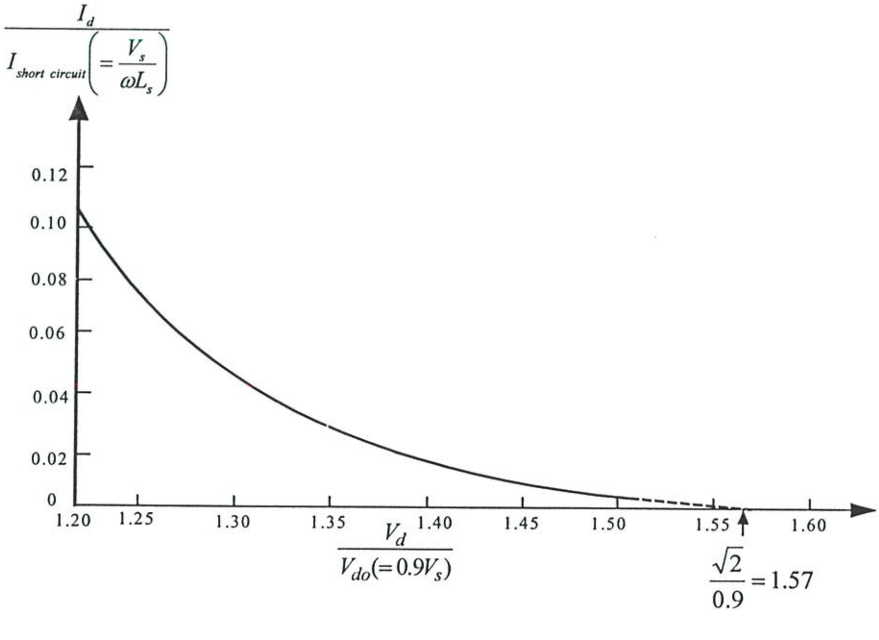
ค่าเฉลี่ย I_d ของกระแสดีซีหาได้จากการอินทิเกรท $i_d(\theta)$ จาก θ_b ถึง θ_f และหารด้วย π

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

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

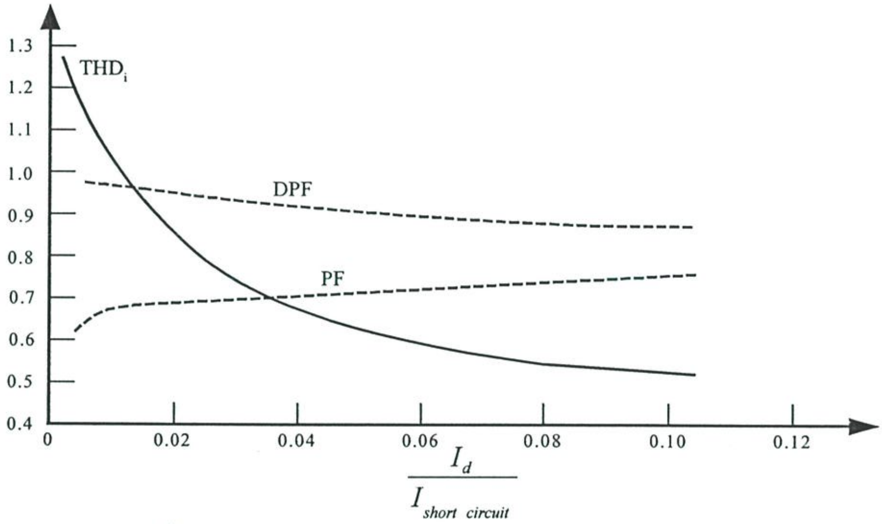
$$I_{short\ circuit} = \frac{V_s}{\omega L_s} \tag{2.58}$$

เป็นกระแสอาร์เอ็มเอสที่แหล่งแรงดันเอซี v_s ลัดวงจรไปสู่ L_s ผลที่ได้จากการปฏิบัติในข้างต้นที่กล่าวมานั้นถูกนำมาพล็อตในรูปที่ 2.15 เมื่อกระแสถึงศูนย์ ค่า V_d ไปสู่ค่าสูงสุดของแรงดันอินพุทเอซี

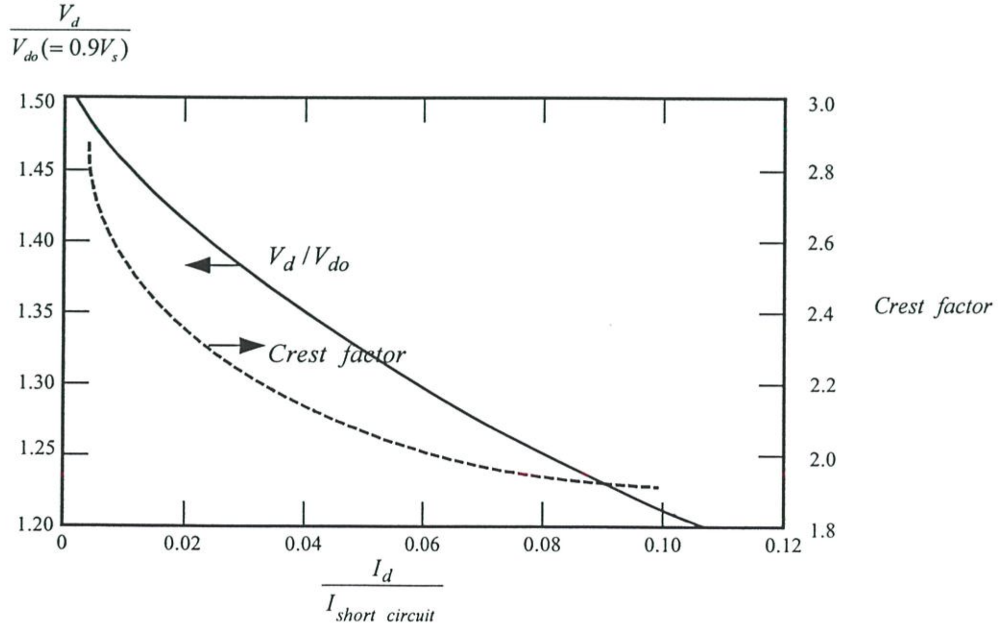


รูปที่ 2.15 I_d แบบปกติต่อ V_d ในเร็คติไฟเออร์รูปที่ 2.14(a) กับแรงดันดีซีเชื่อมโยงคงที่

การประมาณค่าของแรงดันดีซีเชื่อมโยงที่คงที่ $v_d(t) = V_d$ อาจเป็นเหตุผลว่าวงจรที่สามารถใช้เป็นประโยชน์ได้มีสูงจากรูปที่ 2.5 หากว่าโหลดถูกเปลี่ยนโดยความต้านทานที่เทียบเท่า R_{load} ในรูปที่ 2.18 ค่าคงที่เวลา $C_d R_{load}$ มากกว่าค่าเวลาของความถี่ในไลน์เป็นผลให้ริปเปิลมีขนาดเล็กมากใน v_d การประมาณเป็นการนำเสนอลักษณะของเร็คติไฟเออร์ในแบบทั่วไปดังรูปที่ 2.16 และ 2.17เป็นการพล็อตฟังก์ชั่นของกระแสดีซี I_d สำหรับการกำหนดค่า I_d การเพิ่ม L_s ผลใน $I_{short\ circuit}$ ที่ต่ำและด้วยเหตุนี้ $I_d / I_{short\ circuit}$ ที่สูง ดังนั้นรูปที่ 2.16 และ 2.17 แสดงการเพิ่ม L_s เป็นผลในการปรับปรุงรูปคลื่น i_s ซึ่งมี THD ต่ำกว่าทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์ดีขึ้นและ Crest factor (ที่ปรับปรุง) ต่ำกว่า ตามรูป



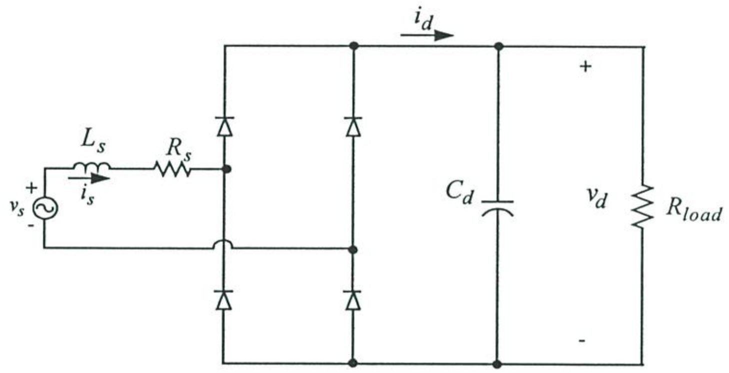
รูปที่ 2.16 ค่าความผิดเพี้ยนรวมของฮาร์โมนิคส์ ค่า DPF และค่า PF ในเร็คติไฟเออร์ของรูปที่ 2.14(a) ซึ่งมีแรงดันดีซีเชื่อมโยงคงที่



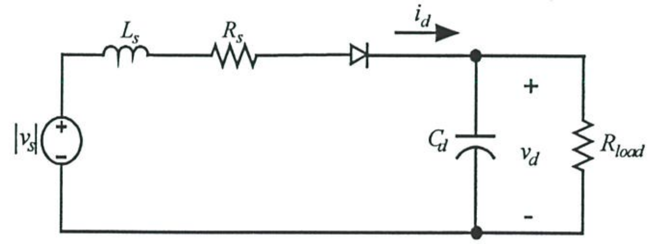
รูปที่ 2.17 V_d แบบปกติและ Crest factor ในเร็คติไฟเออร์ ของรูปที่ 2.14(a) ซึ่งมีแรงดันดีซีเชื่อมโยงคงที่

2.3.4 ไดโอดบริดจ์เร็คติไฟเออร์ที่มีฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์

จากรูปที่ 2.18 เมื่อโหลดถูกแทนด้วยความต้านทานที่เทียบเท่า R_{load} และในวงจรนี้มีริปเปิลที่คาปาซิเตอร์ของแรงดันดีซีเชื่อมโยงที่ใช้ในการวิเคราะห์รูปคลื่นของวงจรและมีการคำนวณใช้ในการวิเคราะห์ภายใต้กระแสที่ไม่ต่อเนื่อง เงื่อนไขการทำงานของวงจรถูกตั้งสมมุติฐานเพื่อใช้ในความไม่ต่อเนื่องของกระแส i_d ซึ่งคล้ายคลึงกับรูปคลื่นในรูปที่ 2.14(c) ที่ i_d เป็นศูนย์และที่ v_s ทุกๆ ครึ่งรอบ หลังจากวงจรที่เทียบเท่าของรูปที่ 2.19 นำมาใช้เพื่อคำนวณกระแสและแรงดันในรูปที่ 2.18 การคอมมิวเตทกระแสในข้างต้นถูกรวมอยู่ในการวิเคราะห์นี้เพื่อที่จะอธิบายระบบในรูปที่ 2.19 สถานะของตัวแปรที่ถูกเลือกให้เป็นกระแสเหนี่ยวนำ i_d และแรงดันดีซีเชื่อมโยง v_d ระหว่างในแต่ละครึ่งรอบของความถี่ในไลน์ที่มีช่วงแตกต่างกัน 2 ช่วงคล้ายกับรูปที่ 2.14(c)เมื่อ $t_b = \theta_b / \omega$ และ $t_f = \theta_f / \omega$



รูปที่ 2.18 ไดโอดบริดจ์เร็คติไฟเออร์ที่มีฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์



รูปที่ 2.19 วงจรที่เทียบเท่าของรูปที่ 2.18

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

$$\left| v_s \right| = R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} + v_d \tag{2.59}$$

และ

$$i_d = C_d \frac{dv_d}{dt} + \frac{v_d}{R_{load}} \tag{2.60}$$

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

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

สถานะที่แปรผันของเวกเตอร์ x ประกอบด้วย i_d และ v_d ในรูปเมตริก คือ

$$\mathrm{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C_d} & -\frac{1}{C_d R_{load}} \end{bmatrix} \tag{2.62}$$

และ

$$\mathrm{b} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{2.63}$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$x(t) = \mathrm{M}x(t-\Delta t) + \mathrm{N}\left(\left| \mathrm{v_s}(t) \right| - \left| \mathrm{v_s}(t-\Delta t) \right| \right) \tag{2.64}$$

เมื่อ

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

$$N = \left[I - \frac{\Delta t}{2} A \right]^{-1} \frac{\Delta t}{2} b \tag{2.65}$$

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

$$i_d = 0 \tag{2.66}$$

และ

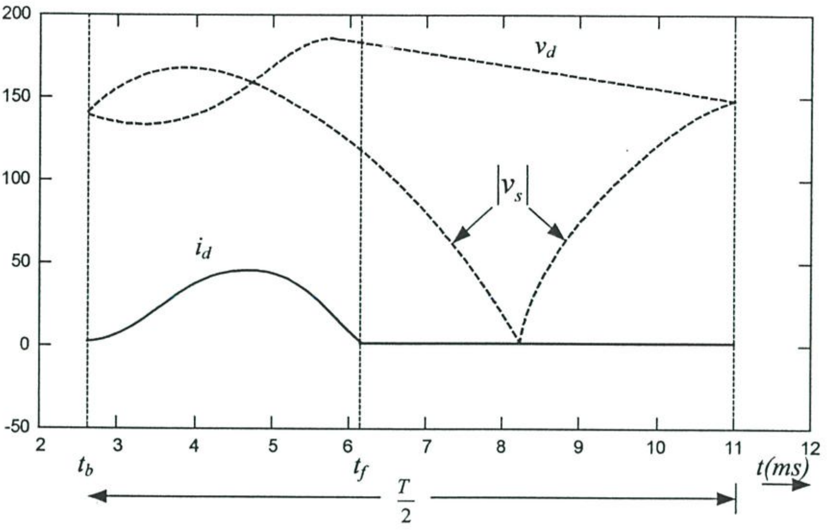
$$\frac{dv_d}{dt} = -\frac{1}{C_d R_{load}} v_d \tag{2.67}$$

ดังนั้นจากสมการที่ 2.67 จะได้

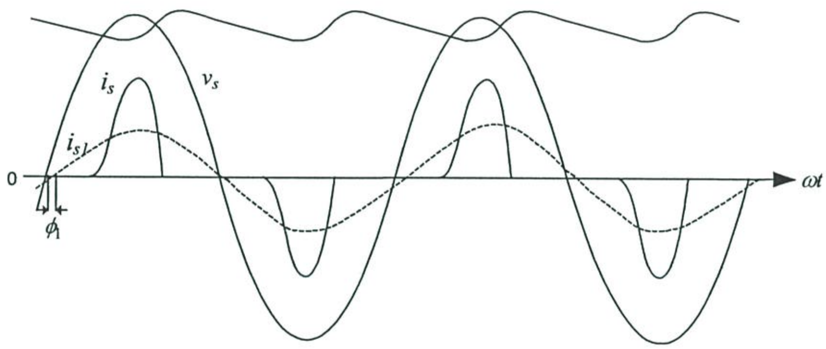
$$v_d(t) = v_d(t_f)\ e^{-(t-t_f)/(C_d R_{load})} \tag{2.68}$$

จากสมการที่ 2.68 เมื่อทำการเพิ่มค่า C_d หรือ R_{load} ให้มากขึ้นจะทำให้เวลาในการคายประจุนั้นใช้เวลานานมากขึ้นจึงทำให้แรงดันกระแสตรง $v_d(t)$ เรียบมากขึ้นแต่จะส่งผลให้ค่า DPF (Displacement Power Factor),PF (Power Factor)ทางด้านอินพุทต่ำลงและค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสอินพุท(THD_i)มีค่ามากขึ้นและในทางตรงกันข้ามเมื่อลดค่า C_d หรือมีการเพิ่มขึ้นของกระแสโหลด ทำให้เวลาคายประจุน้อยลงเป็นผลให้แรงดันกระแสตรงเกิดริปเปิลมากจึงทำให้กระแสและแรงดันเอาท์พุทไม่เป็นรูปคลื่นไซน์และจะมีผลต่อสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์

จากสมการที่ 2.64 และ2.68 ต้องใช้เวลาคงที่ t_b ซึ่งเริ่มต้นการนำกระแส ค่า t_b ที่แท้จริงเป็นผลในการเริ่มต้นของการนำกระแสที่เป็นไปอย่างช้าๆจากค่าที่ถูกเลือกเดิมจนกระทั่งได้ค่าที่แท้จริงภายในค่าที่ยอมรับได้



(a)

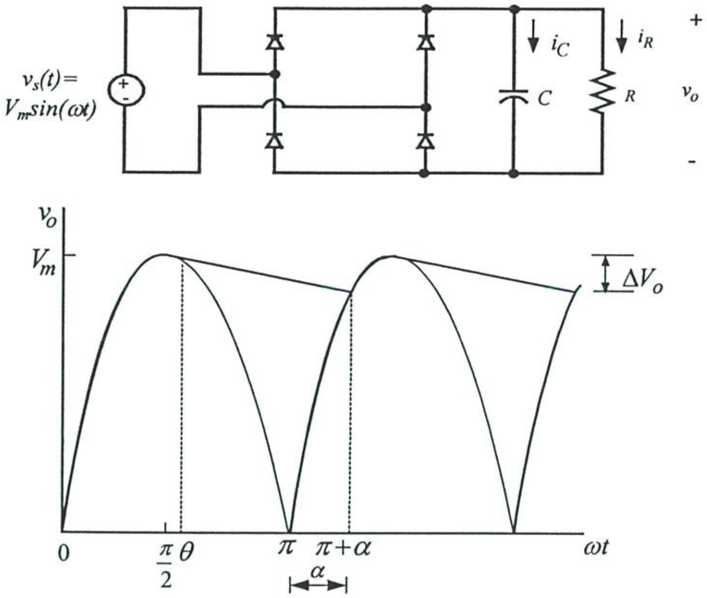


(b)

รูปที่ 2.20 รูปคลื่นในวงจรของรูปที่ 2.18

2.4 คาปาซิเตอร์เอาท์พุทฟิลเตอร์ [10]

คาปาซิเตอร์ที่ขนานด้วยโหลดตัวต้านทานสามารถทำให้เกิดแรงดันเอาท์พุทซึ่งเป็นกระแสตรง ดังรูปที่ 2.21 การวิเคราะห์คล้ายคลึงกับการเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น โดยวงจรแบบเต็มรูปคลื่นจะมีการคายประจุของตัวคาปาซิเตอร์ที่ใช้เวลาน้อยกว่าวงจรครึ่งคลื่น เนื่องจากรูปคลื่นเรียงกระแสในอันดับ 2 ครึ่งของแต่ละระยะเวลาริปเปิลแรงดันเอาท์พุทของตัวเรียงกระแสแบบเต็มรูปคลื่น โดยประมาณ 1.5 ของตัวเรียงกระแสครึ่งคลื่นแรงดันเอาท์พุทสูงสุดจะน้อยกว่าในวงจรแบบเต็มรูปคลื่น เนื่องจากมีแรงดันไดโอด 2 ระยะ



รูปที่ 2.21 เร็คติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นที่มีคาปาซิแตนซ์ฟิลเตอร์

ในการวิเคราะห์ขั้นตอนเร็คติไฟเออร์แบบครึ่งคลื่นที่แรงดันเอาท์พุทเป็นฟังก์ชั่นไซน์ หาก สมมุติให้ไดโอดในอุดมคติ คือ

$$v_o(\omega t) = \begin{cases} |V_m \sin \omega t| & \text{one diode pair on} \\ (V_m \sin \theta) e^{-(\omega t - \theta)/\omega RC} & \text{diodes off} \end{cases} \tag{2.69}$$

เมื่อ θ คือ มุมที่ไดโอดไบแอสกลับทางซึ่งเป็นแบบเดียวกันกับตัวเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น ดังสมการ

$$\theta = \tan^{-1}(-\omega RC) = -\tan^{-1}(\omega RC) + \pi \tag{2.70}$$

แรงดันเอาท์พุทสูงสุดคือ V_m และแรงดันเอาท์พุทต่ำสุดถูกประมาณจากการกำหนดค่า v_o ที่มุมของไดโอดที่ $\omega t = \pi + \alpha$

$$(V_m \sin\theta) e^{-(\pi+\alpha-\theta)/\omega RC} = -V_m \sin(\pi + \alpha)$$

หรือ

$$(\sin\theta) e^{-(\pi+\alpha-\theta)/\omega RC} - \sin(\alpha) = 0 \tag{2.71}$$

การแปรผันแรงดันยอด-ยอดหรือริปเปิลเป็นความแตกต่างระหว่างแรงดันสูงสุดและต่ำสุดที่

$$\Delta V_0 = V_m - \left|V_m \sin(\pi + \alpha)\right| = V_m(1 - \sin\alpha) \tag{2.72}$$

ซึ่งคล้ายกับสมการในการแปรผันแรงดันในตัวเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น หากแต่ α มีขนาดใหญ่สำหรับตัวเรียงกระแสแบบเต็มรูปคลื่นและริปเปิลมีขนาดเล็กสำหรับโหลดที่กำหนดกระแสคาปาซิเตอร์ถูกกล่าวถึงจากสมการตัวเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น
เมื่อ $\omega RC > \pi$

$$\theta \approx \pi / 2$$

$$\alpha \approx \pi / 2 \tag{2.73}$$

แรงดันเอาท์พุทที่ต่ำสุดที่ถูกประมาณจากสมการที่ 2.70 สำหรับ Diode off $\omega t = \pi$

$$v_o(\pi + \alpha) = V_m e^{-(\pi + \pi/2 - \pi/2)/\omega RC} = V_m e^{-\pi/\omega RC} \tag{2.74}$$

แรงดันริปเปิลสำหรับตัวเรียงกระแสแบบเต็มรูปคลื่นที่มีฟิลเตอร์ของคาปาซิเตอร์สามารถหาได้จาก

$$\Delta V_o \approx V_m(1 - e^{-\pi/\omega RC}) \tag{2.75}$$

นอกจากนี้ตัวชี้กำลังในสมการสามารถประมาณจากการขยายจำนวนตัวเลขคือ

$$e^{-\pi/\omega RC} \approx 1 - \frac{\pi}{\omega RC} \tag{2.76}$$

การแทนค่าตัวชี้กำลังในการประมาณริปเปิล ยอด-ยอด คือ

$$\Delta V_o \approx \frac{V_m \pi}{\omega RC} = \frac{V_m}{2fRC} \tag{2.77}$$

ซึ่งแรงดันริปเปิล ยอด-ยอดที่ถูกประมาณสำหรับตัวเรียงกระแสแบบเต็มรูปคลื่นเป็นครึ่งหนึ่งของตัวเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น

2.5 การปรับปรุงยูทิลิตี้อินเตอร์เฟสแบบเฟสเดียว

เป็นการปรับปรุงยูทิลิตี้อินเตอร์เฟสของอุปกรณ์เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ซึ่งอาศัยวิธีการดังนี้

2.5.1 วงจรพาสซีฟ

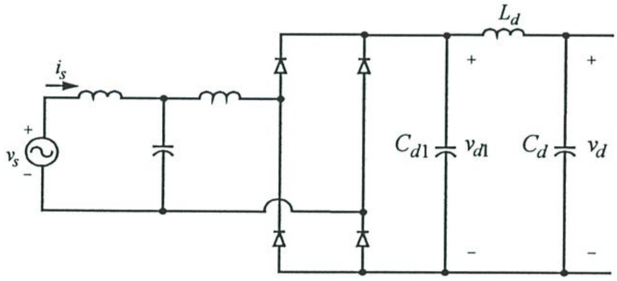
เป็นการนำตัวเหนี่ยวนำและคาปาซิเตอร์ถูกนำมาใช้ในการเชื่อมต่อกับไดโอดบริดจ์เร็คติไฟเออร์เพื่อแก้ไขรูปคลื่นของกระแสจาก Utility Grid โดยการเพิ่มตัวเหนี่ยวนำใน ac side ของบริดจ์เร็คติไฟเออร์ในรูปที่ 2.1 ผลที่ได้คือ ค่าอินดัคแตนท์ L_s จะทำให้ ac side มีประสิทธิภาพสูง ซึ่งเป็นการปรับปรุงเพาเวอร์แฟคเตอร์และลดฮาร์โมนิคส์ซึ่งผลกระทบของการเพิ่มตัวเหนี่ยวนำจะมีผลกระทบดังนี้

- เป็นการแก้ไขรูปคลื่นกระแสเพาเวอร์แฟคเตอร์จากค่าที่ต่ำให้เป็นค่าที่ยอมรับได้

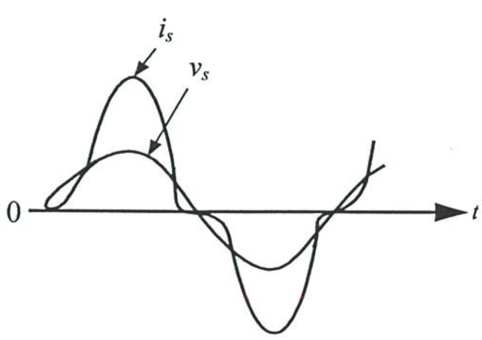
- แรงดันเอาท์พุท V_d ขึ้นอยู่กับเอาท์พุทของโหลดและมีค่าต่ำ(~10%) เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีที่ไม่มีตัวเหนี่ยวนำ

- ตัวเหนี่ยวนำและ C_d ในรูปที่ 2.1 เป็นวงจรกรองแบบ Low-pass filter ที่ริปเปิลยอด-ยอดของแรงดันเอาท์พุทเร็คติไฟเออร์ V_d จะมีค่าน้อย

- ประสิทธิภาพพลังงานยังคงเหมือนเดิมแต่การสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำจะเพิ่มขึ้นหากแต่การสูญเสียของการนำไดโอดน้อยมาก



(a)



(b)

รูปที่ 2.22 วงจรพาสซีฟฟิลเตอร์ที่แก้ไขรูปคลื่น i_s

a) การจัดเรียงพาสซีฟฟิลเตอร์

b) รูปคลื่นของกระแส

มีความเป็นไปได้ว่าการแก้ไขรูปคลื่นกระแสอินพุทของ รูปที่2.22(b)จากการจัดเรียงวงจรในรูปที่ 2.22(a) ที่ประกอบด้วยC_{d1} ในบริดจ์เร็คติไฟเออร์ ซึ่งมีความสัมพันธ์กับC_d ซึ่งยอมให้เกิดริปเปิลใน V_{d1} แต่ผลในรูปคลื่นที่แก้ไขi_s ของริปเปิล V_{d1} จะถูกกรองออกจากวงจรแบบ Low-pass filter ที่ประกอบด้วยL_d และC_d ข้อเสียของการจัดเรียงเช่นนี้ คือ ต้นทุน ขนาด การสูญเสีย ที่ขึ้นอยู่กับค่าเฉลี่ยของแรงดันดีซีเชื่อมโยง V_dในวงจรกำลัง

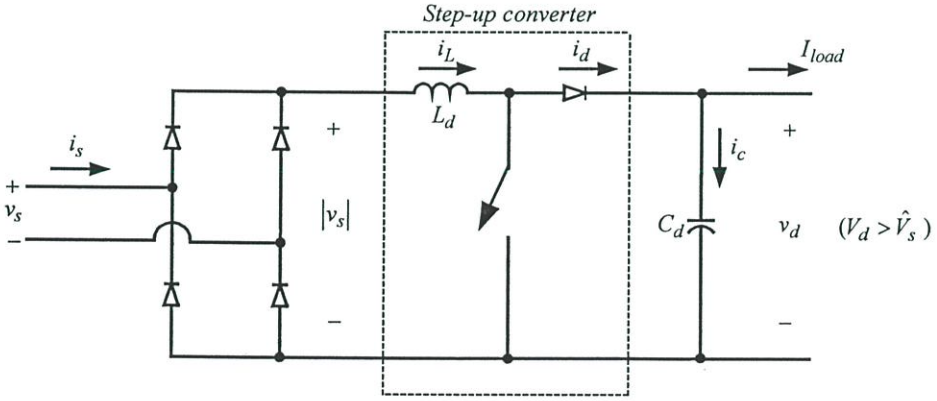
2.5.2 Active Shaping สำหรับกระแสอินพุท

จากการใช้คอนเวอร์เตอร์ของอิเล็กทรอนิคส์กำลัง เพื่อให้ได้รูปคลื่นของกระแสในรูปที่ 2.23(a) มีความเป็นไปได้ว่ากระแสอินพุทของบริดจ์เร็คติไฟเออร์เป็นไซนูซอยดัล

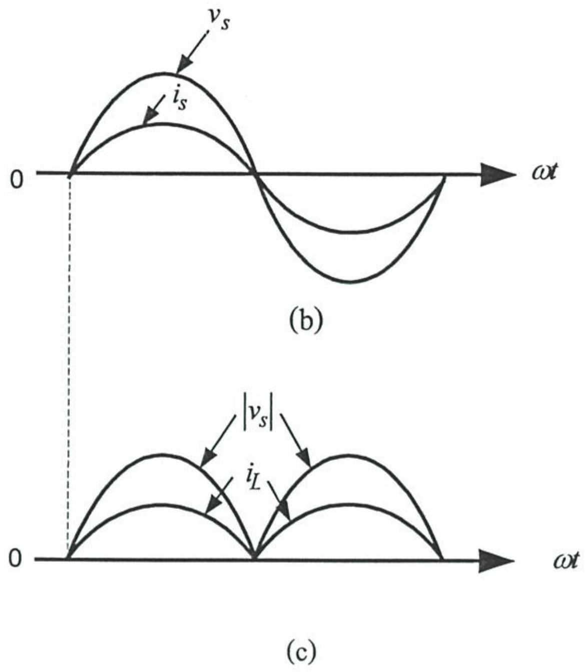
หากยึดตามข้อพิจารณาที่ว่า $V_d > \hat{V}_s$ เมื่อ$\hat{V}_s$ เป็นค่ายอดของแรงดันเอซีอินพุทของคอนเวอร์เตอร์แบบ Step-up ดีซี-ดีซี โดยคอนเวอร์เตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 2.23(a) เมื่อC_d ถูกใช้เพื่อลดริปเปิลใน v_d และเป็นการสะสมพลังงานของระบบเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์กระแสดีซี

ซึ่งหลักการพื้นฐานการทำงานของกระแส i_s ที่เป็นไซนูซอยดัลของ v_s ที่เอาท์พุทยูทิลิตี้แสดงดังรูปที่ 2.23(b) จึงทำให้เอาท์พุทของฟูลบริดจ์เร็คติไฟเออร์ i_L และ $|v_s|$ มีรูปคลื่นแบบเดียวกันดังแสดงในรูปที่ 2.23(c) เมื่อ $\hat{V}_s = \sqrt{2}V_s$ และ $\hat{I}_s = \sqrt{2}I_s$

จากที่กล่าวมาจึงทำให้มีต้นทุนและการสูญเสียของกำลังที่สูงและรูปคลื่นกระแสแอกทีฟมีความซับซ้อนต่อการนำมาใช้งาน



(a)



รูปที่ 2.23 การกรองแอกทีฟฮาร์โมนิคส์

(a) Step-up คอนเวอร์เตอร์ของรูปคลื่นกระแส

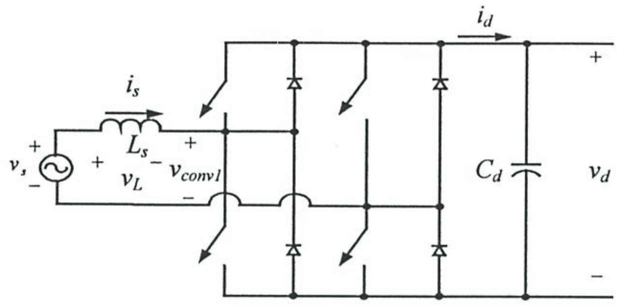
(b) รูปคลื่น

(c) V_s และ i_L

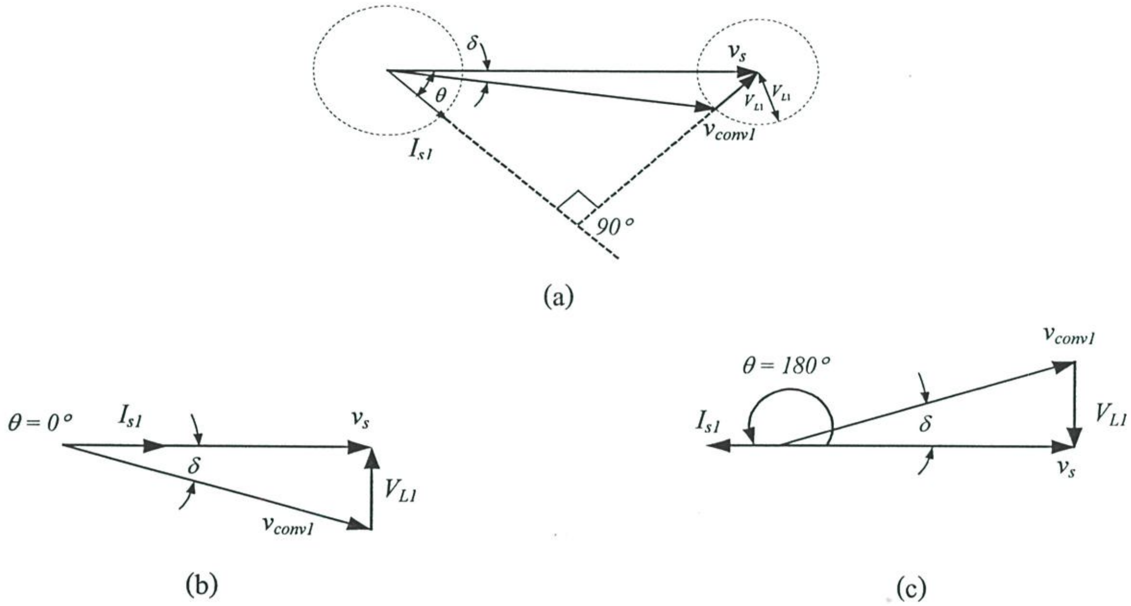
2.5.3 คอนเวอร์เตอร์สำหรับ Bidirectional Power Flow

ตัวอย่างของการนำไปประยุกต์ใช้งาน เช่น การขับเคลื่อนมอเตอร์ที่มีระบบการเบรคแบบพลวัตร (Regenerative breaking) การไหลของกำลังผ่านยูทิลิตี้อินเตอร์เฟสคอนเวอร์เตอร์ย้อนกลับระหว่างระบบการเบรคแบบพลวัตร ในขณะที่พลังงานจลน์ (Kinetic energy) สัมพันธ์กับแรงเฉื่อยของมอเตอร์และโหลดที่ถูกชดเชยป้อนกลับไปยังระบบยูทิลิตี้

จากรูปที่ 2.24 เป็นการใช้โหมดสวิทซ์คอนเวอร์เตอร์ที่ถือได้ว่าเป็นโหมดสวิทซ์อินเวอร์เตอร์ 4 ควอดแดรนซ์ของอินเวอร์เตอร์โหมดกำลังที่ไหลจากดีซีไปยังเอซีเร็คติไฟเออร์เป็นโหมดของการทำงาน i_s ซึ่งเป็นการเพิ่มการเหนี่ยวนำภายในของแหล่งกำเนิดยูทิลิตี้ รวมถึงลดริปเปิลใน i_s ที่ความถี่สวิทชิ่งที่จำกัดของวงจรรูปที่ 2.24 สมมุติให้ v_s เป็นไซนูซอยดัลที่ความถี่พื้นฐานของ v_{conv} และ i_s เมื่อ $V_s = V_s e^{j0^\circ}$ ที่ความถี่ $\omega = 2\pi f$



รูปที่ 2.24 สวิทซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์ของยูทิลิตี้อินเตอร์เฟส



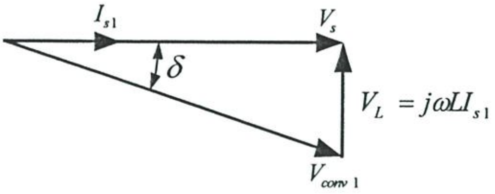
รูปที่ 2.25 การเร็คติไฟเออร์และการผกผัน

(a) เฟสเซอร์ไดอะแกรมแบบทั่วไป

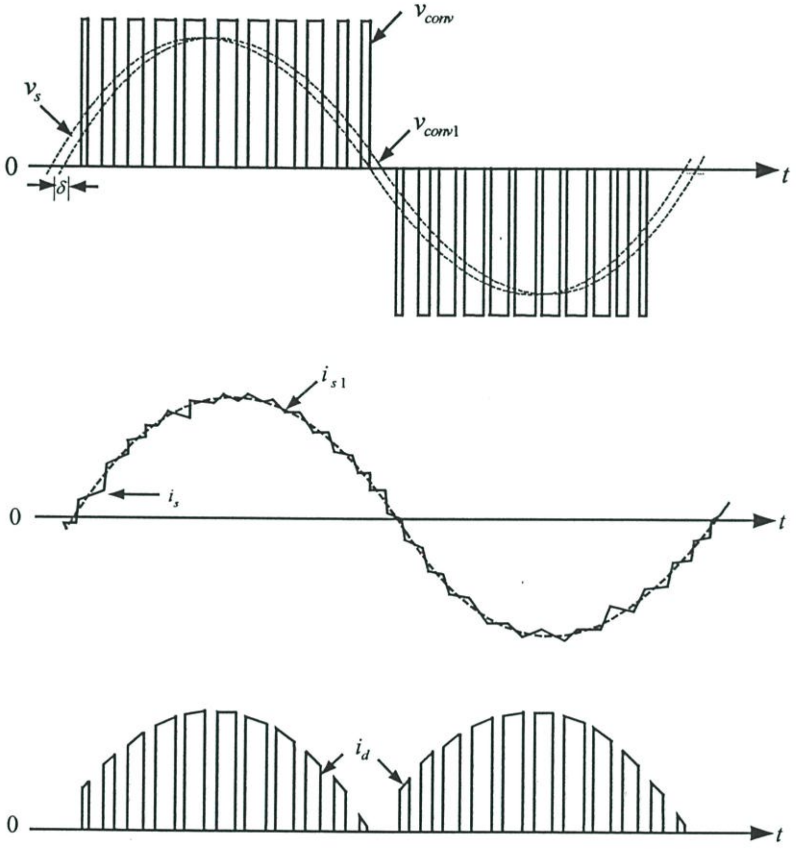
(b) การเร็คติไฟเออร์ที่ยูนิตี้เพาเวอร์แฟคเตอร์

(c) การผกผันที่ยูนิตี้เพาเวอร์แฟคเตอร์

จากรูปที่ 2.25(a) $V_s - \omega L_s I_{s1}\sin\theta = V_{conv1}\cos\delta$ ที่ Q เป็นค่ารวมของรีแอกทีฟเพาเวอร์ ดังนั้นQ สามารถถูกประมาณได้ว่าเป็นรีแอกทีฟเพาเวอร์ที่ถูกดูดซึมจากคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งแรงดันในไลน์ v_sและตัวเหนี่ยวนำ L_s ค่าP และQ ที่ต้องการได้จากการควบคุมขนาดและเฟสของ v_{conv1} ที่เป็นการเปลี่ยนแปลงของI_{s1} ในรูปที่ 2.25(a) จะถูกตามโดย loci ของเฟสเซอร์I_{s1}และ V_{conv1} และในรูปที่ 2.26 เป็นการทำงานของเร็คติไฟเออร์ที่เป็นยูทิลิตี้ ด้วยเหตุนี้ทำให้ต้องมีการเพิ่มวงจรควบคุมที่ซับซ้อนเข้าไปในระบบ



(a)



(b)

รูปที่ 2.26 รูปคลื่นของวงจรรูปที่ 2.23 ที่การทำงานของยูนิตี้เพาเวอร์แฟคเตอร์

(a) เฟสเซอร์ไดอะแกรม

(b) รูปคลื่นวงจร

2.6 สรุป

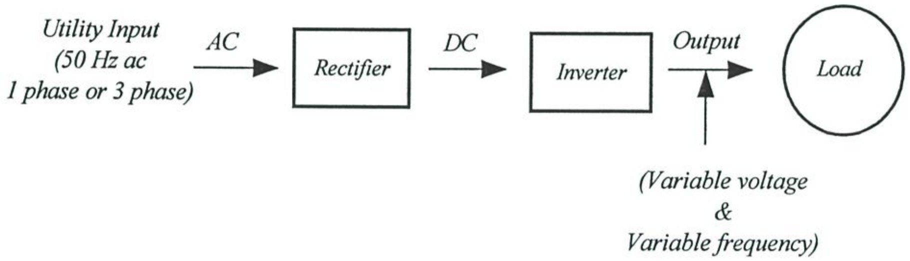
ในบทนี้ได้กล่าวถึงรูปคลื่นน็อนไซนูซอยดัลและทฤษฎีพื้นฐานเอซี/ดีซีของคอนเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียวที่มีการวิเคราะห์ฟูเรียร์ของรูปคลื่นน็อนไซนูซอยดัล ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสกำลังและเพาเวอร์แฟคเตอร์ที่กล่าวถึงความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าในรูป DPF (Diplacement Power Factor) ของรูปคลื่นกระแสและตัวประกอบกำลัง PF (Power Factor) พร้อมทั้งมีการนำเสนอหลักการทำงานและคุณลักษณะของวงจรไดโอดบริดจ์เร็คติไฟเออร์แบบเฟสเดียวที่แสดงถึงความสัมพันธ์ของคาปาซิเตอร์เอาท์พุทฟิลเตอร์ของแรงดันดีซีเชื่อมโยง เมื่อเกิดริปเปิลแล้วเปรียบเทียบการทำงานและคุณลักษณะของเอซี/ดีซีคอนเวอร์เตอร์เฟสเดียวในแบบต่างๆ รวมถึงการปรับปรุงยูทิลิตี้อินเตอร์เฟสแบบเฟสเดียวโดยใช้วงจรพาสซีฟ Active Shapingสำหรับกระแสอินพุทและการทำงานในรูปแบบของ Bidirectional power flow ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้ไดโอดบริดจ์เร็คติไฟเออร์เพราะมีความสะดวกในการนำไปประยุกต์ใช้งาน โดยไม่ต้องเพิ่มวงจรควบคุมที่ซับซ้อนเข้าไปในระบบเพื่อปรับปรุงสมรรถนะทางด้านอินพุทให้ดีขึ้นเพียงแต่ลดค่าคาปาซิเตอร์ที่แรงดันดีซีเชื่อมโยง

บทที่ 3
ทฤษฎีพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์สำหรับแหล่งจ่ายกระแสสลับ

3.1 บทนำ

ปัจจุบันอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้งานกันอย่างแพร่หลายซึ่งมีความแตกต่างกันขึ้นอยู่กับรูปแบบวิธีการควบคุมการทำงานที่ได้มีการปรับปรุงวิจัยพัฒนากันอย่างต่อเนื่อง โดยในปัจจุบันมีการประยุกต์ใช้กับงานได้แก่ ระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์(AC drives) หรือระบบแหล่งจ่ายไฟฟ้ากำลังต่อเนื่อง(Uninterruptable Power Supply : UPS) [11] ซึ่งโดยทั่วไประบบอินเวอร์เตอร์ที่ดีต้องมีคุณสมบัติพื้นฐาน ดังต่อไปนี้

1. สามารถที่จะปรับความถี่ได้เป็นสัดส่วนกับความเร็วที่ต้องการ
2. สามารถที่ปรับแรงดันเอาท์พุทเพื่อรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ (v/f) ให้คงที่
3. สามารถจ่ายกระแสได้เต็มพิกัดที่ความถี่ที่ต้องการ



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 3.1 แสดงหลักการพื้นฐานของแหล่งจ่ายไฟเข้าเอซีที่ถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันดีซี โดยใช้เร็คติไฟเออร์ที่ควบคุมแรงดันได้หรือควบคุมไม่ได้ก็ได้ (Controlled or Uncontrolled–rectifier) และอินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟดีซีเป็นเอซีที่สามารถปรับเปลี่ยนแรงดันและความถี่ได้

3.2 ทฤษฎีของอินเวอร์เตอร์

แบ่งเป็นอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสมีภาคเร็คติไฟเออร์ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์โดยที่ค่ากระแสค่าใดค่าหนึ่งเมื่อเปลี่ยนโหลดกระแสคงที่แต่แรงดันเปลี่ยนตามโหลดและอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันมีภาคเร็คติไฟเออร์ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับอินเวอร์เตอร์กล่าวได้ว่าค่าแรงดันใดๆที่เร็คติไฟเออร์มีการคงค่านั้นไว้เมื่อโหลดเปลี่ยนแรงดันคงที่แต่กระแสเปลี่ยนตามโหลดโดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะได้กล่าวถึงอินเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียวเพื่อให้สอดคล้องกับเทคนิคที่นำเสนอ

ซึ่งโดยทั่วไประบบอินเวอร์เตอร์สามารถจำแนกออกตามชนิดของอินเวอร์เตอร์ได้เป็น 2 ระบบใหญ่ๆ คือ

3.2.1 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส (Current Source Inverter)

อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสมีใช้อยู่ไม่มากในอุตสาหกรรมเพราะการประยุกต์ใช้งานเกือบทั้งหมดของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสจะเป็นมอเตอร์ขนาดใหญ่อันเนื่องจากอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสทำงานได้ดีที่โหลดมากๆแต่มีปัญหาเมื่อโหลดน้อยๆและลักษณะของอุปกรณ์ในวงจรเหมาะสำหรับโหลดมากๆ โดยที่อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสประกอบด้วยไทริสเตอร์เร็คติไฟเออร์ควบคุมได้ด้วยการควบคุมเฟสเอซีไลน์และมีอินดักเตอร์ขนาดใหญ่ต่ออนุกรมอยู่ แต่ไม่มีคาปาซิเตอร์ต่อขนานอยู่เพื่อสร้างแหล่งจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์ จึงทำให้แตกต่างจากอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน โดยอินเวอร์เตอร์มีไทริสเตอร์ทำหน้าที่ควบคุมกระแสที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้ กระแสทางด้านเอาท์พุทอาจเป็น 6–step หรือพีดับบลิวเอ็มก็ได้ แต่แรงดันเอาท์พุทจะมีรูปร่างเข้าใกล้รูปไซน์ แต่เกิดสไปค์จากการคอมมิวเตท ข้อดีของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสคือวงจรกำลังใหญ่ไว้วางใจได้ดีและไม่เกิด Shoot through อย่างในอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันจากข้อดีที่กล่าวมาของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสจะยังคงมีข้อจำกัดของช่วงความถี่ของอินเวอร์เตอร์ที่ปรับได้ค่อนข้างต่ำ และไม่สามารถทำงานได้ที่สภาวะไร้โหลด นอกจากนี้ขนาดของ DC Link inductance และคาปาซิเตอร์ของการคอมมิวเตทใหญ่ทำให้อินเวอร์เตอร์แบบนี้ใหญ่และมีราคาแพง

3.2.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter)

โครงสร้างของแรงดันดีซีเชื่อมโยงที่มีขนาดของฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์ C ที่มีค่ามากทำให้แรงดันอินพุทและแรงดันเอาท์พุทมีค่าคงที่ไม่ขึ้นอยู่กับโหลด โดยที่ข้อดีของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ คือสามารถควบคุมแรงดันและความถี่ได้ง่าย ปรับความถี่ได้ในย่านกว้างและใช้ได้กับมอเตอร์หลายตัวที่ทำงานพร้อมๆกัน ส่วนข้อเสียมักจะมีปัญหาเรื่องการลัดวงจร (Shoot through) ของอุปกรณ์สวิทชิ่งในกิ่งเดียวกัน ในทางปฏิบัติสามารถใช้วงจรสร้างเดดไทม์ (Dead time) ช่วยในการป้องกันโดยอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 รูปแบบคือ

3.2.2.1 อินเวอร์เตอร์ม็อดดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse-width Modulation)

เป็นการม็อดดูเลตความกว้างพัลส์หรือแบบพีดับบลิวเอ็ม โดยสัญญาณควบคุมหรือ $v_{control}$ ซึ่งจะมีค่าคงที่หรือแปรค่าต่างๆอย่างช้าๆ ได้ถูกนำมาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยม เพื่อจะได้สัญญาณการสวิทซ์ไปควบคุมอัตราส่วนของแรงดันเอาท์พุทให้ได้ค่าเฉลี่ยตามต้องการและเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์จะต้องเกิดเป็นรูปคลื่นไซนูซอยดัลที่เรียกว่า Sinusoidal Pulse Width Modulation

(SPWM) โดยที่ขนาดและความถี่สามารถควบคุมได้และการควบคุมความถี่เอาท์พุททำได้โดยการนำรูปคลื่นไซนูซอยดัลที่มีความถี่เดียวกันกับเอาท์พุทไปเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่มีแอมปลิจูดเท่ากับ $\hat{V}_{tri}$ และมีความถี่ที่คงที่โดยที่ v_{tri} แทนรูปคลื่นสามเหลี่ยมหรือความถี่พาหะขณะสวิทซ์ด้วยความถี่เท่ากับ f_s ดังรูปที่ 3.2(a) $v_{control}$ แทนสัญญาณควบคุมเพื่อนำไปใช้ในการมีอดดูเลตอัตราส่วนของการสวิทซ์ f_1 แทนความถี่มูลฐาน (Fundamental Frequency) หรือความถี่มีอดดูเลตของแรงดันเอาท์พุทที่ต้องการที่ประกอบความถี่ฮาร์โมนิคส์ของ f_1 สำหรับอัตราส่วนการมีอดดูเลตแอมปลิจูดหรือ m_a จะเท่ากับ

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \tag{3.1}$$

ซึ่ง $\hat{V}_{control}$ แทนแอมปลิจูดค่ายอดของสัญญาณควบคุม $\hat{V}_{tri}$ แทนแอมปลิจูดค่ายอดของสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม อัตราส่วนการมีอดดูเลตความถี่ m_f เท่ากับ

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \tag{3.2}$$

สวิทซ์ T_{A+} และ T_{A-} ของวงจรอินเวอร์เตอร์ตามรูปที่ 3.2(b) ได้ถูกควบคุมบนพื้นฐานของการเปรียบเทียบ $v_{control}$ และ v_{tri} และผลของแรงดันเอาท์พุทที่ได้จะไม่ขึ้นอยู่กับทิศทางของกระแส i_o ดังนั้น

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

หรือ

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

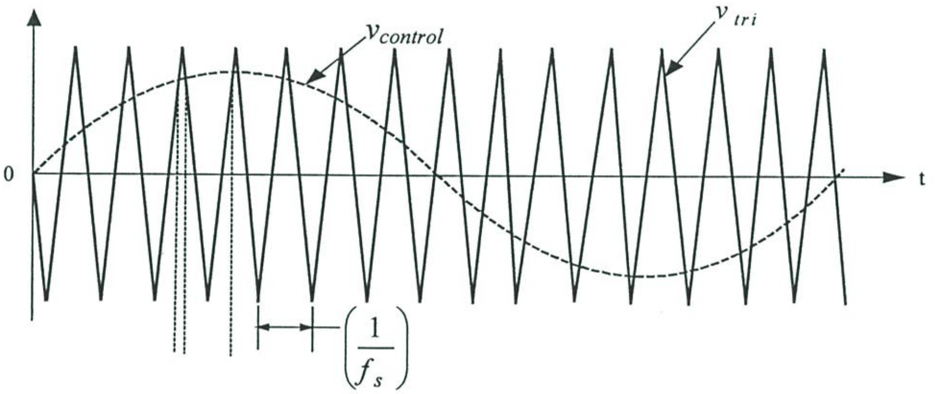
เนื่องจากสวิทซ์ทั้ง 2 ไม่ได้หยุดนำกระแสพร้อมกันดังนั้นเอาท์พุท v_{Ao} จึงเปลี่ยนแปลงระหว่าง 2 ค่า $\frac{1}{2}V_d$ และ $-\frac{1}{2}V_d$ สำหรับความถี่มูลฐาน

สเปกตรัมฮาร์โมนิคส์ (Harmonic Spectrum) ของ v_{Ao} ภายใต้เงื่อนไขที่ได้แสดงในรูปที่ 3.2(b) จะได้ดังรูปที่ 3.2(c) โดยเป็นอัตราส่วนของแอมปลิจูด $(\hat{V}_{Ao})_h / \frac{1}{2}V_d$ ขณะ $m_a \le 1$ เมื่อ

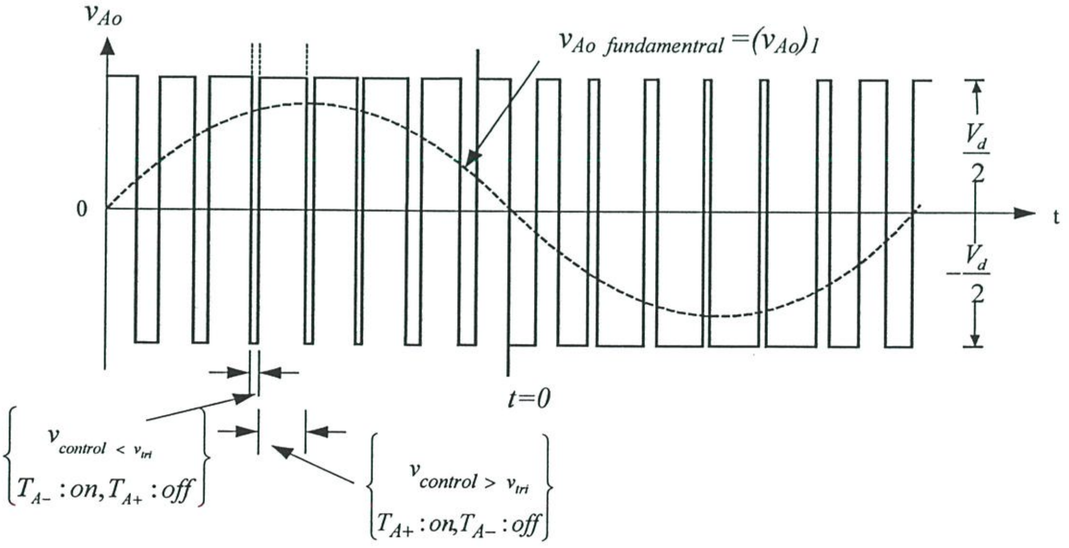
- แอมปลิจูดค่ายอดของแรงดันความถี่มูลฐาน $(\hat{V}_{Ao})_1$ ได้เท่ากับ m_a เท่าของ $\frac{1}{2}V_d$ จากการพิจารณาว่า $v_{control}$ มีค่าคงที่แล้วทำให้ได้แรงดัน v_{Ao} ดังรูปที่ 3.3(a) และจะเห็นว่าแรงดันเอาท์พุทเฉลี่ย V_{Ao} จะมีค่าแปรผันตรงกับ $v_{control}/\hat{V}_{tri}$ และ V_d ดังนั้น

$$V_{Ao}=\frac{v_{control}}{\hat{V}_{tri}}\frac{V_d}{2} \qquad \text{เมื่อ } v_{control} \le \hat{V}_{tri} \tag{3.4}$$

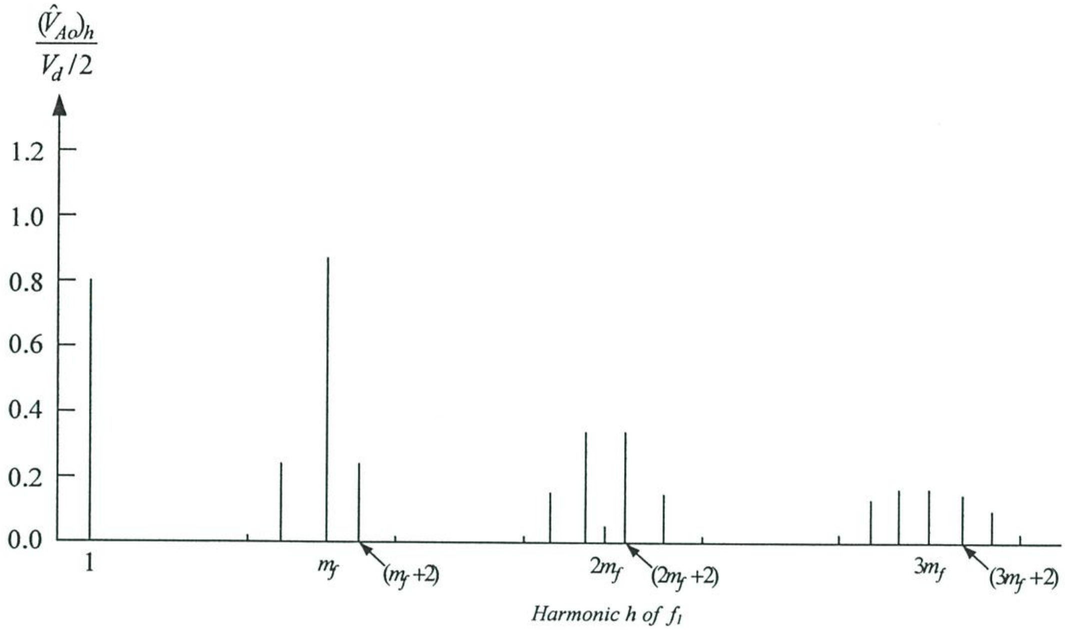
และจากสมการที่ 3.4 จะเห็นว่าแรงดันค่าเฉลี่ย V_{Ao} จะเท่ากับแรงดัน v_{Ao} ค่าเฉลี่ยใน 1 คาบ T_s และค่าเฉลี่ยใดๆที่ได้เหมือนกับ v_{Ao} ที่ประกอบขึ้นเป็นความถี่มูลฐาน



(a)



(b)



(c)

รูปที่ 3.2 การมอดดูเลตความกว้างพัลส์

เมื่อ $f_1 = \omega_1 / 2\pi$ (หรือความถี่มูลฐาน) สมการ $v_{control}$ จะได้ว่า

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

ซึ่ง

$$\hat{V}_{control} \leq \hat{V}_{tri} \tag{3.5}$$

จากสมการที่ 3.4 และ 3.5 แรงดันที่ประกอบขึ้นเป็นความถี่มูลฐาน $(V_{Ao})_1$ จะแปรเป็นรูปคลื่นไซนูซอยดัลเฟสเดียวกับ $v_{control}$ ดังนั้น

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

$$= m_a \sin\omega_1 t \frac{V_d}{2} \tag{3.6}$$

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

จากพีดับบลิวเอ็มด้วยรูปคลื่นไซนูซอยดัลจะเห็นว่าแอมปลิจูดของแรงดันที่ประกอบขึ้นเป็นความถี่มูลฐานจะแปรค่าเป็นเชิงเส้นกับ m_a ในช่วงตั้งแต่ 0 ถึง 1

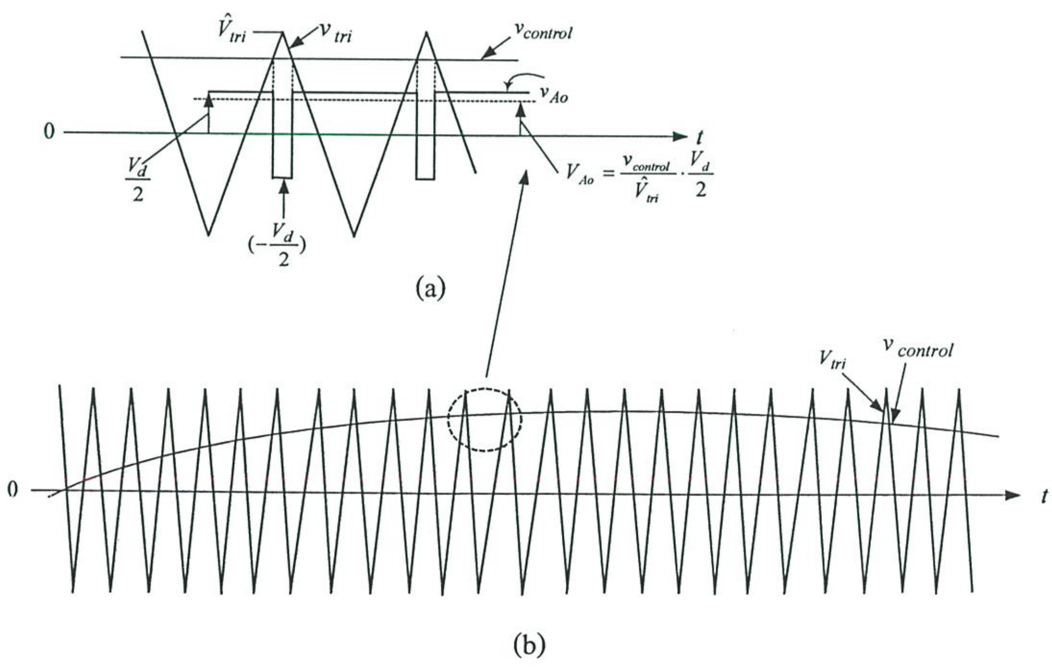
- การเกิดฮาร์โมนิคส์ในรูปคลื่นของแรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์จะปรากฏขึ้นที่แถบข้าง (Sideband) ใกล้กับความถี่การสวิทซ์ของฮาร์โมนิคส์โดยรอบนี้ ความถี่ของแรงดันฮาร์โมนิคส์ใดๆ ที่เกิดขึ้นสามารถคำนวณได้จาก

$$f_h = (jm_f \pm k) f_1 \tag{3.8}$$

เมื่อ h แทนฮาร์โมนิคส์ใดๆ k แทนค่าแถบข้าง (Sideband) และ j แทนจำนวนเท่าของอัตราส่วนการมอดดูเลต m_f และมีค่าเท่ากับ

$$h = j(m_f) \pm k \tag{3.9}$$

ซึ่งความถี่มูลฐาน h มีค่าเท่ากับ 1 โดยเมื่อค่า j เป็นเลขคี่และฮาร์โมนิคส์จะเกิดขึ้นได้เมื่อ ค่า k จะต้องเป็นเลขคู่ และเมื่อค่า j เป็นเลขคู่ k จะต้องเป็นเลขคี่

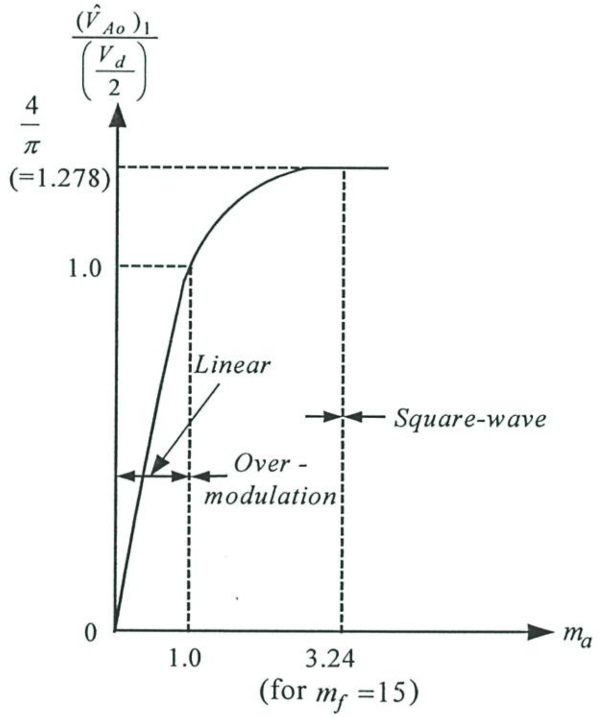


รูปที่ 3.3 การมอดดูเลตความกว้างพัลส์ไซนูซอยดัล

- m_f ควรมีค่าเป็นจำนวนเต็มด้วยเลขคี่จะทำให้รูปคลื่นบวกและลบมีรูปร่างแบบสมมาตรกัน (Symmetry) ดังในรูปที่ 3.2(b)

3.2.2.2 อินเวอร์เตอร์รูปคลื่นจัตุรัส (Square-Wave Inverters)

จากวงจรอินเวอร์เตอร์รูปที่ 3.6 และ 3.7 สำหรับการวิเคราะห์ฟูเรียร์ (Fourier) เพื่อหาค่าแรงดันค่ายอดขณะประกอบเป็นความถี่มูลฐานจะเห็นว่าค่าดังกล่าวมีความสัมพันธ์โดยตรงกับ V_d ดังนี้คือ



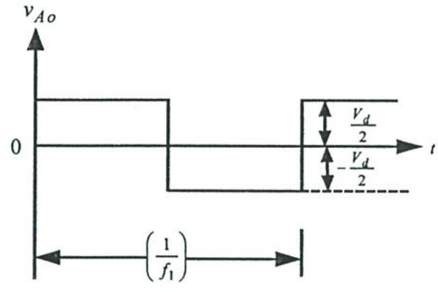
รูปที่ 3.4 การควบคุมแรงดันโดยการแปรค่า m_a

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

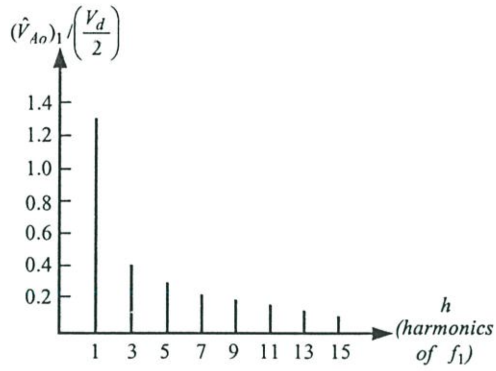
และ

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

ซึ่ง h แทนประเภทของฮาร์โมนิคส์ปกติเป็นเลขคี่ ดังแสดงในรูปที่ 3.5(b)



(a)



(b)

รูปที่ 3.5 การสวิทซ์รูปคลื่นจัตุรัส

จากการสวิทซ์ที่เกิดเป็นรูปคลื่นจัตุรัสจะเห็นว่าประโยชน์ที่ได้รับคือการเปลี่ยนสถานะของสวิทซ์ 1 ไซเคิลได้เปลี่ยนแค่ 2 ครั้งเท่านั้น ซึ่งเป็นผลดีมากกับการควบคุมโหลดที่มีกำลังสูงๆและนอกจากนี้ยังเหมาะกับอุปกรณ์ที่มีความสามารถในการสวิทซ์ให้นำและหยุดนำต่ำ แต่ข้อเสียคือการสวิทซ์เพื่อทำให้เกิดเป็นรูปคลื่นจัตุรัสของวงจรนี้ ไม่สามารถควบคุมแรงดันเอาท์พุทให้คงค่าได้ เพราะฉะนั้นแรงดันอินพุทดีซี V_d จะต้องถูกปรับอยู่เสมอเพื่อควบคุมให้เอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ได้มีค่าตามต้องการ

3.2.2.3 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบยกเลิกแรงดัน (Single-Phase Inverter with Voltage Cancellation)

เอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่ได้นี้เป็นเฟสเดียว และสามารถควบคุมได้ทั้งขนาดและความถี่แม้ว่าแรงดันอินพุทที่ป้อนจะคงที่ก็ตาม โดยวงจรนี้ได้รวมคุณลักษณะของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบข้างต้นเข้าด้วยกัน

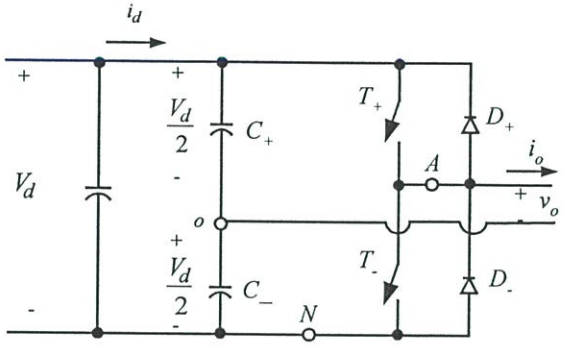
3.3 อินเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียว

3.3.1 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบบริดจ์ครึ่งคลื่น

ในรูปที่ 3.6 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ครึ่งคลื่น โดยมีคาปาซิเตอร์ด้วยค่าเท่ากัน 2 ตัวต่ออนุกรมกันแล้วคร่อมอยู่กับอินพุทV_d ดังนั้นแรงดันที่คร่อมคาปาซิเตอร์แต่ละตัวเท่ากับ$(1/2)V_d$ และจุดที่คาปาซิเตอร์ทั้งสองตัวต่อกัน เรียกว่า ความต่างศักย์กลาง (Midpotential)สำหรับค่าความจุไฟฟ้าของวงจรนี้จะต้องมีมากพอที่จะทำให้แรงดันที่จุด 0 เมื่อเทียบกับจุด N ได้ค่าคงที่แรงดันและกระแสค่ายอดของอุปกรณ์ที่ใช้สวิทซ์ในวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ครึ่งคลื่นจะเท่ากับ

$$V_T = V_d \tag{3.12}$$

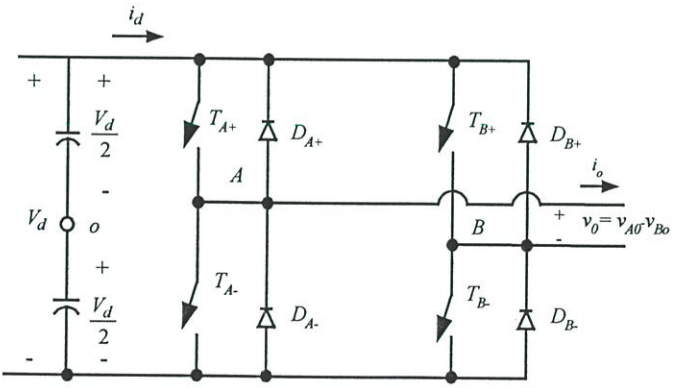
$$I_T = i_{o,peak} \tag{3.13}$$



รูปที่ 3.6 วงจรอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบบริดจ์แบบครึ่งคลื่น

3.3.2 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบบริดจ์เต็มคลื่น

วงจรอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบบริดจ์เต็มคลื่นตามรูปที่ 3.7 มีวัตถุประสงค์เพื่อให้สามารถใช้งานกับพิกัดกำลังสูงๆ ได้ดีที่แรงดันอินพุทดีซีค่าเดียวกัน จะเห็นว่าแรงดันเอาท์พุทสูงสุดของวงจรบริดจ์เต็มคลื่นจะได้ค่าเป็นสองเท่าของอินเวอร์เตอร์บริดจ์ครึ่งคลื่น ดังนั้นขณะใช้งานด้วยกำลังเท่ากันที่กระแสเอาท์พุทค่าเดียวกันกระแสการสวิทซ์จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ครึ่งคลื่นซึ่งถือว่าเป็นข้อดี



รูปที่ 3.7 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบบริดจ์เต็มคลื่น

3.3.2.1 พีดับบลิวเอ็มที่มีการสวิทซ์แรงดันแบบ 2 ขั้ว (PWM with Bipolar Voltage Switching)

การสวิทซ์พีดับบลิวเอ็มเป็นแบบสวิทซ์คู่ที่ทะแยงและตรงกันข้ามกัน T_{A+} กับ T_{B-} และ T_{A-} กับ T_{B+} ของวงจรแปลงผันโดยการเกิดของแรงดันเอาท์พุทเกิดขึ้นได้ด้วยวิธีเดียวกันคือการเปรียบเทียบแรงดัน $v_{control}$ กับ v_{tri} ดังรูปที่ 3.8(a) และเอาท์พุทที่ขา B ของอินเวอร์เตอร์ จะได้ค่าเป็นลบเมื่อเทียบกับเอาท์พุทขา A ซึ่งสามารถพิจารณาได้ดังนี้คือเมื่อสวิทซ์ T_{A+} ต่อวงจร v_{Ao} ได้ค่าเท่ากับ(+1/2)V_d และสวิทซ์ T_{B-} ต่อวงจร v_{Bo}= (-1/2)V_d ดังนั้น

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

และ

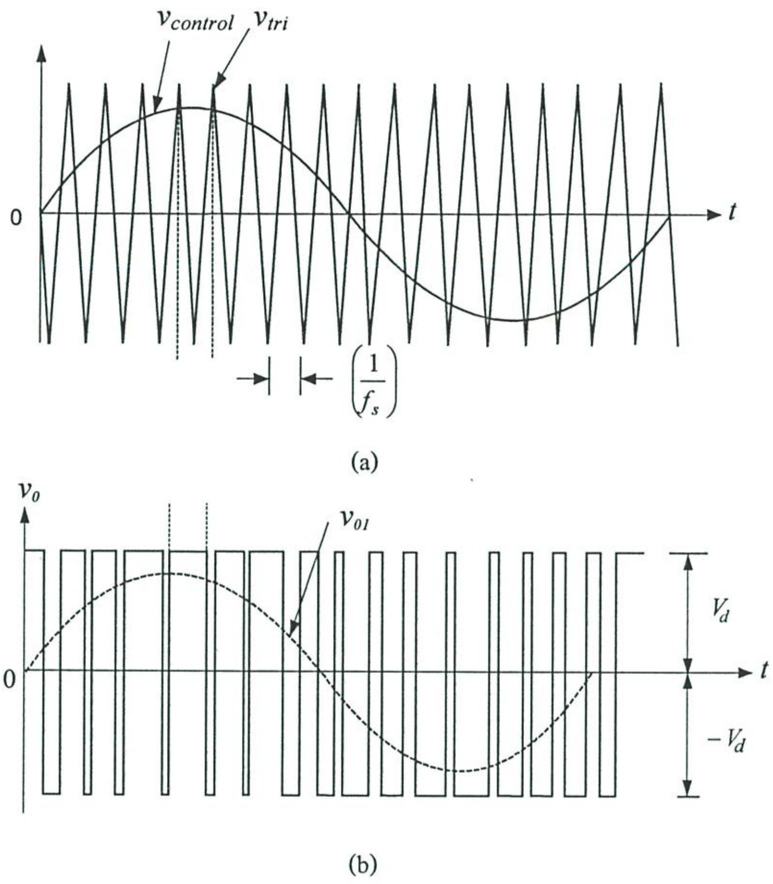
$$v_0(t) = v_{Ao}(t) - v_{Bo}(t) = 2v_{Ao}(t) \tag{3.15}$$

รูปคลื่นแรงดัน v_o จะได้ดังรูปที่ 3.8(b) จะได้ว่า

$$\hat{V}_{01} = m_a V_d \qquad (m_a \le 1.0) \tag{3.16}$$

และ

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



รูปที่ 3.8 พีดับบลิวเอ็มที่มีการสวิทซ์แรงดันแบบ 2 ขั้ว

3.3.2.2 พีดับบลิวเอ็มที่มีการสวิทซ์แรงดันแบบขั้วเดียว (PWM with Unipolar Voltage Switching)

พีดับบลิวเอ็มที่มีการสวิทซ์แรงดันแบบขั้วเดียวของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เต็มคลื่นดังรูปที่ 3.7 สัญญาณควบคุมขา A จากการเปรียบเทียบแรงดันv_{tri} กับ $v_{control}$ และขา B จากการเปรียบเทียบแรงดัน v_{tri} กับ$-v_{control}$ดังในรูปที่ 3.9

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

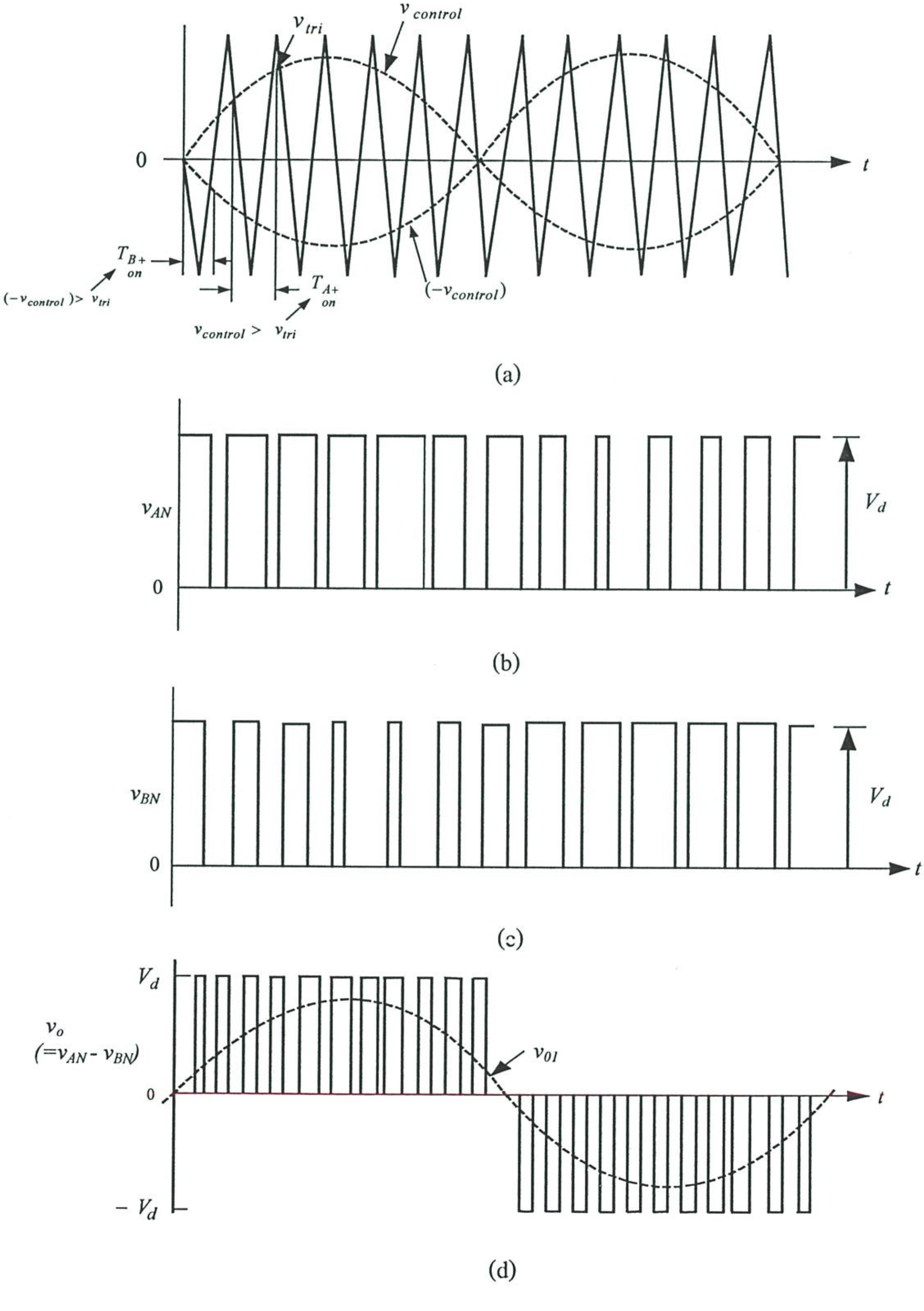
และ

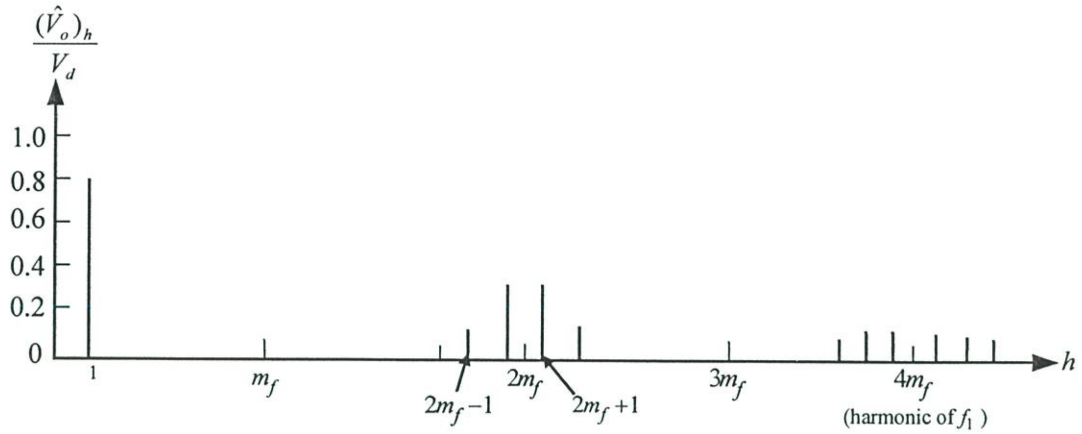
$$v_{control} < v_{tri} : T_{A-} \text{ นำกระแส } v_{AN} = 0 \quad (3.18)$$

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

และ

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





(e)

รูปที่ 3.9 พีดับบลิวเอ็มที่มีการสวิทซ์แรงดันแบบขั้วเดียว

การสวิทซ์ลักษณะนี้ระดับแรงดันได้เปลี่ยนแปลงระหว่าง 0 กับ V_d หรือระหว่าง 0 กับ $-V_d$ จึงเรียกว่าพีดับบลิวเอ็มที่มีการสวิทซ์แรงดันแบบขั้วเดียว (Unipolar) ซึ่งต่างจากพีดับบลิวเอ็มที่มีการสวิทซ์แรงดันแบบสองขั้ว (Bipolar)ที่สวิทซ์ระหว่าง $+V_d$กับ $-V_d$การสวิทซ์แบบนี้ทำให้ความถี่ฮาร์โมนิคส์เอาท์พุทมีค่าเป็น 2 เท่าของการสวิทซ์แรงดันแบบสองขั้ว การทำงานมีประสิทธิภาพสูงที่สวิทซ์ $2V_d$ ของระดับแรงดันเอาท์พุทจะได้ว่า

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

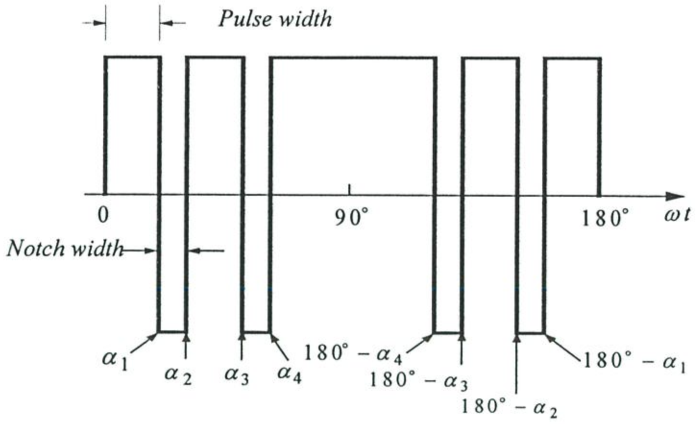
และ

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

3.4 เทคนิคการควบคุมอินเวอร์เตอร์ในรูปแบบต่างๆ

3.4.1 เทคนิคพีดับบลิวเอ็มแบบกำจัดฮาร์โมนิคส์ (Harmonic Elimination Method) [12]

เทคนิคนี้สามารถควบคุมแรงดันมูลฐานและกำจัดองค์ประกอบฮาร์โมนิคส์ที่ไม่ต้องการออกไป โดยหลักการของวิธีการนี้จะทำการคำนวณหามุมของการสวิทซ์ โดยใช้ทฤษฎีการวิเคราะห์รูปคลื่นด้วยอนุกรมฟูเรียร์ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.10 เป็นการกำหนดมุม $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ และ α_4 ให้เหมาะสมจะสามารถกำจัดฮาร์โมนิคส์เพิ่มขึ้นได้อีก[1], [13], [14] ซึ่งสามารถพิสูจน์ให้เห็นได้ดังนี้



รูปที่ 3.10 รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มโดยวิธีกำจัดฮาร์โมนิคส์

เนื่องจากรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม ตามรูปที่ 3.10 แสดงลักษณะคลื่นที่สมมาตรหนึ่งในสี่ของคาบ ซึ่งสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์สามารถหาได้จาก

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

เมื่อ

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

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

จากลักษณะแรงดันรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม ตามรูปที่ 3.10 จะมีแต่ฮาร์โมนิคส์คี่เท่านั้น เนื่องจากรูปคลื่นดังกล่าวเป็นการสมมาตรแบบคี่ (Odd symmetry) เพราะว่า $f(t)=-f(-t)$ ดังนั้นจะได้ว่า

$$a_n = 0 \tag{3.25}$$

และ

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

สมมุติว่ารูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม ดังกล่าวมี $f(t) = \pm 1$ ดังนั้น

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

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

จากสมการที่ 3.28 จะประกอบด้วยตัวแปร k จำนวน (เช่น $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, ..., \alpha_k$) เพื่อที่จะแก้สมการ α มุมจำนวน k ตัวซึ่งแรงดันมูลฐานสามารถถูกควบคุมได้และจะมีฮาร์โมนิคส์ที่ถูกกำจัด $k-1$ ฮาร์โมนิคส์ดังนั้นฮาร์โมนิคส์อันดับสามและอันดับฮาร์โมนิคส์ที่มีผลคูณของ 3 จะถูกกำจัดไปเมื่อใช้กับไฟสามเฟส ซึ่งสามารถเขียนได้ดังสมการ คือ

องค์ประกอบมูลฐาน

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

องค์ประกอบฮาร์โมนิคส์อันดับ 5 :

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

องค์ประกอบฮาร์โมนิคส์อันดับ 7 :

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

จากสมการที่ 3.29, 3.30 และ 3.31 สามารถใช้วิธีการหาคำตอบเชิงตัวเลข (Numerical method) แก้สมการเหล่านี้ได้ทำให้สามารถกำหนดมุม α_1, α_2 และ α_3 เพื่อให้ฮาร์โมนิคส์ต่างๆถูกกำจัดไปตามที่ต้องการได้ แต่ข้อเสีย คือ ถ้าต้องการกำจัดฮาร์โมนิคส์หลายๆอันดับทำให้มีการเก็บตำแหน่งมุมและสภาวะมุมสวิทชิ่งในหน่วยความจำเป็นจำนวนมากทำให้ไม่สะดวก ดังนั้นจึงมีการใช้เทคนิคผสมของเทคนิคพีดับบลิวเอ็ม (hybrid PWM) โดยเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานในย่าน

ความถี่และแรงดันต่ำจะใช้วิธี SPWM ในขณะที่ย่านความถี่สูงและแรงดันสูงใช้วิธีกำจัดฮาร์โมนิคส์ ทำให้ไม่มีปัญหาเกี่ยวกับการสูญเสีย เนื่องจากฮาร์โมนิคส์และสวิทชิ่ง

3.4.2 เทคนิคพีดับบลิวเอ็ม แบบลดการกระเพื่อมของกระแส (Minimum Ripple Current Method) [12]

วิธีการสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบกำจัดฮาร์โมนิคส์ที่ไม่ต้องการถือได้ว่าเป็นวิธีที่ดีวิธีหนึ่ง แต่ยังคงมีข้อเสียคือ ทำให้ฮาร์โมนิคส์อันดับต่ำที่ไม่ต้องการกำจัดมีค่าสูงขึ้นอย่างมาก จากการสูญเสียในตัวแมชชีนเนื่องจากฮาร์โมนิคส์ต่างๆ ไม่ได้เกิดจากฮาร์โมนิคส์ของแรงดัน แต่เกิดจากฮาร์โมนิคส์ของกระแสและไม่ได้เกิดจากฮาร์โมนิคส์หนึ่งแต่เกิดจากผลรวมของกระแสฮาร์โมนิคส์ทุกตัวรวมกันที่ถูกกำหนดโดยอาร์เอ็มเอสของกระแสริปเปิล (rms ripple current) ดังนั้นกระแสริปเปิลจึงเป็นพารามิเตอร์ที่ควรจะพิจารณาให้มีค่าน้อยที่สุดแทนการกำจัดฮาร์โมนิคส์ที่ต้องการออกไป ซึ่งเทคนิคนี้จะสมมุติให้ไม่คิดผลของ Skin effect ของพารามิเตอร์ ซึ่งอาจเป็นสิ่งที่ไม่ถูกต้องมากนัก โดยเฉพาะอย่างยิ่งสำหรับขดลวดโรเตอร์ ซึ่งค่าของกระแสริปเปิลนี้สามารถหาได้จากสมการ

$$I_{ripple}=\sqrt{I_3^2+I_5^2+I_7^2+I_9^2+\ldots} \tag{3.32}$$

$$=\sqrt{\frac{I_{3m}^2}{2}+\frac{I_{5m}^2}{2}+\frac{I_{7m}^2}{2}+\frac{I_{9m}^2}{2}+\ldots} \tag{3.33}$$

ดังนั้น

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

เมื่อ $I_3, I_5, \ldots$ คือ กระแสอาร์เอ็มเอสของฮาร์โมนิคส์อันดับที่ 3, 5, ...

$I_{3m}, I_{5m}, \ldots$ คือ ค่ายอดของกระแสของฮาร์โมนิคส์อันดับที่ 3, 5, ...

n คือ อันดับของฮาร์โมนิคส์

V_n คือ ขนาดค่ายอดของแรงดันฮาร์โมนิคส์อันดับที่ n

L คือ ค่าลีกเกจรีแอคแตนซ์ของแมชชีนต่อเฟส

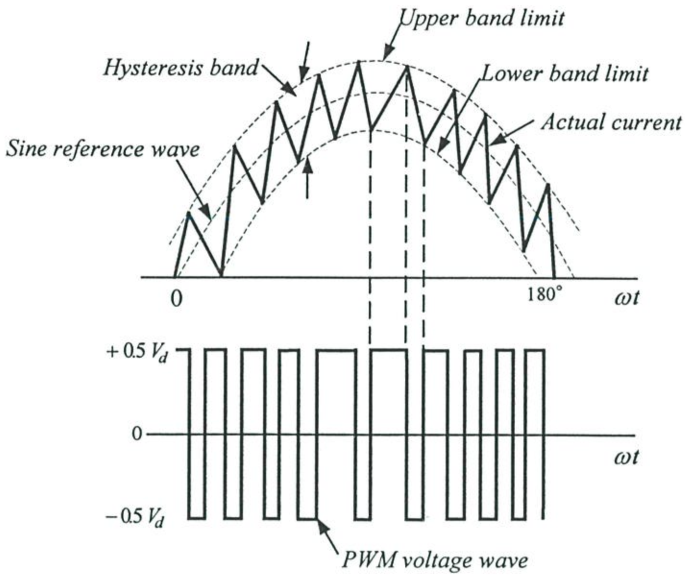
ω_s คือ ความถี่เชิงมุมมูลฐาน

จากสมการที่ 3.34 แทนค่าแรงดัน V_n ด้วย b_n ในสมการที่ 3.28 เมื่อแรงดันคือ ค่าของสัมประสิทธิ์ b_n และใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการหาค่า α ต่างๆ ที่ทำให้เกิดกระแสริปเปิลน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้โดยวิธีการหาค่าแบบวนซ้ำ (Iteration method)หรือการลองผิดลองถูกอย่างมีหลักการ

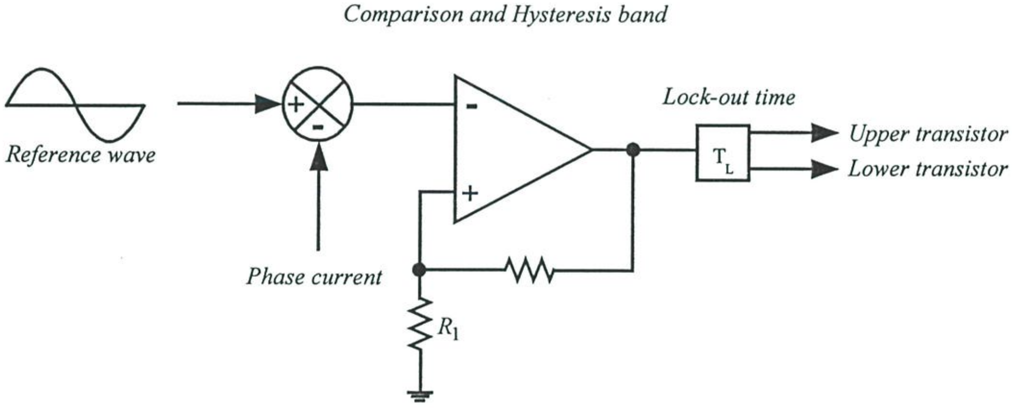
3.4.3 เทคนิคการปรับตัวของกระแสพีดับบลิวเอ็ม

การวิเคราะห์ฮาร์โมนิคส์ของรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุทของ VSI ในทางอุดมคติ แรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าคงที่ไม่เกิดริปเปิล แต่ในทางปฏิบัติจะเกิดริปเปิลโดยเฉพาะในกรณีที่โหลดดึงกระแสมากๆ ซึ่งส่งผลให้ประจุที่เก็บไว้ที่คาปาซิเตอร์ในภาควงจรเชื่อมโยงกระแสตรงมีการเปลี่ยนแปลงสูงและส่งผลถึงการกระเพื่อมของแรงดันและกระแสหรือเนื่องจากค่าของ LC หรือ C-filter มีค่าไม่มากพอ การแก้ปัญหานี้คือต้องเพิ่มค่าของคาปาซิเตอร์ให้ใหญ่ขึ้นมากๆซึ่งไม่เหมาะสมจึงมีวิธีที่จะลดสภาวะการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลเข้าโหลดวิธีหนึ่งคือเทคนิคที่ใช้การควบคุมกระแส[12], [15] ตามรูปที่ 3.11 วงจรควบคุมสร้างกระแสไซน์อ้างอิงที่มีขนาดและความถี่ตามต้องการนำมาเปรียบเทียบกับกระแสเฟสจริงหลังจากนั้นนำผลจากการเปรียบเทียบที่ได้ไปสร้างแรงดันรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มโดยมีวงจรควบคุมการสร้างสัญญาณไบแอสทรานซิสเตอร์เพื่อให้ได้รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม ตามรูปที่ 3.12 เมื่อกระแสเกินค่าขอบเขตฮีสเตอร์รีซีสที่กำหนดไว้ทรานซิสเตอร์ในกิ่งบนของวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์จะหยุดนำกระแส (Turn–off) ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ตัวล่างจะนำกระแส (Turn –on) ทำให้แรงดันเอาท์พุทเปลี่ยนจาก $+0.5\,V_d$ เป็น $-0.5\,V_d$ และกระแสจะเริ่มลดลง จนกระทั่งกระแสลดมาถึงขอบเขตล่างของฮีสเตอร์รีซีสมีการเปลี่ยนแปลงการสวิทซ์ โดยทรานซิสเตอร์ตัวบนนำกระแสและทรานซิสเตอร์ตัวล่างหยุดนำกระแสเป็นการครบรอบของการสวิทซ์และการทำงานเป็นลักษณะนี้ไปเรื่อยๆ ซึ่งเรียกว่า การติดตามกระแส (Current tracking) จากรูปที่ 3.12 จะมีวงจรล็อคเอาท์ (T_L) เป็นเวลาเดดไทม์ เพื่อแยกสัญญาณการไบแอสทรานซิสเตอร์ของชุดบนและชุดล่างให้เป็นอิสระต่างกันเป็นการป้องกันการที่ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวถูกกระตุ้นให้ทำงานพร้อมกันส่งผลให้เกิดการลัดวงจรที่วงจรเชื่อมโยงกระแสตรงผ่านทรานซิสเตอร์ดังกล่าวและกระแสถูกบังคับให้เกาะติดสัญญาณไซน์อ้างอิงให้อยู่ในขอบเขตฮีสเตอร์รีซีสและกระแสริปเปิลพีคทูพีคจึงถูกควบคุมให้ปรับตัวอยู่ในขอบเขตฮีสเตอร์รีซีสตามค่า V_d ที่เกิดการกระเพื่อม

นอกจากการใช้สัญญาณมีอดดูเลตที่เป็นรูปคลื่นไซน์แล้วยังมีการใช้รูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมู ซึ่งพัลส์ที่ได้สมมาตรที่เอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์และควบคุมแรงดันเอาท์พุทได้อย่างเชิงเส้น



รูปที่ 3.11 หลักการเกิดรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม โดยเทคนิคปรับตัวของกระแสโหลด เมื่อเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิง



รูปที่ 3.12 วงจรสร้างสัญญาณของเทคนิคปรับตัวของกระแสโหลด

3.5 สรุป

ในบทนี้ได้มีการกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์ซึ่งประกอบไปด้วยอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส (Current Source Inverter) : CSI และอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter) : VSI และข้อแตกต่างของอินเวอร์เตอร์ทั้ง 2 แบบ โดยที่อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันได้กล่าวถึงรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มและรูปคลื่นสแควร์ รวมถึงการทำงานของอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบบริดจ์ครึ่งคลื่นและอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบบริดจ์เต็มคลื่นที่มีการสวิทซ์แรงดันแบบ 2 ขั้วและแบบขั้วเดียว นอกจากนี้ยังมีเทคนิคอินเวอร์เตอร์การควบคุมอินเวอร์เตอร์ในรูปแบบต่างๆ ประกอบด้วย เทคนิคพีดับบลิวเอ็มแบบกำจัดฮาร์โมนิคส์ เทคนิคพีดับบลิวเอ็มแบบลดการ

กระเพื่อมของกระแสเทคนิคการปรับตัวของกระแสพีดับบลิวเอ็มข้อดีและข้อเสียของแต่ละแบบซึ่งได้มีการวิเคราะห์เทคนิคพีดับบลิวเอ็มในแต่ละวิธี

บทที่ 4
การวิเคราะห์และออกแบบ
วงจรเดลต้าม็อดดูเลเตอร์ชนิดอะซิงโครนัส
สำหรับเฟสเดียวดีซี/เอซี อินเวอร์เตอร์

4.1 บทนำ

โดยทั่วไปเทคนิคที่นำมาใช้กับอินเวอร์เตอร์ต้องการให้มีวัตถุประสงค์หลักคือสามารถปรับเปลี่ยนความถี่และแรงดันเอาท์พุทได้อย่างต่อเนื่องทำให้แรงดันต่อความถี่คงที่และลดทอนองค์ประกอบฮาร์โมนิคส์อันดับต่ำได้เป็นวงจรที่ควบคุมง่าย ไม่สลับซับซ้อน แต่ยังมีข้อเสียของเทคนิค เช่น ไซนูซอยดัลพีดับบลิวเอ็ม (SPWM) จะมีค่าแรงดันการได้ประโยชน์ของแรงดันดีซีเชื่อมโยงไฟฟ้ากระแสตรง (DC – Link Utilization) ค่อนข้างต่ำ [1], [13] แก้ไขโดยการเปลี่ยนโหมดการทำงานจากคลื่นพีดับบลิวเอ็มไปสู่คลื่นสแควร์แต่จะเกิดปัญหาในความไม่ต่อเนื่องของการเปลี่ยนโหมดการทำงานและความสลับซับซ้อนของวงจรควบคุมซึ่งมีผลกับอุปกรณ์สวิทชิ่งที่เป็นไทริสเตอร์ของอินเวอร์เตอร์และเทคนิคพีดับบลิวเอ็มต้องใช้วงจรควบคุมที่ยุ่งยากสลับซับซ้อนมากที่จะทำให้แรงดันต่อความถี่คงที่และระบบต้องมีเสถียรภาพสูง เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าวเทคนิคเดลต้าม็อดจึงได้ถูกนำเสนอซึ่งให้ผลคือ

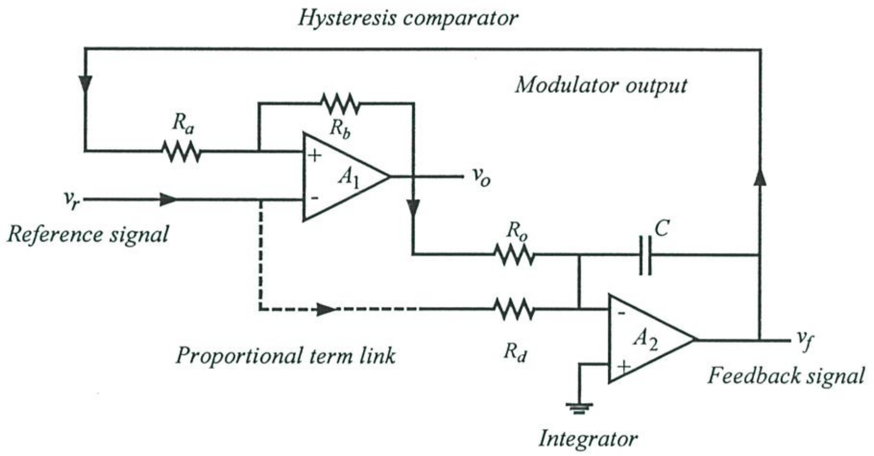
1. แรงดันมูลฐานต่อความถี่ด้านเอาท์พุทคงที่โดยไม่ต้องมีวงจรภายนอกที่ซับซ้อนเพิ่มเข้าไป
2. การเปลี่ยนโหมดการทำงานจากคลื่นพีดับบลิวเอ็มไปสู่คลื่นสแควร์ได้อย่างต่อเนื่อง ซึ่งจะให้ค่ายูติไลเซชั่นของแรงดันทางด้านเอาท์พุทจากแรงดันดีซีเชื่อมโยงสูง

เทคนิคเดลต้าม็อด [17], [18], [19] ถือว่าเป็นการม็อดดูเลตทางความกว้างของพัลส์ชนิดหนึ่งที่สามารถแยกออกเป็น 2 ชนิด คือ แบบอะซิงโครนัสและแบบซิงโครนัส โดยที่เทคนิคเดลต้าม็อดแบบอะซิงโครนัสนี้นอกจากจะเป็นการม็อดทางพัลส์แล้วยังเป็นการม็อดทางความถี่ (Frequency modulation) รวมอยู่ด้วยทำให้คาบของพัลส์พีดับบลิวเอ็มไม่เท่ากันให้สัญญาณสวิทชิ่งพีดับบลิวเอ็มเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาไม่แน่นอนเพราะไม่มีการซิงโครไนส์กับสัญญาณไซน์อ้างอิง

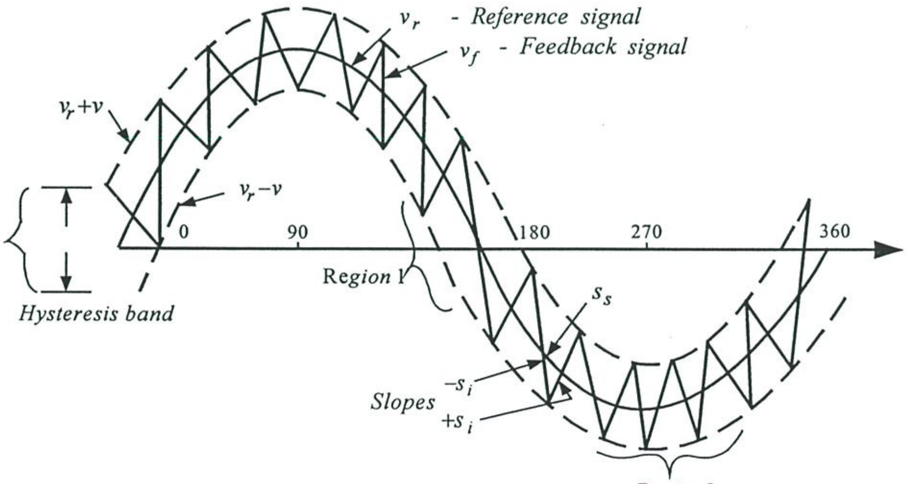
4.2 วงจรเดลต้าม็อดดูเลเตอร์ชนิดอะซิงโครนัสแบบต่างๆ

4.2.1 วงจรเดลต้าม็อดดูเลเตอร์แบบง่าย

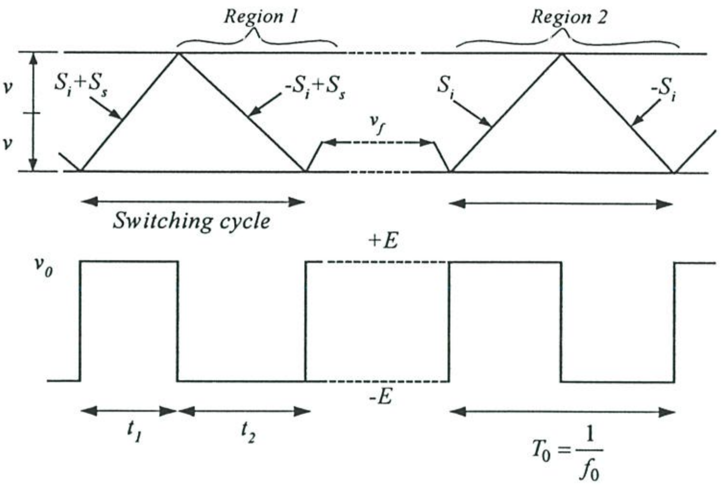
ประกอบด้วยออป-แอมป์เพียงสองตัวที่มี A_1 เป็นคอมพาราเตอร์เปรียบเทียบสัญญาณป้อนกลับ (v_f)กับสัญญาณไซน์อ้างอิง (v_r) โดยที่สัญญาณเอาท์พุท (v_o)ที่ได้เป็นสัญญาณสวิทชิ่ง(E) เพื่อไปขับอุปกรณ์สวิทชิ่งในอินเวอร์เตอร์และ A_2 ทำหน้าที่เป็นตัวอินทิเกรเตอร์ที่สร้างสัญญาณป้อนกลับจากสัญญาณเอาท์พุท



รูปที่ 4.1 วงจรเดลต้าม็อดดูเลเตอร์แบบง่าย



รูปที่ 4.2 (a) รูปคลื่นเดลต้าม็อดดูเลเตอร์แบบง่าย



รูปที่ 4.2 (b) การเกิดรูปคลื่นสวิทชิ่งเดลต้ามีอดที่มีคาบไม่คงที่

ดังนั้นสัญญาณป้อนกลับที่ได้มีความชันที่เป็นบวกหรือลบ พิจารณาได้จาก

$$\frac{dv_f}{dt} = \frac{\pm E}{CR_c} = Si \tag{4.1}$$

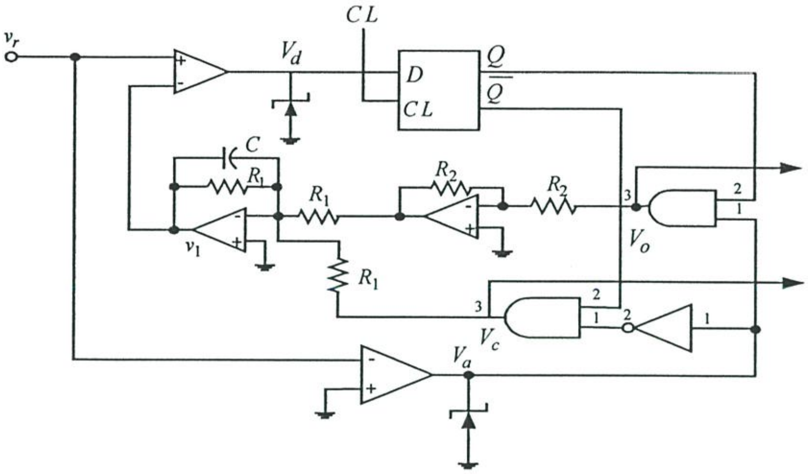
เมื่อ S_i คือ ความชันของรูปคลื่นเดลต้ามีอดที่สัญญาณป้อนกลับเคลื่อนที่ห่างจากสัญญาณไซน์อ้างอิงมีค่าเท่ากับ ΔV ทำให้สัญญาณป้อนกลับออสซิลเลตรอบๆสัญญาณไซน์อ้างอิงอยู่ในขอบเขตฮีสเตอร์รีซีส ($\pm\Delta V$) ตามรูปที่ 4.2(a) สัญญาณเอาท์พุทเป็นสัญญาณสวิทชิ่งที่มีความสัมพันธ์ ดังนี้

$$v_o = \frac{dv_f}{dt} = \frac{dv_r}{dt} + Switching\ \ harmonics \tag{4.2}$$

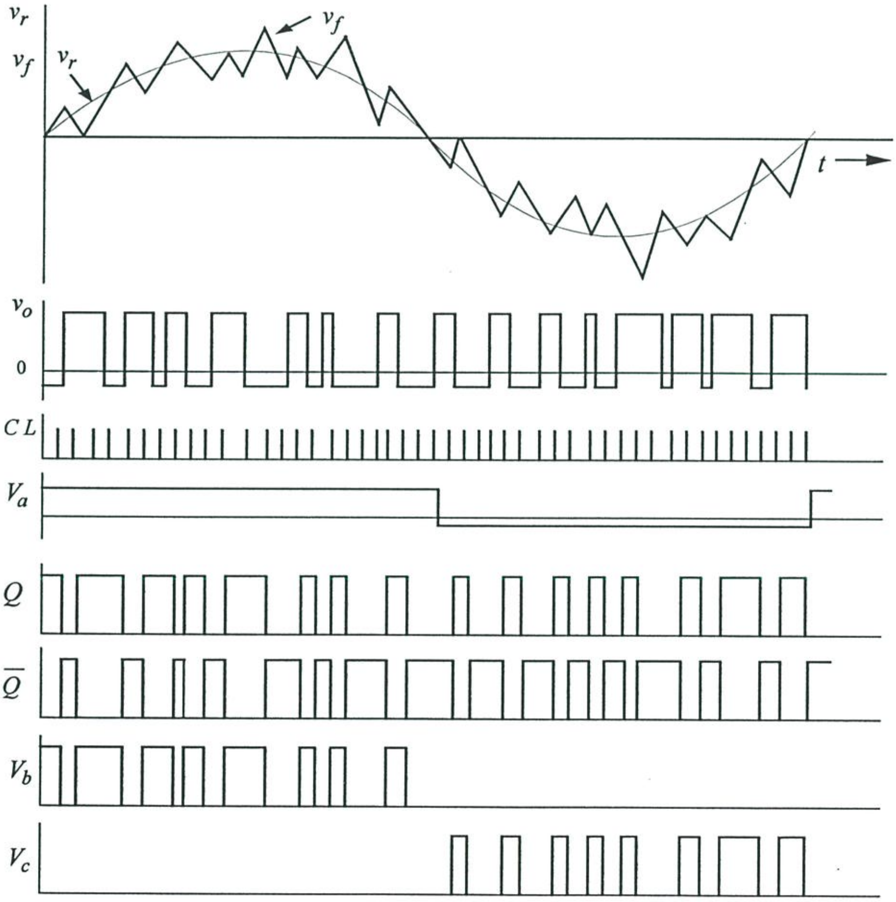
เมื่อขอบเขตฮีสเตอร์รีซีสยิ่งแคบจะทำให้สัญญาณป้อนกลับมีค่าเข้าใกล้สัญญาณไซน์อ้างอิงมากขึ้นและทำให้ความถี่ Switching harmonics ยิ่งมีค่าสูงขึ้น

4.2.2 วงจรเดลต้ามีอดดูเลเตอร์โดย C.A Karybabus [20]

สามารถใช้ได้กับอินเวอร์เตอร์ที่เป็นโหลด RL ซึ่งเอาท์พุทที่ได้มีการเปลี่ยนทั้งความถี่และแรงดันทำให้กระแสโหลดมีรูปร่างเข้าใกล้ไซน์สามารถเลือกค่าคงที่เวลา(Time constant) ของอินทิเกรเตอร์ให้สอดคล้องกับค่าคงที่เวลาของโหลดได้ ซึ่งเป็นการกำหนดค่าความถี่สวิทชิ่ง ตามรูปที่ 4.3 และรูปที่ 4.4



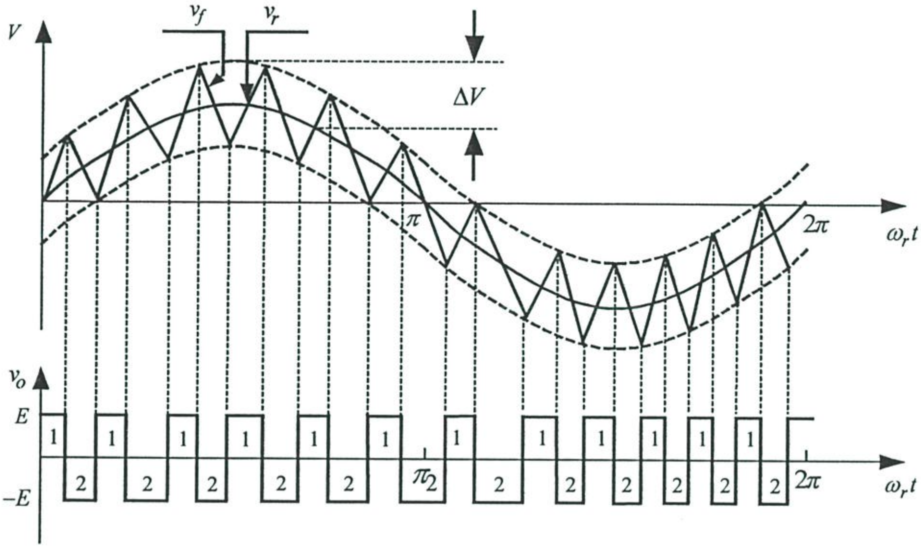
รูปที่ 4.3 วงจรเดลต้ามีอดดูเลเตอร์ที่เสนอโดย C.A Karybabus



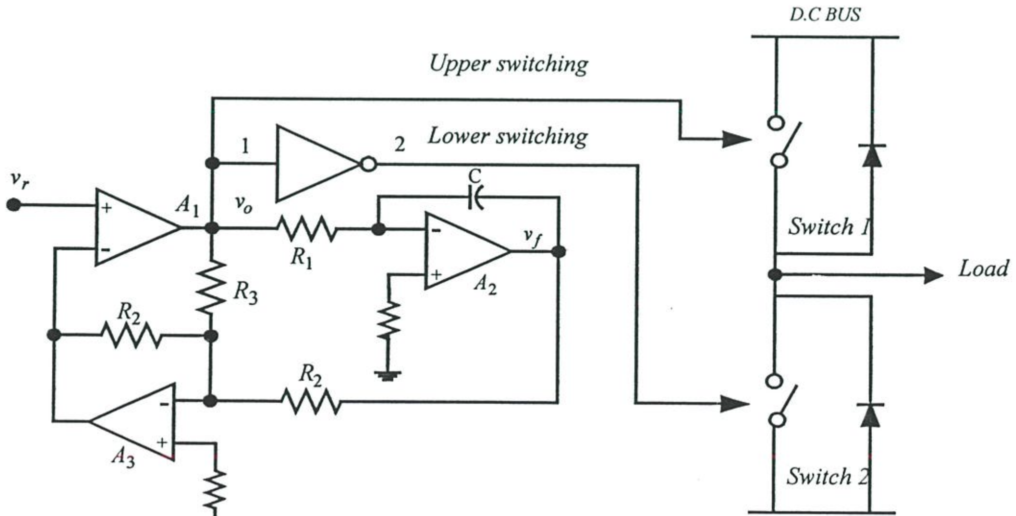
รูปที่ 4.4 รูปคลื่นของวงจรมีอดดูเลเตอร์ตาม รูปที่ 4.3

4.2.3 วงจรเดลต้าม็อดดูเลเตอร์โดย Phoivos D.Ziogas [21]

จากรูปที่ 4.5 แสดงรูปคลื่นเดลต้าม็อดดูเลเตอร์ เมื่อสัญญาณเอาท์พุทที่ได้เป็นสัญญาณสวิทชิ่งของเดลต้าม็อดที่นำไปขับพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์และสัญญาณป้อนกลับคือสัญญาณคลื่นพาหะ (Carrier)จะออสซิลเลตรอบสัญญาณไซน์อ้างอิงอยู่ภายในขอบเขตฮีสเตอร์รีซีส ($\pm\Delta V$) โดยความถี่สวิทชิ่งจะถูกกำหนดโดยค่าความกว้างของฮีสเตอร์รีซีสและค่าความชันของสัญญาณป้อนกลับของอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.5 รูปคลื่นเดลต้าม็อด

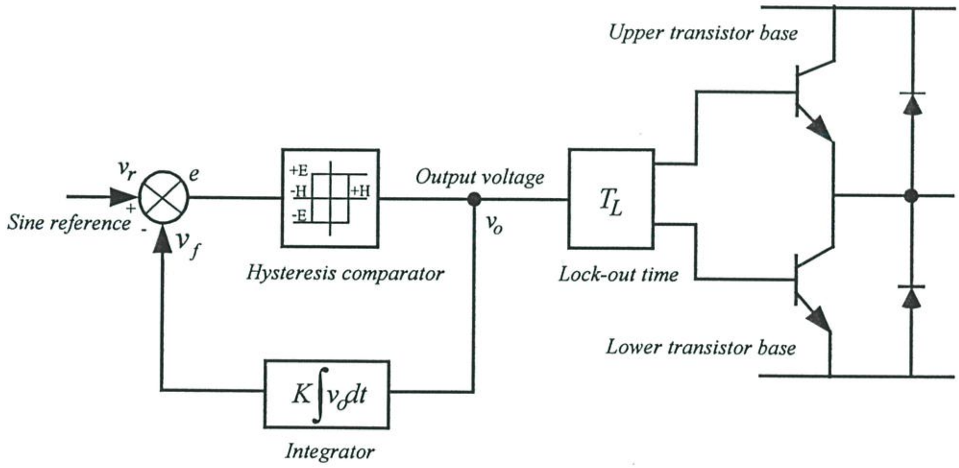


รูปที่ 4.6 วงจรเดลต้าม็อดดูเลเตอร์ที่เสนอโดย Phoivos D.Ziogas

การทำงานของวงจรเดลต้ามีอดดูเลเตอร์ชนิดนี้แสดงได้ดังรูปที่ 4.6 โดยสัญญาณไซน์อ้างอิงถูกป้อนเข้าที่ขั้วอินพุทของคอมพาราเตอร์ (Comparator) A_1และอินทิเกรเตอร์ A_2สร้างคลื่นพาหะเป็นสัญญาณป้อนกลับป้อนเข้าที่ขั้วลบ ซึ่งความกว้างของฮีสเตอร์รีซีสกำหนดค่าด้วยอัตราส่วนของ R_2/R_3 เมื่อไรก็ตามเอาท์พุทของ A_2 เกินค่าขอบเขตบน (Upper) หรือขอบเขตล่าง (Lower) ทำให้คอมพาราเตอร์ A_1กลับ Polarity ของสัญญาณเอาท์พุท ซึ่งสัญญาณเอาท์พุทที่ได้นี้จะทำหน้าที่เป็นอินพุทของA_2 มีผลทำให้ความชันของสัญญาณไซน์อ้างอิงเปลี่ยนเครื่องหมายตรงกันข้ามและออสซิลเลตรอบสัญญาณไซน์อ้างอิง

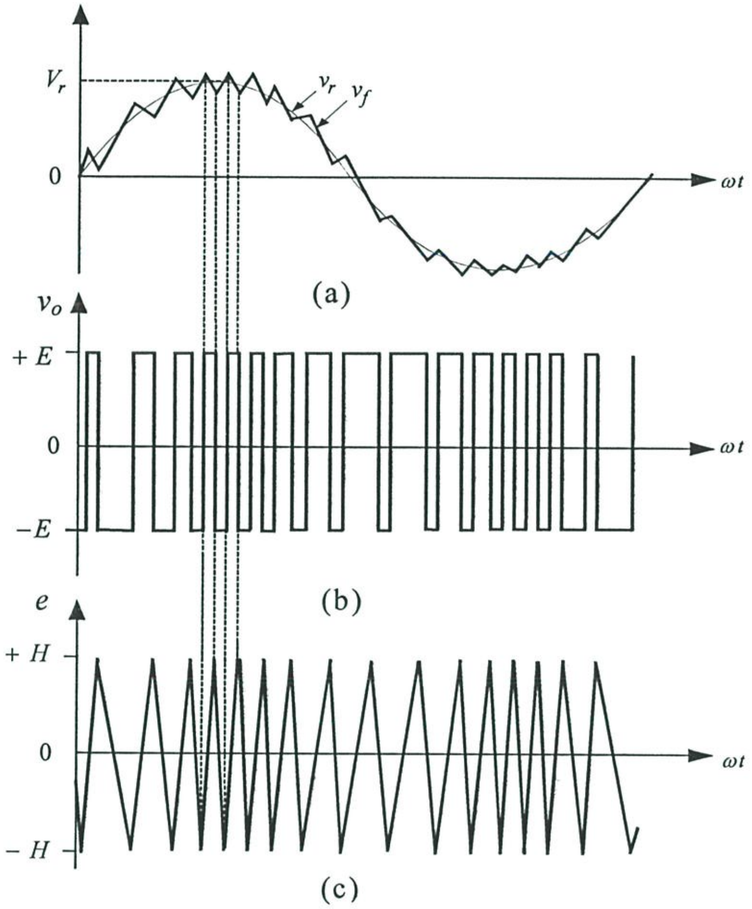
4.3 หลักการของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลเตอร์แบบอะซิงโครนัส

หลักการทำงานของเทคนิคเดลต้ามีอดแบบอะซิงโครนัส [22], [23], [24] ที่นำไปใช้กับพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ประกอบด้วยบล็อกการทำงานของฮีสเตอร์รีซีสและบล็อกการทำงานของอินทิเกรเตอร์ แสดงได้ดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 แผนภาพบล็อกหน่วยสร้างเทคนิคเดลต้ามีอด

จากรูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณเอาท์พุทของฮีสเตอร์รีซีสเปลี่ยนการสวิทชิ่งจาก $-E$ เป็น $+E$ โดย error จะเพิ่มขึ้นจาก $-H$ จนถึงค่า $+H$ เอาท์พุทเปลี่ยนเป็น $-E$ แล้วเกิดเหตุการณ์ในลักษณะเดิมอีก ซึ่งสัญญาณป้อนกลับจะออสซิลเลตอยู่ในความกว้างฮีสเตอร์รีซีส(Hysteresis width) ถ้าผลต่างหรือความกว้างฮีสเตอร์รีซีสยิ่งแคบจะทำให้สัญญาณป้อนกลับเข้าใกล้สัญญาณไซน์อ้างอิงมากขึ้นได้สัญญาณเอาท์พุทที่จะนำไปควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์ในอินเวอร์เตอร์ โดยที่แรงดันเอาท์พุทมูลฐานของอินเวอร์เตอร์ และความถี่ของอินเวอร์เตอร์ถูกควบคุมโดยขนาดและความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิง



รูปที่ 4.8 รูปคลื่นเดลต้ามีอด

(a) แรงดันป้อนกลับ (v_f) และแรงดันไซน์อ้างอิง (v_r)

(b) แรงดันเอาท์พุท (v_o)

(c) ผลต่าง (error) ของ (v_f) และ (v_r)

$$v_o = \frac{dv_f}{dt} = -\frac{dv_r}{dt} + Switching\ harmonics \tag{4.3}$$

ซึ่งจากสมการที่ 4.3จะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาท์พุทที่ได้จะมีเฟสล้าหลังสัญญาณไซน์อ้างอิงอยู่ 90 องศาและมีองค์ประกอบฮาร์โมนิคส์อันดับต่างๆ แต่อย่างไรก็ตามรูปคลื่นสวิทชิ่งที่เกิดขึ้นนอกจากจะเกิดพัลส์วิดมีอด (Pulse Width Modulation) แล้วยังเกิดการมีอดดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation)รวมอยู่ด้วยสังเกตได้จากคาบพัลส์วิดที่ไม่คงที่ทำให้เกิดการสวิทชิ่งที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาอย่างไม่แน่นอนเป็นพีดับบลิวเอ็มชนิดอะซิงโครนัส

4.4 การวิเคราะห์เดลต้ามอดดูเลเตอร์ชนิดอะซิงโครนัส [25], [26]

ในการวิเคราะห์เดลต้ามอดนี้จะใช้วิธี Phase plane ในการอธิบายคุณสมบัติและลักษณะการเกิดรูปคลื่นจากรูปที่ 4.7 แสดงสมการความสัมพันธ์ต่างๆ ได้ดังนี้

$$v_f = K\int v_o dt \tag{4.4}$$

$$e = v_r - v_f \tag{4.5}$$

$$v_o = G(e) \tag{4.6}$$

เมื่อ K คือ ค่าคงที่ของอินทิเกรเตอร์มีค่าเท่ากับ $-1/RC$

$G(e)$ คือ ฟังก์ชั่นมัลติฟอร์ม (Multiform) ของฮีสเตอร์รีซีส

โดยกำหนดให้ v_o และ $\frac{v_f}{K}$ เป็นตัวแปรของ Phase plane ในแกนตั้งและแกนนอน ตามลำดับ

$$\int v_o dt = X$$

จากสมการที่ 4.5 สามารถวิเคราะห์การป้อนกลับสัญญาณไซน์อ้างอิง (v_r) ในลักษณะต่างๆได้ 3 กรณี ดังนี้

<u>กรณีที่ 1</u> เมื่อ $v_r = 0$

สามารถเขียนสมการที่ 4.5 และ 4.6 ใหม่ได้ดังนี้

$$e = -v_f = -Kx$$

$$x' = G(-Kx) \tag{4.7}$$

จากสมการที่ 4.7 แทน Limit cycle ของฮีสเตอร์รีซีส ดังในรูปที่ 4.9 ซึ่งเป็นทางเดินของ Phase plane และแรงดันเอาท์พุท v_oหรือ X' จะออสซิลเลตด้วยคาบๆหนึ่งเป็นเวลาที่จุดของ Phase plane เคลื่อนที่รอบ Limit cycle ที่จุดศูนย์กลางที่ 0 ในรูปที่ 4.10 แสดงลักษณะการเกิดของรูปคลื่นเดลต้ามอดที่ $v_r = 0$ สามารถคำนวณหาคาบเวลาของ Limit cycle ได้ดังนี้

จาก $e = -KX$ จะได้ $e = -K\int_{t_0}^{t_1}(-E)dt$ (ระหว่างค่าเวลา t_0 และ t_1 ซึ่ง $v_0 = -E$)

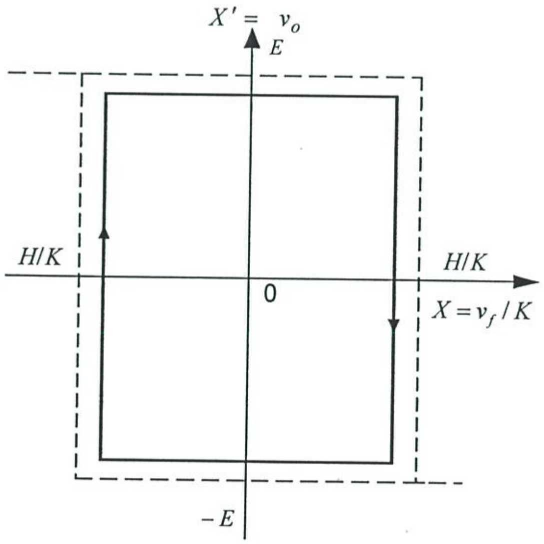
ซึ่ง t_0 จะได้ $e = H$

และ t_1 จะได้ $e = -H$

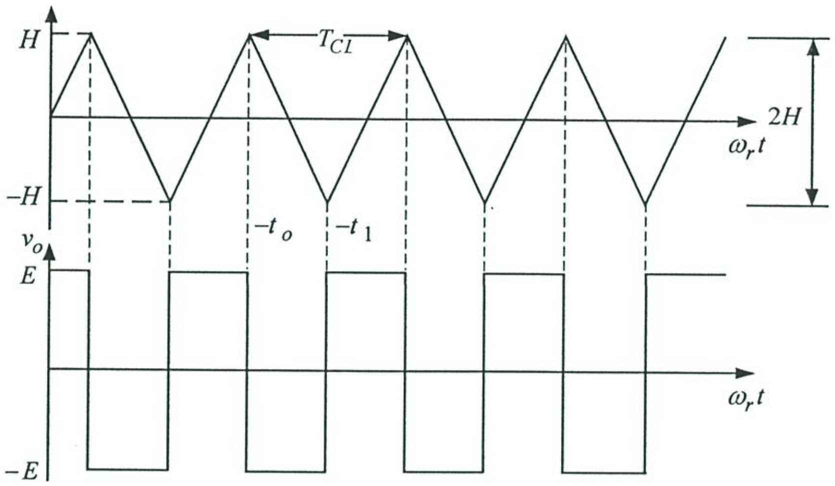
ดังนั้น $t_1 - t_0 = \frac{2H}{KE}$

$$T_{CL/2} = \frac{2H}{KE}$$

$$T_{CL} = \frac{4H}{KE}$$ คือคาบของ Limit cycle



รูปที่ 4.9 ทางเดิน Phase plane เมื่อ $v_r = 0$

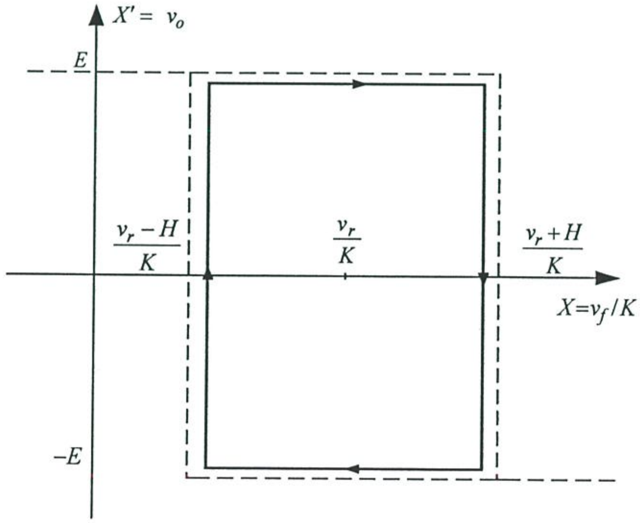


รูปที่ 4.10 รูปคลื่นเดลต้าม็อด เมื่อ $v_r = 0$

<u>กรณีที่ 2</u> เมื่อ v_r เป็นสัญญาณ *dc* ขนาด V_r
จากสมการที่ 4.7 จะได้ว่า

$$x' = G(v_r - Kx) \tag{4.8}$$

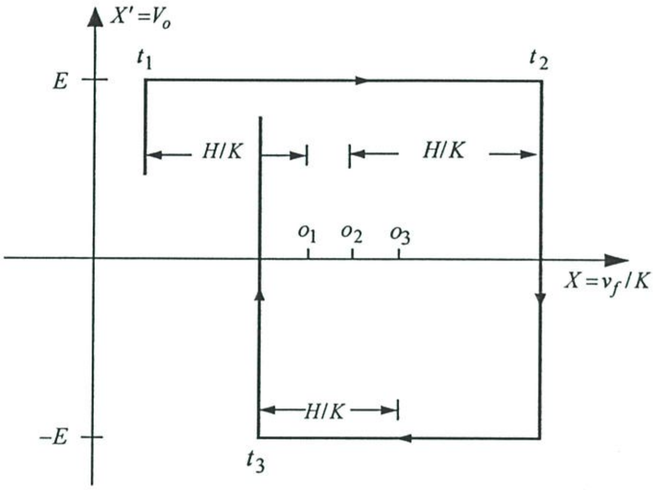
ทางเดินของ Phase plane แสดงได้ดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 ทางเดิน Phase plane เมื่อ v_r เป็นสัญญาณ *dc* ขนาด V_r

โดย Limit cycle จะเลื่อนไปทางขวาตามแกนนอนเข้าสู่จุดศูนย์กลางใหม่ คือ v_r/K และขนาดของสัญญาณ V_r จะไม่มีผลต่อการม็อดซึ่งความถี่ออสซิลเลตยังคงเดิมอยู่

<u>กรณีที่ 3</u> เมื่อสัญญาณอ้างอิง v_r เป็นสัญญาณ *ac* ดังสมการ $v_r = V_r \sin(\omega_r t)$ จุดศูนย์กลาง (O_1) ของ Limit cycle จะแปรตามสัญญาณไซน์อ้างอิง ตามสมการ $O_1 = (v_r / K)\sin(\omega_r t)$ และเคลื่อนที่ตามแกนนอน ขณะที่จุดกำลังพิจารณาของ Phase plane เคลื่อนที่ไปตามทางเดินของมัน แสดงดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 ทางเดิน Phase plane เมื่อ v_r เป็นสัญญาณ *ac*

การสวิทซ์ที่เวลา t_1 จะเกิดขึ้นเมื่อระยะระหว่างจุดที่กำลังพิจารณาและจุดศูนย์กลาง (O_1) เท่ากับ H/K ซึ่งจุดทั้งสองเคลื่อนที่ไปในทิศทางเดียวกันจนถึงจุดที่กำลังพิจารณาเคลื่อนที่ผ่านจุดศูนย์กลางไปจนมีค่าเท่ากับ H/K จะเกิดการสวิทซ์ของสัญญาณเอาท์พุทที่ $t = t_2$ โดยผลต่างของ t_1 และ t_2 คือเวลาของพัลส์บวก (Δt_+) หลังจากนั้นจุดทั้งสองจะเคลื่อนที่ไปในทิศทางตรงกันข้าม เมื่อระยะระหว่างจุดทั้งสองเท่ากับ H/K เกิดการสวิทซ์ใหม่ที่ $t_2 = t_3$ ซึ่งเป็นการสวิทซ์ครบรอบพอดีผลต่างของเวลา t_2 และ t_3 คือเวลาของพัลส์ลบ (Δt_-)

จากรูปที่ 4.12 เมื่อ $x = \int v_o dt$ และ $x = v_f / K$ ดังนั้น

พัลส์บวก
$$E \cdot \Delta t_+ = E(t_2 - t_1) = \frac{2H}{K} + [O_2 - O_1]$$

ซึ่ง
$$O_1 = \frac{v_r(t_1)}{K}$$

ดังนั้น

$$E\cdot\Delta t_{+}=\frac{2H}{K}+\left(\frac{v_r(t_2)-v_r(t_1)}{K}\right) \tag{4.9}$$

และพัลส์ลบ

$$E\cdot\Delta t_{-}=E(t_3-t_2)=\frac{2H}{K}-[O_3-O_2]$$

$$=\frac{2H}{K}-\left(\frac{v_r(t_3)-v_r(t_2)}{K}\right) \tag{4.10}$$

จากสมการที่ 4.9 และ 4.10 สามารถหาค่าพัลส์บวกและพัลส์ลบจาก

$$v_r(t_2)-v_r(t_1) = \frac{dv_r(t)}{dt}\cdot\Delta t_{+} \tag{4.11}$$

$$v_r(t_3)-v_r(t_2) = \frac{dv_r(t)}{dt}\cdot\Delta t_{-} \tag{4.12}$$

ถ้าสัญญาณไซน์อ้างอิงคือ $v_r = V_r\sin(\omega_r t)$ ดังนั้นความชันของสัญญาณอ้างอิงไซน์คือ

$$\frac{dv_r(t)}{dt} = V_r\omega_r\cos(\omega_r t) \tag{4.13}$$

จากสมการที่ 4.9, 4.11 และ 4.13 จะได้ว่า

$$\Delta t_{+}=\frac{2H}{KE\left(1-\frac{V_r\omega_r\cos(\omega_r t)}{KE}\right)} \tag{4.14}$$

จากสมการที่ 4.14 เมื่อสัญญาณไซน์อ้างอิงมีค่าลดลงหรือความชันของสัญญาณไซน์มีค่าเป็นลบจะทำให้พัลส์บวกมีค่ากว้างมากยิ่งขึ้น โดยสัญญาณ error เปลี่ยนค่าจาก $-H$ เป็น $+H$ ใช้เวลามากซึ่งค่าเวลาของพัลส์ลบ คือ

$$\Delta t_{-} = \frac{2H}{KE\left(1+\frac{V_r\omega_r\cos(\omega_r t)}{KE}\right)} \tag{4.15}$$

สมการที่ 4.15 เมื่อสัญญาณไซน์อ้างอิงมีค่าเพิ่มขึ้นหรือค่าความชันของสัญญาณไซน์มีค่าเป็นบวก จะทำให้พัลส์ลบมีค่ากว้างมากขึ้นและสัญญาณ error เปลี่ยนค่าจาก $+H$ เป็น $-H$ ใช้เวลามาก จากสมการที่ 4.14 และ 4.15 คาบพัลส์วิดคือ

$$\Delta t_{+} + \Delta t_{-} = T_C = \frac{4H}{KE\left(\frac{1-(V_r\omega_r\cos(\omega_r t))^2}{(KE)^2}\right)} \tag{4.16}$$

เมื่อ $m = V_r\omega_r\cos(\omega_r t)$ เป็นความชันของรูปคลื่นไซน์ ดังนั้นสมการที่ 4.16 สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$T_c = \frac{4H}{KE}\frac{1}{(1-\frac{m^2}{K^2E^2})} \tag{4.17}$$

ดังนั้นความถี่ของพัลส์วิด คือ

$$f_c = \frac{1}{T_c} = \frac{KE}{4H}(1-\frac{m^2}{K^2E^2}) \tag{4.18}$$

จากสมการที่ 4.17 และ 4.18 ถ้ากำหนดให้ค่า K,E และ H คงที่ เมื่อคาบพัลส์วิดไม่คงที่โดยจะขึ้นอยู่กับความชันของสัญญาณไซน์อ้างอิงซึ่งเปลี่ยนไปตามเวลาทำให้เทคนิคเดลต้ามีอดแบบอะซิงโครนัส นอกจากจะมีการมีอดดูเลตของพัลส์วิดแล้วยังมีการมีอดดูเลตทางความถี่รวมอยู่ด้วย โดยที่ความถี่ของพัลส์วิดแปรผกผันกับความชันของสัญญาณไซน์อ้างอิง โดยที่ความชันมากที่สุดและน้อยที่สุดทำให้คาบของพัลส์กว้างที่สุดและที่ความชันมีค่าเป็นศูนย์คาบของพัลส์แคบที่สุดจึงทำให้สัญญาณรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มของเทคนิคเดลต้ามีอดชนิดอะซิงโครนัสเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา จากสมการที่ 4.16 จะได้ว่า

$$m^2 = V_r^2\omega_r^2\cos^2\omega_r t$$

$$= 0.5\ V_r^2\omega_r^2(1+\cos 2\omega_r t) \tag{4.19}$$

ดังนั้นสมการที่ 4.19 เขียนใหม่ จะได้

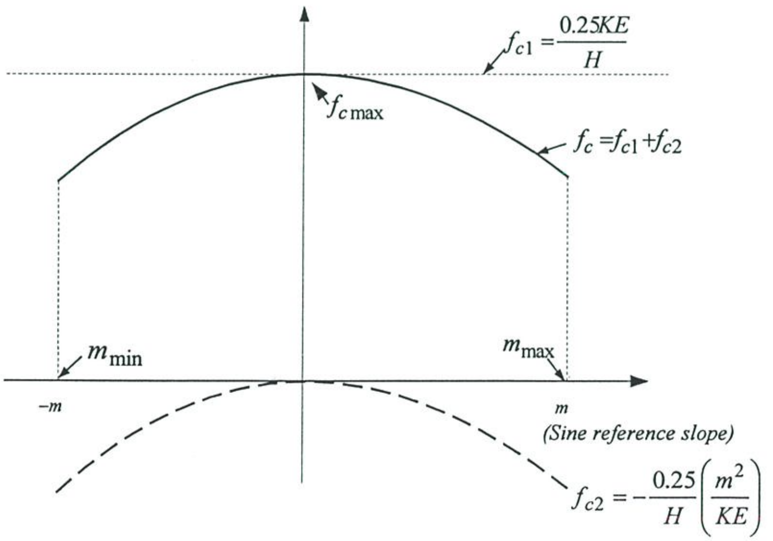
$$f_c = \frac{KE}{4H}\left(1 - \frac{0.5\ V_r^2 \omega_r^2 (1+\cos 2\omega_r t)}{K^2 E^2}\right) \tag{4.20}$$

เมื่อ
$$f_{c1} = \frac{0.25KE}{H} \tag{4.21}$$

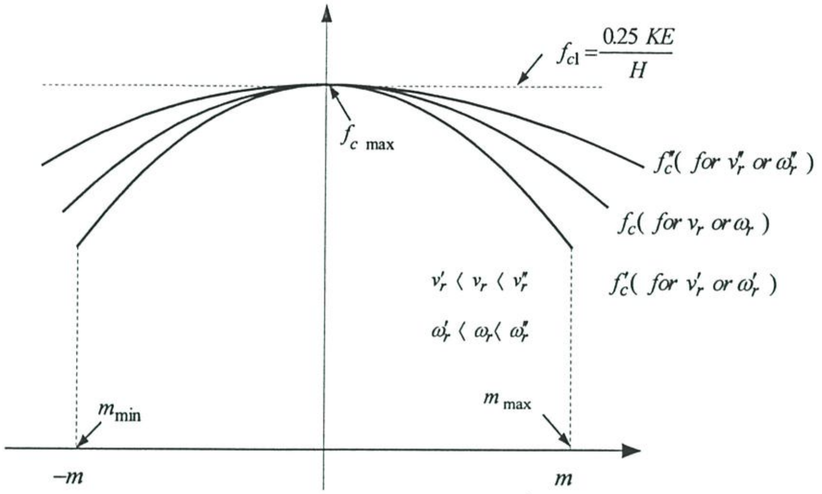
และ
$$f_{c2} = \frac{-0.5\ V_r^2 \omega_r^2 (1+\cos 2\omega_r t)}{4HKE} \tag{4.22}$$

ดังนั้นจะได้ว่า
$$f_c = f_{c1} + f_{c2} \tag{4.23}$$

จากสมการ 4.23 สามารถนำไปพิจารณาเขียนกราฟการตอบสนองความถี่ของพัลส์พีดับบลิวเอ็มต่อค่าความชันของสัญญาณไซน์อ้างอิง ดังรูปที่ 4.13 และ 4.14 แสดงให้เห็นว่า การเปลี่ยนขนาดและความถี่ของแรงดันไซน์อ้างอิงมีผลต่อการเปลี่ยนความถี่มือดดูเลต โดยเมื่อขนาดหรือความถี่ของแรงดันไซน์อ้างอิงลดลงทำให้ความถี่การมือดดูเลตสูงขึ้นหรือคาบพัลส์วิดแคบลงแต่เมื่อขนาดหรือความถี่ของแรงดันไซน์อ้างอิงเพิ่มขึ้นทำให้ความถี่มือดดูเลตลดลงหรือคาบพัลส์วิดกว้างขึ้นทำให้จำนวนพัลส์ของพีดับบลิวเอ็มลดลงและเปลี่ยนจากคลื่นพีดับบลิวเอ็มเข้าสู่คลื่นสแควร์



รูปที่ 4.13 ความถี่ของพัลส์พีดับบลิวเอ็มเมื่อค่าความชันของสัญญาณไซน์อ้างอิงเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 4.14 การตอบสนองของความถี่มือดดูเลตต่อความชันของสัญญาณไซน์อ้างอิง

จากสมการที่ 4.20 จะเห็นได้ว่า ความถี่ของการมือดดูเลต(Frequency modulation)จะมีค่ามากที่สุดคือ

$$f_{cmax} = \frac{KE}{4H} \qquad \text{ที่} \qquad \omega_r t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \ldots \tag{4.24}$$

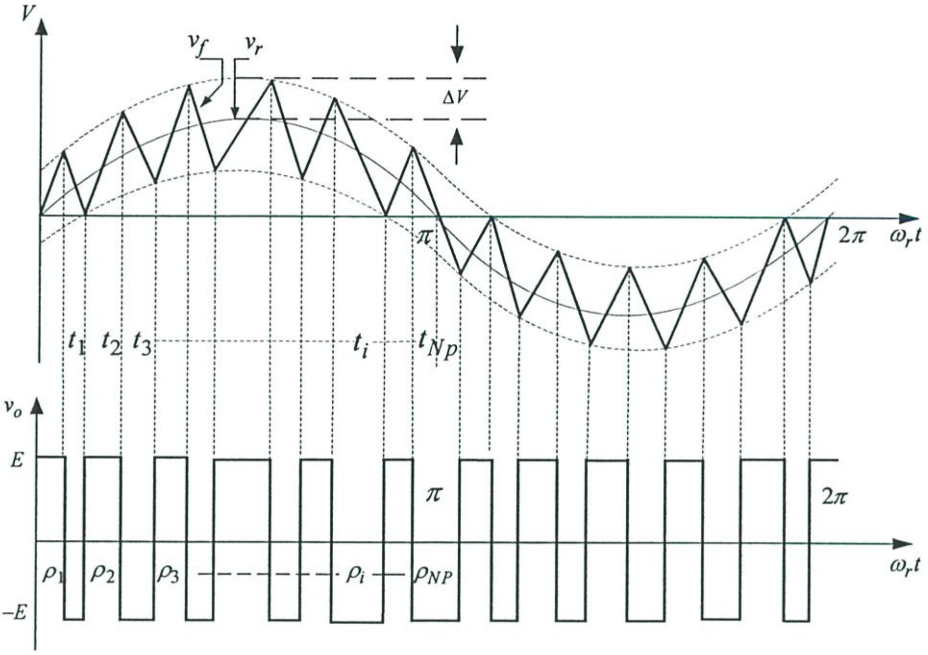
และความถี่ของการมือดดูเลตจะมีค่าน้อยที่สุดคือ

$$f_{cmin} = \frac{KE}{4H}\left(1 - \frac{V_r^2 \omega_r^2}{K^2 E^2}\right) \quad \text{ที่} \ \omega_r t = 0, \pi, \ldots \tag{4.25}$$

4.5 การวิเคราะห์หาค่าฮาร์โมนิคส์ของรูปคลื่นสวิทชิ่งเดลต้าม็อด

การวิเคราะห์หาค่าฮาร์โมนิคส์จากสมการที่ 4.9 ถึง 4.14 เป็นการหาตำแหน่งมุมสวิทชิ่ง [27] ตามรูปที่ 4.15 ที่ $\rho_i = \pi$

เมื่อค่า i คือ จำนวนพัลส์ต่อไซเคิล = N_p



รูปที่ 4.15 รูปคลื่นเดลต้าม็อด

สัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์ กำหนดได้ดังนี้

$$A_n = (2E / n\pi) \sum_{i=1,2,3,...}^{Np} (-1)^{i+1} (\sin n\rho_i - \sin n\rho_{i-1}) \tag{4.26}$$

$$B_n = (2E / n\pi) \sum_{i=1,2,3,...}^{Np} (-1)^{i+1} (\cos n\rho_{i-1} - \cos n\rho_i) \tag{4.27}$$

ซึ่งแรงดันฮาร์โมนิคส์อันดับที่ n ของรูปคลื่นเดลต้าม็อด กำหนดโดย

$$V_{on} = (A_n^2 + B_n^2)^{1/2} \tag{4.28}$$

เมื่อ n คือ อันดับฮาร์โมนิคส์

ถ้าความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิงเปลี่ยนแปลงโดยมีค่าคงที่ของการอินทิเกรเตอร์ (K) และระดับแรงดันสวิทชิ่ง (E) มีค่าคงที่ จะทำให้จำนวนพัลส์และรูปคลื่นพัลส์ม็อดมีการเปลี่ยนแปลง ซึ่ง

จะทำให้อินเวอร์เตอร์เปลี่ยนระดับแรงดันเอาท์พุทไปพร้อมกับการเปลี่ยนความถี่และเมื่อสัญญาณป้อนกลับมีความถี่เท่ากันกับความถี่สัญญาณไซน์อ้างอิงทำให้เอาท์พุทของเดลต้ามือดดูเลเตอร์เป็นคลื่นแสควร์ซึ่งแรงดันฮาร์โมนิคส์ อันดับที่ n ของคลื่นสแควร์คือ

$$V_{on} = 4E / n\pi \tag{4.29}$$

ดังนั้นจำนวนครั้งของการสวิทซ์ในเดลต้ามือดพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์สามารถพิจารณาจาก

$$\rho_i = 2\pi f_r t_i \tag{4.30}$$

เมื่อ $\rho_i = \pi, i$ คือ จำนวนพัลส์ต่อครึ่งไซเคิลของสัญญาณไซน์อ้างอิง

f_r คือ ความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิง $i = N_p$ ที่ $\rho_i = \pi$

ดังนั้นจำนวนครั้งของการสวิทซ์ คือ

$$N_c = 2N_p f_r \tag{4.31}$$

4.6 สรุป

ในบทนี้ได้มีการวิเคราะห์และออกแบบวงจรเดลต้ามือดดูเลชั่นชนิดอะซิงโครนัสแบบต่างๆซึ่งได้กล่าวถึงข้อดีของเทคนิคเดลต้ามือดและนำเสนอหลักการของเทคนิคเดลต้ามือดดูเลเตอร์แบบอะซิงโครนัสแล้วมีการวิเคราะห์ในรูปแบบสมการคณิตศาสตร์ไม่ว่าจะเป็นคาบพัลส์วิดหรือความถี่พัลส์วิดเพื่อให้สอดคล้องกับหลักการออกแบบรวมถึงการวิเคราะห์หาค่าฮาร์โมนิคส์ของรูปคลื่นสวิทชิ่งเดลต้ามือดในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ ดังนั้นจึงได้นำเทคนิคเดลต้ามือดที่เสนอโดย Phoivos D.Ziogas มาวิเคราะห์เพื่อใช้ในการออกแบบเทคนิคเดลต้ามือดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทซึ่งจะได้นำเสนอในบทถัดไป

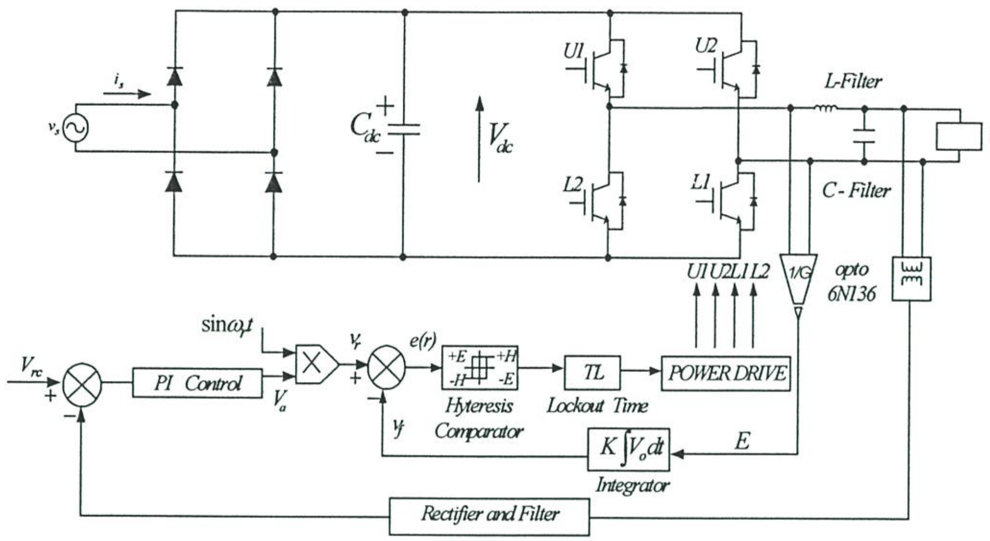
บทที่ 5
เทคนิคเดลต้าม็อดดูเลเตอร์ที่นำเสนอ

5.1 บทนำ

วงจรเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทสำหรับแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ [4], [28] เป็นเทคนิคที่ทำหน้าที่เป็นปรีเร็กกิวเลเตอร์ (Preregulator) และเป็นเทคนิคหนึ่งที่ทำให้อินเวอร์เตอร์ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพซึ่งถ้าค่าของคาปาซิเตอร์ที่แรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าน้อยส่งผลให้ค่า DPF (Displacement Power Factor), PF (Power Factor) ทางด้านอินพุทสูงขึ้นและค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสอินพุท(THD_i) ลดลงเป็นเทคนิคที่ทำให้การคงค่าของแรงดันเอาท์พุทและการตอบสนองทางไดนามิคดีขึ้น อันเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลันลดค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสและแรงดันทางด้านเอาท์พุทและยังปรับปรุงสมรรถนะของระบบให้ดีขึ้นนอกจากนี้ในระบบยังมีการเพิ่มวงจรป้อนกลับแบบพีไอสำหรับลูปนอกเพื่อช่วยในการคงค่าแรงดันและลดระยะเวลาในการฟื้นตัวทางด้านเอาท์พุท ซึ่งงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอเทคนิคและการประยุกต์ใช้งานเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทร่วมกับการควบคุมแบบพีไอที่มีการออกแบบและวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจรเดลต้าม็อดที่นำเสนอ รวมทั้งแสดงถึงขั้นตอนการออกแบบค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรเพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจร และผลการทดลองที่ได้ออกแบบว่ามีความสอดคล้องกับทฤษฎีและหลักการที่ได้มีการวิเคราะห์ไว้หรือไม่ก่อนที่จะมีการออกแบบและวิเคราะห์การทำงานขั้นต่อไป

5.2 การวิเคราะห์และออกแบบวงจรเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทและการควบคุมแบบพีไอ

โดยปกติวงจรเดลต้าม็อดแบบทั่วไปที่ไม่มีการป้อนกลับจะไม่ได้คำนึงถึงผลกระทบทางด้านอินพุทและทางด้านเอาท์พุทรวมถึงริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยง ดังนั้นเพื่อที่ชดเชยผลกระทบเหล่านี้จึงได้นำเสนอวงจรเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทร่วมกับการควบคุมแบบพีไอ ดังแสดงในรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท และการควบคุมแบบพีไอ

โดยในส่วนแรกเป็นส่วนของวงจรเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์ (Full Bridge) ประกอบด้วยคาปาซิเตอร์ (C_{dc}) ที่ทำหน้าที่เป็นฟิลเตอร์กรองแรงดันให้เรียบ ซึ่งเมื่อคาปาซิเตอร์ที่ใช้มีค่าน้อยหรือกระแสเอาท์พุทมีค่ามากขึ้นจากการเพิ่มของโหลดมีผลให้เกิดริปเปิลมากขึ้นด้วย จึงเป็นผลให้แรงดันเอาท์พุทพีดับบลิวเอ็มกระเพื่อมตามริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยง ดังนั้นจึงได้นำผลการเปลี่ยนแปลงแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทที่มีผลริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงรวมอยู่ด้วยป้อนกลับเข้าสู่วงจรอินทิเกรท โดยใช้ออปโต้ 6N136 เป็นตัวตรวจจับแรงดันเอาท์พุทพีดับบลิวเอ็ม โดยเมื่อเกิดริปเปิลขึ้นทำให้ระดับแรงดันเอาท์พุทพีดับบลิวเอ็มลดลงตามผลการเปลี่ยนแปลงริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงจึงทำให้ค่าแรงดันสวิทชิ่งป้อนกลับ (E) ลดลงด้วยสัดส่วนของเกนออปโต้ ดังนั้น จะได้ว่า

$$E = \frac{V_{dc}(t)}{G} \tag{5.1}$$

เมื่อ G คือ เกนของออปโต้

และในส่วนลูปนอกเป็นการป้อนกลับแบบพีไอที่จะช่วยในการรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทที่โหลดและลดระยะเวลาในการตอบสนองของระบบ โดยตรวจจับแรงดันเอาท์พุทที่โหลดผ่านเร็คติไฟเออร์และฟิลเตอร์เป็นแรงดันดีซีที่เปลี่ยนแปลงตามแรงดันเอาท์พุทของโหลด แล้วผ่านไปที่วงจรคอมพาราเตอร์เปรียบเทียบกับแรงดันดีซีอ้างอิง ก่อนเข้าสู่ PI Control โดยสัญญาณที่ได้จะนำไปปรับเพิ่มที่ Amplitude Control ของ EPROM สร้างสัญญาณไซน์อ้างอิงต่อไป

ดังนั้น เมื่อนำสมการที่ 5.1 แทนในสมการที่ 4.14 , 4.15 และ 4.16 จะได้ว่า

$$\Delta t_{+} = \frac{2H}{K\frac{V_{dc}(t)}{G}\left(1-\frac{V_r\omega_r\cos(\omega_r t)}{K\frac{V_{dc}(t)}{G}}\right)} \tag{5.2}$$

และ

$$\Delta t_{-} = \frac{2H}{K\frac{V_{dc}(t)}{G}\left(1+\frac{V_r\omega_r\cos(\omega_r t)}{K\frac{V_{dc}(t)}{G}}\right)} \tag{5.3}$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$\Delta t_{+} + \Delta t_{-} = T_c = \frac{4H}{K\frac{V_{dc}(t)}{G}\left(1-\frac{\left(V_r\omega_r\cos(\omega_r t)\right)^2}{\left(K\frac{V_{dc}(t)}{G}\right)^2}\right)} \tag{5.4}$$

เมื่อแรงดันสวิทชิ่งป้อนกลับผ่านวงจรอินทิเกรทแล้วได้สัญญาณป้อนกลับ(v_f) นั้นจะมีการปรับตัวเพื่อที่จะเกาะติดกับสัญญาณไซน์อ้างอิง(v_r) ตลอดเวลา จากสมการที่ 5.2, 5.3 และ 5.4 พบได้ว่าค่าระดับแรงดันสวิทชิ่งป้อนกลับ (E) ของเดลต้ามื็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทมีผลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงและผลกระทบของริปเปิลรวมอยู่ด้วย แต่ในกรณีของเดลต้ามื็อดที่ไม่มีการป้อนกลับระดับแรงดันสวิทชิ่งป้อนกลับ (E) มีค่าเท่ากับ V_{cc} ของคอมพาราเตอร์ซึ่งจากการที่ค่าของ $V_{dc}(t)$ มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลานั้นจึงทำให้ค่าเวลาของพัลส์บวก (Δt_{+}) และค่าเวลาของพัลส์ลบ (Δt_{-}) นั้นเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ซึ่งได้ทดลองที่ความถี่สวิทชิ่ง 1 kHz เพื่อให้เห็นถึงการขยายตัวของเนื้อพัลส์อย่างชัดเจนเมื่อเกิดริปเปิลขึ้นตามทฤษฎีและเทคนิคที่นำเสนอโดยถ้าค่า $V_{dc}(t)$ นั้นมีค่าลดลงจากผลของริปเปิลจะทำให้ค่าเวลาของพัลส์บวกและค่าเวลาพัลส์ลบมีค่ามากขึ้น ดังรูปที่ 7.6 จึงทำให้สัญญาณป้อนกลับ(v_f) มีการปรับตัวเพื่อเกาะติดกับสัญญาณไซน์อ้างอิงอยู่ตลอดเวลาจนกว่าจะเข้าสู่คลื่นสแควร์ เมื่อความถี่ของสัญญาณป้อนกลับเท่ากับ

ความถี่สัญญาณไซน์อ้างอิงส่งผลให้พัลส์มีแรงดันเฉลี่ยสูงขึ้นและเป็นการปรับเพิ่มการมีอดตามการเปลี่ยนแปลงของค่า $V_{dc}(t)$ ดังสมการที่ 5.6 เมื่อ

$$M = \frac{V_r \omega_r}{KE} \tag{5.5}$$

ดังนั้น เมื่อนำสมการที่ 5.1 แทนในสมการที่ 5.5 จะได้

$$M = \frac{V_r \omega_r}{K \dfrac{V_{dc}(t)}{G}} \tag{5.6}$$

จากสมการที่ 5.6 จึงทำให้แรงดันเอาท์พุทมูลฐานเพิ่มขึ้นเพื่อชดเชยแรงดันที่ตกไปให้คงที่เมื่อเกิดริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงจึงทำให้เทคนิคนี้สามารถลดผลกระทบริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงที่มีต่อสมรรถนะของระบบและลดผลกระทบทางด้านเอาท์พุทได้ การป้อนกลับลักษณะนี้ถือได้ว่าเป็นปรีเร็กกิวเลเตอร์แต่เมื่อแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทที่ตรวจจับได้นั้นอยู่ก่อนฟิลเตอร์จึงไม่สามารถรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทที่โหลดได้ จึงได้มีการทำงานร่วมกับการควบคุมแบบพีไอเพื่อช่วยในการคงค่าแรงดันและลดระยะเวลาในการฟื้นตัวให้เร็วขึ้นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลัน

จากรูปที่ 5.1 สามารถนำไปคำนวณเพื่อใช้ในการออกแบบและการทดลองโดยในการออกแบบวงจรนี้ได้มีการจำลองวงจรควบคุมโดยใช้โปรแกรม MATLAB เพื่อให้แน่ใจว่าวงจรเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทที่ได้ออกแบบไว้มีความถูกต้องตรงตามทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ศึกษาไว้และมีความเป็นไปได้ในการนำไปใช้งานจริง

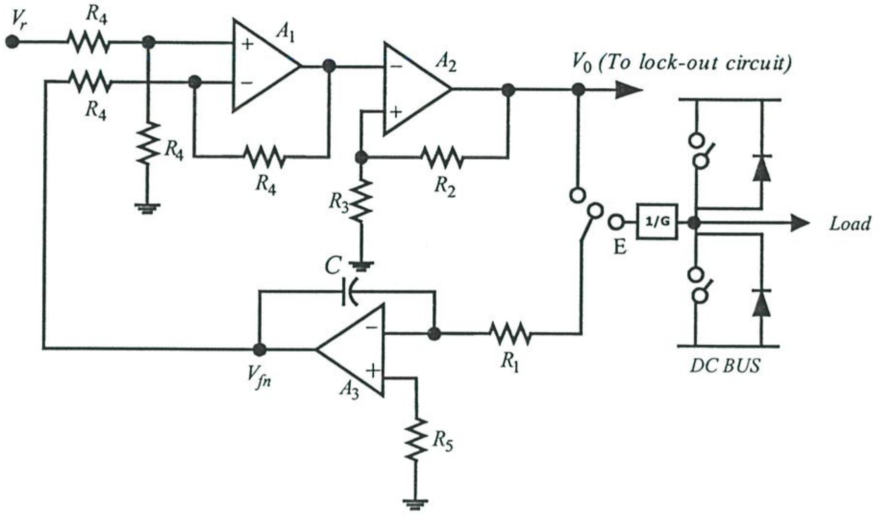
สำหรับค่าพารามิเตอร์ของวงจรที่ได้มีการออกแบบไว้ในที่นี้คือค่าเวลาคงที่ของอินทิเกรท ($K = \frac{1}{R_1 C}$) ความกว้างของฮีสเตอร์รีซีส ($H = \frac{R_2 E}{R_2 + R_3}$) อัตราขยายเกน ($1/G$) และการควบคุมแบบพีไอ

5.3 การวิเคราะห์และออกแบบวงจรเดลต้ามีอดดูเลเตอร์

การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ [22], [29] เพื่อใช้ในการออกแบบวงจรเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทดังรูปที่ 4.7 สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.2

โดยที่ A_3 เป็นวงจรอินทิเกรเตอร์เพื่อทำหน้าที่กรองความถี่ต่ำผ่านอันดับแรก [30], [31] ดังนั้นเอาท์พุทของการกรองที่อันดับ n ใดๆ คือ

$$V_{fn} = \frac{V_{on}}{nR_1 C\omega_r} \tag{5.7}$$



รูปที่ 5.2 วงจรเดลต้ามือดคูเลเตอร์ที่ออกแบบ

เมื่อ ω_r คือ Angular frequencyของสัญญาณไซน์อ้างอิงที่มีค่าเท่ากับ $2\pi f_r$ เนื่องจากว่าขนาดของแรงดันเอาท์พุทมูลฐาน (n =1) มีขนาดเท่ากับสัญญาณไซน์อ้างอิง

ดังนั้นจะได้ว่า

$$V_{f1} = V_r \tag{5.8}$$

และ

$$V_r = \frac{V_{01}}{R_1 C\omega_r} \tag{5.9}$$

จากสมการที่ 5.9 ถ้าขนาดของสัญญาณไซน์อ้างอิงและค่าคงที่เวลาของอินทิเกรเตอร์มีค่าคงที่จะทำให้อัตราส่วนแรงดันมูลฐานต่อความถี่ $\left(\frac{V_{01}}{\omega_r}\right)$ มีค่าคงที่ทุกๆความถี่ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่กำหนด ซึ่งเป็นการทำงานในโหมดพีดับบลิวเอ็มและจะคงที่จนกระทั่งความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิงมีค่าเท่ากับความถี่กำหนด ($f_r = f_b$)แต่เมื่อความถี่สัญญาณไซน์อ้างอิงมีค่าสูงกว่าความถี่กำหนดจะทำให้คลื่นพีดับบลิวเอ็มเกิดโอเวอร์มือดคูเลชั่น (Over-Modulation) หรือค่าดัชนีการมือด

มีค่ามากกว่าหนึ่งจนในที่สุดสัญญาณเอาท์พุทจะเปลี่ยนจากคลื่นพีดับลิวเอ็มเป็นคลื่นสแควร์ตาม สมการที่ 5.10

$$V_{01} = \frac{4E}{\pi} \tag{5.10}$$

ในโหมดของคลื่นสแควร์นี้ V_{01} จะไม่ขึ้นอยู่กับความถี่และมีค่าคงที่ตลอดที่ $\frac{4E}{\pi}$ โดยความถี่กำหนด f_b (Base frequency) สามารถพิจารณาได้จากค่าคงที่เวลา R_1C ของอินทิเกรเตอร์ A_3ที่ (f_r $=f_b$) จะได้ดัชนีการมีอดเท่ากับ 1 ซึ่งจะได้ว่า $V_{01} = E$ ซึ่งกำหนดให้เป็น Base frequency

ดังนั้นจากสมการที่ 5.9 สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{V_{01}}{f_b} = \frac{E}{f_b} = 2\pi R_1 C V_r \tag{5.11}$$

ซึ่ง

$$R_1 C = \frac{E}{(2\pi V_r f_b)} \tag{5.12}$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$K = \frac{1}{R_1 C} = \frac{2\pi V_r f_b}{E} \tag{5.13}$$

และที่คอมพาราเตอร์ A_2 จะทำหน้าที่เป็นฮีสเตอร์รีซีส

$$\text{เมื่อความกว้างฮีสเตอร์รีซีส} = \frac{R_2 E}{R_2 + R_3} \tag{5.14}$$

ในขณะที่ความถี่หรือขนาดสัญญาณอ้างอิงไซน์มีค่าใกล้ศูนย์จะทำให้จำนวนครั้งของการสวิทซ์ของรูปคลื่นสวิทชิ่งจะมีค่ามากที่สุด

ซึ่ง $$f_{CL} = \frac{1}{T_{CL}} = \frac{N_{cm}}{2} \text{ (ในหนึ่งคาบมีจำนวนการสวิทซ์ 2 ครั้ง)} \tag{5.15}$$

เมื่อ f_{CL} คือ ความถี่ริปเปิล v_f เมื่อ f_r หรือ $V_r = 0$

N_{cm} คือ จำนวนครั้งของการสวิทซ์มากที่สุดต่อคาบ

จาก $$T_{CL} = \frac{4H}{KE}, \quad K = \frac{1}{R_1 C} \quad \text{และ} \quad H = \frac{R_2 E}{(R_2 + R_3)} \tag{5.16}$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$T_{CL} = \frac{4 R_1 C R_2}{(R_2 + R_3)} \tag{5.17}$$

จากสมการที่ 5.14 แทนในสมการที่ 5.15 จะได้

$$H = \frac{R_2 E}{(R_2 + R_3)} = \frac{E}{(2 R_1 C N_{cm})} \tag{5.18}$$

และ $$\frac{R_2}{(R_2 + R_3)} = \frac{1}{(2 R_1 C N_{cm})} \tag{5.19}$$

จากสมการเหล่านี้สามารถกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆในการออกแบบได้รวมถึงค่าแรงดันสวิทชิ่งป้อนกลับ (E) ซึ่งจะพิจารณาได้จากสมการที่ 5.1

การคำนวณค่าพารามิเตอร์เพื่อการออกแบบ

กำหนดให้

1. ความถี่กำหนด f_b=50 Hz
2. ขนาดของสัญญาณไซน์อ้างอิง V_r=9 V
3. แรงดันสวิทชิ่งเอาท์พุทของคอมพาราเตอร์ $A_2(E) = 14\text{V}$
4. จำนวนครั้งของการสวิทซ์ที่มากที่สุด N_{cm} =10 kHz

จากข้อมูลที่กำหนดให้สามารถหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆได้ดังสมการที่ 5.12

$$R_1 C = \frac{E}{2\pi V_r f_b} = \frac{14}{(2\pi)(9)(50)} = 0.004954\ S$$

โดยเลือกค่าของคาปาซิเตอร์ที่

$$C = 0.1\mu\text{F}$$

ดังนั้นนำ $C = 0.1\mu\text{F}$ แทนลงใน $R_1C = 0.004954\ S$ จะได้ว่า

$$R_1 = \frac{0.004954}{0.1\times10^{-6}} = 49.54\times10^3$$

ดังนั้นเลือกค่าที่เหมาะสมจะได้

$$R_1 = 49\ \text{k}\Omega$$

และจากสมการที่ 5.19 ในการคำนวณหาค่าความถี่ในการสวิทซ์ คือ

$$\frac{R_2}{R_2 + R_3} = (2R_1CN_{cm})^{-1} = \frac{1}{(2)(49.54\times10^3)(0.1\times10^{-6})(10\times10^3)}$$

$$\frac{R_2}{R_2 + R_3} = 0.0101$$

กำหนดให้ $R_2 = 1\ \text{k}\Omega$

$$\frac{1\times10^3}{(1\times10^3) + R_3} = 0.0101$$

$$1\times10^3 = (1\times10^3)(0.0101) + R_3(0.0101)$$

ดังนั้น

$$R_3 = 98\ \text{k}\Omega$$

ในการเลือกค่าของ R_2 และ R_3 จะประมาณใช้ค่าที่เหมาะสม จึงกำหนดให้

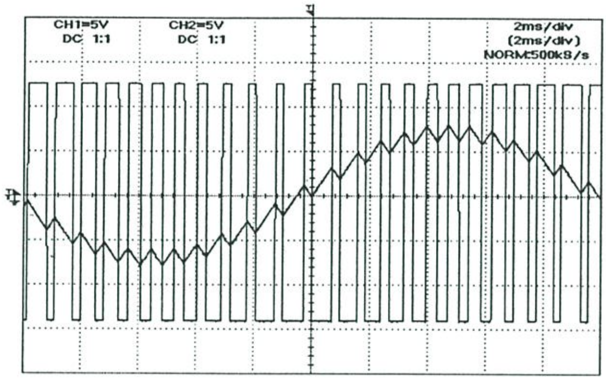
$$R_2 = 1\ \text{k}\Omega \text{ และ } R_3 = 98\ \text{k}\Omega$$

และจะได้ค่า N_{cm} ที่มีการปรับใหม่คือ 10.11×10^3 ครั้งต่อวินาที

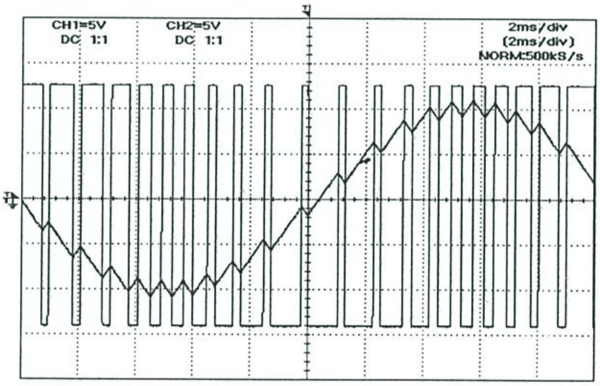
5.4 ผลการเปลี่ยนแปลงรูปคลื่นเดลต้าม็อดดูเลชั่นเมื่อมีการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ

จากการวิเคราะห์เทคนิคเดลต้าม็อด ในบทที่ 4 จะพบได้ว่ารูปคลื่นเดลต้าม็อดจะขึ้นอยู่กับขนาดของแรงดันของสัญญาณไซน์อ้างอิง(V_r) ความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิง (f_r) ค่าคงที่เวลาของอินทิเกรเตอร์ (R_1C) และความกว้างของฮีสเตอร์รีซีส (H) และค่าแรงดันสวิทชิ่งป้อนกลับ (E)

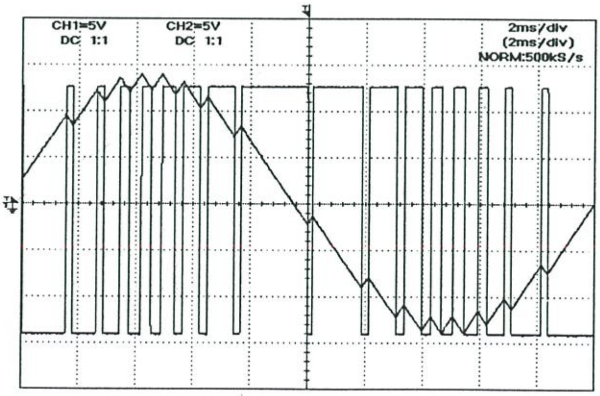
5.4.1 ผลของการเปลี่ยนขนาดแรงดันของสัญญาณไซน์อ้างอิง



(a) $V_r = 8\text{V}$



(b) $V_r = 11\text{V}$

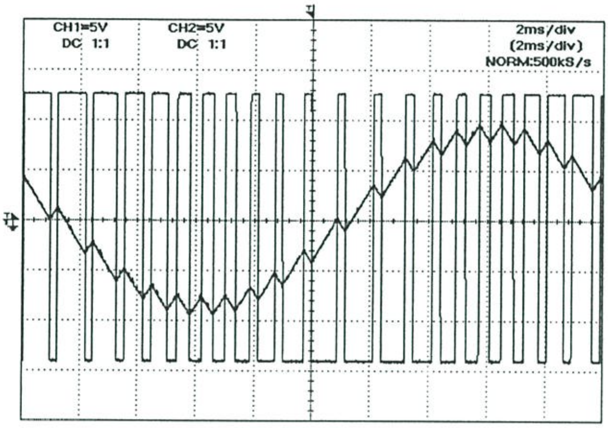


(c) $V_r = 14\text{V}$

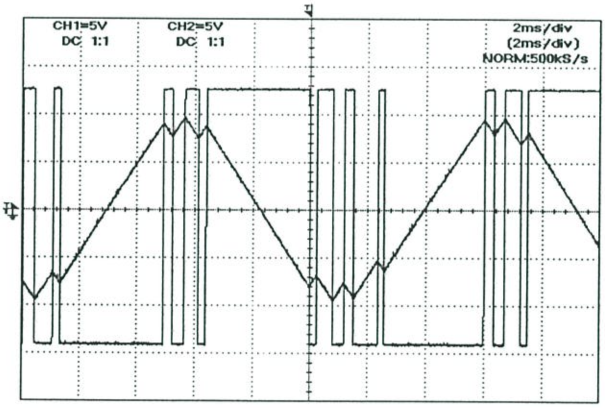
รูปที่ 5.3 รูปคลื่นสัญญาณ v_f และv_o ที่ความถี่ 50 Hz

จากรูปที่ 5.3 (a),(b) และ (c) เมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิงมีค่าคงที่และมีการเปลี่ยนขนาดสัญญาณไซน์อ้างอิงจะพบได้ว่าเมื่อขนาดของสัญญาณไซน์อ้างอิงมีค่าสูงขึ้นจะทำให้สัญญาณพัลส์พีดับบลิวเอ็มหรือสัญญาณสวิทชิ่งลดลง

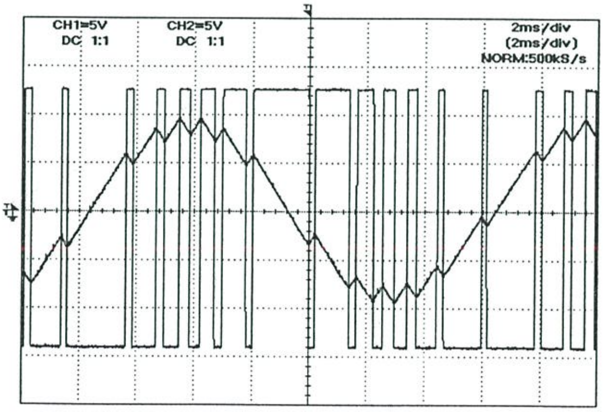
5.4.2 ผลของการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิง



(a) $f = 50\ Hz$



(b) $f = 70\ Hz$

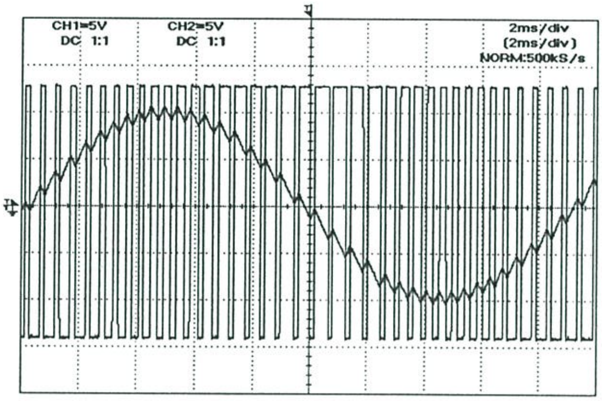


(c) $f = 90\ Hz$

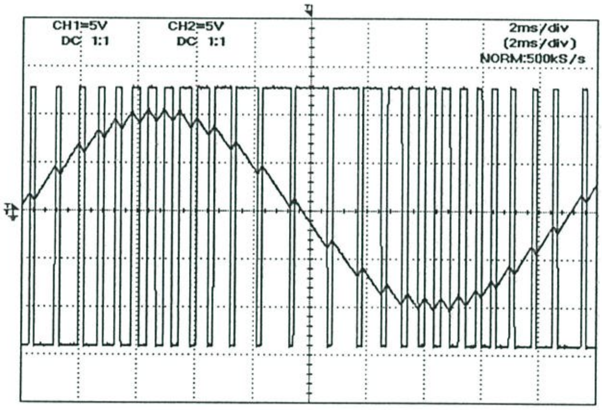
รูปที่ 5.4 รูปคลื่นสัญญาณ v_f และv_o ที่ $V_r = 9.8$V

จากรูปที่ 5.4 (a) ,(b) และ (c) เมื่อกำหนดให้ขนาดของรูปสัญญาณไซน์อ้างอิงคงที่ ขณะที่ความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิงสูงขึ้นจะสังเกตเห็นว่าจำนวนครั้งของการสวิทซ์มีค่าน้อยลงจนในที่สุดเมื่อความถี่ค่าหนึ่งจะมีการเปลี่ยนพัลส์จากคลื่นพีดับบลิวเอ็มเป็นคลื่นสแควร์ที่มีความถี่เท่ากับความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิง

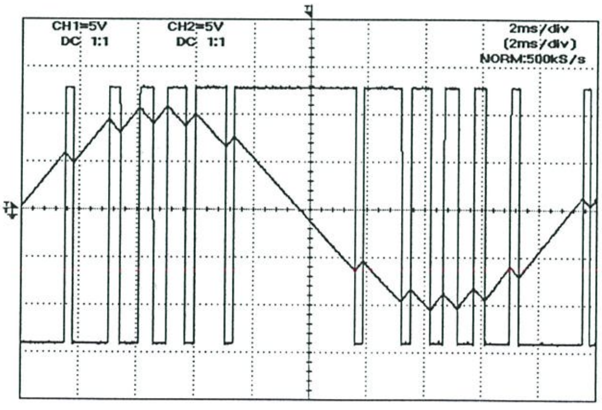
5.4.3 ผลของการเปลี่ยนแปลงค่าคงที่เวลาของการอินทิเกรท



(a) $R = 50\ \text{k}\Omega$, $C = 0.1\ \mu\text{F}$



(b) $R = 75\ \text{k}\Omega$, $C = 0.1\ \mu\text{F}$

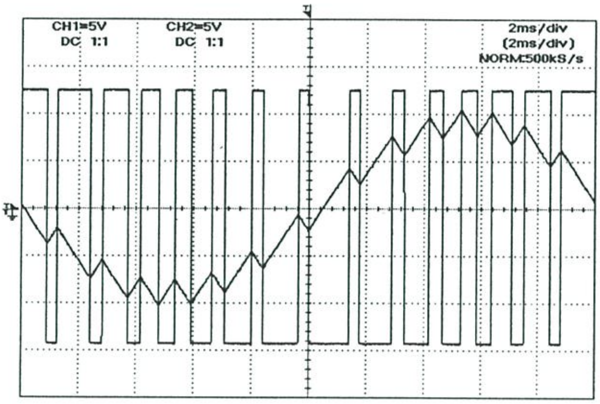


(c) $R = 100\ \text{k}\Omega$, $C = 0.1\ \mu\text{F}$

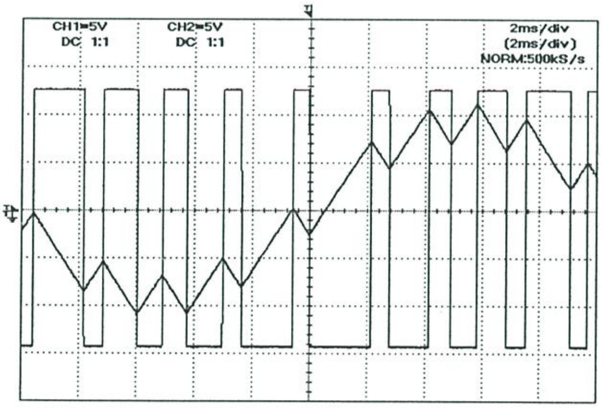
รูปที่ 5.5 รูปคลื่นสัญญาณ v_f และ v_o ที่ V_r = 9.8V ความถี่ 50 Hz

จากรูปที่ 5.5(a) ,(b)และ(c) เมื่อค่าคงที่เวลาของการอินทิเกรทมีค่าสูงขึ้นจะทำให้ความชันของสัญญาณป้อนกลับ(v_f) มีค่าลดลงทำให้ความถี่การออสซิลเลตของสัญญาณป้อนกลับ(v_f) ลดลงและทำให้มีการสวิทซ์น้อยลงดังนั้นค่าคงที่เวลาของการอินทิเกรทจึงมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงรูปคลื่น

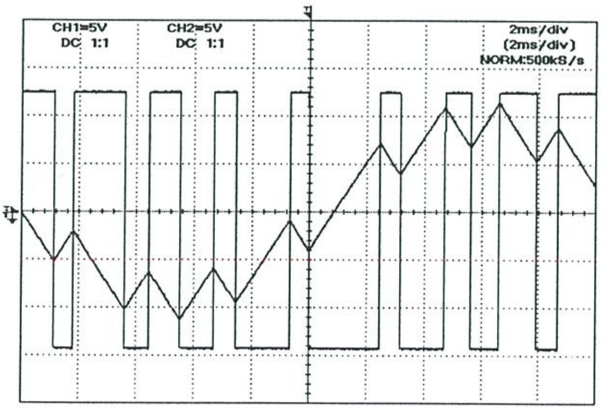
5.4.4 ผลของการเปลี่ยนความกว้างฮีสเตอร์รีซีส



(a) $H = 1.4$V



(b) $H = 2.8$V



(c) $H = 5$V

รูปที่ 5.6 รูปคลื่นสัญญาณ v_f และv_o ที่ $V_r = 9.8$V ความถี่ 50 Hz

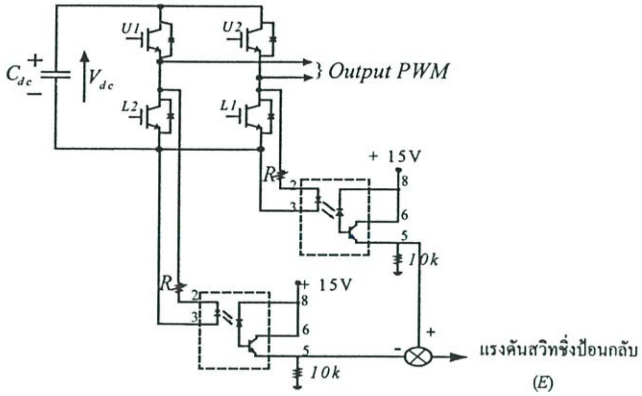
จากรูปที่ 5.6 (a) ,(b) และ (c) จะพบว่าถ้าค่าความกว้างฮีสเตอร์รีซีส (*H*) มีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้รูปคลื่นเดลต้าม็อดมีการสวิทซ์ลดลง ดังนั้นถ้ายิ่งทำให้ค่าความกว้างฮีสเตอร์รีซีสแคบเท่าใดก็ยิ่งทำให้สัญญาณป้อนกลับ (v_f) ออสซิลเลตรอบสัญญาณไซน์อ้างอิงด้วยความถี่สูงขึ้น จึงประมาณได้ว่าสัญญาณ (v_f) มีค่าเข้าใกล้สัญญาณไซน์อ้างอิงมากเท่านั้นทำให้ความถี่ของการสวิทซ์มีค่าสูงยิ่งขึ้น จากผลการทดลองและสมการที่ 4.17 และ 4.18 จะพบได้ว่าคาบของพัลส์วิดจะมีค่าไม่คงที่ขึ้นอยู่กับค่าของ H, K, V_r, ω_r และ E โดยในเทคนิคนี้ได้กำหนดให้ค่าของ H, K, V_r และ ω_r คงที่แต่ค่าของแรงดันสวิทชิ่งป้อนกลับ (*E*) เปลี่ยนแปลงตามผลริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงตามรูปที่ 7.6 ซึ่งให้ผลสอดคล้องกับสมการที่ 5.5

5.5 การออกแบบวงจรตรวจจับแรงดันเอาท์พุทพีดับบลิวเอ็ม

การพิจารณาของเกนในที่นี้ใช้ออปโต้ (Opto)6N136 เป็นตัวตรวจจับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทที่มีผลริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงรวมอยู่ด้วยที่มาจากสัญญาณขับเกทโดยนำสัญญาณพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทในกิ่งล่างที่มีเวลาหน่วงในการทำงานของไอจีบีทีมาใช้ ซึ่งได้ใช้ความต้านทานในการลิมิตกระแสก่อนเข้าสู่ออปโต้ 6N136 ซึ่งเป็นเกนค่าหนึ่งโดยสัญญาณพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทที่ผ่านออปโต้เข้าสู่วงจรลบกันได้เป็นแรงดันสวิทชิ่งป้อนกลับ*(E)* ซึ่งมีค่าเท่ากับไฟเลี้ยงของออปแอมป์ที่มีผลกระทบริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงรวมอยู่ด้วย ก่อนที่จะมีการป้อนเข้าวงจรอินทิเกรทโดยอาศัยหลักการทำงานของทรานซิสเตอร์และไดโอดเปล่งแสง (LED) ภายในตัวของออปโต้ 6N136 ดังในรูปที่ 5.7

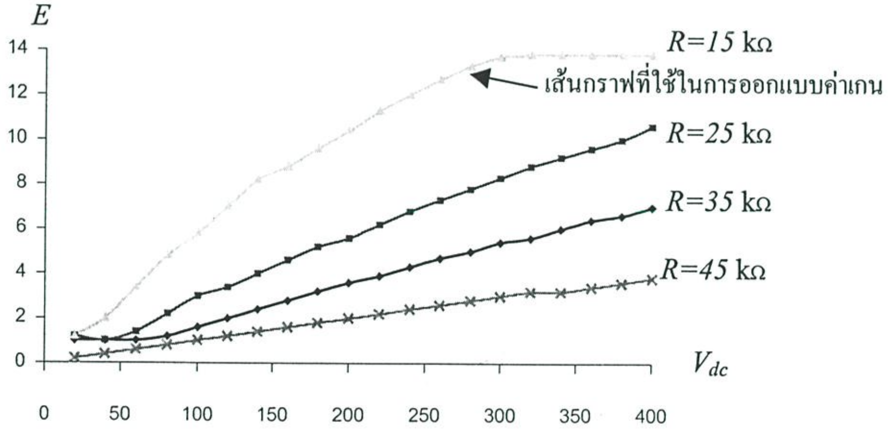
เนื่องจากทรานซิสเตอร์ ประกอบด้วยรอยต่อพีเอ็น 2 แห่งอาจมีการไบแอสเดินหน้าหรือไบแอสกลับทางก็ได้ ซึ่งมีวิธีการไบแอสได้ 4 วิธีคือ

1. ให้มีการไบแอสเดินหน้าแก่รอยต่ออิมิตเตอร์-เบส และให้ไบแอสกลับทางแก่รอยต่อเบส-คอลเลคเตอร์ทรานซิสเตอร์จะทำหน้าที่เป็นตัวขยายสัญญาณ เรียกว่า ภาวะแอกทีฟ (Active mode)
2. ให้ไบแอสเดินหน้าแก่ทั้งรอยต่ออิมิตเตอร์-เบสและรอยต่อเบส-คอลเลคเตอร์เป็นการทำงานในภาวะอิ่มตัว (Saturation mode)
3. ให้ไบแอสกลับทางแก่ทั้งรอยต่ออิมิตเตอร์-เบสและรอยต่อเบส-คอลเลคเตอร์เป็นการทำงานในภาวะคัตออฟ (Cutoff mode)
4. ให้ไบแอสกลับทางแก่ทั้งรอยต่ออิมิตเตอร์-เบสและให้ไบแอสเดินหน้าแก่รอยต่อเบส-คอลเลคเตอร์ ซึ่งทรานซิสเตอร์เป็นการทำงานในภาวะแอกทีฟกลับทาง (Inverted active mode)



รูปที่ 5.7 วงจรตรวจจับแรงดันเอาท์พุทพีดับบลิวเอ็ม

ซึ่งค่าของเกนในที่นี้จะพิจารณาจากการทำงานของทรานซิสเตอร์ในภาวะแอกทีฟ โดยการต่อแหล่งจ่ายไฟฟ้าให้กับทรานซิสเตอร์ทำงานในบริเวณแอกทีฟเป็นการไบแอสตรงที่รอยต่ออิมิตเตอร์-เบสและไบแอสกลับทางที่รอยต่อคอลเลคเตอร์-เบสและทำงานร่วมกับไดโอดเปล่งแสงอาศัยหลักการทำงานของรอยต่อพีเอ็นที่ปล่อยพลังงานออกมาในรูปแสงและความร้อนโดยสามารถนำไปพล็อตกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันดีซีเชื่อมโยง (V_{dc}) กับแรงดันสวิทชิ่งป้อนกลับ *(E)* ที่ความต้านทานค่าต่างๆได้ ดังรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.8 ผลการทดลองของความสัมพันธ์ระหว่าง V_{dc}กับ E ของการออกแบบค่าเกน

จากรูปที่ 5.8 เป็นการออกแบบค่าของเกนที่แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันดีซีเชื่อมโยง (V_{dc})กับค่าแรงดันสวิทชิ่งป้อนกลับ (E) ที่เปลี่ยนไป โดยเป็นการเลือกช่วง Active mode มาใช้ในการออกแบบค่าเกน ซึ่งอยู่ในช่วงแรงดันดีซีเชื่อมโยงตั้งแต่ 160V ถึง 320Vที่มีการเพิ่มขึ้นของความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันดีซีเชื่อมโยงกับแรงดันสวิทชิ่งป้อนกลับในลักษณะเชิงเส้นตรง

5.6 การออกแบบระบบควบคุมแบบพีไอ

ตัวควบคุมเชิงสัดส่วนของอินทิกรัล(Proportion-Plus-Integral Controllers,PI-control) สำหรับกระบวนการที่ไม่ต้องการให้มีค่าความคลาดเคลื่อนที่สถานะคงตัวในระบบหรือการที่มีค่าความคลาดเคลื่อนที่สถานะคงตัวซึ่งจะทำให้การควบคุมมีผลเสียหายดังนั้นจึงควรใช้ตัวควบคุมชนิดนี้ เนื่องจากผลของตัวควบคุมอินทิกรัล (I) ทำให้ไม่มีค่าคลาดเคลื่อนที่สถานะคงตัวในระบบควบคุม ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ดีของตัวควบคุมชนิดนี้แต่อาจจะทำให้ระบบควบคุมมีการทำงานที่ช้าลง ซึ่งเป็นการออกแบบระบบให้เกิดเสถียรภาพที่ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ โดยทั่วไประบบควบคุมอัตโนมัติส่วนใหญ่จะใช้การป้อนกลับจากค่าที่วัดได้ควบคุมกระบวนการที่เรียกว่า การควบคุมป้อนกลับ (Feedback control) โดยสถานะของระบบควบคุมอัตโนมัติที่ใช้เป็นการควบคุมแบบพีไอ เนื่องจากรูปแบบของตัวควบคุมแบบพีไอสามารถควบคุมระบบได้เป็นอย่างดี แต่ทั้งนี้จะต้องมีการปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมให้เหมาะสมด้วย ในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมคือการนำฟังก์ชั่นถ่ายโอนของระบบควบคุมมาวิเคราะห์ รวมทั้งหาทางเดินของรากและทดสอบโดยใช้ฟังก์ชั่นยูนิตสเตป (Unit step) ในแง่การวิเคราะห์วิธีนี้สามารถทำให้ทราบถึงพฤติกรรมของระบบควบคุมในโดเมนของเวลาและยังสามารถใช้ทำนายพฤติกรรมของระบบควบคุม เมื่อมีการเปลี่ยนพารามิเตอร์ต่างๆซึ่งในการออกแบบตัวควบคุมพีไอนั้นจะมีการฟังก์ชั่นถ่ายโอน ดังนี้

$$u(t) = K_p\left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \; e(t)dt \right) \tag{5.20}$$

$$G_c(s) = K_p(1 + \frac{1}{T_i S}) \tag{5.21}$$

ดังนั้นตัวควบคุมแบบพีไอเขียนได้ในอีกลักษณะหนึ่ง คือ

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{S} \tag{5.22}$$

โดย K_p คือ อัตราขยายสัดส่วน (Proportional gain)

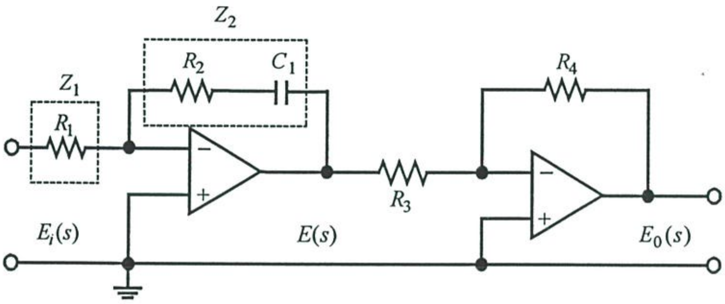
K_i คือ อัตราขยายอินทิกรัล (Integral gain)

T_i คือ เวลาอินทิกรัล (Integral time)

ถ้า $e(t)$ เป็นสัญญาณเข้าของตัวควบคุมแบบพีไอ

$U(t)$ เป็นสัญญาณออกของตัวควบคุมแบบพีไอ

จึงสามารถนำหลักการดังกล่าวมาใช้สร้างเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ออปแอมป์สร้างตัวควบคุมแบบพีไอดังนี้



รูปที่ 5.9 วงจรอิเล็กทรอนิกส์ของตัวควบคุมแบบพีไอ

เมื่อ
$$\frac{E(s)}{E_i(s)} = -\frac{Z_2}{Z_1} \tag{5.23}$$

$$Z_1 = R_1,\ \ Z_2 = \frac{R_2C_1S+1}{C_1S}$$

ดังนั้น

$$\frac{E(s)}{E_i(s)} = -\frac{1}{R_1}\frac{R_2C_1S+1}{C_1S} \tag{5.24}$$

และ
$$\frac{E_0(s)}{E(s)} = -\frac{R_4}{R_3} \tag{5.25}$$

จึงได้ว่า
$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{E_o(s)}{E(s)}\frac{E(s)}{E_i(s)} = \frac{R_4}{R_3}\left(\frac{R_2C_1S+1}{R_1C_1S}\right) \tag{5.26}$$

ฉะนั้น
$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{R_4}{R_3}\left(1+\frac{1}{R_2C_1S}\right) \tag{5.27}$$

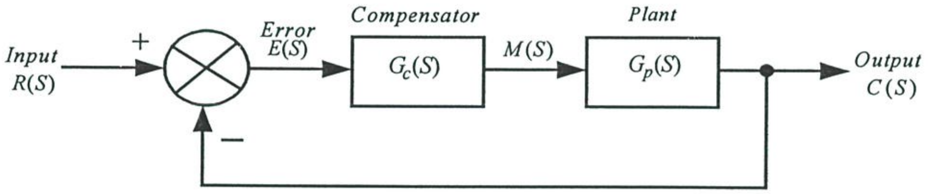
จากสมการที่ 5.21 และ 5.22 จะได้ว่า

$$K_p = \frac{R_2}{R_1}$$

$$T_i = R_1 C_1$$

$$K_i = \frac{1}{R_1 C_1}$$

ซึ่งในระบบควบคุมแบบพีไอที่ใช้เป็นการควบคุมแบบป้อนกลับโดยนำสัญญาณจากเอาท์พุทของกระบวนการ $C(S)$ มาเปรียบเทียบกับสัญญาณปรับตั้งที่กำหนด $R(S)$ จากนั้นนำสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบ $E(S)$ มาคำนวณตามกฎเกณฑ์ของการควบคุมแบบพีไอเพื่อให้ได้สัญญาณควบคุม $M(S)$ ที่นำไปควบคุมกระบวนการต่อไป ดังรูปที่ 5.10



รูปที่ 5.10 กระบวนการที่ใช้ตัวควบคุมพีไอที่มีฟังก์ชั่นถ่ายโอนของตัวป้อนกลับเป็นยูนิตี้

โดย $G_c(S)$ คือ ฟังก์ชั่นถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอ

$G_p(S)$ คือ ฟังก์ชั่นถ่ายโอนของกระบวนการ (Process)

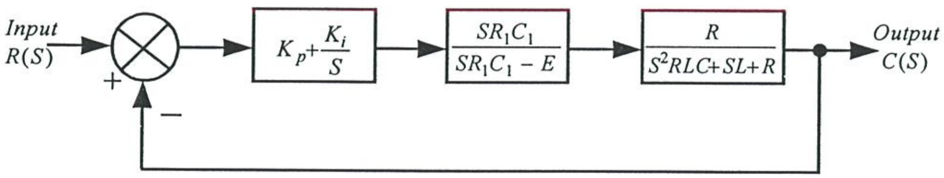
$R(S)$ คือ สัญญาณปรับตั้ง (Set point)

$C(S)$ คือ สัญญาณเอาท์พุทของระบบ

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

$M(S)$ คือ สัญญาณออกจากตัวควบคุม

โดยในการวิเคราะห์หาฟังก์ชั่นถ่ายโอนของระบบอินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ จากรูปที่ 5.1 เป็นการป้อนกลับแบบเดลต้ามีอดและการควบคุมแบบพีไอนั้นสามารถแสดงได้ ดังนี้

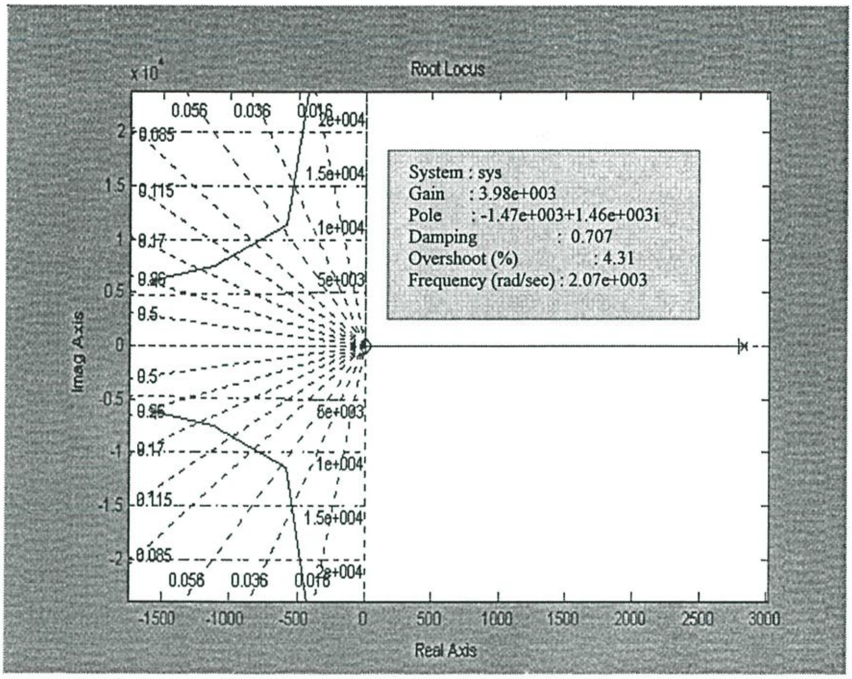


รูปที่ 5.11 การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอ

โดยค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการออกแบบ K_p และ K_i

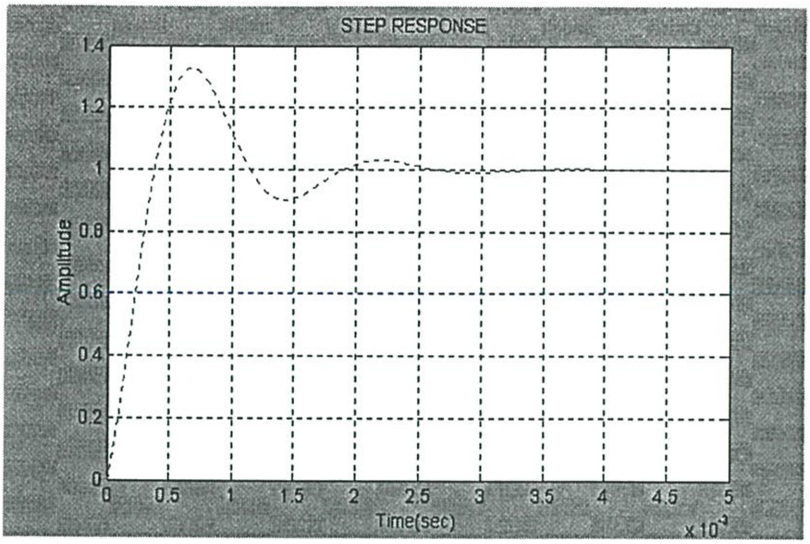
เมื่อ $K_i = 0.5\,K_p$ E = 14 V R_1= 49.54 kΩ C_1= 0.1 μF

R = 4.55 C = 35 μF L = 0.71 mH



รูปที่ 5.12 เส้นทางเดินรากของระบบที่นำเสนอ

จากรูปที่ 5.12 จะเห็นได้ว่าค่า K ที่ (3.98e+003) เป็นค่าประมาณของค่า K ที่เป็นจุดตัดระหว่างเส้นทางเดินราก ที่ตัดกับแกนจินตภาพและลักษณะของการเคลื่อนที่ของทางเดินรากที่เริ่มต้นจาก Open loop pole เคลื่อนที่ไปยังจุดตัดของเส้นทางเดินรากกับแกนจินตภาพ ซึ่งเป็นระบบ ที่มีเสถียรภาพเนื่องจาก Closed loop pole มีตำแหน่งอยู่ที่ซีกซ้ายของระนาบ S ทุกค่า [32], [33] และจากรูปที่ 5.13 เป็นผลการตอบสนองของระบบที่ทดสอบด้วยสัญญาณอินพุทแบบ Unit step และได้นำผลนี้ไปใช้ในการทดสอบกับการทดลองจริงในบทถัดไป



รูปที่ 5.13 ผลตอบสนองของระบบ

5.7 สรุป

ในบทนี้ได้แสดงถึงการออกแบบและหลักการทำงานของเทคนิคเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท การแสดงผลการเปลี่ยนแปลงรูปคลื่นเดลต้ามีอดดูเลชั่นเมื่อมีการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ การออกแบบวงจรตรวจจับแรงดันเอาท์พุทพีดับบลิวเอ็ม รวมถึงการออกแบบระบบควบคุมแบบพีไอที่แสดงถึงผลการจำลองและผลการทดลองของการออกแบบนั้น และยังแสดงถึงการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมในรูปสมการคณิตศาสตร์ด้วย เพื่อตรวจสอบการทำงานของระบบว่าเป็นไปตามทฤษฎีที่ได้ศึกษาไว้หรือไม่

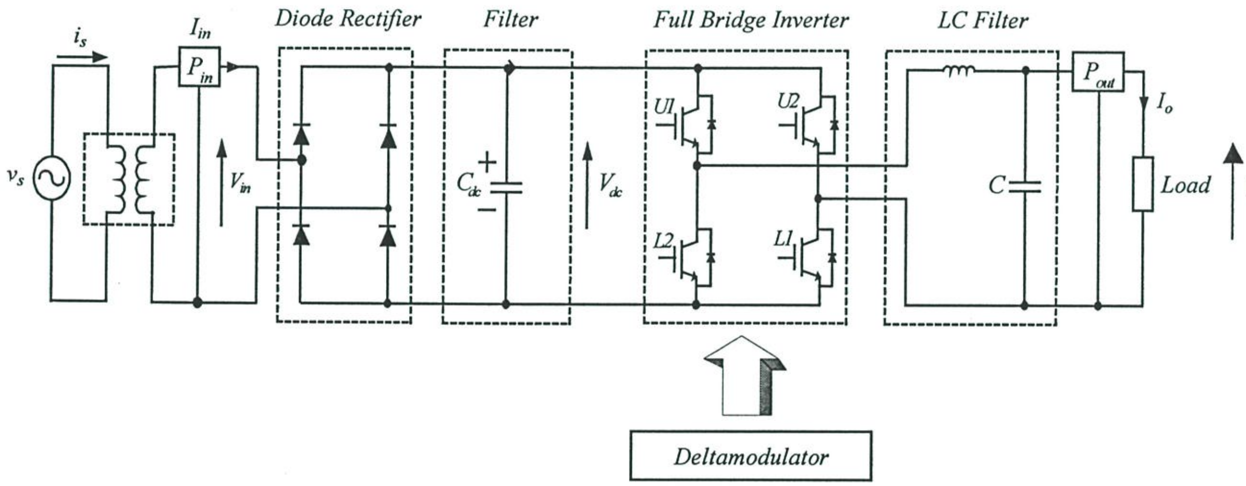
บทที่ 6

วงจรกำลังและวงจรควบคุมเฟสเดียว เดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท

6.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงวงจรกำลังและระบบวงจรควบคุมทั้งหมดที่ได้สร้างและออกแบบขึ้น เพื่อทดสอบระบบการทำงานของเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท เมื่อนำไปทำงานร่วมกับอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่มีโหลดเป็นความต้านทาน

6.2 วงจรกำลังที่ออกแบบและสร้างขึ้น



รูปที่ 6.1 วงจรกำลังของระบบอินเวอร์เตอร์ด้วยเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท

ในรูปที่ 6.1 แสดงวงจรกำลังของเทคนิคเดลต้าม็อดคูเลชั่น ซึ่งรายละเอียดของวงจรแต่ละส่วนจะได้กล่าวถึงและนำเสนอในหัวข้อถัดไป

6.2.1 วงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียวเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (Rectifier)

วงจรในส่วนนี้ประกอบด้วยไดโอด 4 ตัวที่ต่อกันแบบฟูลบริดจ์ (Full bridge) ทำหน้าที่รับไฟฟ้ากระแสสลับอินพุทเฟสเดียวแล้วเปลี่ยนเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่เกิดการกระเพื่อมของแรงดันก่อนเข้าวงจรกรองแรงดันด้วยคาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์ เพื่อกรองแรงดันให้เรียบต่อไป ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้บริดจ์ไดโอดที่เป็นแบบโมดูลขนาด 30A/600V โดยได้ออกแบบเผื่อไว้ให้สามารถทำงานที่แรงดันขาเข้าสภาวะแรงดันเกินชั่วขณะ (Over voltage) และสภาวะกระแสกระชากไว้ด้วย

6.2.2 วงจรส่วนกรองแรงดัน (C-Filter)

ในส่วนของคาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์ที่แรงดันดีซีเชื่อมโยงนี้จะใช้สำหรับกรองแรงดันที่ส่งผ่านจากวงจรเร็คติไฟเออร์เพื่อลดการกระเพื่อมของแรงดัน แต่ในงานวิจัยนี้ได้เลือกคาปาซิเตอร์ที่มีค่าต่ำๆ เพื่อต้องการให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านอินพุทและนำผลกระทบนี้ไปใช้ในการป้อนกลับเพื่อใช้ในการชดเชยและคงค่าแรงดันทางด้านเอาท์พุท

6.2.3 วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว

วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับและสามารถปรับเปลี่ยนแรงดันและความถี่เอาท์พุทได้ วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ออกแบบสร้างขึ้นเป็นชนิดแหล่งจ่ายแรงดันเพราะสามารถควบคุมและออกแบบได้ง่าย ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ออกแบบให้อินเวอร์เตอร์สามารถจ่ายโหลดขนาด 1 kVA โดยใช้ไอจีบีที ขนาด 40A/1200V รุ่น IRGPS40B120UDเป็นอุปกรณ์สวิทชิ่ง

6.2.4 วงจรเอาท์พุทฟิลเตอร์

วงจรเอาท์พุทฟิลเตอร์เป็นวงจรที่ทำหน้าที่กรองความถี่ต่ำที่ทำให้ฮาร์โมนิคส์ทางด้านเอาท์พุทมีค่าลดลงประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำและคาปาซิเตอร์เข้าด้วยกันซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ออกแบบให้ตัวเหนี่ยวนำมีค่า 0.71 mH และคาปาซิเตอร์มีค่า 35 μF ที่ความถี่ cut off 1 kHz

6.3 วงจรสร้างสัญญาณคลื่นไซน์ [21]

เป็นวงจรที่ใช้สร้างสัญญาณไซน์อ้างอิงโดยการเก็บข้อมูลในรูป Look up table ในหน่วยความจำแบบ EPROM ซึ่งเป็นข้อมูลเลขดิจิตอลที่แทนค่าแอมปลิจูดของคลื่นไซน์ที่ค่ามุมต่างๆ โดยค่าความละเอียดของรูปคลื่นไซน์จะขึ้นอยู่กับจำนวนข้อมูลที่เก็บในรูปเลขฐานสิบหกดังสมการที่ 6.1

$$V_m \sin \omega t = \frac{V_{ref} R_o}{R_{14}} \left(\frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \ldots + \frac{A_8}{256}\right) - \frac{V_{ref} R_o}{R_B} \qquad (6.1)$$

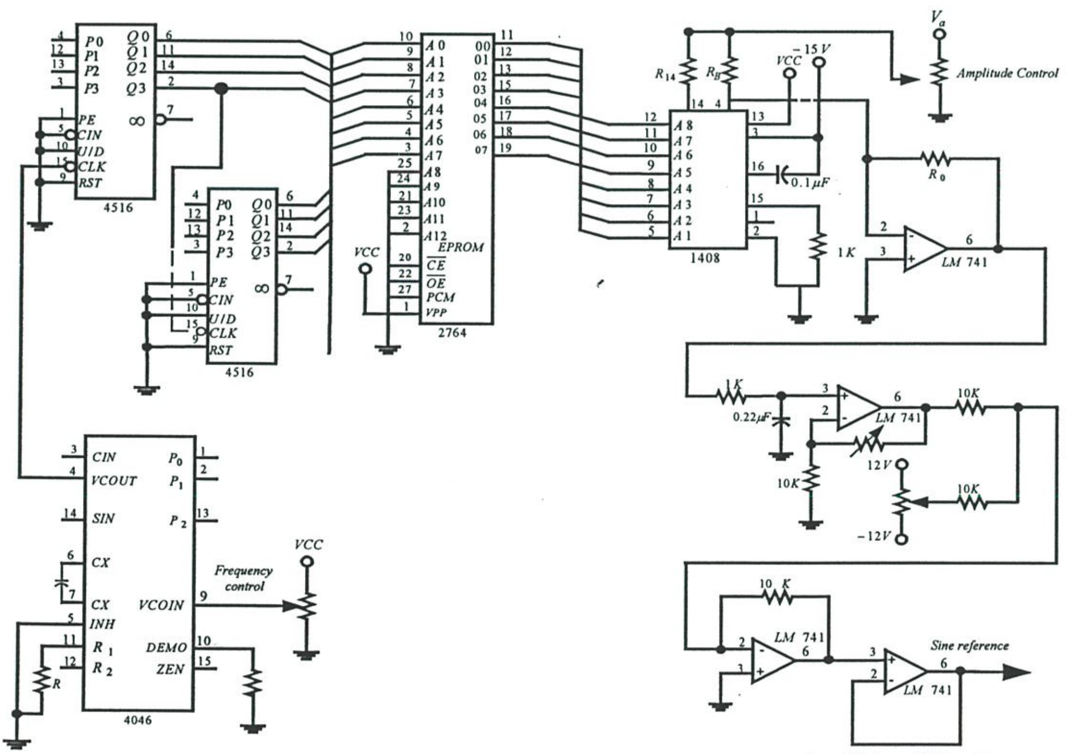
เมื่อ V_m คือ แรงดันสูงสุดคลื่นไซน์

V_{ref} คือ แรงดันไฟกระแสตรง (แรงดันอ้างอิง)

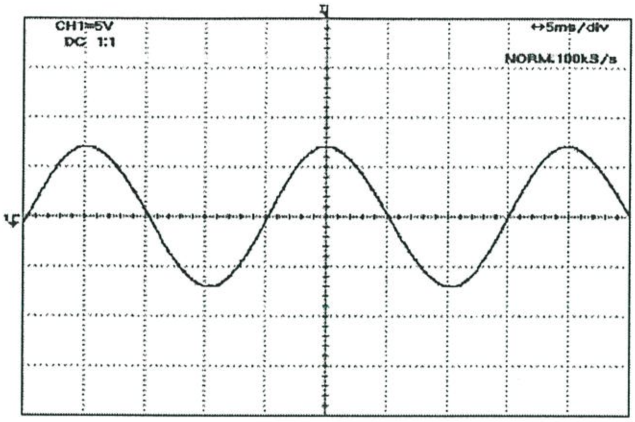
$A_1 - A_8$ คือ ข้อมูลที่แปลงเลขฐาน 2

R_0, R_{14}, R_B คือ ค่าความต้านทาน ; $R_B = 2R_{14}$

ในการนำข้อมูลออกมาใช้งานจะใช้วิธีการอ้างแอดเดรสในการเปิดตาราง (Look-up table) โดยการอ้างแอดเดรสจะใช้ไอซี เบอร์ 4516 (8 bit up/down counter) เป็นตัวนับสัญญาณนาฬิกา และใช้ไอซี เบอร์ 4046 เป็น V_{co} สร้างสัญญาณนาฬิกา เริ่มการนับจาก 0-255หรือนับลงจาก 255-0 เป็นการนับคลื่นไซน์ครบหนึ่งไซเคิลแล้วรีเซ็ทกลับมาเริ่มนับใหม่เพื่อสร้างคลื่นไซน์ในไซเคิลถัดไปและใช้ไอซีเบอร์ 1408 ที่เป็น DAC ในการเปลี่ยนสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อกของรูปไซน์ที่เอาท์พุทของ EPROM โดยสามารถควบคุม Voltage command เพื่อปรับแอมปลิจูดคลื่นไซน์แล้วผ่านวงจร Current to voltage converter เพื่อเปลี่ยนสัญญาณกระแสให้เป็นสัญญาณแรงดันคลื่นไซน์ที่นำไปใช้งานได้ แสดงได้ดังรูปที่ 6.2 และ 6.3



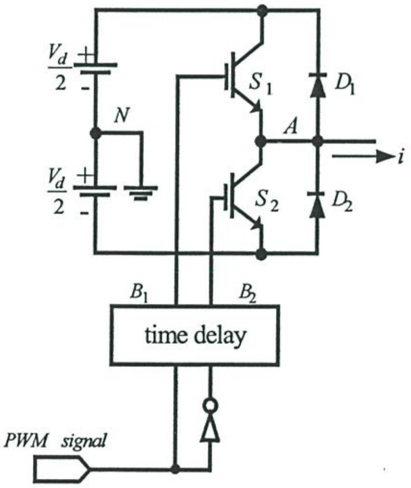
รูปที่ 6.2 วงจรสร้างสัญญาณไซน์อ้างอิง



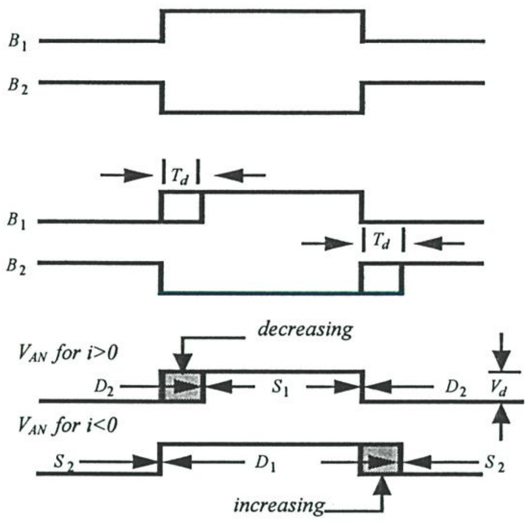
รูปที่ 6.3 ผลของรูปคลื่นไซน์อ้างอิง 50 Hz

6.4 วงจรเดดไทม์ (Dead-time Circuit) [31]

วงจรเดดไทม์ทำหน้าที่แยกสัญญาณโดยการสร้างเดดไทม์ที่ไปควบคุมไอจีบีทีตัวบนและตัวล่างในกิ่งเดียวกันของวงจรอินเวอร์เตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 6.4(a) ไม่ให้ทำงานพร้อมกันในขณะที่มีการเปลี่ยนสภาวะการทำงานอันเป็นผลของสตอเรจไทม์ของไอจีบีทีเกิดการลัดวงจรภายในกิ่งทำให้ไอจีบีทีเสียหายได้ ซึ่งหลักการสร้างเดดไทม์แสดงดังรูปที่ 6.4 (b)โดยการสร้างเวลาหน่วงในการทำงานของไอจีบีทีทั้งสองออกไปมีค่าเท่ากับ T_d

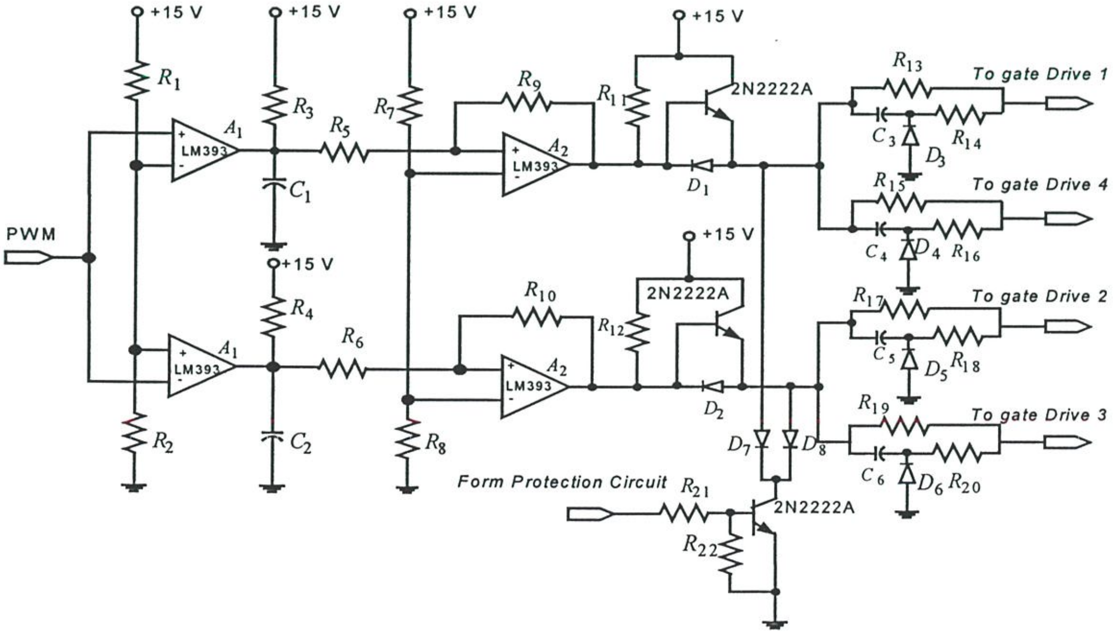


รูปที่ 6.4(a) วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์ในหนึ่งกิ่ง

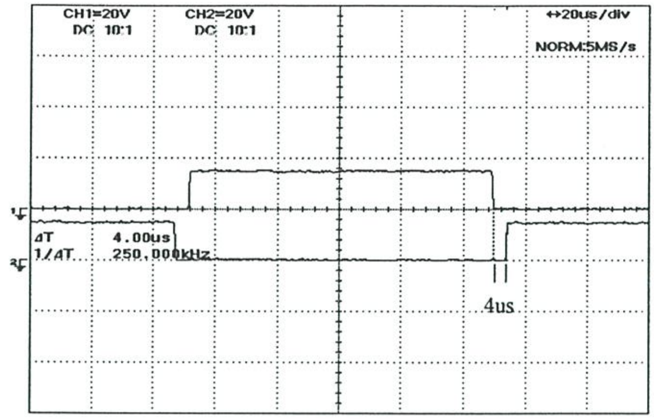


รูปที่ 6.4(b) รูปสัญญาณเมื่อมีการสร้างเดดไทม์

จากรูปที่ 6.5 แสดงวงจรเดดไทม์ควบคุมไอจีบีที 1 กิ่ง เมื่อสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่เข้ามาแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วนซึ่งจะผ่านวงจรที่ขา3และขา 6 ของคอมพาราเตอร์ A_1 (LM 393) ซึ่งสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ขา 3 จะถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณไฟตรงที่ขา 2 ได้สัญญาณพีดับบลิวเอ็ม± 15V ที่ขา 1 และเปรียบเทียบกับสัญญาณไฟตรงที่ขา 2 ของคอมพาราเตอร์ A_2 ถ้าสัญญาณที่ขา 3 มีค่าสูงกว่าไฟตรงที่เข้ามาเปรียบเทียบสัญญาณเอาท์พุทที่ขา 1ของคอมพาราเตอร์ A_2 จะเป็นสัญญาณ High ในทางกลับกันถ้าสัญญาณไฟตรงมีค่าสูงกว่าสัญญาณที่ขา 3 สัญญาณพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทจะเป็น Low ส่วนสัญญาณเอาท์พุทจะมีลักษณะตรงกันข้ามซึ่งค่าเวลาเดดไทม์นั้นตั้งได้จากค่าคงที่เวลา RC และสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ขา 6 ที่ได้จะมีลักษณะดังรูปที่ 6.6



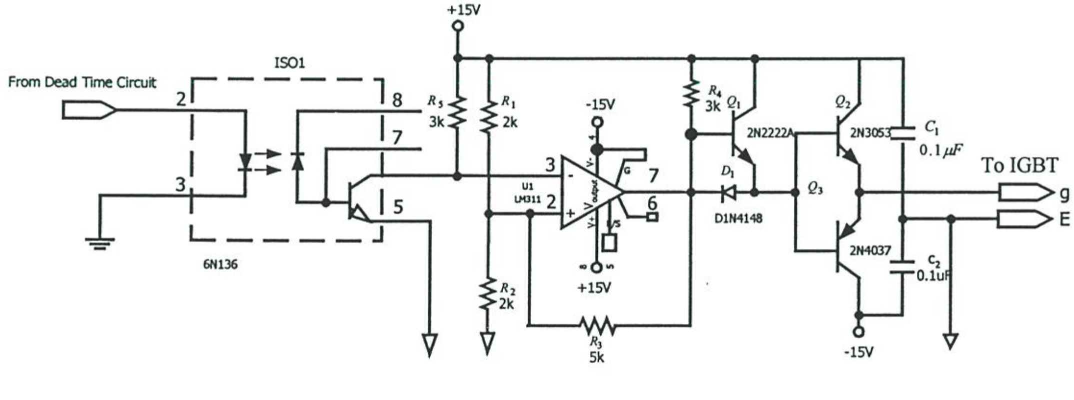
รูปที่ 6.5 วงจรเดดไทม์



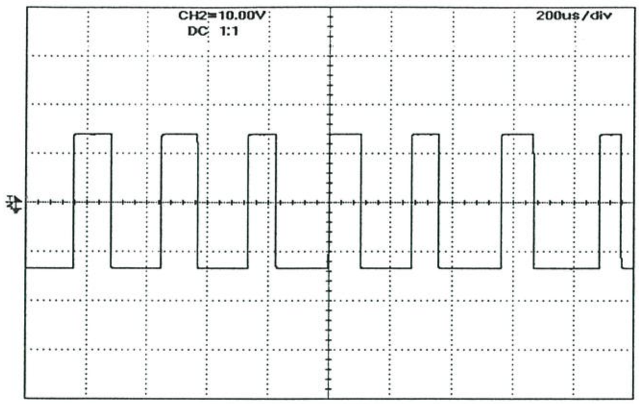
รูปที่ 6.6 สัญญาณเอาท์พุทของวงจรเดดไทม์สำหรับ IGBT Upper และ Lower ในกิ่งเดียวกัน

6.5 วงจรขับเกท (Gate Drive Curcuit)

รูปที่ 6.7 แสดงวงจรขับเกทประกอบด้วยออปโต้ 6N136 ไอซี LM311 และทรานซิสเตอร์การทำงานของวงจรสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ถูกส่งมาจากวงจรเดดไทม์จะผ่านออปโต้เพื่อแยกระบบควบคุมออกจากวงจรกำลัง เมื่อสัญญาณเป็น High จากออปโต้เข้ามาก็จะมีการทริกที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ภายในตัวของออปโต้ทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแส จึงให้แรงดันที่ขา 3 ของ LM311 มีสถานะเป็น Low ซึ่งที่ขา 2 จะมีค่าแรงดันที่มากกว่าศูนย์ ทำให้ได้เอาท์พุทที่ขา 7 เป็น +15 V สัญญาณจะทริกขาเบสของทรานซิสเตอร์ (2N2222) เกิดการนำกระแสและไปทริกขาเบสของทรานซิสเตอร์ (2N3053) เกิดเป็นพัลส์บวก ในทางตรงกันข้ามถ้าเอาท์พุทของออปโต้ เป็น Low ทำให้แรงดันขา 3 สูงกว่าขา 2 ซึ่งสัญญาณนี้จะไปทริกขาเบสของทรานซิสเตอร์ (2N4037) เกิดเป็นพัลส์ลบดังรูปที่ 6.8



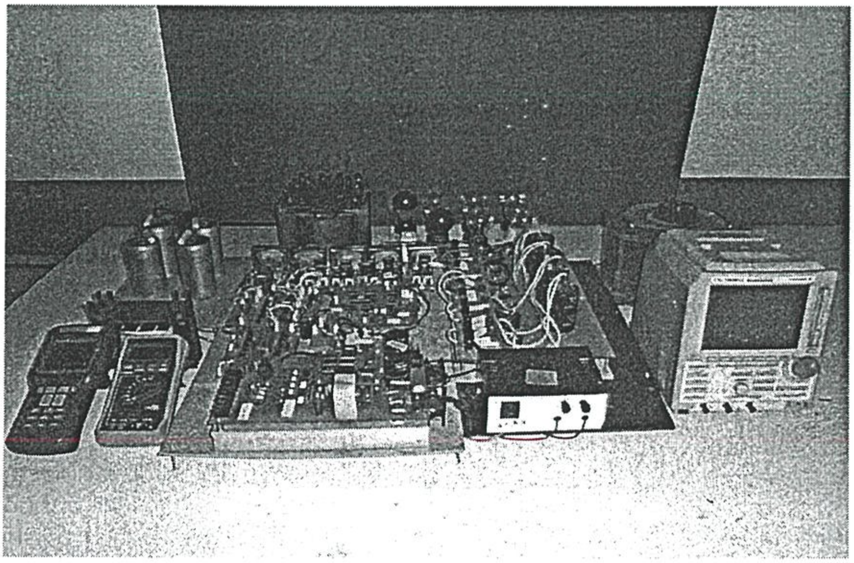
รูปที่ 6.7 วงจรขับเกท 1 ชุดที่ได้ออกแบบ



รูปที่ 6.8 สัญญาณเอาท์พุทของวงจรขับเกท

6.6 ชิ้นงานวิทยานิพนธ์

เครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์ของวงจรเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทสำหรับแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับที่ได้ออกแบบสร้างขึ้นมีทั้งวงจรควบคุมและวงจรกำลังของภาคเร็คติไฟเออร์ ภาคฟิลเตอร์และภาคอินเวอร์เตอร์ซึ่งได้นำเครื่องต้นแบบดังกล่าวไปทดสอบกับโหลดที่สภาวะต่างๆ สำหรับวงจรควบคุมนั้นได้ทำการติดตั้งใน PCB เพื่อลดปัญหาต่างๆ เช่น สัญญาณรบกวน สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ยึดติดกับแผ่นระบายความร้อน (Heat Sink)และมีพัดลมช่วยในการระบายความร้อนพร้อมติดตั้งอุปกรณ์ในชุดควบคุมให้อยู่ติดใกล้กันที่สุดเพื่อลดค่าอิมพีแดนซ์ของสายป้องกันสัญญาณรบกวนและส่วนของคาปาซิเตอร์ที่แรงดันดีซีเชื่อมโยงนั้นสามารถทนแรงดันได้สูงซึ่งมีการปรับเปลี่ยนค่าตามการทดสอบดังแสดงในรูปที่ 6.9



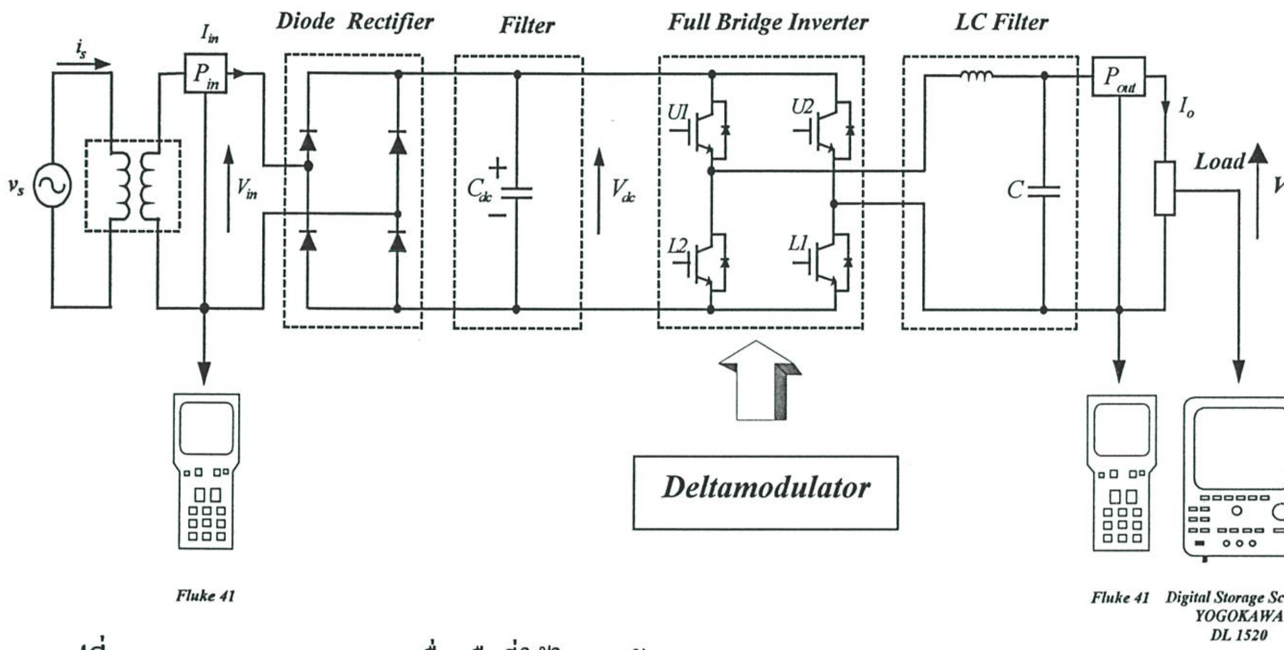
รูปที่ 6.9 เครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์ของวงจรเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทสำหรับแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ

6.7 สรุป

ในบทนี้ได้ออกแบบและสร้างระบบควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์และวงจรควบคุมเดลต้ามีอดูเลเตอร์ชนิดอะซิงโครนัสตลอดจนระบบวงจรกำลังซึ่งมีการแสดงและอธิบายอย่างละเอียด อีกทั้งยังมีการแสดงผลการตรวจสอบการทำงานของวงจรต่างๆที่ยืนยันว่าวงจรที่ได้วิเคราะห์และออกแบบนั้นทำงานได้ถูกต้อง รวมถึงชิ้นงานที่สร้างขึ้นเป็นเครื่องต้นแบบในงานวิจัยนี้และการศึกษาในอนาคตต่อไป

บทที่ 7
การทดลองและผลการทดลอง

อินเวอร์เตอร์เครื่องต้นแบบที่ได้ออกแบบสามารถนำไปทดสอบจ่ายโหลด ขนาด 1kVA เพื่อทดสอบหาคุณสมบัติการทำงานต่างๆ ของระบบอินเวอร์เตอร์ วงจรที่ใช้ในการทดลองและเครื่องมือที่ใช้ในการวัดแสดงในรูปที่ 7.1



รูปที่ 7.1 วงจรการทดลองและเครื่องมือที่ใช้ในการวัด

ผลการทดสอบของอินเวอร์เตอร์เครื่องต้นแบบที่ได้สร้างขึ้นโดยใช้เทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่นแบบอะซิงโครนัสที่ได้นำเสนอนี้จะเป็นผลการเปรียบเทียบของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่นใน 3 เทคนิค ได้แก่ เทคนิคเดลต้ามีอดที่ไม่มีการป้อนกลับ เทคนิคเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับลิวเอ็มเอาท์พุทและเทคนิคเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทร่วมกับการควบคุมแบบพีไอ โดยนำไปทดสอบในกรณีที่โหลดเป็นความต้านทาน ความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ (RL) นอกจากนี้ยังมีการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB แล้วเก็บข้อมูลให้อยู่ในไฟล์ *.CSVเพื่อนำไปวิเคราะห์คุณภาพของรูปคลื่นด้วยโปรแกรม MATLAB (โปรแกรมMATLAB ที่ใช้ในการวิเคราะห์คุณภาพของรูปคลื่นต่างๆได้แสดงไว้ในภาคผนวก ข) ส่วนการทดลองได้จากการเก็บข้อมูลของรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่ไหลผ่านโหลดของอินเวอร์เตอร์ โดยใช้ Digital Oscilloscope ยี่ห้อ YOGOKAWA รุ่น DL 1520 ที่มี A/D ขนาด 8 bits 200 MS/s 150 MHz แล้วเก็บข้อมูลให้อยู่

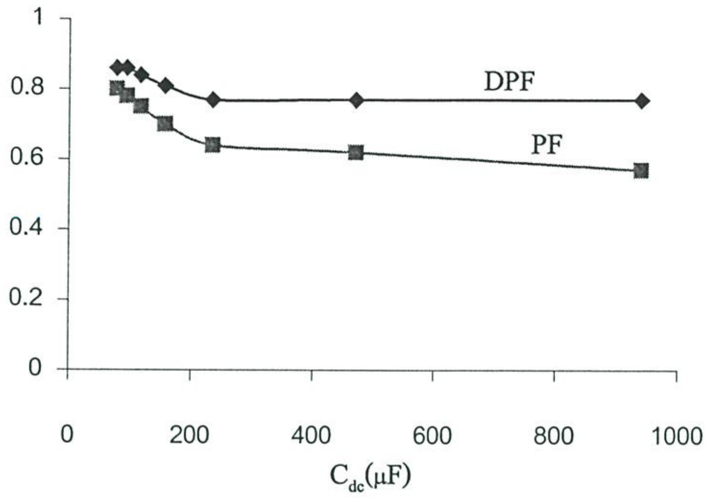
ในไฟล์ *.CSV แล้วนำไปวิเคราะห์คุณภาพรูปคลื่นด้วยค่าดัชนีคุณภาพของกระแสและแรงดันด้วยโปรแกรม MATLAB ต่อไปโดยแบ่งหัวข้อของการทดลองได้ดังต่อไปนี้

7.1 การทดสอบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะทางด้านอินพุท

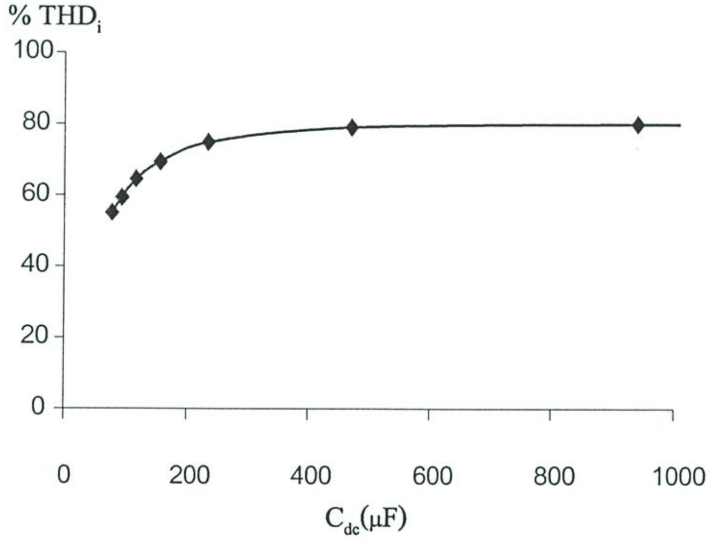
เป็นการทดลองเพื่อเปรียบเทียบเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับและเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทที่พารามิเตอร์เดียวกัน แต่แตกต่างกันเพียงค่าระดับแรงดันสวิทชิ่งป้อนกลับที่ตรวจจับ เพื่อใช้ในการป้อนกลับเข้าสู่วงจรอินทิเกรเตอร์ ซึ่งเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับจะมีค่า เท่ากับ V_{cc} ของคอมพาราเตอร์ที่ไม่ได้คำนึงถึงผลกระทบริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยง แต่เทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทจะมีผลของแรงดีซีเชื่อมโยงและผลกระทบของริปเปิลรวมอยู่ด้วยโดยเป็นการทดลองที่มีการปรับเปลี่ยนค่าคาปาซิเตอร์ที่แรงดันดีซีเชื่อมโยง (C_{dc}) เพื่อศึกษาผลกระทบของค่าคาปาซิเตอร์ที่แรงดันดีซีเชื่อมโยงในการทำงานของระบบรวมถึงค่าDPF(Displacement Power Factor), PF (PowerFactor)ทางด้านอินพุทและค่าผิดเพี้ยนรวมของกระแสอินพุท(THD_i)

ตารางที่ 7.1 ค่า DPF, %THD_i และ PF ทางด้านอินพุท เมื่อค่าคาปาซิเตอร์เปลี่ยนไป

C_{dc} (μF)	DPF	THD_i (%)	PF
78	0.86	55.1	0.8
94	0.86	59.4	0.78
117	0.84	64.5	0.75
157	0.81	69.4	0.7
235	0.77	74.9	0.64
470	0.77	79	0.62
940	0.77	80	0.57



รูปที่ 7.2 ค่า DPF , PF ทางด้านอินพุท เมื่อค่าคาปาซิเตอร์เปลี่ยนไป



รูปที่ 7.3 ค่า %THD ของกระแสอินพุท เมื่อค่าคาปาซิเตอร์เปลี่ยนไป

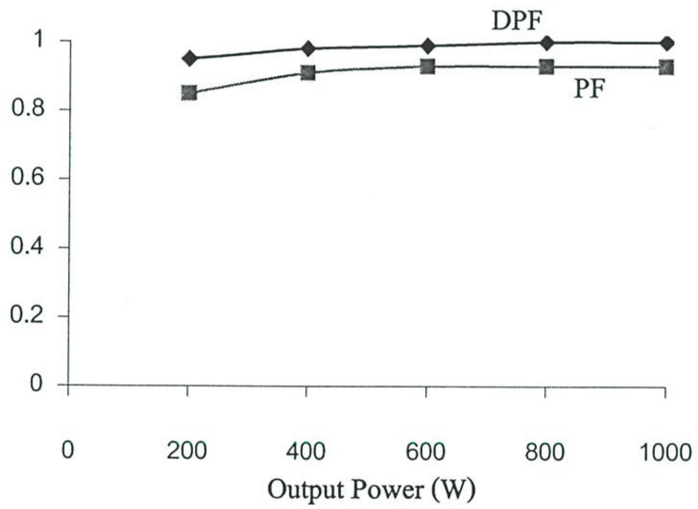
จากตารางที่ 7.1 และรูปที่ 7.2, 7.3 จะพบได้ว่า เมื่อคาปาซิเตอร์มีค่ามากขึ้นจะทำให้จะทำให้ค่า DPF ต่ำลงและ $\%THD_i$ มีค่าสูงขึ้นส่งผลให้ค่า PF ต่ำลงซึ่งจะส่งผลเสียต่อกระแสและแรงดันทางด้านเอาท์พุทรวมถึงสมรรถนะของระบบดังกล่าวในบทข้างต้นแสดงให้เห็นถึงว่าค่าคาปาซิเตอร์ที่มีขนาดเล็กลงจะเป็นการปรับปรุงค่า DPF และ PF ทางด้านอินพุท อย่างไรก็ตามจะส่งผลให้เกิดมีริปเปิลของแรงดันเชื่อมโยงมาก

7.2 การทดสอบสมรรถนะทางด้านอินพุทโดยการเปลี่ยนแปลงโหลดทางด้านเอาท์พุท

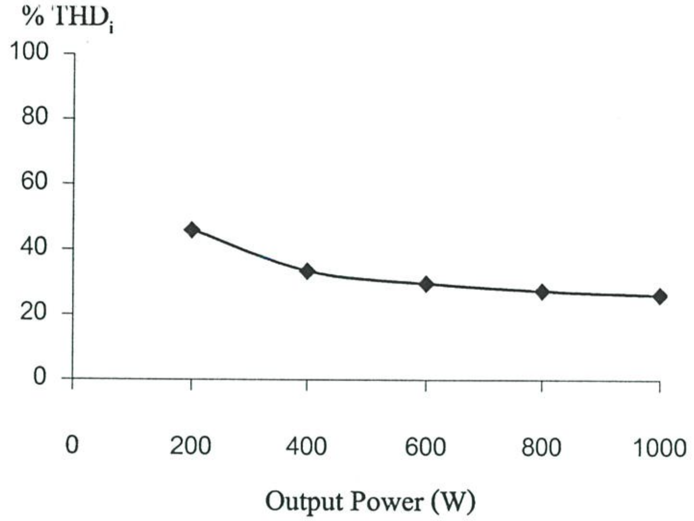
ในการทดสอบสมรรถนะทางด้านอินพุทนี้ได้มีการทดสอบโดยการเปลี่ยนแปลงโหลดโดยการเพิ่มทีละสเต็ปจาก 200 W ถึง 1000 W ที่คาปาซิเตอร์ของแรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าเท่ากับ 330 μF

ตารางที่ 7.2 ค่า DPF, %THD_i และ PF ทางด้านอินพุท เมื่อโหลดเปลี่ยนไป

Output Power (W)	DPF	THD_i (%)	PF
200	0.95	45.9	0.85
400	0.98	33.4	0.91
600	0.99	29.6	0.93
800	1	27.3	0.93
1000	1	26.1	0.93



รูปที่ 7.4 ค่า DPF,PF ทางด้านอินพุทเมื่อโหลดเปลี่ยนไป

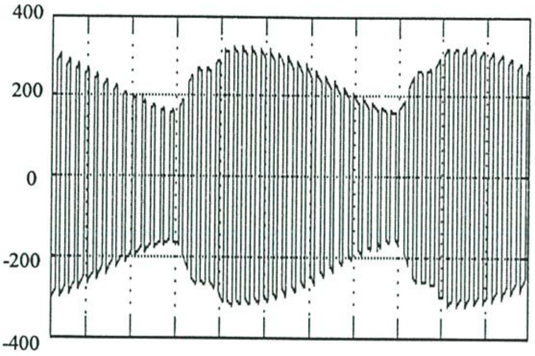


รูปที่ 7.5 ค่า %THD ของกระแสอินพุทเมื่อโหลดเปลี่ยนไป

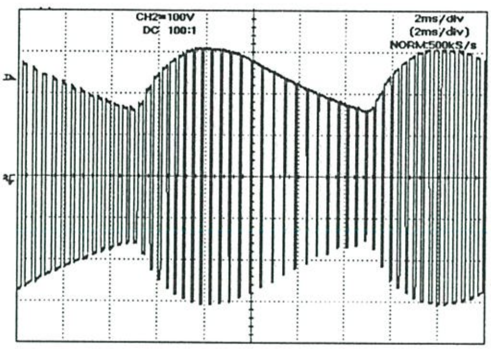
จากตารางที่ 7.2 เป็นการศึกษาภายใต้เงื่อนไขที่สภาวะโหลดต่างๆกันจากโหลด 200 W ถึง1000 W ที่คาปาซิเตอร์ของแรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าเท่ากับ 330 μF จะเห็นได้ว่า เมื่อทำการเพิ่มโหลดทีละสเต็ป จะทำให้ค่า DPF สูงขึ้นและ $\%THD_i$ มีค่าต่ำลงส่งผลให้ค่า PF สูงขึ้นดังแสดงในรูปที่ 7.4 และ 7.5 แต่อย่างไรก็ดีผลจากการลดค่าคาปาซิเตอร์ที่แรงดันดีซีเชื่อมโยงนี้จะมีผลกระทบต่อริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงและส่งผลต่อรูปคลื่นของกระแสและแรงดันทางด้านเอาท์พุททำให้เกิดความผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ ดังนั้นกล่าวได้ว่า ถ้าลดค่าคาปาซิเตอร์ให้ต่ำลงในขณะที่โหลดเพิ่มขึ้นจะส่งผลดีต่อค่า DPF และ PF ทางด้านอินพุทแต่จะส่งผลเสียต่อกระแสและแรงดันทางด้านเอาท์พุท

7.3 การทดสอบแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทของทั้ง 2 เทคนิค

เป็นการศึกษาถึงผลกระทบริปเปิลที่มีต่อการปรับตัวของแรงดันพีดับบลิวเอ็มเพื่อรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทมูลฐานของเทคนิคเดลต้ามีอดที่ไม่มีการป้อนกลับและเทคนิคเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทที่ความถี่สวิทชิ่ง 1 kHz เพื่อให้เห็นถึงการขยายตัวของเนื้อพัลส์อย่างชัดเจนเมื่อเกิดริปเปิลขึ้นที่สภาวะโหลดเดียวกัน โดยทดสอบกับ Resistive Load ก่อนฟิลเตอร์เป็นความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มของค่าระดับแรงดันสวิทชิ่งป้อนกลับ *(E)*



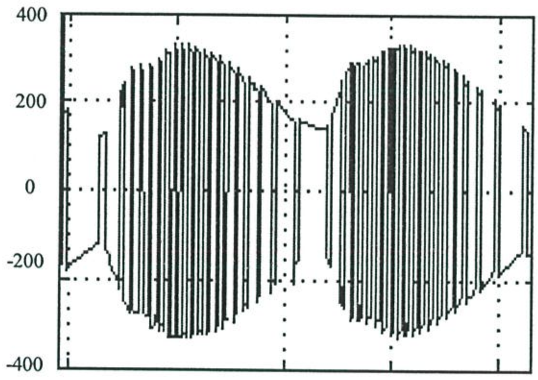
(a) ผลการจำลอง



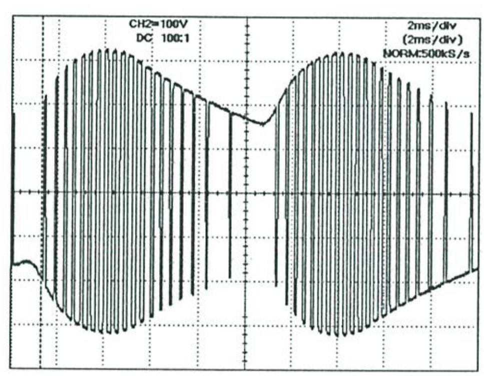
สเกล x:2 ms/div, y:100 v/div

(b) ผลการทดลอง

รูปที่ 7.6 แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทของเดลต้ามีอดที่ไม่มีการป้อนกลับ(C_{dc}= 330 μF, I_L = 4.6 A)



(a) ผลการจำลอง



สเกล x:2 ms/div, y:100 v/div

(b) ผลการทดลอง

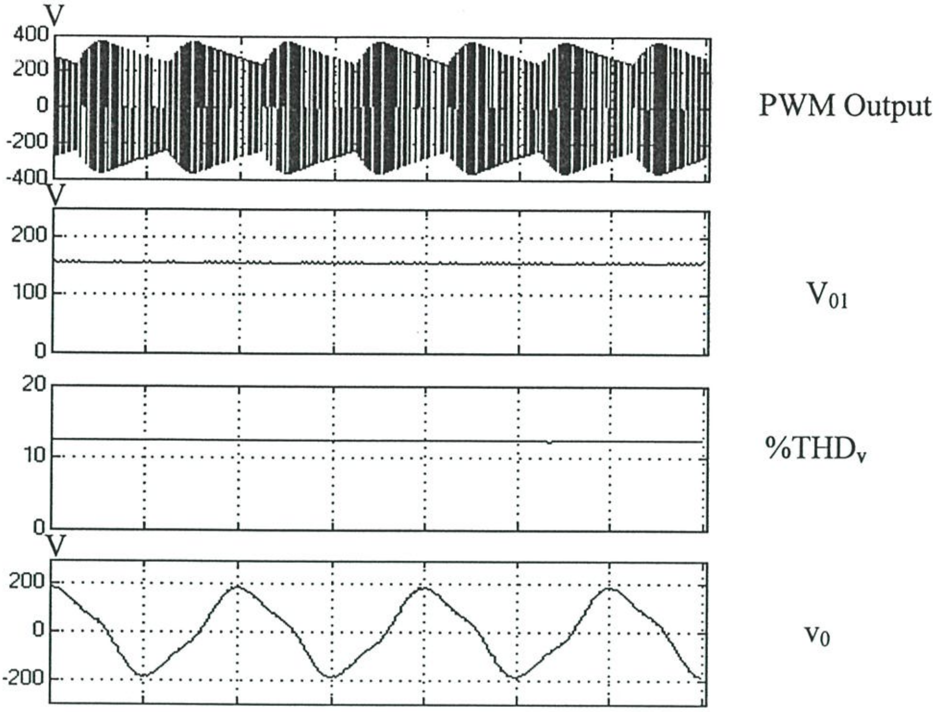
รูปที่ 7.7 แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทของเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับ (C_{dc} = 330 μF, I_L = 4.6 A)

จากรูปที่ 7.6 และ 7.7 เป็นการศึกษาถึงการทำงานของเทคนิคเดลต้ามีอดที่ไม่มีการป้อนกลับและเทคนิคเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท โดยในการทดลองนี้ได้เปรียบเทียบการทำงานของทั้งสองเทคนิคในรูปของการจำลองและการทดลอง ที่ความถี่สวิทชิ่ง 1 kHz ที่คาปาซิเตอร์ของแรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าเท่ากับ 330 μF เพื่อให้เห็นถึงการขยายตัวของเนื้อพัลส์อย่างชัดเจนภายใต้เงื่อนไขสภาวะโหลดเดียวกัน โดยทดสอบกับ Resistive Load ภายหลังจากการสเต็ปโหลดที่สภาวะคงตัวของวงจรจากข้อสรุปในการทดลองที่ 7.2 เมื่อค่าคาปาซิเตอร์มีค่าน้อยลงในขณะที่กระแสโหลดเพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงมากขึ้น ส่งผลให้แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทมีค่าลดลงตามการกระเพื่อมของริปเปิลและจากผลการจำลองและการทดลองจะพบได้ว่าเทคนิคเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท เมื่อเกิดริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อม

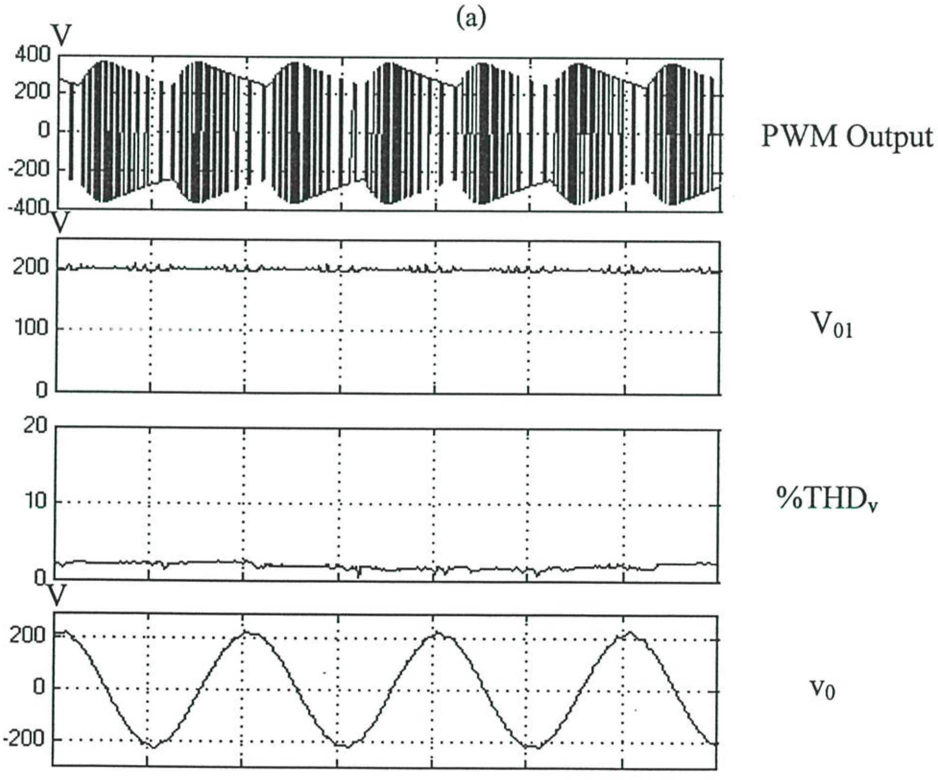
โยงขึ้นจะมีการขยายตัวของเนื้อพัลส์ ตามสมการที่ 4.14 และ 4.15 เมื่อแรงดันสวิทชิ่งป้อนกลับ *(E)* มีค่าลดลงทำให้การเปลี่ยนแปลงของค่าเวลาในการสวิทซ์เกิดในสองลักษณะ คือ ถ้า Δt_+มีค่ามากขึ้น Δt_- ก็จะมีค่าน้อยลง ในทางกลับกัน เมื่อ Δt_- มีค่ามากขึ้น Δt_+ ก็จะมีค่าน้อยลง ส่งผลให้คาบพัลส์วิด (T_c) มีค่าเท่าเดิมและจากหลักการนี้จึงเกิดการขยายตัวของเนื้อพัลส์เมื่อแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทตกลงตามผลของริปเปิล เพื่อชดเชยและรักษาแรงดันเอาท์พุทมูลฐานให้คงที่และลดผลกระทบริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงที่มีผลต่อกระแสและแรงดันทางด้านเอาท์พุทรวมถึงสมรรถนะของระบบด้วย

7.4 รูปคลื่นทางด้านเอาท์พุท

จากการทดลองที่ 7.3 จะพบได้ว่าวงจรเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทสามารถลดผลกระทบริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงได้ ดังนั้นในการทดลองนี้จึงได้ทดสอบอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับและเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท ที่ความถี่สวิทชิ่ง 10 kHz (LC Output Filter ที่ L=0.71 mH, C = 35 μF)จ่ายโหลดความต้านทานป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 320 V และในการทดลองนี้ยังมีการจำลองการทำงานของระบบด้วยซึ่งให้ผลสอดคล้องกับการทดลอง ดังรูป



(a)

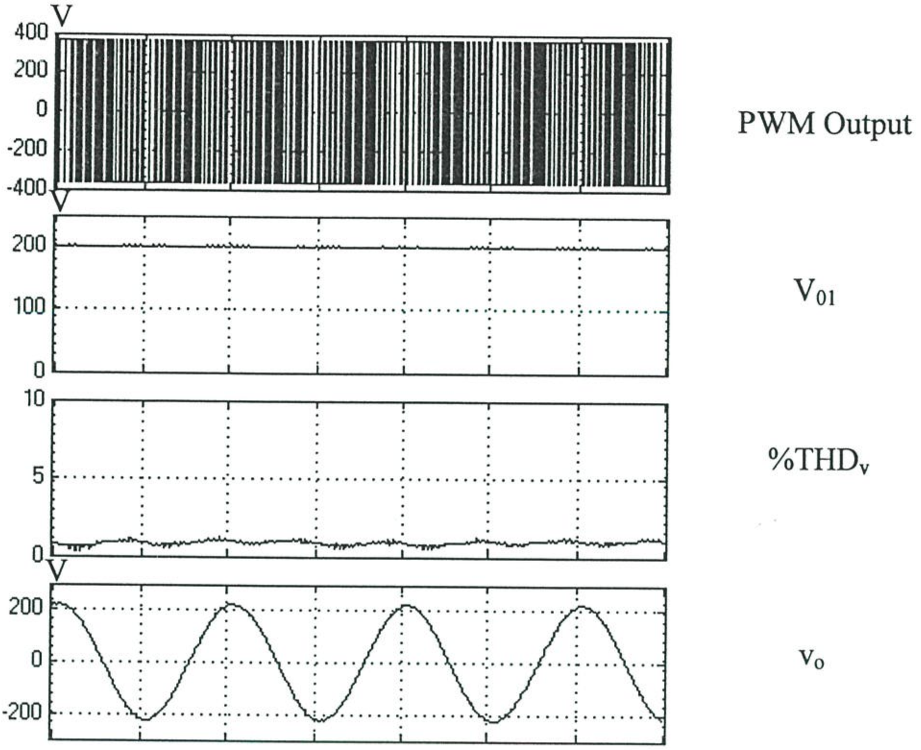


(b)

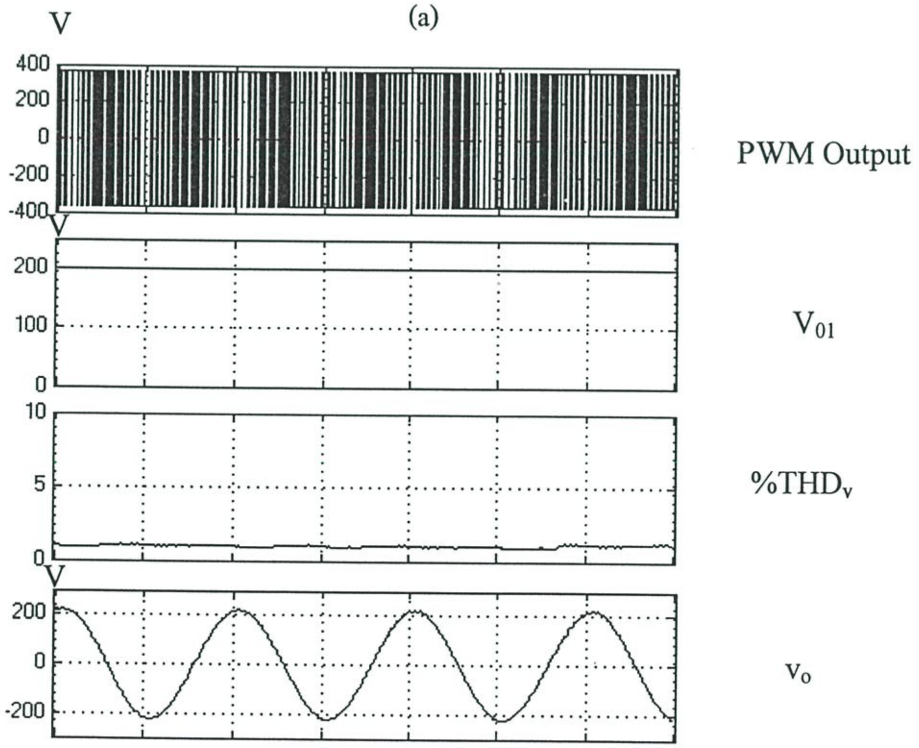
รูปที่ 7.8 ผลการจำลองของแรงดันเอาท์พุทที่ C_{dc} = 330 μF

(a) เทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ

(b) เทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท



(a)

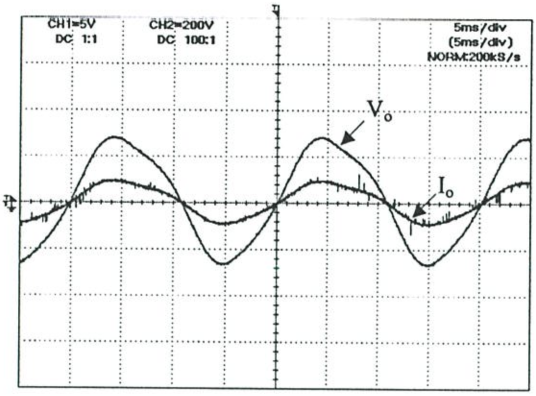


(b)

รูปที่ 7.9 ผลการจำลองของแรงดันเอาท์พุทที่ C_{dc} = 5000 μF

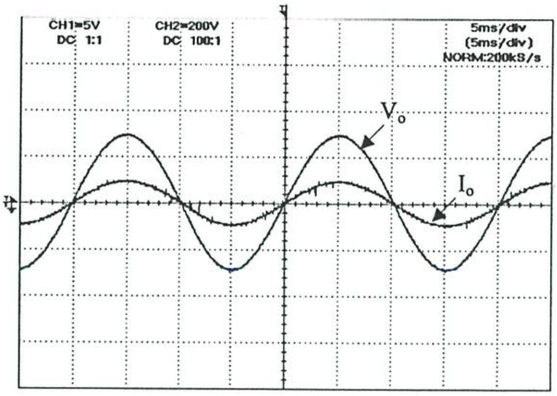
(a) เทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ

(b) เทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท



สเกล x:5 ms/div, y:200 v/div

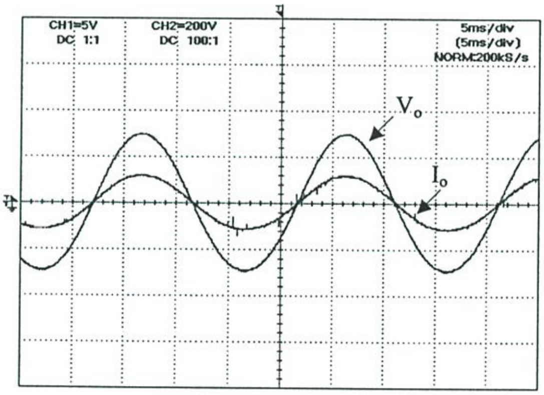
(C_{dc} = 330 μF, I_L = 4.6 A)



สเกล x:5 ms/div, y:200 v/div

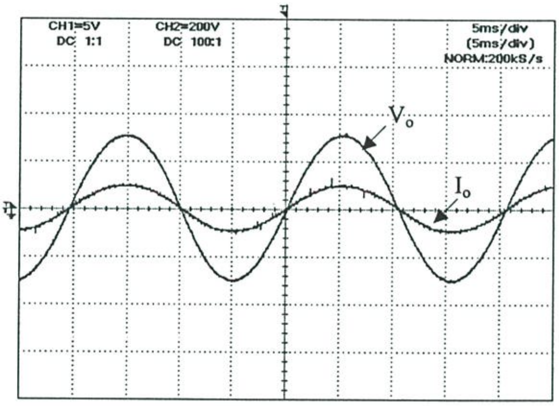
(C_{dc} = 5000 μF, I_L = 4.6 A)

รูปที่ 7.10 กระแสและแรงดันเอาท์พุทของเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับเมื่อผ่านฟิลเตอร์



สเกล x:5 ms/div, y:200 v/div

(C_{dc} = 330 μF, I_L = 4.6 A)



สเกล x:5 ms/div, y:200 v/div

(C_{dc} = 5000 μF, I_L = 4.6 A)

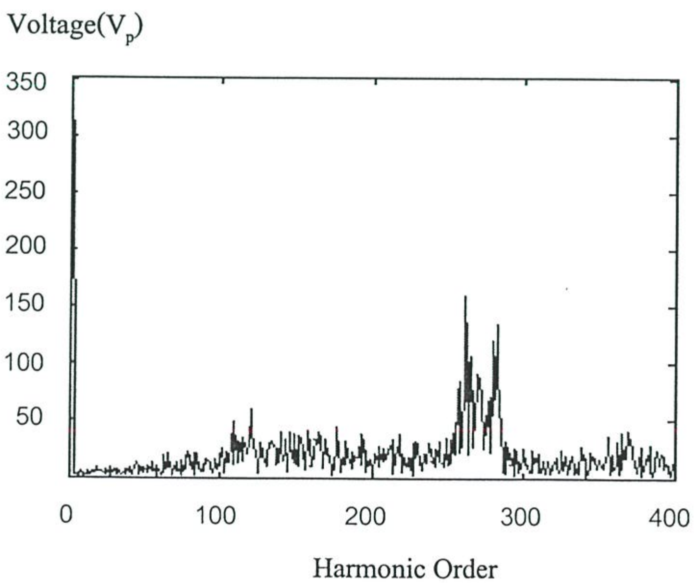
รูปที่ 7.11 กระแสและแรงดันเอาท์พุทของเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับเมื่อผ่านฟิลเตอร์

จากผลการจำลองในรูปที่ 7.8 และ7.9 เมื่อเกิดริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยง ซึ่งเป็นไปตามการทดลองที่ 7.3 ทำให้แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทเกิดการกระเพื่อมขึ้นโดยในรูปที่ 7.8(a) เป็นเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับที่คาปาซิเตอร์ของแรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าเท่ากับ 330 μF จะสังเกตได้ว่าแรงดันเอาท์พุทมูลฐานจะมีค่าตกลงและค่าความผิดเพี้ยนรวมของแรงดันทางด้านเอาท์พุท(THD_V)มีค่าสูงขึ้น เมื่อเทียบกับเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทที่มีการขยายตัวของเนื้อพัลส์ เพื่อชดเชยแรงดันเอาท์พุทมูลฐานให้คงที่ และลดค่าความผิดเพี้ยนรวมของแรงดันทางด้านเอาท์พุทด้วยดังรูปที่ 7.8 (b) และเมื่อคาปาซิเตอร์ของแรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าเท่ากับ 5000 μF

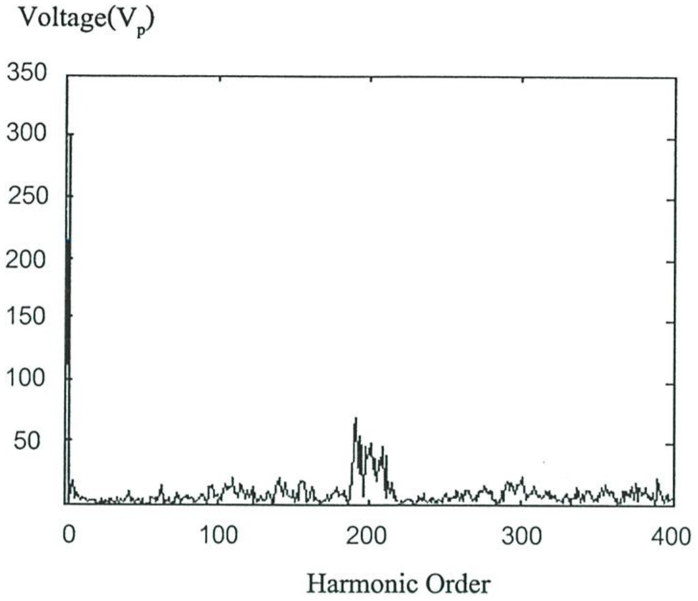
ภายใต้เงื่อนไขเดียวกันกับคาปาซิเตอร์ของแรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าเท่ากับ 330 μF จะเห็นได้ว่าผลที่ได้เหมือนกันแม้ว่าจะใช้เทคนิคเดลต้าม็อดแบบที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทหรือเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับก็ตามดังนั้นจึงกล่าวได้ว่าที่คาปาซิเตอร์มีค่าต่ำนั้นเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทสามารถลดผลกระทบริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงได้และชดเชยแรงดันเอาท์พุทมูลฐานให้คงที่ได้

จากรูปที่ 7.10 และ 7.11 เป็นการทดสอบเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับกับเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท โดยในรูปที่ 7.10 คาปาซิเตอร์ของแรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าเท่ากับ 330 μF เปรียบเทียบกับคาปาซิเตอร์ของแรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าเท่ากับ 5000 μF ซึ่งในการทดลองนี้ค่ากระแสและแรงดันเอาท์พุทที่คาปาซิเตอร์ของแรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าเท่ากับ 330μF จะมีผลกระทบของริปเปิลมากทำให้รูปคลื่นกระแสและแรงดันมีการผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณรูปคลื่นไซน์ และที่คาปาซิเตอร์ของแรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าเท่ากับ 5000 μF ที่สภาวะโหลดเดียวกันจะไม่มีผลกระทบของริปเปิลแต่อย่างใดเนื่องจากคาปาซิเตอร์มีค่ามากทำให้เกิดริปเปิลน้อย รูปที่ 7.11 เมื่อทำการทดสอบเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับทางด้านแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทที่คาปาซิเตอร์ของแรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าเท่ากับ 330 μF และคาปาซิเตอร์ของแรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าเท่ากับ 5000 μF ผลการทดลองที่ได้เหมือนกันและจากผลการจำลองและผลการทดลองทำให้เทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทสามารถลดผลกระทบริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงได้

7.5 รูปสเปกตรัมฮาร์โมนิคส์



รูปที่ 7.12 สเปกตรัมฮาร์โมนิคส์ของแรงดันเอาท์พุทพีดับบลิวเอ็มสำหรับเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับที่ No Load



รูปที่ 7.13 สเปกตรัมฮาร์โมนิคส์ของแรงดันเอาท์พุทพีดับบลิวเอ็ม เทคนิคเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับที่ Full Load

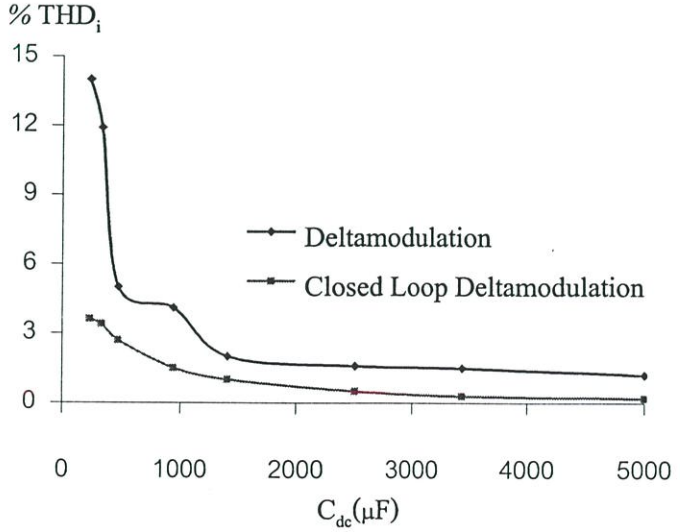
เป็นการทดสอบเพื่อดูการเปลี่ยนแปลงของสเปกตรัมของฮาร์โมนิคส์ของแรงดันเอาท์พุทพีดับบลิวเอ็มสำหรับเทคนิคเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทที่คาปาซิเตอร์ของแรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าเท่ากับ 330 μF โดยทดสอบที่ No Load และ Full Load ที่ LC Output Filter เดียวกันดังแสดงในรูปที่ 7.12 และ 7.13 โดยในรูปที่ 7.12 ที่เป็นการทดสอบที่สภาวะ No Load จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาท์พุทมูลฐานมีค่าประมาณ 310 V_{peak} โดยที่ค่าของกลุ่มฮาร์โมนิคส์สวิทชิ่งอยู่ที่ออร์เดอร์ประมาณ 270 หรือที่ความถี่สวิทชิ่งประมาณ 13.5 kHz และมีขนาดค่อนข้างสูง เนื่องจากค่ามีอดดูเลชั่นอินเด็คต่ำและเมื่อทดสอบที่โหลด 1000 W จะสังเกตได้ว่าค่าแรงดันเอาท์พุทมูลฐานออร์เดอร์ที่ 1 จะมีค่าเท่ากับ 300 V_{peak} และแรงดันที่กลุ่มฮาร์โมนิคส์สวิทชิ่งจะมีค่าลดลงเนื่องจากมีอดดูเลชั่นอินเด็คมีค่าสูงขึ้นส่งผลให้แรงดันเอาท์พุทมูลฐานมีค่าเพิ่มขึ้นด้วยเพื่อเป็นการรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทที่ตกไป เนื่องจากผลกระทบริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยง และกลุ่มของฮาร์โมนิคส์ ที่เกิดขึ้นจะใกล้ๆกับค่าแรงดันเอาท์พุทมูลฐานทำให้กลุ่มฮาร์โมนิคส์อันดับต่ำมาเกาะกับแรงดันเอาท์พุทมูลฐานมากขึ้นด้วย ซึ่งหมายถึงว่าค่าพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทที่มีความถี่ลดลงเนื่องจากการขยายตัวของเนื้อพัลส์

7.6 การทดสอบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะทางด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์

จากการทดลองนี้เป็นการทดสอบผลกระทบของริปเปิลที่มีต่อกระแสและแรงดันทางด้านเอาท์พุทเมื่อคาปาซิเตอร์มีค่าเพิ่มและเป็นการทดลองที่อยู่ภายใต้สภาวะโหลดเดียวกันที่ Full Load ดังตารางที่ 7.3 และ 7.4

ตารางที่ 7.3 ค่า% THD_i ทางด้านเอาท์พุท เมื่อค่าคาปาซิเตอร์เปลี่ยนไป

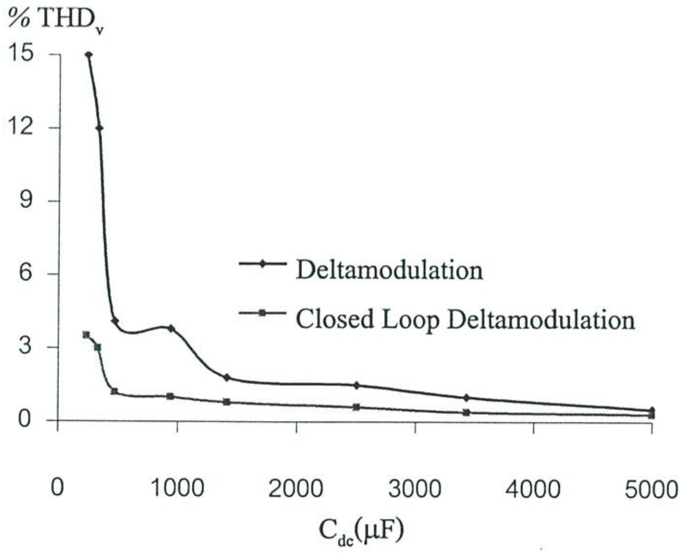
C_{dc} (μF)	THD_i (%)	
	เทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ	เทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท
235	14	3.6
330	11.9	3.4
470	5	2.7
940	4.1	1.5
1410	2	1
2500	1.6	0.5
3440	1.5	0.3
5000	1.2	0.2



รูปที่ 7.14 กราฟค่า %THD_i ทางด้านเอาท์พุท เมื่อคาปาซิเตอร์เปลี่ยนไป

ตารางที่ 7.4 ค่า % THD_v ทางด้านเอาท์พุท เมื่อค่าคาปาซิเตอร์เปลี่ยนไป

C_{dc} (μF)	THD_v (%)	
	เทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ	เทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท
235	15	3.5
330	12	3
470	4.1	1.2
940	3.8	1
1410	1.8	0.8
2500	1.5	0.6
3440	1	0.4
5000	0.5	0.3



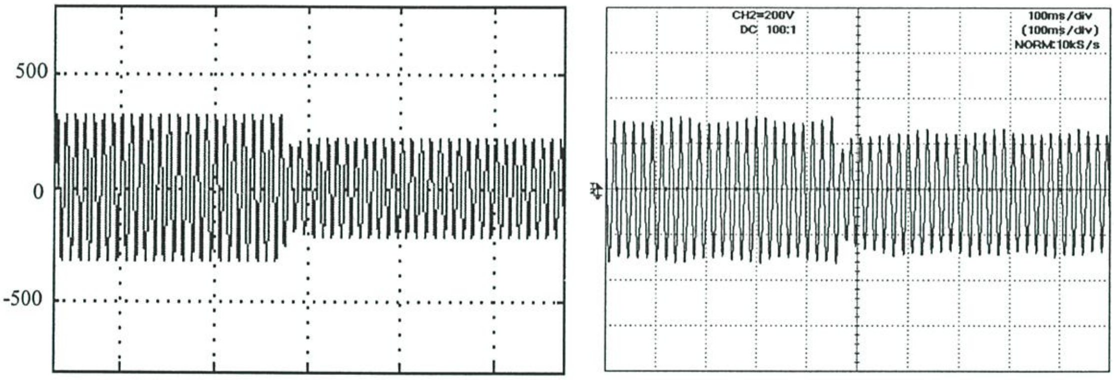
รูปที่ 7.15 กราฟค่า % THD_v ทางด้านเอาท์พุท เมื่อคาปาซิเตอร์เปลี่ยนไป

จากตารางที่ 7.3 และ 7.4 ดังกราฟที่ 7.14 และ 7.15 เป็นผลการทดสอบถึงค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสและแรงดันทางด้านเอาท์พุท เมื่อใช้เทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับและเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าที่คาปาซิเตอร์ค่าต่ำๆนั้น จะทำให้ค่าความเพี้ยนรวมของกระแสและแรงดันทางด้านเอาท์พุทมีค่าสูงขึ้นมากกว่าเมื่อใช้คาปาซิเตอร์ที่มีค่าสูงอันเนื่องมาจากผลกระทบริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยง แต่เมื่อใช้เทคนิค

เดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแล้วจะช่วยลดผลกระทบของริปเปิลที่แรงดันดีซีเชื่อมโยงได้ทำให้ค่า THD_i และ THD_V นั้นมีค่าน้อยลงส่งผลให้กระแสและแรงดันมีรูปคลื่นใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ เมื่อเปรียบเทียบกับเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับตามการทดลองที่ 7.4 ดังนั้นในการทดลองนี้เห็นได้ชัดเจนว่า เทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทสามารถลดผลกระทบริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงได้จริงซึ่งเป็นข้อดีของเทคนิคนี้และเป็นผลดีต่อระบบที่จะนำไปใช้งาน

7.7 การทดสอบอินเวอร์เตอร์ที่มีการสเต็ปโหลดแบบฉับพลัน

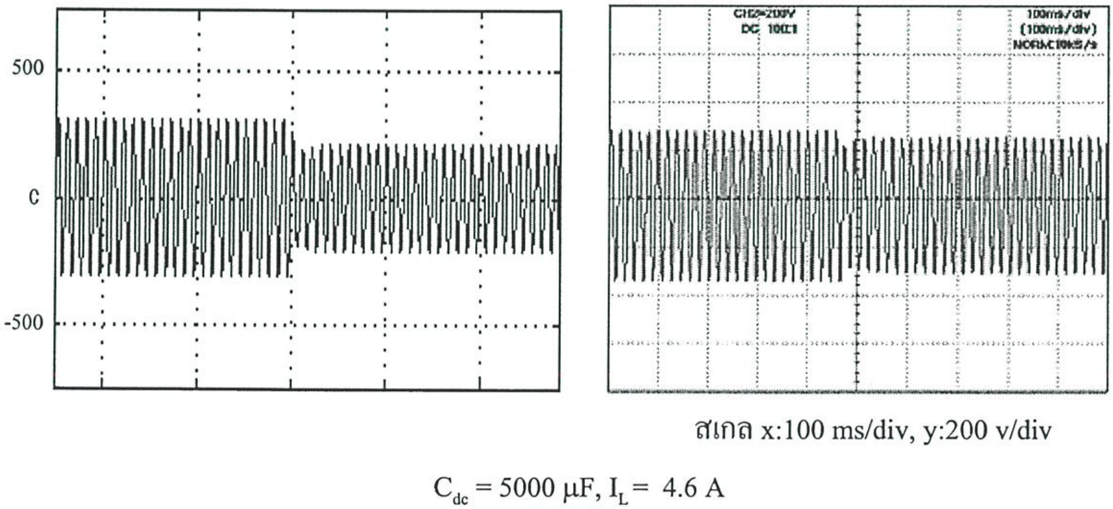
การทดสอบนี้เป็นการทดสอบอินเวอร์เตอร์ทั้ง 3 เทคนิคที่คาปาซิเตอร์เท่ากับ 330µFและ5000µF โดยทำการทดสอบที่สภาวะ No Load ไปสู่สภาวะ Full Load ที่ได้ผลตามรูปที่ 7.16 , 7.17 และ 7.18



สเกล x:100 ms/div, y:200 v/div

C_{dc} = 330 µF, I_L = 4.6 A

(a) ผลการจำลอง (b) ผลการทดลอง

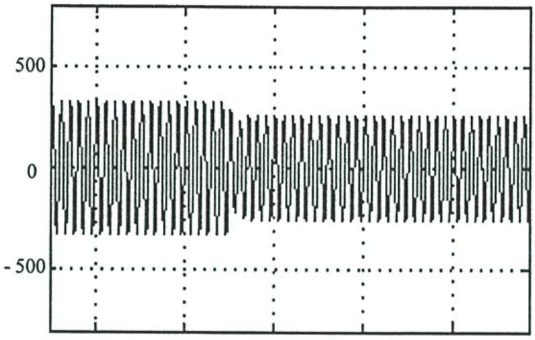


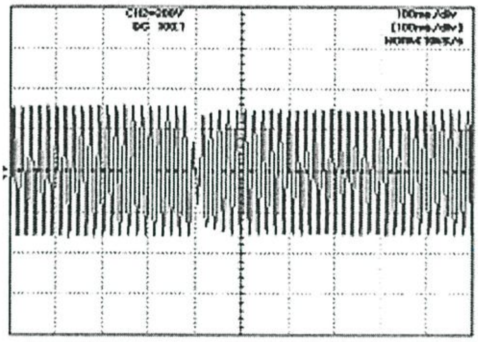
สเกล x:100 ms/div, y:200 v/div

C_{dc} = 5000 µF, I_L = 4.6 A

(a) ผลการจำลอง (b) ผลการทดลอง

รูปที่ 7.16 แรงดันเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ของเทคนิคเดลต้าม็อดดูเลชั่นที่ไม่มีการป้อนกลับ

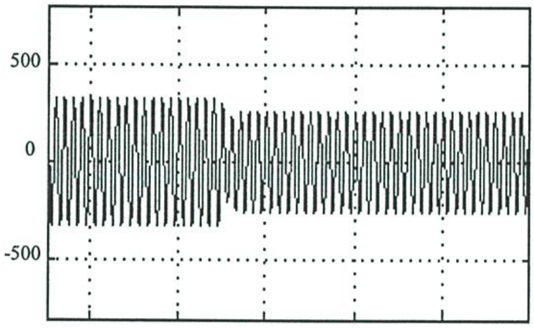


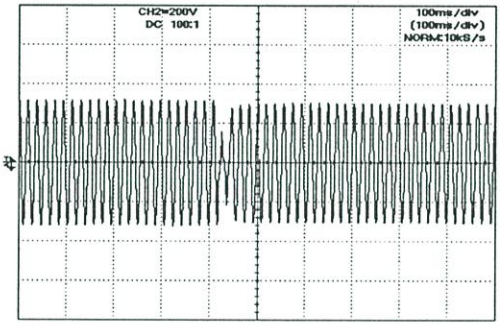


สเกล x:100 ms/div, y:200 v/div

C_{dc} = 330 μF, I_L = 4.6 A

(a) ผลการจำลอง (b) ผลการทดลอง



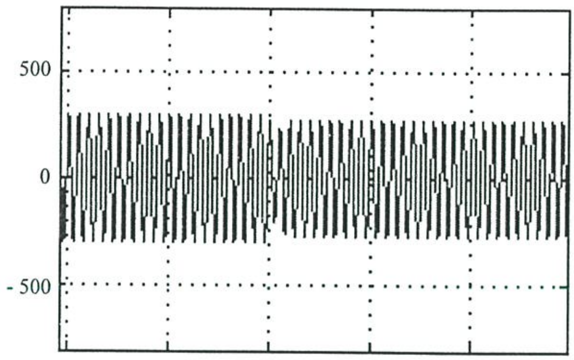


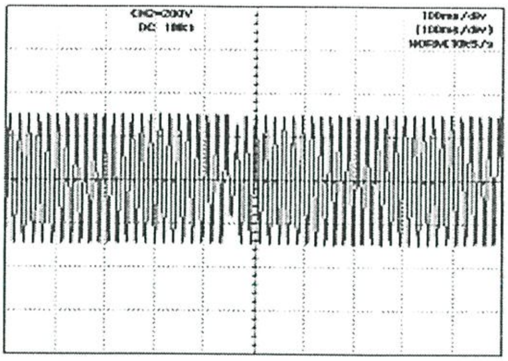
สเกล x:100 ms/div, y:200 v/div

C_{dc} = 5000 μF, I_L = 4.6 A

(a) ผลการจำลอง (b) ผลการทดลอง

รูปที่ 7.17 แรงดันเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ของเทคนิคเดลต้าม็อดคูเลชั่นที่มีการป้อนกลับ

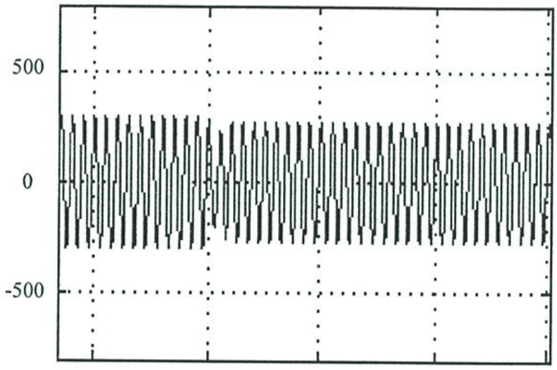


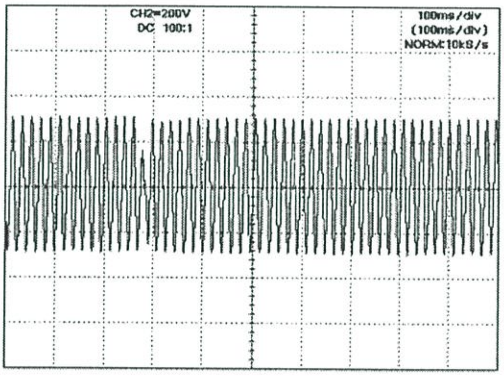


สเกล x:100 ms/div, y:200 v/div

C_{dc} = 330 μF, I_L = 4.6 A

(a) ผลการจำลอง (b) ผลการทดลอง





สเกล x:100 ms/div, y:200 v/div

C_{dc} = 5000 μF, I_L = 4.6 A

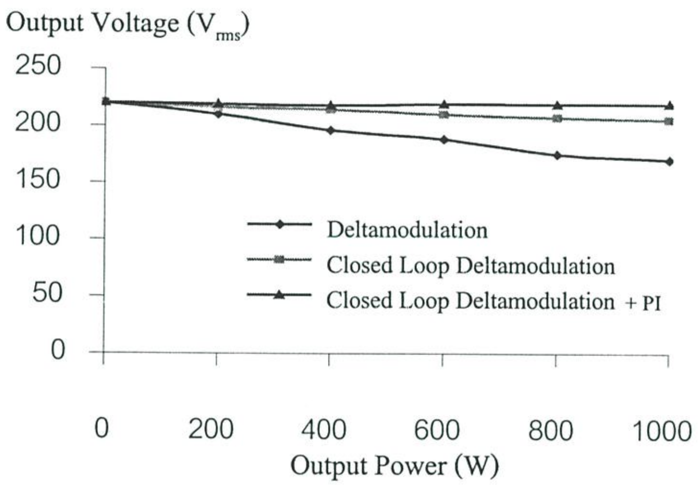
(a) ผลการจำลอง (b) ผลการทดลอง

รูปที่ 7.18 แรงดันเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่นที่มีการป้อนกลับร่วมกับการควบคุมแบบพีไอ

เมื่อเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองและการทดลองด้วยเทคนิคเดลต้ามีอดแบบที่ไม่มีการป้อนกลับกับเทคนิคเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทและเทคนิคเดลต้ามีอดมีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทร่วมกับการควบคุมแบบพีไอจะเห็นได้ว่าเทคนิคเดลต้ามีอดที่ไม่มีการป้อนกลับเมื่อมีการเพิ่มโหลดจะทำให้แรงดันเอาท์พุทตกลงที่คาปาซิเตอร์ของแรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าเท่ากับ 330 μF และคาปาซิเตอร์ของแรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าเท่ากับ 5000 μF แต่จะสังเกตได้ว่าที่คาปาซิเตอร์ของแรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าเท่ากับ 330 μF จะมีแรงดันเอาท์พุทตกมากกว่าคาปาซิเตอร์ของแรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าเท่ากับ 5000 μF เนื่องจากผลกระทบริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงทำให้แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทลดลง ตามผลการจำลองและผลการทดลองในรูปที่ 7.7 แต่เมื่อใช้เทคนิคเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทสามารถรักษาระดับแรงดัน

เอาท์พุทได้ดีกว่าเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับแต่ไม่ดีเท่าที่ควรเนื่องจากเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทมีการตรวจจับสัญญาณแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทซึ่งอยู่ก่อนฟิลเตอร์จึงไม่สามารถรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทที่โหลดได้เท่าที่ควร แต่เมื่อมีการทำงานร่วมกับการควบคุมแบบพีไอแล้วผลที่ได้สามารถรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทที่โหลดให้คงที่ได้และยังช่วยลดระยะเวลาในการฟื้นตัวได้เร็วขึ้นซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับค่าที่ได้ออกไว้โดยผลที่ได้จากการทดลองมีความสอดคล้องกับผลที่ได้จำลองไว้

7.8 ผลการทดสอบการคงค่าแรงดันเอาท์พุทของทั้ง 3 เทคนิค



รูปที่ 7.19 กราฟแรงดันเอาท์พุททั้ง 3 เทคนิคกับโหลดที่เปลี่ยนไป (C_{dc} = 330 μF)

จากรูปที่ 7.19 เป็นกราฟแรงดันเอาท์พุททั้ง 3 เทคนิคกับโหลดที่เปลี่ยนแปลงไปของคาปาซิเตอร์ที่แรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าเท่ากับ 330 μF เมื่อทำการทดสอบโดยการเพิ่มโหลดทีละสเต็ปจะเห็นได้ว่าเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทจะสามารถรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทได้ดีกว่าเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับแต่ยังคงไม่สามารถรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทที่โหลดได้เนื่องจากเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทที่ตรวจจับสัญญาณแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทนั้นอยู่ก่อนฟิลเตอร์แต่เมื่อมีการทำงานร่วมกับการป้อนกลับแบบพีไอจะรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทที่โหลดให้คงที่ได้ตามทฤษฎีและหลักการที่นำเสนอในข้างต้น

7.9 ผลการทดสอบหาค่าประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์

เป็นการทดสอบเพื่อหาค่าการสูญเสียและประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์เมื่อนำไปประยุกต์ใช้งานที่ความถี่เอาท์พุทคงที่ โดยโหลดที่ใช้ทดสอบเป็นโหลดความต้านทานและความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำที่คาปาซิเตอร์ของแรงดันดีซีเชื่อมโยงเท่ากับ 330 μF และ 5000 μF ในการวัดกำลังอินพุทและเอาท์พุทได้ใช้ Fluke 41B เป็นเครื่องมือวัดและทดสอบซึ่งข้อมูลเกี่ยวกับเครื่องมือวัดแสดงในภาคผนวก ค โดยการทดสอบนี้ได้มีการจำลองและการทดลองเพื่อเป็นการเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพการทำงานและหาค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในระบบอินเวอร์เตอร์ของเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับกับเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท ซึ่งเงื่อนไขในการทดลองคือ จะรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ให้มีค่าคงที่และฟิลเตอร์ที่ค่าเดียวกันตามสภาวะโหลดที่ความถี่สวิทชิ่ง เท่ากับ 10 kHz ดังกล่าวซึ่งการทดสอบได้มีผลดังนี้

ตารางที่ 7.5 ผลการจำลองและผลการทดลองค่าประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์ที่โหลดความต้านทาน

ผลการจำลองของเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ C_{dc}=330 μF

V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	V_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	ประสิทธิภาพ (%)
220	0.5	110	196	1.54	225	48.9
220	1.19	261.8	200	2.32	400	65.5
220	2.1	462	220	3.51	600	77
220	3.13	688.6	225	3.92	850	81
220	4.27	939.4	230	5.84	1120	83.9

ผลการจำลองของเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท C_{dc}= 330 μF

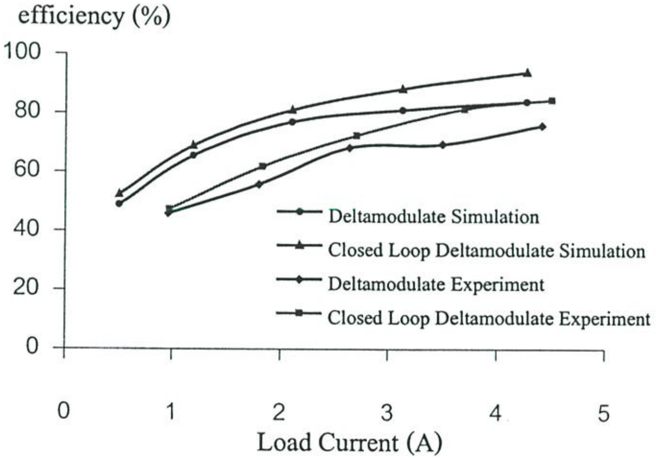
V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	V_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	ประสิทธิภาพ (%)
220	0.5	110	250	1.57	210	52.4
220	1.19	261.8	258	1.99	380	68.9
220	2.1	462	261	2.40	570	81.1
220	3.13	688.6	270	3.32	780	88.3
220	4.27	939.4	286	3.81	1000	93.9

ผลการทดลองของเทคนิคเดลต้ามื็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ C_{dc}= 330 μF

V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	V_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	ประสิทธิภาพ (%)
220	0.96	211.2	192	3.03	460	45.9
220	1.8	396	210	4.2	710	55.8
220	2.64	580.8	217	5.04	850	68.3
220	3.5	770	223	6.23	1110	69.4
220	4.41	970.2	232	6.59	1280	75.8

ผลการทดลองของเทคนิคเดลต้ามื็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคับบลิวเอ็มเอาท์พุทC_{dc}= 330 μF

V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	V_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	ประสิทธิภาพ (%)
220	0.97	213.4	254	2.31	450	47.4
220	1.83	402.6	258	3.05	650	61.9
220	2.7	594	260	4.03	820	72.4
220	3.7	814	274	4.4	1000	81.4
220	4.5	990	283	4.93	1170	84.6



รูปที่ 7.20 กราฟผลการจำลองและผลการทดลองประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่โหลดความต้านทาน (C_{dc}= 330 μF)

ผลการจำลองของเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ C_{dc}= 5000 μF

V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	V_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	ประสิทธิภาพ (%)
220	0.5	110	189	1.45	230	47.8
220	1.19	261.8	198	2.3	410	63.9
220	2.1	462	208	3.3	640	72.2
220	3.13	688.6	220	4	845	81.5
220	4.27	939.4	227	5.4	1100	85.4

ผลการจำลองของเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท C_{dc}= 5000 μF

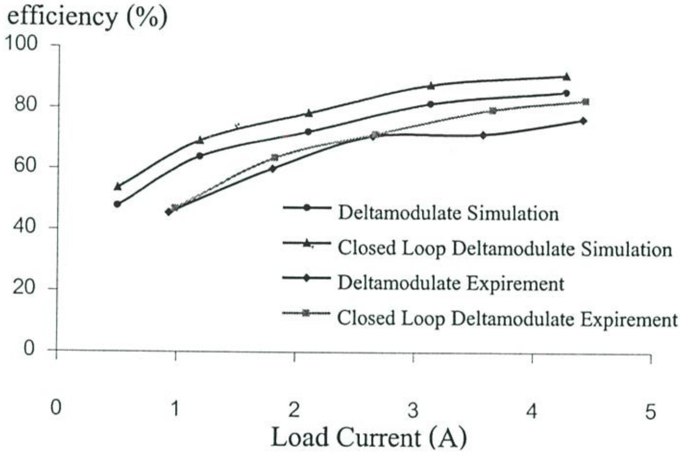
V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	V_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	ประสิทธิภาพ (%)
220	0.5	110	250	1.13	205	53.7
220	1.19	261.8	258	1.67	379	69.1
220	2.1	462	261	2.94	590	78.3
220	3.13	688.6	270	3.24	786	87.6
220	4.27	939.4	286	3.97	1034	90.9

ผลการทดลองของเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ C_{dc}= 5000 μF

V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	V_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	ประสิทธิภาพ (%)
220	0.93	204.6	184	3.02	450	45.5
220	1.8	396	191	3.92	660	60
220	2.64	580.8	199	4.89	820	70.8
220	3.57	785.4	205	5.97	1100	71.4
220	4.41	970.2	208	6.7	1270	76.4

ผลการทดลองของเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท C_{dc}= 5000 μF

V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	V_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	ประสิทธิภาพ (%)
220	0.98	215.6	242	2.4	460	46.9
220	1.82	400.4	249	3.21	630	63.6
220	2.66	585.2	252	3.94	820	71.4
220	3.65	803	256	4.73	1010	79.5
220	4.43	974.6	264	5.33	1180	82.6



รูปที่ 7.21 กราฟผลการจำลองและผลการทดลองประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่โหลดความต้านทาน (C_{dc}= 5000 μF)

ตารางที่ 7.6 ผลการจำลองและผลการทดลองค่าประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์ที่โหลด RL

ผลการจำลองของเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ C_{dc}= 330 μF

V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	V_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	ประสิทธิภาพ (%)
220	0.6	112	230	1.37	264	42.4
220	1.8	377	240	3	614	61.4
220	2.3	483	257	3.8	722	66.9
220	3.4	726	270	4.6	932	77.9
220	4.4	880	286	5.6	1022	86.1

ผลการจำลองของเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท C_{dc}=330 μF

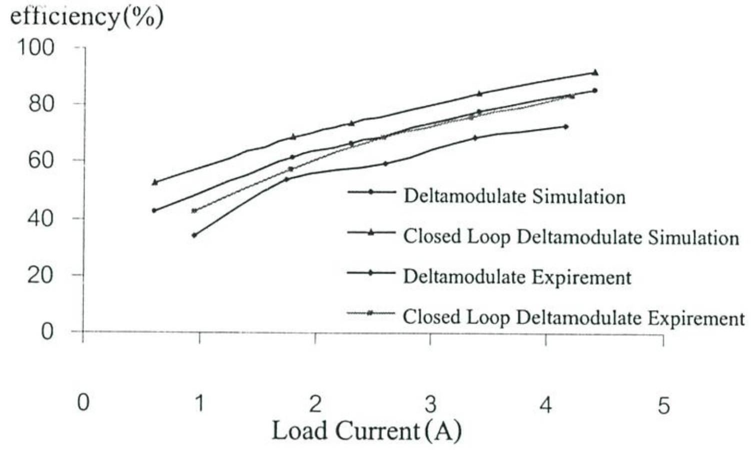
V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	V_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	ประสิทธิภาพ (%)
220	0.6	100	250	1.3	230	52.2
220	1.8	380	258	2.98	554	68.6
220	2.3	494	261	3.36	669	73.8
220	3.4	710	270	4	843	84.2
220	4.4	920	286	4.1	1000	92

ผลการทดลองของเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ C_{dc}= 330 μF

V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	V_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	ประสิทธิภาพ (%)
220	0.96	180	190	3.6	530	34
220	1.75	370	197	4.38	690	53.6
220	2.59	540	206	5.36	910	59.3
220	3.37	700	212	6.16	1020	68.6
220	4.16	840	224	6.2	1150	73

ผลการทดลองของเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท C_{dc}= 330 μF

V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	V_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	ประสิทธิภาพ (%)
220	0.96	200	228	2.95	470	42.6
220	1.78	380	232	3.74	670	57.6
220	2.58	550	259	4.5	800	68.8
220	3.34	720	265	4.94	950	75.9
220	4.20	910	285	5.99	1090	83.5



รูปที่ 7.22 กราฟผลการจำลองและผลการทดลองประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่โหลด RL (C_{dc}= 330 μF)

ผลการจำลองของเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ C_{dc}= 5000 μF

V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	V_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	ประสิทธิภาพ (%)
220	0.6	112	205	1.74	250	44.8
220	1.8	368	220	3.47	611	60.2
220	2.3	483	230	3.95	745	64.8
220	3.4	715	238	5.35	950	75.3
220	4.28	871	250	5.63	1035	84.2

ผลการจำลองของเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทC_{dc}= 5000 μF

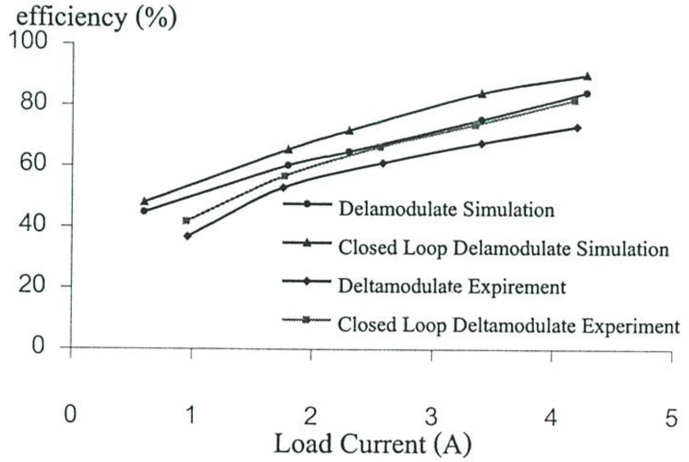
V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	V_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	ประสิทธิภาพ (%)
220	0.6	126	200	1.54	263	47.9
220	1.8	386	220	3.39	590	65.4
220	2.3	495	240	3.84	690	71.7
220	3.4	734	251	4.36	874	84
220	4.28	909	258	5.1	1009	90.1

ผลการทดลองของเทคนิคเดลต้ามีอดที่ไม่มีการป้อนกลับ C_{dc}= 5000µF

V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	V_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	ประสิทธิภาพ (%)
220	0.96	180	200	3.1	490	36.7
220	1.76	360	212	4	680	52.9
220	2.58	550	221	5.1	900	61.1
220	3.4	710	232	5.9	1050	67.6
220	4.2	870	245	6.71	1190	73.1

ผลการทดลองของเทคนิคเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท C_{dc}= 5000 µF

V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	V_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	ประสิทธิภาพ (%)
220	0.95	200	198	3.02	480	41.7
220	1.77	380	213	3.97	670	56.7
220	2.56	550	238	4.48	830	66.3
220	3.35	730	243	5.1	990	73.7
220	4.18	900	249	5.7	1100	81.8



รูปที่ 7.23 กราฟผลการจำลองและผลการทดลองประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่โหลด RL (C_{dc}= 5000 µF)

จากผลการจำลองและผลการทดลองจะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทมีค่าดีกว่าระบบอินเวอร์เตอร์ของเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับจะพบได้ว่าผลการจำลองให้ค่าประสิทธิภาพที่สูงกว่าผลการทดลองเนื่องจากมีผลของค่าการสูญเสียของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่เกิดขึ้นน้อยมากและจากผลกระทบจากริปเปิลนี้ทำให้แรงดันเอาท์พุทผิดเพี้ยนไปตามผลการจำลองและผลการทดลองที่ 7.4 ตัวประกอบกำลัง $\mathrm{PF} = (1/\sqrt{1+THD_i^2}) \times \mathrm{DPF}$ จะพบได้ว่าเมื่อทดสอบที่โหลด R หรือโหลด RL กระแสและแรงดันทางด้านเอาท์พุทจะเกิดความผิดเพี้ยนไปจากเดิมเมื่อใช้เทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับทำให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำลงส่งผลให้กำลังไฟฟ้าทางด้านเอาท์พุทตกลงตามและผลอีกสิ่งหนึ่งที่ทำให้ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ไม่มีการป้อนกลับต่ำกว่าอินเวอร์เตอร์ที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท คือ ความถี่สวิทชิ่งจากการทดลองที่ 7.3 และ 7.5 เมื่อริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงมากทำให้เนื้อพัลส์ขยายตัวส่งผลให้ความถี่สวิทชิ่งลดลงซึ่งทำให้การสูญเสียจากการสวิทซ์มีค่าลดลงไปด้วย จากผลการจำลองและผลการทดลองนี้จึงสรุปได้ว่าเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับจะมีประสิทธิภาพต่ำกว่าเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท

บทที่ 8
บทสรุปและข้อเสนอแนะ

งานวิจัยนี้ได้วิเคราะห์และประเมินคุณสมบัติของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่นชนิดอะซิงโครนัสทั้ง 3 เทคนิค ประกอบด้วย เทคนิคเดลต้ามีอดที่ไม่มีการป้อนกลับถือได้ว่าเป็นวงจรเดลต้ามีอดแบบทั่วๆไป เทคนิคเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทและเทคนิคเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทร่วมกับการควบคุมแบบพีไอ เพื่อนำมาประยุกต์ใช้กับอินเวอร์เตอร์แบบพีดับบลิวเอ็มชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน ซึ่งจากการศึกษาและวิเคราะห์ผลการจำลองการทำงานของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่นด้วยโปรแกรมMATLABเพื่อออกแบบแล้วมีการตรวจสอบด้วยการทดลองจริงเปรียบเทียบกับการจำลองดังกล่าว จะพบว่าผลที่ได้มีความสอดคล้องกับสมมติฐานและทฤษฎีที่ได้ตั้งไว้ โดยเทคนิคที่นำเสนอนี้จะช่วยในการรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทที่โหลดให้คงที่และลดผลกระทบริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงที่เกิดจากตัวคาปาซิเตอร์ที่มีค่าจำกัดหรือกระแสเอาท์พุทมีค่ามากขึ้นอันเนื่องมาจากการเพิ่มขึ้นของโหลดทำให้ริปเปิลที่เกิดขึ้นนั้นมีค่าสูงขึ้นด้วย ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะทางด้านอินพุท และผลกระทบทางด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ นอกจากนี้ยังมีการทำงานร่วมกับการป้อนกลับแบบพีไอในลูปนอกเพื่อช่วยลดระยะเวลาการเข้าสู่สภาวะเดิมได้เร็วขึ้น อีกทั้งยังช่วยในการรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทที่โหลดให้คงที่ด้วยและเมื่อคาปาซิเตอร์ของแรงดันดีซีเชื่อมโยงมีค่าต่ำ ทำให้ค่า DPF สูงขึ้นและ THD_i มีค่าต่ำลง ส่งผลให้ค่า PF สูงขึ้นทำให้กระแสและแรงดันทางด้านเอาท์พุทเป็นรูปคลื่นไซน์ แม้จะเกิดริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงก็ตาม

8.1 สรุปผลการทดลอง

การวิจัยนี้ได้ศึกษาและวิเคราะห์ทฤษฎีของเทคนิคเดลต้ามีอดที่ไม่มีการป้อนกลับเพื่อเปรียบเทียบผลกับเทคนิคเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทและกับเทคนิคเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทร่วมกับการควบคุมแบบพีไอที่ได้ออกแบบขึ้นเพื่อวิเคราะห์ถึงคุณสมบัติของแต่ละเทคนิคโดยได้นำเทคนิคเดลต้ามีอดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทชนิดอะซิงโครนัสมาใช้กับแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับแล้วมีการตรวจสอบผลด้วยการจำลองและการทดลองที่มีการเปลี่ยนคาปาซิเตอร์และโหลดค่าต่างๆซึ่งให้ผลสอดคล้องกับสมมติฐานและทฤษฎีที่ได้ศึกษาวิเคราะห์ไว้ โดยสามารถสรุปคุณสมบัติของเทคนิคเดลต้ามีอดที่ได้นำเสนอดังนี้

8.1.1 จากผลการทดลองเมื่อรูปคลื่นเดลต้ามีอดดูเลชั่นเปลี่ยนแปลงตามค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เปลี่ยนไปซึ่งในการปรับเปลี่ยนรูปคลื่นเดลต้ามีอดนั้นทำได้ง่ายเพียงแต่ปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์

อย่างใดอย่างหนึ่งหรือหลายอย่างพร้อมๆกันซึ่งจะมีผลต่อดัชนีของการม็อดดูเลตหรือผลต่อการเปลี่ยน Base frequency ตามผลการทดลองที่นำเสนอ

8.1.2 จากผลการทดลองเพื่อเปรียบเทียบค่า DPF, THD_i และ PF ทางด้านอินพุทที่มีการเปลี่ยนแปลงคาปาซิเตอร์ค่าต่างๆนั้นจะพบได้ว่า เทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท จะทำให้ค่า DPF สูงขึ้นและ THD_i มีค่าต่ำลง ส่งผลให้ค่า PF ทางด้านอินพุทสูงขึ้นที่คาปาซิเตอร์ค่าต่ำๆ ซึ่งจะส่งผลดีต่อกระแสและแรงดันทางด้านเอาท์พุทรวมถึงสมรรถนะของระบบ โดยแตกต่างจากเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ ซึ่งต้องใช้คาปาซิเตอร์ที่มีค่าสูงและขนาดใหญ่เพื่อไม่ให้เกิดผลกระทบของริปเปิลที่แรงดันดีซีเชื่อมโยงและจะส่งผลเสียต่อสมรรถนะของระบบ

8.1.3 จากผลการทดลองเพื่อเปรียบเทียบค่า DPF, THD_i และ PF ทางด้านอินพุทที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดค่าต่างๆ ปรากฏว่าเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทจะให้ค่าจะทำให้ค่า DPF สูงขึ้นและ THD_i มีค่าต่ำลง ส่งผลให้ค่า PFทางด้านอินพุทสูงขึ้น แม้โหลดจะเพิ่มขึ้นก็ตามและจะส่งผลดีต่อกระแสและแรงดันทางด้านเอาท์พุทรวมถึงสมรรถนะของระบบ

8.1.4 จากผลการจำลองและผลการทดลองที่เปรียบเทียบสัญญาณพีดับบลิวเอ็มทางด้านเอาท์พุทของเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับกับเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทที่สภาวะโหลดเดียวกันจะพบได้ว่าเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทจะมีการขยายตัวของเนื้อพัลส์อย่างชัดเจนเพื่อเกาะติดสัญญาณไซน์อ้างอิง ซึ่งจะเป็นการรักษาแรงดันเอาท์พุทมูลฐานให้คงที่เมื่อเกิดริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยง และในทางตรงกันข้ามเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับจะไม่มีการขยายตัวของเนื้อพัลส์เมื่อเกิดริปเปิลทำให้แรงดันเอาท์พุทมูลฐานตกลงตามริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยง

8.1.5 จากผลการทดลองเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทจะลดผลกระทบที่เกิดจากริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยง อันเนื่องมาจากค่าคาปาซิเตอร์ที่มีค่าจำกัดและการเพิ่มขึ้นของกระแสโหลด ซึ่งจากผลการใช้เทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท ทำให้สามารถลดค่าและขนาดคาปาซิเตอร์ที่แรงดันดีซีเชื่อมโยงให้ต่ำลงได้ เพื่อปรับปรุงสมรรถนะในการทำงานของระบบให้ดียิ่งขึ้นและทำให้กระแสและแรงดันเป็นรูปคลื่นไซน์ตามผลการจำลองและผลการทดลอง

8.1.6 จากผลการจำลองและผลการทดลองจะพบได้ว่า เทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทจะสามารถรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทได้ดีกว่าเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับซึ่งถือว่าเป็นปรีเร็กกิวเลเตอร์ แต่ไม่ดีเท่าที่ควร เนื่องจากเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทอยู่ก่อนฟิลเตอร์จึงไม่สามารถรักษาแรงดันเอาท์พุทที่โหลดได้เท่าที่ควร แต่เมื่อมีการทำงานร่วมกับการป้อนกลับแบบพีไอจะทำให้การรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทที่โหลดให้ดีขึ้นและช่วยลดระยะเวลาฟื้นตัวให้เร็วขึ้นในขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบฉับพลัน

8.1.7 จากผลการทดลองเพื่อเปรียบเทียบค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแส(THD_i) และค่าความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน(THD_v) ทางด้านเอาท์พุทที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าคาปาซิเตอร์พบได้ว่าเทคนิคเดลต้ามือดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทสามารถลดค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสและแรงดันทางด้านเอาท์พุทให้มีค่าต่ำได้ดีกว่าเทคนิคเดลต้ามือดที่ไม่มีการป้อนกลับทำให้กระแสและแรงดันทางด้านเอาท์พุทเป็นรูปคลื่นไซน์ แม้จะใช้คาปาซิเตอร์ที่มีค่าต่ำก็ตามแต่ให้ผลเหมือนกับคาปาซิเตอร์ที่มีค่าสูงเช่นกัน

8.1.8 จากผลการทดสอบหาค่าประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์แสดงให้เห็นว่าเทคนิคเดลต้ามือดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทจะให้ค่าประสิทธิภาพที่ดีกว่าเทคนิคเดลต้ามือดที่ไม่มีการป้อนกลับที่โหลดความต้านทานและความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าคาปาซิเตอร์ เนื่องจากมีการรักษาระดับแรงดันทางด้านเอาท์พุทให้สูงขึ้นและมีการขยายเนื้อพัลส์ ทำให้การสูญเสียจากการสวิทซ์ลดลง

8.2 ปัญหาในงานวิจัยและข้อเสนอแนะ

1. เทคนิคเดลต้ามือดดูเลชั่นต้องใช้ตัวฟิลเตอร์ที่มีขนาดใหญ่ เนื่องจากผลของฮาร์โมนิคส์อันดับต่ำ

2. วงจรเดลต้ามือดดูเลชั่นทำงานได้ดีในขณะที่มีความถี่ต่ำ

3. เกิดสัญญาณรบกวนในระบบทำให้การทำงานผิดพลาดส่งผลให้วงจรกำลังเกิดความเสียหายเนื่องจากการลัดวงจรชั่วขณะที่กิ่งเดียวกันของอุปกรณ์สวิทชิ่งจึงควรมีการป้องกันและลดทอนสัญญาณรบกวนเหล่านี้

4. การวิเคราะห์ข้อมูลเทคนิคเดลต้ามือดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทควรมีการวิเคราะห์ในรูปแบบสมการคณิตศาสตร์เพื่อใช้ในการพัฒนาต่อไป

5. งานวิจัยต่อไปควรมีการพัฒนาวิธีการควบคุมด้วยวงจรควบคุมทางดิจิตอลเพื่อให้ผลการทำงานของวงจรมีเสถียรภาพที่ดีขึ้น

6. ศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงที่ตกลงกับการชดเชยในส่วนที่ตกไปของเทคนิคเดลต้ามือดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท

เอกสารอ้างอิง

[1] M.A. Rahman, J.E Quicoe and M.A Choundhury, "A Comparative Study of Delta and Sine Pulse Width Modulated Inverters." Pro.EPE., vol.1, Oct. 1985. pp. 1.163-1.167.

[2] M.H. Kheraluwala and D.M. Divan, "Delta Modulation Strategies for Resonant Link Inverter." IEEE Trans on Power Electronics, vol. 5, no.2, April 1990.

[3] N. Abdel-Rahim and J.E. Quaicoe. "A Single-Phase Delta-Modulated Inverter for UPS Application."IEEE Trans. on Ind.Electron., vol. 40, no. 3, June 1993. pp. 347-354.

[4] P.Jain, D.Vincenti and H. Jin, "An Optimized Single-Phase AC Power Supply with DC Synchronizations." in Conf. Rec. IEEE APEC'96, Mar. 1996. pp. 981-910.

[5] คมสัน กลีบบัว, วิจิตร กิณเรศ. "การออกแบบและวิเคราะห์ 1 เฟสเดลต้ามีอดดูเลตพีดับบลิวเอ็ม อินเวอร์เตอร์ที่มีการคงค่าแรงดันเอาท์พุท." วิศวสารลาดกระบัง คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีที่ 19, ฉบับที่ 1, มีนาคม 2545. หน้า 83-88.

[6] S. Sae-Sue, V.Kinnares, K. Sirichanpong and K. Kleebbua, "Design and Anaysis of Delta Modulated PWM Inverter with Regulated Output Voltage for 1-ϕ Induction Motor Drives." Proc. IPEC'01, May 2001. pp. 661-666.

[7] โคทม อารียา. **อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 1-2.** กรุงเทพมหานคร:บริษัท ซีเอ็ด ยูเคชั่น จำกัด(มหาชน).

[8] M.H. Rashid. **Power Electronics Circuits, Devices and Applications.** 2nd Ed. New Jersy : Prentice-Hall, Inc. 1988.

[9] M.H. T.M. Undeland, W.P. Robbins. **Power Electronics Converter, Applications and Design.** 2nd Ed. Canada : John Wiley & Sons, Inc. 1995.

[10] D.W. Hart. **Introduction to Power Electronics.** London : Prentice-Hall, Inc. 1997.

[11] ถาวร อมตกิตติ์. **ระบบกำลังไฟฟ้าต่อเนื่อง (ยูพีเอส) และเครื่องควบคุมคุณภาพไฟฟ้า.** กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์บริษัทเอ็มแอนด์ดี จำกัด (สมาคมวิศกรรมออกแบบและปรึกษาเครื่องกลและไฟฟ้าไทย : MECT). 2543.

[12] B.K.Bose. **Power Electronics and AC Drives.** New Jersey : Prentice-Hall, Inc pp. 37-40, 140-152. . 1986.

[13] ชาญวิทย์ ตั้งสิริวรกุล. "การวิเคราะห์และประเมินคุณสมบัติของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่นที่มีขอบเขตฮีสเตอร์รีซีสแบบต่างๆสำหรับอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดัน." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตร์มหาบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2544.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

[14] M.A. Rahman, J.E Quicoe and M.A Choundhury, "Harmonic Minimization in Delta Modulation Inverters using Tuned Filters." IEEE PESC'88 Record, April 1988. pp. 462-468.

[15] J. F.B. "Calculating Delta Modulator Performance." IEEE Trans on Audio Electracon, 1968. pp. 121-129.

[16] A.I. Maswood, "Delta Modulation Technique with PI Controller for Voltage Source Inverter A Superior Alternate," IPEC'99, Vol. 2, pp. 555-559, May 1999.

[17] J. F.B. "Calculating DeltaModulator Performance." IEEE Trans on Audio Electracon, 1968. pp. 121-129.

[18] M.A. Rahman, J.E. Quicoe and M.A Choundhury, "Performance Analysis of Delta Modulated PWM Inverters." IEEE Trans on Power Electron., vol. PE-2, no.3, July 1987. pp. 227-233.

[19] M.H. Kheraluwala and D.M. Divan, "Delta Modulation Strategies for Resonant Link Inverter." IEEE Trans on Power Electronics, vol. 5, no.2, April 1990.

[20] C.A. Karybakas, "A DC to AC inverter based on the delta modulation principle," INT.J.ELECTRONIC, Vol. 49, No.6, pp. 56-66, 1980.

[21] P.D. Ziogas, "The Delta Modulation Techniques in Static PWM Inverters." IEEE Trans. on Ind., Appl., vol. IA-17, no.2. Mar./Apr. 1981. pp. 199-204.

[22] วิจิตร กิณเรศ. "สามเฟสเดลต้ามีอดดูเลตพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ", วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2534.

[23] S. Sae-Sue, Ch. Charumit, V. Kinnares and S. Potevejkul "Design and Evaluation of an Adaptive Hysteresis band Delta Modulator for VSI." Proc. IPEC'99, Singapore, May, 1999. pp. 661-666.

[24] S. Sae-Sue V. Kinnares, Ch. Tangsiriworakul, and S. Potivejkul, "Comparative Performance Evaluation of Fixed and Adaptive Hysteresis Band Delta Modulation Technique for UPS." IEEE Proc. Power Electronics and Drive System Conf., vol.2, Hongkong, July 1999.pp. 956-960.

[25] C.F. Christiansen, M.I. Valla, and C.H. Rivetta, " A Synchronization Technique for Static delta PWM Inverter," IEEE Trans. Ind. on Electron., vol.35, no.4, Nov.1988. pp. 502-507.

[26] C.F. Christiansen, M.I. Valla, and C.H. Rivetta, "Spectral Analysis of a Synchronized Delta Modulated PWM Inverter," Int.J.Electronics, Vol.63, No.3, pp. 409-418, 1987.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

[27] M.A. Rahman, J.E. Quaicoe and M.A. Bows and E.S. Lai, "Investigation into optimising high switching frequency regular sampled PWM control for drives and static power converters." IEEE Trans on PE., vol. 143, no. 4, July 1996.

[28] P.Jain, "Performance of a Single – Stage UPS System for Single-Phase Trapezoidal–Shaped AC-Voltage Supplies." IEEE , Trans. on Power Electron., vol.13, no. 5, September 1998.

[29] Abdel-Rahim and J.E. Quaicoe. "Analysis and Design of a Multiple Feedback Loop Control Strategy for Single-Phase Voltage-Source UPS Inverters." IEEE Trans. on Power Electron., vol. 11, no. 4, July 1996. pp. 532-541.

[30] M.Pande, H.Jin, "Output Voltage Integral Control Technique for Compensating Nonideal DC Buses in Voltage Source Inverter. " IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 12, no.2,March 1997.

[31] M.Pande, H. Jin, "Modulated integral Control Technique for Compensating Switch Delays and Nonideal DC Buses in Voltage Source Inverters." IEEE Trans on Ind. Electron., vol. 44, no. 2 April 1997.

[32] C.L.Philipe, R.D. Harbor. **Feedback Control Systems.** International Editions. New Jersy : Prentice-Hall, Inc. 1988.

[33] K. Ogata. **Modern Control Engineering.** India : Practice Hall, Inc. 1978.

ภาคผนวก ก

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

ISSN 0125-1724

วิศวสาร ลาดกระบัง

LADKRABANG ENGINEERING JOURNAL

ปีที่ 19 ฉบับที่ 1 มีนาคม 2545

1. ปรากฏการณ์ความต้านทานเชิงลบแบบควบคุมด้วยแรงดันในซิลิคอนไดโอดชนิด n-i-al injection gate 1
ชลิดา จรรยหาญ สมเกียรติ ศุภเดช

2. การสังเคราะห์ชั้นความนำไฟฟ้าจากฟิล์มเพชรชนิดอินทรินซิคด้วยวิธี H-termination 7
พีระวุฒิ ชินวรรังสี วิสุทธิ์ รุ๊ติรุ่งเรือง

3. วงจรกำลังสองและวงจรถอดรากที่สองโดยใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงต่ำ 13
ชัยวัฒน์ สากุล กอบชัย เดชหาญ วิชัย แซ่ลี้

4. วงจรทรานสคอนดักแตนซ์คลาสเอบีที่มีช่วงอินพุทแบบ เรล ทู เรล 19
วิชัย แซ่ลี้ อิทธิพงศ์ ชัยสายัณห์

5. วงจรกรองความถี่แบบนอตช์ที่มีแถบความถี่ศูนย์กลางหยุดที่ 60 Hz โดยใช้วงจรทรานส์คอนดักเตอร์ 25
มนตรี คำเงิน กอบชัย เดชหาญ วิไลพร โอบอ้อม วิษณุ กอพยัคฆินทร์

6. วงจรซีมอสออปแอมป์ที่มีค่าทรานส์คอนดักแตนซ์คงที่และมีช่วงอินพุทและเอาท์พุทปฏิบัติงานแบบ Rail – to Rail 30
ชุมชล จิตรน่าทรัพย์ กอบชัย เดชหาญ

7. วงจร g_m –C อินทิเกรเตอร์โดยอินพุทกระตุ้นที่ขา Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์ 35
มนตรี คำเงิน กอบชัย เดชหาญ ชยพล ต้นวงศ์วาล วิษณุ กอพยัคฆินทร์

8. การคำนวณหาสนามการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปยากิแถวลำดับ 41
กิตติพงศ์ เพชระบูรณิน จเร สุรวัฒน์ปัญญา

9. การประมาณอัตราการตกของฝนด้วย Wind Profiler ในย่านความถี่ UHF 47
กิติชัย วิเศษศิริ ชัยวัตน์ สมบูรณ์ลาภ นิภา ลีลารุจิ ณรงค์ เหมกรณ์

10. การปรับปรุง line code 2B1Q ในการเข้ารหัสเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการรับส่งข้อมูล 53
อภิชาติ เลิศศุภศาสตร์ กอบชัย เดชหาญ พิเชฐ ม่วงนวล

11. การหาช่วงเวลาตัดกระแสวิกฤตในระบบไฟฟ้าขนาดใหญ่โดยใช้โครงข่ายประสาทเทียม 59
ชายชาญ โพธิสาร สมชาติ จิริวิภากร ศุลี บรรจงจิตร

12. การวิเคราะห์ความแตกต่างระหว่างกระแสอินรัชและฟอลต์ของหม้อแปลงด้วยการแปลงเวฟเล็ตแบบเต็มหน่วย 65
เกรียงไกร กิตติวราวุฒิ อานันทวัฒน์ คุณากร ศุลี บรรจงจิตร

13. การวิเคราะห์บูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่ป้อนด้วยแรงดันฟูลเวฟ 71
ชนนวรรธน์ ห้าวหาญ วิริยะ พิเชฐจำเริญ

14. การจำลองการควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส 77
องอาจ เกษภาษา กำพล ศิริจันทร์พงศ์ วิจิตร กิณเรศ

15. การออกแบบและวิเคราะห์ 1 เฟส เดลต้าม็อดดูเลตพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ที่มีการคงค่าแรงดันเอาท์พุท 83
คมสัน กลีบบัว วิจิตร กิณเรศ

16. 3-เฟส พีดับบลิวเอ็ม เอซี-เอซี เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ในเทอมคณิตศาสตร์และการแปลความหมายในทางปฏิบัติ 89
วิโชค โห้ทองคำ วิริยะ พิเชฐจำเริญ

17. ชุดเครื่องกลไฟฟ้าเพื่อใช้ทดแทนระบบนิวแมติก 95
ประภาษ ไพรสุวรรณา สาคร วุฒิพัฒนพันธุ์

18. การพยากรณ์โดยเทคนิคการเฉลี่ยน้ำหนักของข้อมูลแต่ละค่าเท่า ๆ กันและเทคนิคการทำให้เรียบแบบเอกโพแนนเซียล 101
นฤมล ชิ่งเถียรตระกูล สมชาติ จิริวิภากร

19. การตรวจหาเลนด้วยการยืดและหดแม่แบบ 107
เกษตร์ ศิริสันติสัมฤทธิ์ กมลรัฐิติ กุลสงค์

20. การรู้จำอักษรพิมพ์ภาษาไทยโดยวิธีการติดตามทิศทางการเคลื่อนที่ของเส้นโครงร่าง 113
นิคม เสาวดี เพิ่มพล กุดจอมศรี ทรงชัย วีระทวีมาศ

21. การแบ่งงานแบบถ่วงน้ำหนักบนระบบประมวลผลขนาน PVM 119
ทิวา จารณศรี บรรจง ปิยธำรง

22. การบีบอัดข้อมูลของการเข้ารหัสแบบการสูญเสียต่ำที่มีความซับซ้อนต่ำ 125
กอบชัย เดชหาญ สายน้ำฝน หอมจันทร์ นภัทร สระเอี่ยม อัครพล ตรีรัตน์

23. การประยุกต์ใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์บนเครือข่าย 131
สุรชัย จันทร์ฉาย กอบชัย เดชหาญ สุจินต์ วัฒนพิทักษ์พงศ์

24. การออกแบบโปรแกรมเพื่อใช้คอมพิวเตอร์พกพาเชื่อมต่อเพื่อแสดงผลและสั่งการควบคุมระบบอุตสาหกรรม 137
ทวีชัย คำศรี กอบชัย เดชหาญ สรรพสิทธิ์ ทองมี

การออกแบบและวิเคราะห์ 1 เฟส เดลต้าม็อดดูเลต พีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ที่มีการคงค่าแรงดันเอาท์พุท

Design and Analysis of 1-ϕ Delta Modulated PWM Inverter with Regulated Output Voltage

คมสัน กลีบบัว   วิจิตร กิณเรศ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

ในบทความนี้ ได้นำเสนอเทคนิคการควบคุมเดลต้าม็อดพีดับบลิวเอ็มที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทสำหรับแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ โดยเทคนิคนี้จะทำหน้าที่เป็นปรีเร็กกิวเลเตอร์ (Preregulator) ซึ่งจะช่วยลดผลกระทบที่เกิดจากริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงอันเนื่องมาจากค่าตัวเก็บประจุที่มีค่าจำกัดและการเพิ่มขึ้นของกระแสโหลด ค่าตัวเก็บประจุของแรงดันดีซีเชื่อมโยงที่น้อยจะส่งผลให้ค่าDPF(Displacement Power Factor), PF(Power Factor) ทางด้านอินพุทสูงขึ้นและความค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสอินพุท(THD_i) ลดลง จากผลการใช้เทคนิคที่นำเสนอนี้จะทำให้การคงค่าของแรงดันเอาท์พุทดีขึ้นและการตอบสนองทางไดนามิคเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลันดีขึ้นด้วย นอกจากนี้ในระบบยังมีการเพิ่มวงจรป้อนกลับแบบพีไอสำหรับการควบคุมลูปนอกซึ่งช่วยในการคงค่าแรงดันและลดระยะเวลาในการฟื้นตัวทางด้านเอาท์พุทเพื่อปรับปรุงสมรรถนะในการทำงานของระบบให้ดียิ่งขึ้น ในบทความนี้ได้มีการตรวจสอบสมรรถนะของระบบที่นำเสนออย่างละเอียด

Abstract

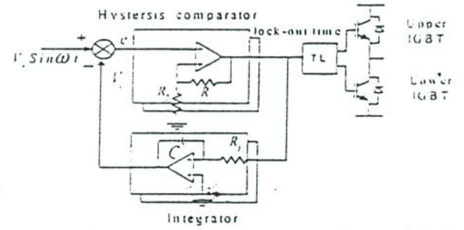
This paper presents a control technique of 1-ϕ delta modulated PWM inverter having PWM output voltage feedback for ac power supplies. This technique is used as a preregulator which compensates for effect of dc link voltage ripple on output voltage due to a finite capacitor and an increase in load currents. Low value of dc link capacitor causes increased displacement power factor (DPF) and increased input power factor (PF), and decreased total harmonic distortion of input current (THD_i). As a result, output voltage regulation is improved. Dynamic response due to a step load change is also improved. Furthermore PI controller is included for outer loop control for system performance improvement. In this paper, the performance investigation of the proposed system is fully given.

1. บทนำ

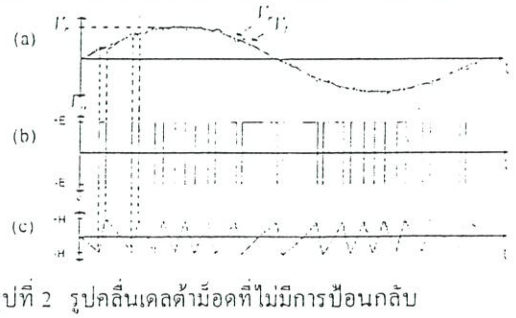
ในปัจจุบันได้มีการพัฒนาอินเวอร์เตอร์ทางด้านเทคนิคของการควบคุมสัญญาณพีดับบลิวเอ็มหลากหลายมากขึ้น ซึ่งแต่ละเทคนิคนั้นมีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันไป ถึงแม้ว่าเทคนิคดังกล่าวจะมีการใช้งานได้อย่างกว้างขวางก็ตาม เดลต้าม็อดดูเลชั่นก็ยังเป็นอีกเทคนิคหนึ่งที่ใช้ในการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม สำหรับอินเวอร์เตอร์ที่ให้เอาท์พุทเป็นรูปคลื่นไซน์ ซึ่งสามารถลดทอนฮาร์โมนิคส์อันดับต่ำและง่ายต่อการควบคุมเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ โดยข้อดีของเทคนิคเดลต้าม็อดคือสามารถสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มที่มีการปรับเปลี่ยนความถี่และแรงดันเอาท์พุทได้ โดยการเปลี่ยนความถี่หรือแอมปลิจูดของสัญญาณไซน์อ้างอิง[1-4] ดังนั้นจึงได้นำเทคนิคดังกล่าวมาใช้กับอินเวอร์เตอร์ โดยทั่วไปแล้ววงจรหลักของ AC/DC/AC คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในงานแหล่งจ่ายไฟเอซีประกอบด้วยส่วนของคอนเวอร์เตอร์(Converter) และ อินเวอร์เตอร์(Inverter) ซึ่งในส่วนของคอนเวอร์เตอร์นี้จะประกอบด้วยตัวเก็บประจุสำหรับแรงดันดีซีเชื่อมโยง หากว่าค่าตัวเก็บประจุที่ใช้มีค่ามากจะส่งผลทำให้ค่า DPF (Displacement Power Factor) ของรูปคลื่นกระแสต่ำและตัวประกอบกำลัง(PF) ต่ำลงเช่นกัน[4] แต่ถ้าค่าตัวเก็บประจุมีค่าน้อยจะส่งผลให้แรงดันดีซีเชื่อมโยงเกิดริปเปิลมาก จึงทำให้กระแสเอาท์พุทไม่เป็นรูปคลื่นไซน์และจะมีผลต่อสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์ เพื่อแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นดังกล่าวบทความฉบับนี้จึงได้นำเสนอเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท ซึ่งเทคนิคนี้จะชดเชยแรงดันเอาท์พุทมูลฐาน (Fundamental Output Voltage)ให้คงที่ไม่เปลี่ยนตามผลของริปเปิลและยังสามารถปรับปรุงค่า DPF, PF ของกระแสอินพุทให้ดีขึ้นด้วย อีกทั้งยังมีการตรวจสอบการทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบขึ้นเพื่อดูสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์การลดผลกระทบของริปเปิลเมื่อค่าตัวเก็บประจุมีค่าต่ำ การคงค่าแรงดันเอาท์พุทและการตอบสนองของระบบ

2. เทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ

เทคนิคนี้จะใช้สัญญาณป้อนกลับจากวงจรควบคุมแทนที่จะเป็นวงจรกำลัง หลักการทำงานของเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับสามารถอธิบายด้วยบล็อกไดอะแกรมตามรูปที่ 1 โดยสัญญาณไซน์อ้างอิง(V_r) จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณป้อนกลับ(V_f)ที่เกิดจากวงจรอินทิเกรท ซึ่งจะทำให้เกิดผลต่างระหว่างสัญญาณ(V_r) และ (V_f) เกิดเป็นสัญญาณ error จากนั้นสัญญาณ errorจะผ่านวงจร Hysteresis Comparatorทำให้เกิดพัลซ์พีดับบลิวเอ็มจากรูปที่ 2(a)แสดงสัญญาณป้อนกลับ(V_f)ที่ได้จากการการอินทิเกรทสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ซึ่งจะเคลื่อนที่เกาะติดตามสัญญาณไซน์อ้างอิง(V_r)อยู่ระหว่างขอบเขตฮีสเตอร์รีซีสด้วยความกว้างของฮีสเตอร์รีซีส($\pm H$) รูป2(b) เป็นรูปสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ใช้ในการขับเกทของอุปกรณ์สวิทชิ่ง รูปที่ 2(c) เป็นสัญญาณ error ที่เกิดจากการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณ(V_r) และ (V_f) จากรูปที่ 3 แสดงลักษณะการเกิดพัลซ์ของเทคนิคเดลต้าม็อดซึ่งรายละเอียดของการหาค่าเวลาของพัลซ์ สามารถดูได้จาก [4-6] โดยที่ค่าของพัลซ์บวกนั้นสามารถแสดงได้ดังสมการที่ 1



รูปที่ 1 บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับสำหรับอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน

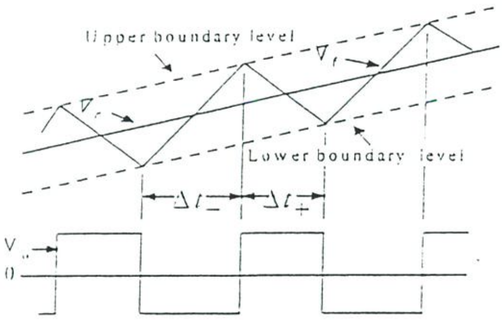


รูปที่ 2 รูปคลื่นเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ

(a) สัญญาณไซน์อ้างอิง(V_r)และสัญญาณป้อนกลับ(V_f)

(b) สัญญาณพีดับบลิวเอ็ม

(c) ผลต่าง (error) ของ(V_r) และ(V_f)



รูปที่ 3 ค่าเวลาการเกิดพัลซ์ของเทคนิคเดลต้าม็อดคูเลชั่น

เมื่อ
$$\Delta t_+ = \frac{2H}{K\left(\frac{V_{dc}(t)}{G}\right)\times\left[1-\frac{V_r\omega_r\cos(\omega_r t)}{K\left(\frac{V_{dc}(t)}{G}\right)}\right]} \quad (1)$$

โดยที่ Δt_- คือค่าเวลาของพัลซ์บวก

H คือค่าความกว้างของฮีสเตอร์รีซีส ($\frac{R_2 E}{R_2+R_3}$) ; พารามิเตอร์จากวงจรรูปที่ 1

K คือค่าเวลาคงที่ของอินทิเกรทเท่ากับ ($\frac{1}{R_1 C}$) ; พารามิเตอร์จากวงจรรูปที่ 1

$\left(\frac{V_{dc}(t)}{G}\right)$ คือค่าแรงดันสวิทชิ่งป้อนกลับ

V_r คือค่าแอมปลิจูดของสัญญาณไซน์อ้างอิง

ω_r คือความเร็วเชิงมุม $2\pi f$

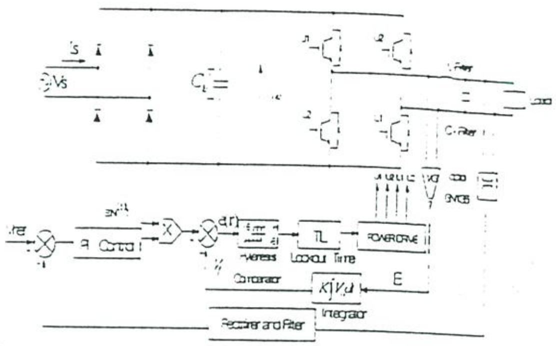
V_f คือสัญญาณป้อนกลับของสัญญาณไซน์อ้างอิง

ในขณะที่ค่าเวลาของพัลซ์ลบ คือ

$$\Delta t_- = \frac{2H}{K\left(\frac{V_{dc}(t)}{G}\right)\times\left[1+\frac{V_r\omega_r\cos(\omega_r t)}{K\left(\frac{V_{dc}(t)}{G}\right)}\right]} \quad (2)$$

โดยที่ Δt คือค่าเวลาของพัลซ์ลบ ดังนั้นค่าคาบเวลาของพัลซ์แสดงดังสมการที่ 3

$$\Delta t_+ + \Delta t_- = \frac{4H}{K\left(\frac{V_{dc}(t)}{G}\right)\times\left[1-\frac{(V_r\omega_r\cos(\omega_r t))^2}{\left(K\left(\frac{V_{dc}(t)}{G}\right)\right)^2}\right]} \quad (3)$$



รูปที่4 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทและการควบคุมแบบพีไอ

3. เทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท

หลักการทำงานของเทคนิคที่นำเสนอ แสดงได้ดังรูปที่ 4 โดยในส่วนแรกจะเป็นส่วนของวงจรเรียงกระแสแบบ full bridge ที่มีตัวเก็บประจุ(C_{dc}) ทำหน้าที่เป็นฟิลเตอร์กรองแรงดันให้เรียบ ซึ่งเมื่อใช้ตัวเก็บประจุที่มีค่าน้อยจะทำให้เกิดริปเปิลมากในขณะที่โหลดเพิ่มขึ้นเป็นผลให้แรงดันเอาท์พุทพีดับบลิวเอ็มกระเพื่อมตามริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยง จากปัญหาดังกล่าวจึงได้นำผลการเปลี่ยนแปลงของระดับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทมาป้อนกลับ โดยใช้ออปโต้เป็นตัวตรวจจับแรงดันที่ป้อนเข้าวงจรอินทิเกรทและถือว่าเป็นอัตราขยายเกน(1/G) ดังนั้นจะได้ว่า

$$E = \frac{V_{dc}(t)}{G} \quad (4)$$

เมื่อแรงดันสวิทชิ่งป้อนกลับผ่านวงจรอินทิเกรทเป็นสัญญาณป้อนกลับ(V_f) นั้นจะมีการปรับตัว เพื่อให้เกาะติดกับสัญญาณไซน์อ้างอิงตลอดเวลา จากสมการ(1)และ(2) จะเห็นได้ว่าค่าระดับแรงดันสวิทชิ่งป้อนกลับ(E)(มีค่าเท่ากับ V_{cc}ของคอมพาราเตอร์ในกรณีของเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ) ของเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทจะมีผลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงและผลกระทบของริปเปิลรวมอยู่ด้วย จากผลที่กล่าวมาข้างต้นจะทำให้ค่าเวลาของพัลซ์กว้างมากขึ้นซึ่งเป็นการปรับเพิ่มการม็อดตามแรงดันดันซีเชื่อมโยงที่ตกไป จึงทำให้แรงดันเอาท์พุทมูลฐานเพิ่มขึ้น เพื่อชดเชยแรงดันที่ตกไปให้คงที่

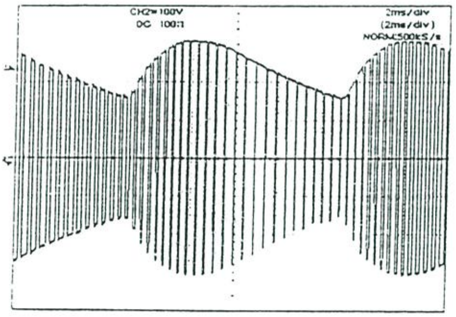
จึงทำให้เทคนิคนี้สามารถลดผลกระทบริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงที่มีต่อแรงดันเอาท์พุทและสมรรถนะของระบบได้

4. ตัวอย่างการออกแบบ

ในการออกแบบกำหนดให้ความถี่สวิทชิ่งมีค่าเท่ากับ 10 kHz และค่าดัชนีการม็อดเริ่มที่ 0.8 โดย $V_r = 10V$, $K_p = 400$, $K_i = 0.1$, $R = 25k\Omega$, $C = 0.1\mu F$, $G = 30$, Ripple = 90V(p-p), $V_{dc} = 300V$, $C_{output\ filter} = 200\mu F$, $L_{output\ filter} = 70\ mH$

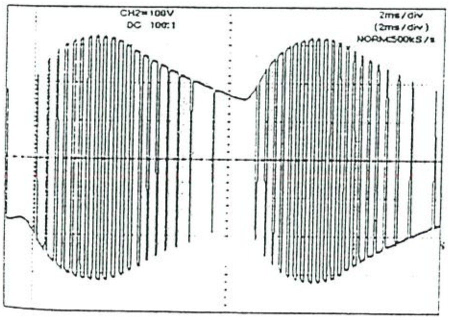
5. ผลการทดลอง

ในการทดลองได้มีการออกแบบวงจรควบคุมตามค่าที่ได้กำหนดไว้ในข้างต้น โดยได้ทำการทดสอบสมรรถนะทางด้านเอาท์พุทให้ผลดังต่อไปนี้



สเกล x:2 ms/div, y:100 v/div

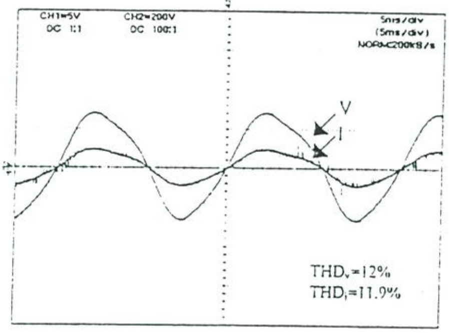
รูปที่ 5 แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทของเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ (C_{dc} = 330 μF, I_L = 4.6 A)



สเกล x:2 ms/div, y:100 v/div

รูปที่ 6 แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทของเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับ (C_{dc} = 330 μF, I_L = 4.6 A)

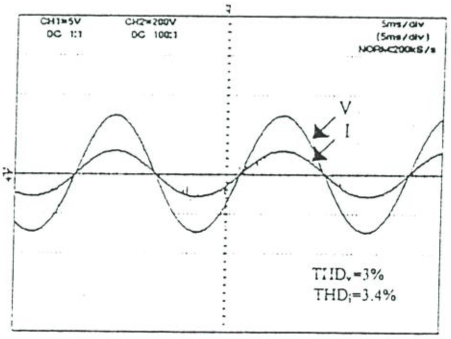
รูปที่ 5 และ 6 เป็นผลการทดสอบที่สภาวะโหลดเดียวกันจะพบว่าเมื่อเกิดริปเปิลมากขึ้น จากผลที่กล่าวในข้างต้นเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทจะมีการขยายของเนื้อพัลซ์เพื่อเกาะติดสัญญาณไซน์อ้างอิงซึ่งจะเป็นการรักษาแรงดันเอาท์พุทมูลฐานให้คงที่โดยทดลองที่ความถี่สวิทชิ่งที่ 1 kHz เพื่อให้เห็นถึงการขยายตัวของเนื้อพัลซ์อย่างชัดเจนเมื่อเกิดริปเปิลขึ้นตามทฤษฎีและเทคนิคที่นำเสนอ



สเกล x:5 ms/div, y:100 v/div

รูปที่ 7 กระแสและแรงดันเอาท์พุทของเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับเมื่อผ่านฟิลเตอร์

(C_{dc} = 330 μF, I_L = 4.6 A)



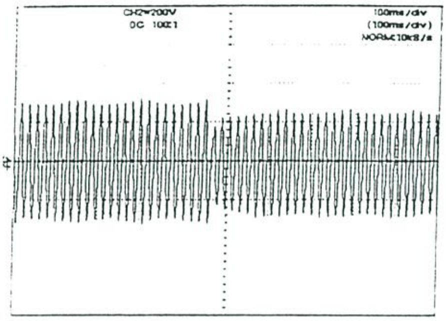
สเกล x:5 ms/div, y:100 v/div

รูปที่ 8 กระแสและแรงดันเอาท์พุทของเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับเมื่อผ่านฟิลเตอร์

(C_{dc} = 330 μF, I_L = 4.6 A)

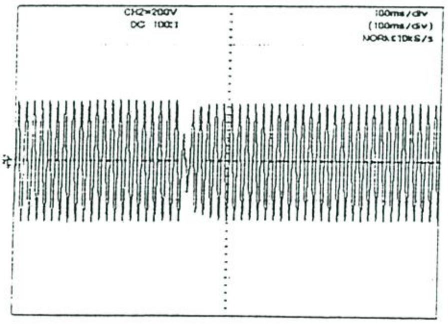
รูปที่ 7 และ 8 เป็นรูปคลื่นกระแสและแรงดันทางด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์สำหรับ Resistive Load ที่มีการเปรียบเทียบระหว่างเทคนิคเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับและเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดัน

พีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท จะเห็นได้ว่าเทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทสามารถชดเชยแรงดันเอาท์พุทและลดผลกระทบที่เกิดจากริปเปิลได้ส่งผลให้เป็นรูปคลื่นไซน์ดีขึ้นและทำให้ค่า THD_V และ THD_i ต่ำลง



สเกล x:100 ms/div, y:100 v/div

รูปที่ 9 แรงดันเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ของเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ (C_{dc} = 330 μF, I_L = 4.6 A)

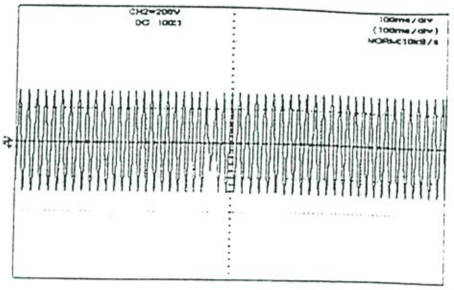


สเกล x:100 ms/div, y:100 v/div

รูปที่ 10 แรงดันเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ของเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับ (C_{dc} =330 μF, I_L= 4.6 A)

เมื่อทำการทดสอบอินเวอร์เตอร์ทั้งสามแบบ โดยให้มีการเปลี่ยนโหลดอย่างฉับพลันที่ 0% เป็น 100% จากรูปที่ 9,10 และ 11 จะเห็นได้ว่าเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทจะมีการรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทได้ดีกว่าเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ แต่เมื่อมีการทำงานร่วมกับการป้อนกลับแบบพีไอแล้วจะช่วยในการรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทและลดระยะเวลาในการฟื้นตัวได้เร็วกว่าแบบอื่นๆ(ประมาณ 60 ms)

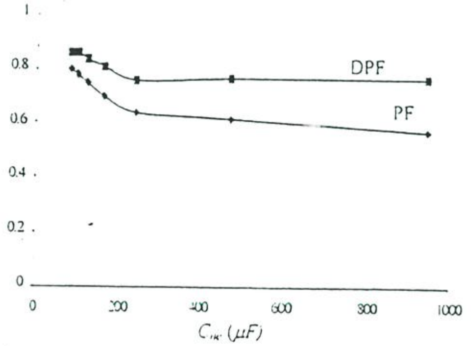
จากรูปที่12และ13ที่โหลดคงที่เป็นผลการทดสอบการเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุที่แรงดันดีซีเชื่อมโยง ผลจากการทดลองจะพบได้ว่า เมื่อตัวเก็บประจุมีค่าต่ำจะส่งผลให้ DPF และ PF มีค่าสูงขึ้น แต่ THD ของกระแสอินพุทนั้นจะมีค่าต่ำลงเนื่องจากกระแสอินพุทเป็นรูปคลื่นไซน์มากขึ้น ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อกระแสและแรงดันทางเอาท์พุทรวมถึงสมรรถนะของระบบดังที่กล่าวมาในข้างต้น



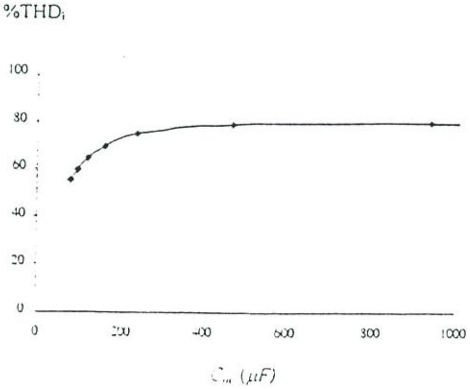
สเกล x:100 ms/div, y:100 v/div

รูปที่ 11 แรงดันเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ของเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับร่วมกับการควบคุมแบบพีไอ

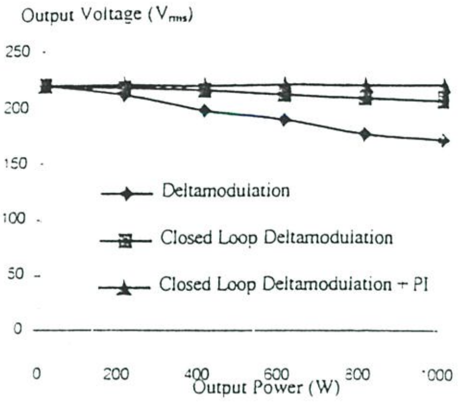
(C_{dc} = 330 μF, I_L = 4.6 A)



รูปที่ 12 กราฟความสัมพันธ์ DPF , PF ของกระแสอินพุทเมื่อค่าตัวเก็บประจุเปลี่ยนไป



รูปที่ 13 กราฟความสัมพันธ์ THD ของกระแสอินพุทเมื่อค่าตัวเก็บประจุเปลี่ยนไป



รูปที่ 14 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาท์พุททั้ง 3 เทคนิคกับโหลดที่เปลี่ยนไป($C_{dc} = 330\ \mu F$)

จากกราฟที่ 14 เมื่อทำการทดสอบโดยการเพิ่มโหลดทีละสเต็บ จะเห็นได้ว่าปรีเร็กกิวเลเตอร์จะสามารถรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทได้ดีกว่าเดลต้าม็อดที่ไม่มีการป้อนกลับ แต่ไม่ดีเท่าที่ควรเนื่องจากปรีเร็กกิวเลเตอร์ที่ตรวจจับสัญญาณแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทซึ่งอยู่ก่อนฟิลเตอร์จึงไม่สามารถที่รักษาระดับแรงดันเอาท์พุทที่โหลดได้เท่าที่ควร แต่เมื่อมีการทำงานร่วมกับการป้อนกลับแบบพีไอจะมีการรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทที่โหลดให้คงที่ได้

6. สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองของวงจรเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทสามารถลดผลกระทบที่เกิดจากริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงและยังรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทให้คงที่ ดังนั้นจึงถือว่าเป็นปรีเร็กกิวเลเตอร์ และเมื่อไปทำงานร่วมกับการป้อนกลับแบบพีไอจะยังคงรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทที่โหลดให้คงที่และยังช่วยลดระยะเวลาในการฟื้นตัวให้เร็วขึ้นในขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดฉับพลันและจากผลของการใช้เทคนิคเดลต้าม็อดที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุททำให้สามารถลดค่าและขนาดของตัวเก็บประจุที่แรงดันดีซีเชื่อมโยงให้ต่ำลงได้ ซึ่งจากที่กล่าวในข้างต้นจะทำให้ค่า DPF และ PF มีค่าสูงขึ้นแต่ THD ของกระแสอินพุทนั้นจะมีค่าต่ำลงตามผลการทดลองที่แสดงดังรูปที่12 และ 13 โดยบทความนี้เป็นการนำเสนอเทคนิคการควบคุมเดลต้าม็อดสำหรับควบคุมอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่ช่วยในการชดเชยและลดระยะเวลาในการฟื้นตัวทางด้านแรงดันเอาท์พุทให้ดีขึ้นและการรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทที่โหลดให้คงที่

7. เอกสารอ้างอิง

[1] N. Abdel-Rahim and J.E. Quaicoe, "A Single-Phase Delta-Modulated Inverter for UPS Application,"IEEE Trans. Ind. Electronics., Vol. 40, No. 3, pp. 347-354., June 1993.

[2] M.A. Rahman, J.E. Quaicoe and M.A. Bows and E.S. Lai. "Investigation into optimising high switching frequency regular sampled PWM control for drives and static power converters," IEEE Trans. PE., Vol. 143, No. 4, July 1996.

[3] M.A. Rahman, J.E. Quaicoe and M.A. Choundhury, "Performance Analysis of Delta PWM Inverters," IEEE Trans. Power Electron., Vol. PE-2, pp. 227-233, July 1987.

[4] P.D. Ziogas. "The Delta modulation technique in static PWM inverters." IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. IA-17, pp. 199-204, Mar./Apr. 1981.

[5] S. Sae-Sue, Ch. Charumit, V. Kinnares and S. Potevejkul "Design and Evaluation of an Adaptive Hysteresis band Delta Modulator for VSI," Proc. IPEC'99 Singapore, pp. 661-666, May. 1999.

[6] C.F. Christiansen, M.I. Valla and C.H. Rivetta. "A synchronization technique for static delta PWM inverters," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol.35 No.4, pp. 502-507. Nov.1988.

POWERCON 2000

Proceedings

4 - 7 December 2000

The University of Western Australia

Perth, Australia

2000 International Conference on Power System Technology

Volume I

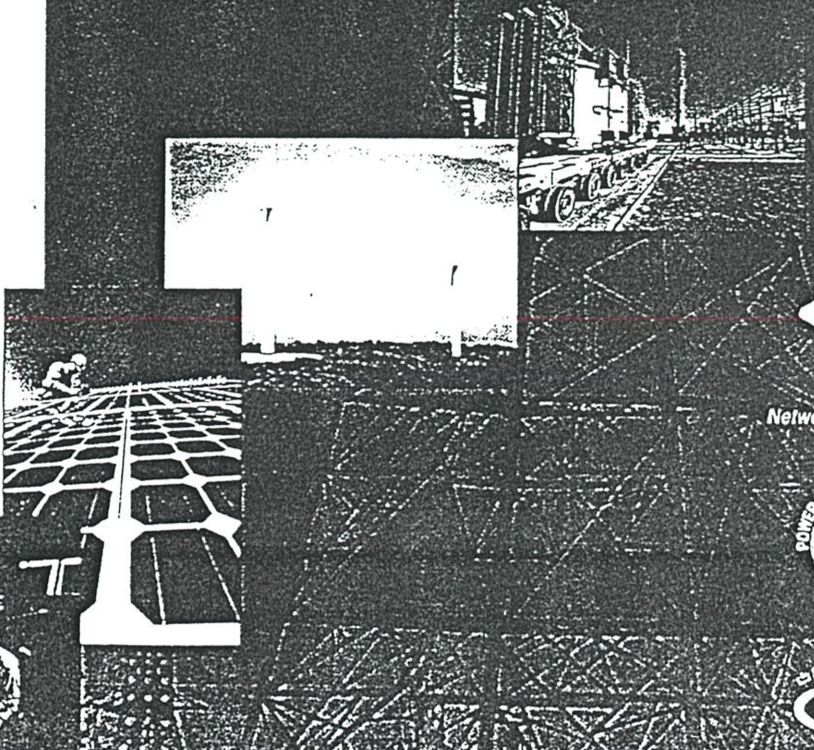
General Chair/Editors

Kit Po Wong

Qi Su

Bob Stewart

Xiaoxin Zhou



IEEE

Networking the Wo

PES

SEE

IEEE Catalogue Number: 00EX409

Design and Analysis of Delta Modulated PWM Inverter with regulated output voltage for 1-ϕ Induction Motor Drives

S. Sae-Sue, Student Member, IEEE
Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Mahanakorn University of Technology, Nhongchok, Bangkok, 10530, Thailand.

V. Kinnares K. Sirichanpong and K. Kleebbua
Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand

Abstract: This paper proposes the analysis and design of a delta modulated PWM voltage source inverter having feedback output voltage for 1-ϕ induction motor drives. This technique offers good advantages over a conventional delta modulated PWM technique in terms of remaining output voltage fairly constant under variations in load conditions and reducing capacitor value of a dc link filter. DC link ripple is inevitable, especially for finite LC or C filters at heavy load conditions. Consequently, output voltage is reduced thus, decreasing fundamental flux level in induction motors. The proposed technique can overcome such problems. The practical performance evaluation has been made over a wide range of operating conditions.

Keywords: Delta Modulated PWM, Induction Motors, regulated output voltage source inverter.

I. INTRODUCTION

Static voltage source inverters (VSI) employ various PWM techniques to improve the quality of the load voltage [1]. This has led directly to a reduction in the size and weight of the filter components for UPS applications and a reduction in machine losses and other undesirable effects such as torque ripple for drive applications. Although these techniques have been successfully implemented for a wide range of applications, they suffer from complex control circuitry and moderate voltage utilization ratio. Delta modulation has become an established alternative to sine PWM in inverter application for offering a sinusoidal output with low harmonic contents and ease of control of inverter output voltage [2]-[6]. The synchronised delta modulation technique having fixed switching frequency can be found in [7]. This allows the solution to the unbalanced voltages in a three phase system. However, the circuitry is very complex and difficult. Recently, an adaptive hysteresis band delta modulator has been proposed for improving performance, especially load current ripple [8]. However, there are few papers focusing on regulating fundamental output voltage and applying to induction motor drives. Therefore, this paper contributes this intensive subject.

II. THEORY

Analysis of a conventional delta modulation technique

The principle of operation of the traditional delta modulation can be described with the aid of the block diagram shown in Fig. 1. A reference signal v_r is compared with a feedback signal or a carrier signal v_f, obtained by integrating the modulator output signal (low pass filtering process), to produce an error signal e. According to the sign and predetermined magnitude of e, the output of the modulator has two possible levels ±E, whereas the time duration between two successive levels is determined by the slope of the reference signal.

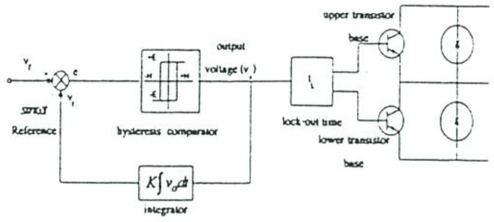


Fig. 1 Block diagram of a simple modulator for PWM VSI

Fig. 2 shows the waveforms at various nodes in the modulator block diagram. It can be seen that the feedback signal tracks the reference signal within the upper and lower boundary levels ±H. From the modulator-operating principle, it can be observed that the output signal is decoded by the integrator in the feedback path.

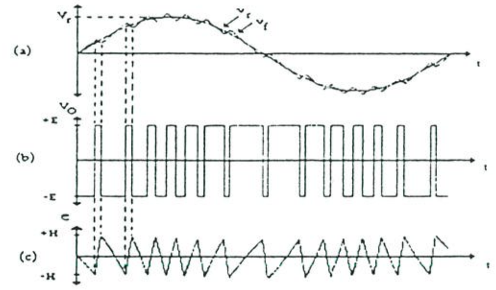


Fig. 2 Delta modulation technique
(a) reference voltage and feedback voltage
(b) PWM signal with the variation of switching frequency
(c) error signal with fixed hysteresis band ±H

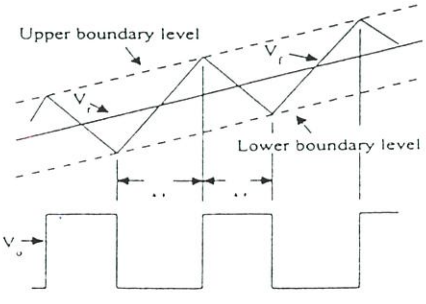


Fig 3 Extended delta modulation wave forms

0-7803-6338-8/00/$10.00(c)2000 IEEE

The mathematical expressions for a parametric model can be derived. The more detail of the analysis can be found in [7]. From Fig. 3, the positive pulse time is:

$$\Delta t_{+} = \frac{2H}{KE[1 - \frac{V_r \omega_r \cos(\omega_r t)}{KE}]} \qquad (1)$$

Where

- H : Fixed hysteresis band
- K : Integrator time constant
- E : Supply voltage
- V_r : Amplitude of reference signal
- ω_r : Reference angular frequency

Similarly, the negative pulse time is:

$$\Delta t_{-} = \frac{2H}{KE[1 + \frac{V_r \omega_r \cos(\omega_r t)}{KE}]} \qquad (2)$$

Then, the switching period is:

$$\Delta t_{+} + \Delta t_{-} = \frac{4H}{KE[1 - \frac{(V_r \omega_r \cos(\omega_r t))^2}{(KE)^2}]} \qquad (3)$$

Generally, a delta modulation technique employs feedback signal from internal gating pattern. This is fairly simple to control. However in order to compensate for effects of dc link voltage ripple, the PWM output voltage will be used in stead of such feedback signal of conventional delta modulation.

III. System Configuration and Operation

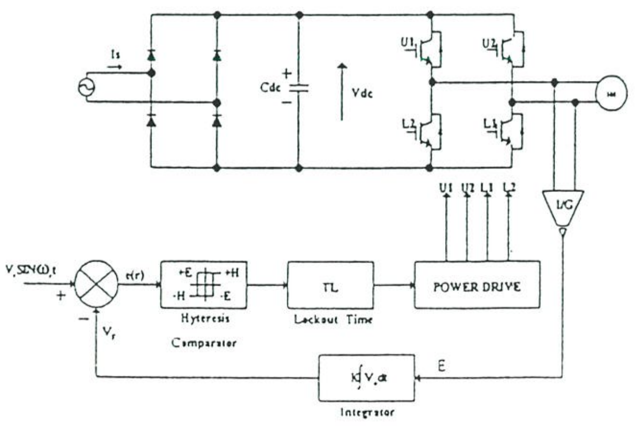


Fig. 4 Block diagram of a control and main power circuit

Fig. 4 illustrates an overall proposed approach. Output voltage is sensed via an isolator with a reduced suitable gain ($\frac{1}{G}$). This feedback signal takes effects of output voltage levels and ripple into account. This signal emulates internal gating pattern for a conventional delta modulation technique. The feedback signal is fed through the integrator to track the reference signal. From (1) and (2), E is a parameter affecting pulse time. When E is sensed from output voltage which is varied with dc link voltage level and ripple, pulse time will adapt in order to obtain feedback signal tracking the reference signal.

Design Example

System parameters are as follows.

Maximum switching frequency = 1kHz, Modulation index = 0.8 , Peak reference voltage = 10 V, Integrator time constant (K) = 400 (R = 25kΩ, C=0.1μF), Ripple voltage = 90 V_{P-P}, Vdc = 300 V, G = 30

IV. Experimental Results

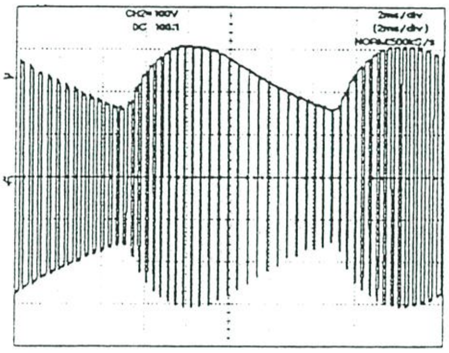


Fig. 5 Output voltage waveform: Cdc = 220 μF. (conventional delta modulation)

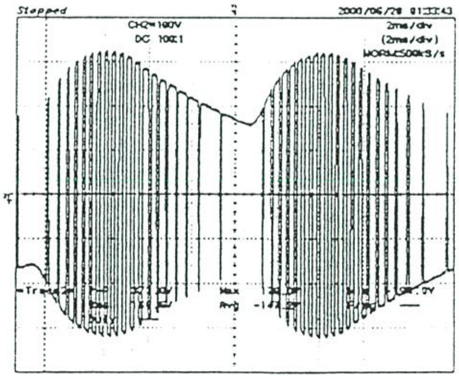


Fig. 6 Output voltage waveform: Cdc = 220 μF. (Proposed delta modulation)

As shown in Fig. 5 and Fig. 6 clearly, in contrast, at the same load condition, delta modulation with feedback output voltage will adapt pulse width particularly at the trough of ripple voltage for keeping the fundamental output voltage constant in order to compensate for effects of ripple. The increased pulse width can be clearly considered from (1). The decreased output voltage results in an increase in pulse time due to a decrease in E levels. Increasing pulse width will be adapted automatically in order to keep output of the integrator

(v_f) to track the reference signal. By this way, the fundamental output voltage will remain fairly constant. Fig. 7, Fig. 8 and Fig. 9 show a change in output voltage spectra during various load conditions and fundamental frequency of 50 Hz. It can be seen that at a heavy load condition, harmonic sidebands move closer to the fundamental component. Moreover at increased load, lower order harmonics will appear. These confirm that when increasing load level, pulse width is increased for compensating for decreased output voltage and ripple. Fig. 10 and Fig. 11 illustrate how the proposed technique keep fundamental output voltage fairly constant as varying loads, compared with a conventional delta modulation technique. The proposed technique provides better voltage regulation over a conventional technique for a lower value of capacitors. This confirms the capability of the proposed technique in terms of compensation for ripple of output voltage and reducing value of a dc link capacitor. Fig. 12 shows motor voltage and current waveforms at 50Hz. Another advantage of a reduction in capacitor size is dynamic response improvement. The further work will investigate motor performance in terms of dynamics response, torque-speed characteristics, etc.

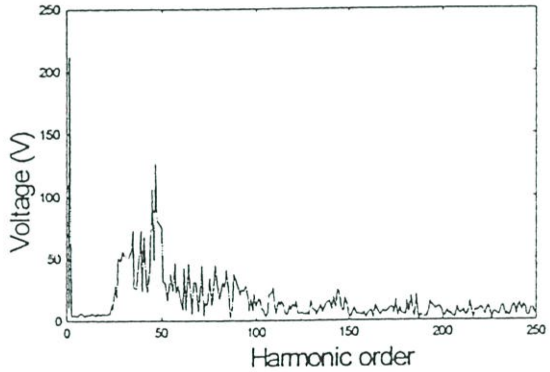


Fig. 7 Spectra of output voltage: Cdc = 220 μF, light load condition

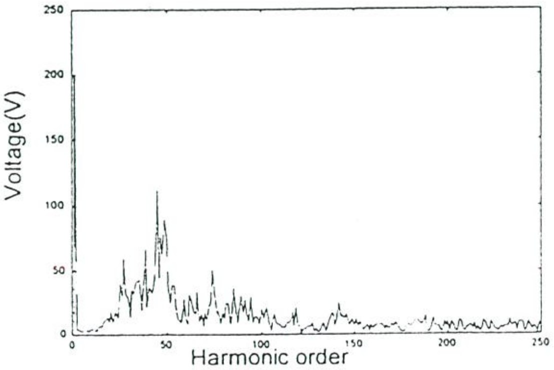


Fig. 8 Spectra of output voltage: Cdc = 220 μF, medium load condition

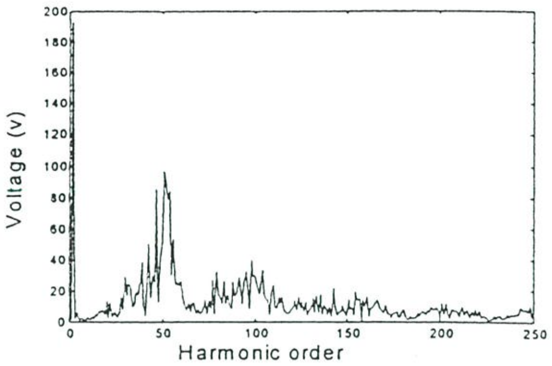


Fig.9 Spectra of output voltage: Cdc = 220 μF, heavy condition

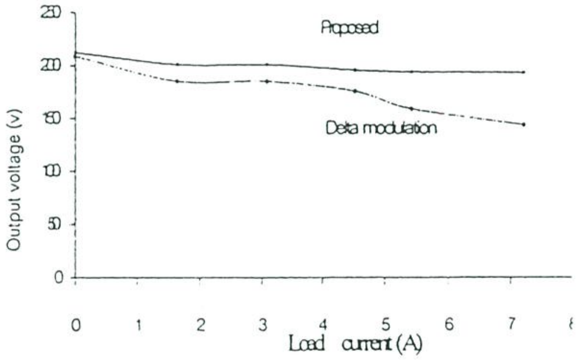


Fig.10 Fundamental output voltage with a variation of current; Cdc = 220 μF

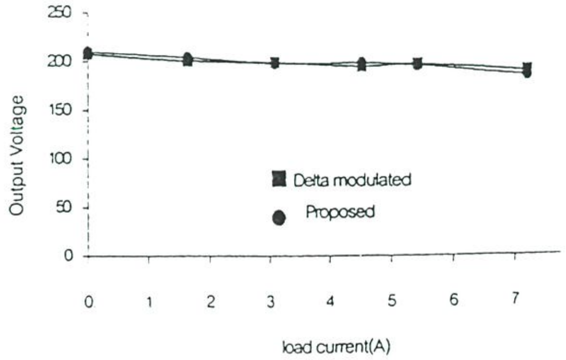


Fig.11 Fundamental output voltage with a variation of current; Cdc = 4700 μF

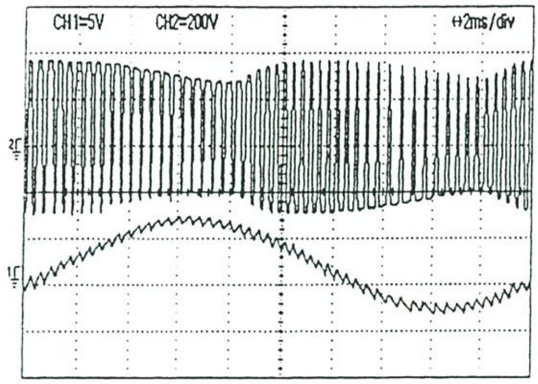


Fig.12 Motor voltage and current waveforms

V. CONCLUSIONS

This paper has dealt with the analysis and design of a control technique for a single phase delta modulated PWM inverter fed induction motor having feedback output voltage in order to compensate for effects of dc link voltage ripple on output voltage. As a result, some performances have been improved such as output voltage regulation. This helps to reduce the size of the dc link capacitor. Experimental results have proved effective for the proposed approach.

VI. REFERENCES

[1] Bows and E.S. Lai, "Investigation into optimising high switching frequency regular sampled PWM control for drives and static power converters", IEEE Trans. on PE., Vol. 143, No. 4, July 1996.

[2] Naser Abdel-Rahim and John E. Quaicoe, "A Single-Phase Delta-Modulated Inverter for UPS Application", IEEE Trans. On Ind. Electronics., Vol. 40, No. 3, pp. 347-354., June 1993.

[3] M.A. Rahman, J.E. Quicoe and M.A Choundhury, "Performance Analysis of Delta PWM Inverters", IEEE Trans. Power Electron., Vol. PE-2, pp. 227-233, July 1987.

[4] M.A. Rahman, J.E. Quicoe and M.A Choundhury, "Harmonic Minimization in Delta Modulated Inverter Using Tuned Filters", PESC'88 Record, April 1988.

[5] P.D. Ziogas, "The Delta modulation technique in static PWM inverters", IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. IA-17, pp. 199-204, Mar./Apr. 1981.

[6] Vijit Kinnares, "3-ϕ Delta Modulated PWM Inverter for Induction Motor Drives", Master thesis, KMITL, 1991.

[7] Christiansen, M.I. Valla, and C.H. Rivetta, "A synchronization technique for static delta PWM inverters" IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 35, No. 4, pp.502-507, Nov. 1988.

[8] S. Sae-Sue, Ch. Charumit, V. Kinnares, and S. Potevejkul "Design and Evaluation of an Adaptive Hysteresis band Delta Modulator for VSI", IPEC'99 Record, Singapore, pp. 661-666, May. 1999.

VII. BIOGRAPHIES

Dr. Vijit Kinnares received the B.Eng. degree and the M. Eng. degree in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang Bangkok Thailand and the Ph. D. degree from the University of Nottingham UK. His research interests include power electronics and electric drives. Currently, he is a lecturer at Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang Bangkok Thailand. e-mail: kkwijit@kmitl.ac.th

Surachart Sae-Sue received the B. Eng. Degree in electrical engineering from Mahanakorn Universty of Technology Bangkok Thailand. His research interests include power electronics and electric drives. He is also working towards M. Eing. degree at King Mongkut' Institute of Technology Ladkrabang Bangkok Thailand. Currently, he is a lecturer at Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Mahanakorn Universty of Technology Bangkok Thailand. e-mail: surachar@mut.ac.th

Kumpon sirichanpong received the B. Eng. degree in electrical engineering from Mahanakorn University of Tecnology Bangkok Thailand. His research interests include power electronics. He is also working towards M. Eing. degree at King Mongkut' Institute of Technology Ladkrabang Bangkok Thailand.

Khomsan Kleebbua received the B.Eng.degree in electrical engineering from Siam University Thailand. His research interests include power electronics. He is also working towards M.Eing. degree at King Mongkut' Institute of Technology Ladkrabang Bangkok Thailand.

ภาคผนวก ข

โปรแกรม MATLAB สำหรับ
การวิเคราะห์คุณภาพของรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม

```
%-------------------------------------------------------
%%% Calculation program of parameter of delta modulation technique
%%%
%-------------------------------------------------------
%%% Input parameter of delta modulation technique
%-------------------------------------------------------
kk=input('k= ');
fcc=input('fc= ');
vrr=input('Vr= ');
fre=input('f= ');
ee=13.6;
ww1=2*pi*fre;
%-------------------------------------------------------
pot1=kk*ee/(4*fcc);
pot2=(0.5*vrr^2*ww1^2)/(4*fcc*kk*ee);
pot3=pot1-pot2
%-------------------------------------------------------
pot4=pot3-pot2;
pot5=pot3+pot2;
pot6=pot5-pot4;
%-------------------------------------------------------
%%% Parameter of adaptive band
%-------------------------------------------------------
fprintf('** DC = %e           **\n',pot3)
fprintf('** Amplitude(-)= %e    **\n',pot2)
%-------------------------------------------------------


%%% Parameter of sine band
%-------------------------------------------------------
fprintf('** DC = %e           **\n',pot4)
fprintf('** Amplitude(-)= %e    **\n',pot6)
%-------------------------------------------------------
```

```
%-------------------------------------------------------------
%%% Calculation program of quality index of PWM technique
%-------------------------------------------------------------
st=input(' Input voltage data ');
st1=abs(fft(st(1:length(st)))/round((length(st)/2)));
st2=st1(2:round((length(st)/2)));
%-------------------------------------------------------------
inn=input(' Input current data ' );
inn1=abs(fft(inn(1:length(inn)))/round((length(inn)/2)));
in=inn1(2:round((length(inn)/2)));
%-------------------------------------------------------------
zer=0;
for i=1:length(st);
  if st(i)>0;
    sw(i)=200;
  else
    sw(i)=0;
  end
end
%-------------------------------------------------------------
%%% Calculation program of pulse number
%-------------------------------------------------------------
num=0;
for r=1:length(sw)-1
  if sw(r)~=sw(r+1)
    num=num+1;
  end
%-------------------------------------------------------------
v11=st2(1)/sqrt(2);
fprintf(' **  V1rms = %e          **\n',v11)
%-------------------------------------------------------------
%-------------------------------------------------------------
```

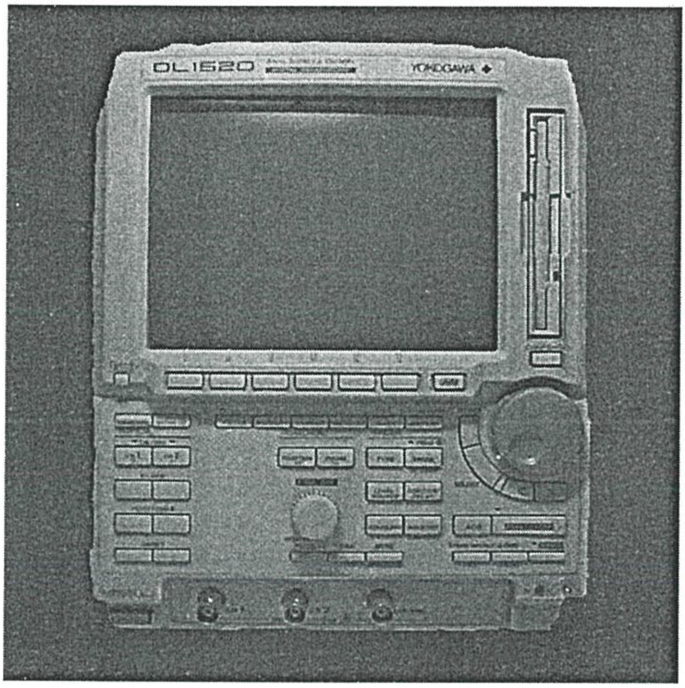
```
hhh=st2;
hh1=160;
hh2=hhh(2:hh1);
bbb=sqrt(sum(hh2.^2));
thds=(bbb/hhh(1))*100;
fprintf(' **  THDv = %e           **\n',thds)
%--------------------------------------------------------
hhh1=in;
hh22=hhh1(2:hh1);
bbb1=sqrt(sum(hh22.^2));
thdsi=(bbb1/hhh1(1))*100;
fprintf(' **  THDi = %e           **\n',thdsi)
%--------------------------------------------------------
athd1=st2;
athd1=rot90(athd1);
athdd=athd1(2:hh1);
annn=(2:hh1);
am11=sqrt(sum((athdd./annn).^2));
am22=(100/athd1(1))*am11;
fprintf(' **  DF1 = %e           **\n',am22)
%--------------------------------------------------------
bthd1=st2;
bthd1=rot90(bthd1);
bthdd=bthd1(2:hh1);
bnnn=(2:hh1).^2;
bm11=sqrt(sum((bthdd./bnnn).^2));
bm22=(100/bthd1(1))*bm11;
fprintf(' **  DF2 = %e           **\n',bm22)
%--------------------------------------------------------
```

ภาคผนวก ค

ข้อมูลเกี่ยวกับเครื่องมือที่ใช้ทดลอง

1) Portable Digital Oscilloscopes

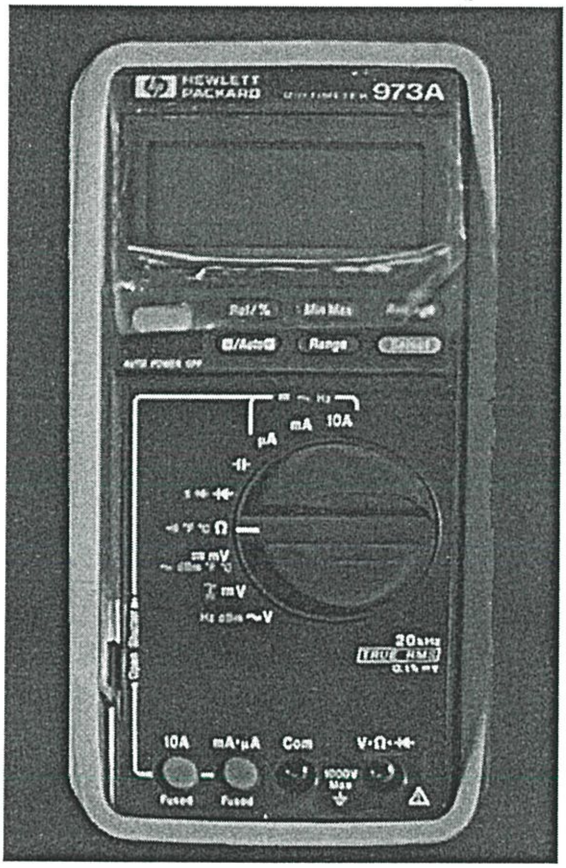
Type	Yokogawa DL1540C/DL1540CL
Maximum sampling Rate	200 MS/s
Analog bandwidth	150 MHz
Vertical resolution	8 bit



รูปที่ ค.1 Digital Oscilloscope ยี่ห้อ YOKOGAWA, 8 bits 200M/s , 150 MHz

2) Digital Multimeter

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



รูปที่ ค.2 เครื่องมือวัดโวลท์-แอมป์ด้านอินพุท ยี่ห้อ Hewlett Packard 973A

3) Fluke 41B Power Quality Meter

Type	Hewlet Packard 973A
Voltage	5.0 V - 600V rms
Current	1.00 - 1000A
Watts/Volt-Amps	0.0W(VA) – 600 kW
Frequency	6.0 Hz –99.9 Hz

รูปที่ ค.3 เครื่องมือวัดกำลังงานอินพุท/เอาท์พุทของ Fluke 41B

ภาคผนวก ง

ข้อมูลเกี่ยวกับไอจีบีที IRGPS40B120UD

International
IOR Rectifier

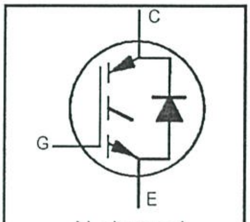
PD- 94240

IRGPS40B120UD

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH
ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE

UltraFast Co-Pack IGBT

Features
- Non Punch Through IGBT Technology.
- Low Diode VF.
- 10µs Short Circuit Capability.
- Square RBSOA.
- Ultrasoft Diode Reverse Recovery Characteristics.
- Positive VCE (on) Temperature Coefficient.
- Super-247 Package.



N-channel

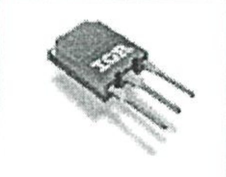
V_{CES} = 1200V

$V_{CE(on)}$ typ. = 3.12V

@ V_{GE} = 15V,

I_{CE} = 40A, Tj=25°C

Benefits
- Benchmark Efficiency for Motor Control.
- Rugged Transient Performance.
- Low EMI.
- Significantly Less Snubber Required
- Excellent Current Sharing in Parallel Operation.


Super-247™

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	1200	V
I_C @ T_C = 25°C	Continuous Collector Current	80	A
I_C @ T_C = 100°C	Continuous Collector Current	40	
I_{CM}	Pulsed Collector Current	160	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current	160	
I_F @ T_C = 25°C	Diode Continuous Forward Current	80	
I_F @ T_C = 100°C	Diode Continuous Forward Current	40	
I_{FM}	Diode Maximum Forward Current	160	
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
P_D @ T_C = 25°C	Maximum Power Dissipation	595	W
P_D @ T_C = 100°C	Maximum Power Dissipation	238	
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - IGBT	—	—	0.20	°C/W
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - Diode	—	—	0.83	
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	—	—	40	
	Recommended Clip Force	20 (2)	—	—	N(kgf)
Wt	Weight	—	6.0 (0.21)	—	g (oz)
Le	Internal Emitter Inductance (5mm from package)	—	13	—	nH

01/17/02

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions	Ref.Fig.
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	1200	—	—	V	V_{GE} = 0V, I_C = 500μA	
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	—	0.40	—	V/°C	V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA, (25°C-125°C)	
$V_{CE(on)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	—	3.12	3.40	V	I_C = 40A V_{GE} = 15V	5, 6
		—	3.39	3.70		I_C = 50A	7, 9
		—	3.88	4.30		I_C = 40A, T_J = 125°C	10
		—	4.24	4.70		I_C = 50A, T_J = 125°C	11
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	4.0	5.0	6.0		V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250μA	9,10
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	—	-12	—	mV/°C	V_{CE} = V_{GE}, I_C = 1.0mA, (25°C-125°C)	11 ,12
g_{fe}	Forward Transconductance	—	30.5	—	S	V_{CE} = 50V, I_C = 40A, PW=80μs	
I_{CES}	Zero Gate Voltage Collector Current	—	—	500	μA	V_{GE} = 0V, V_{CE} = 1200V	
		—	420	1200		V_{GE} = 0V, V_{CE} = 1200V, T_J = 125°C	
V_{FM}	Diode Forward Voltage Drop	—	2.03	2.40	V	I_C = 40A	8
		—	2.17	2.60		I_C = 50A	
		—	2.26	2.68		I_C = 40A, T_J = 125°C	
		—	2.46	2.95		I_C = 50A, T_J = 125°C	
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	—	—	±100	nA	V_{GE} = ±20V	

Switching Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions	Ref.Fig.
Q_g	Total Gate Charge (turn-on)	—	340	510	nC	I_C = 40A	23
Q_{ge}	Gate - Emitter Charge (turn-on)	—	40	60		V_{CC} = 600V	CT1
Q_{gc}	Gate - Collector Charge (turn-on)	—	165	248		V_{GE} = 15V	
E_{on}	Turn-On Switching Loss	—	1400	1750	μJ	I_C = 40A, V_{CC} = 600V	CT4
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	—	1650	2050		V_{GE} = 15V,R_G = 4.7Ω, L =200μH	WF1
E_{tot}	Total Switching Loss	—	3050	3800		Ls = 150nH T_J = 25°C	WF2
E_{on}	Turn-On Switching Loss	—	1950	2300	μJ	T_J = 125°C	13,15
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	—	2200	2950		Energy losses include "tail" and	
E_{tot}	Total Switching Loss	—	4150	5250		diode reverse recovery.	
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	76	99	ns	I_C = 40A, V_{CC} = 600V	14, 16
t_r	Rise Time	—	39	55		V_{GE} = 15V, R_G = 4.7Ω L =200μH	CT4
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	332	365		Ls = 150nH, T_J = 125°C	WF1
t_f	Fall Time	—	25	33			WF2
C_{ies}	Input Capacitance	—	4300	—	pF	V_{GE} = 0V	22
C_{oes}	Output Capacitance	—	330	—		V_{CC} = 30V	
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	—	160	—		f = 1.0MHz	
RBSOA	Reverse Bias Safe Operting Area	FULL SQUARE				T_J = 150°C, I_C = 160A, Vp =1200V V_{CC} = 1000V, V_{GE} = +15V to 0V R_G = 4.7Ω	4 CT2
SCSOA	Short Circuit Safe Operting Area	10	—	—	μs	T_J = 150°C, Vp =1200V V_{CC} = 900V, V_{GE} = +15V to 0V, R_G = 4.7Ω	CT3 WF4
Erec	Reverse Recovery energy of the diode	—	3346	—	μJ	T_J = 125°C	17,18,19
t_{rr}	Diode Reverse Recovery time	—	180	—	ns	V_{CC} = 600V, I_F = 60A, L =200μH	20, 21
I_{rr}	Diode Peak Reverse Recovery Current	—	50	—	A	V_{GE} = 15V,R_G = 4.7Ω, Ls = 150nH	CT4,WF3

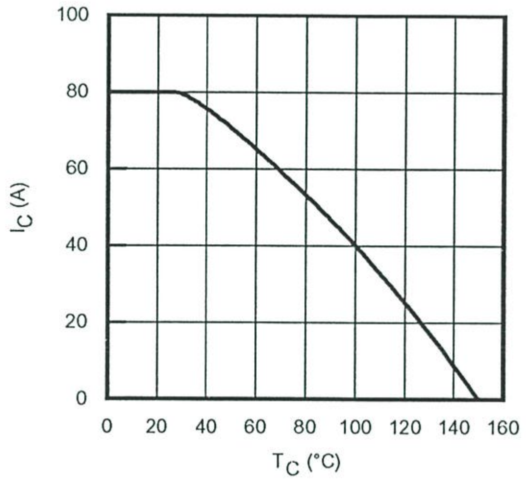


Fig. 1 - Maximum DC Collector Current vs. Case Temperature

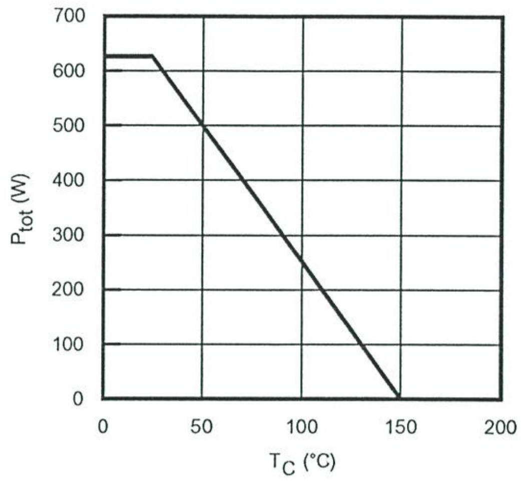


Fig. 2 - Power Dissipation vs. Case Temperature

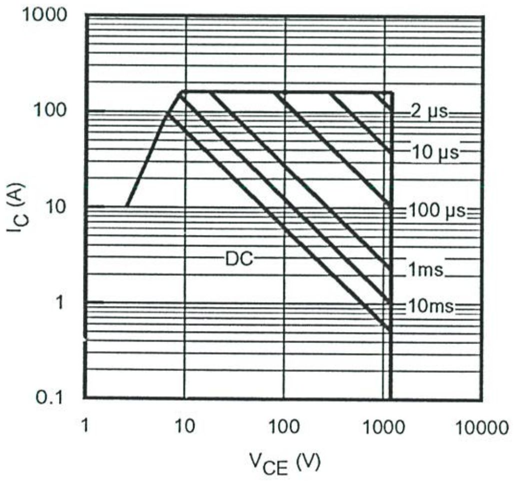


Fig. 3 - Forward SOA
T_C = 25°C; $T_{JS} \leq$ 150°C

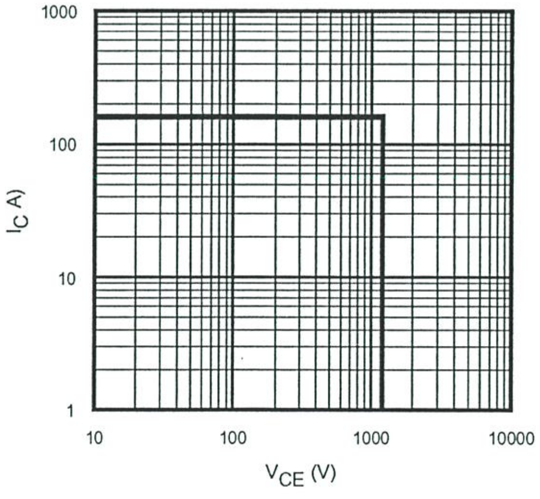


Fig. 4 - Reverse Bias SOA
T_J = 150°C; V_{GE} =15V

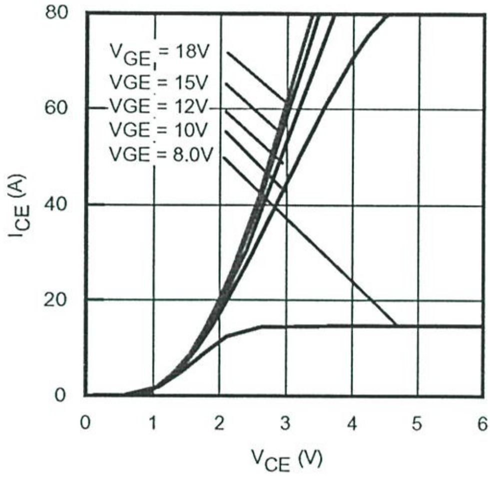


Fig. 5 - Typ. IGBT Output Characteristics
T_J = -40°C; tp = 80µs

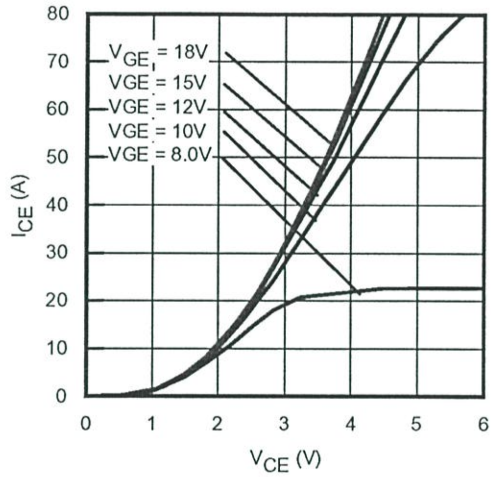


Fig. 6 - Typ. IGBT Output Characteristics
T_J = 25°C; tp = 80µs

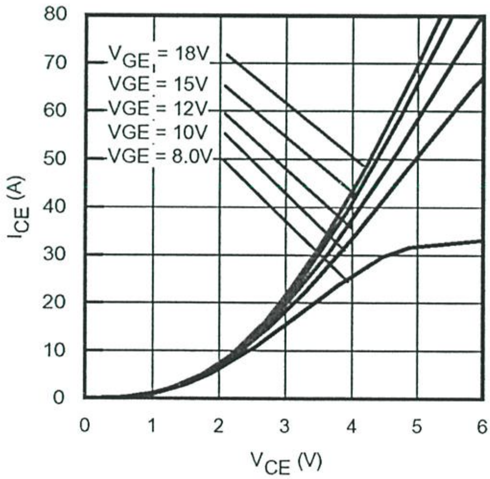


Fig. 7 - Typ. IGBT Output Characteristics
T_J = 125°C; tp = 80µs

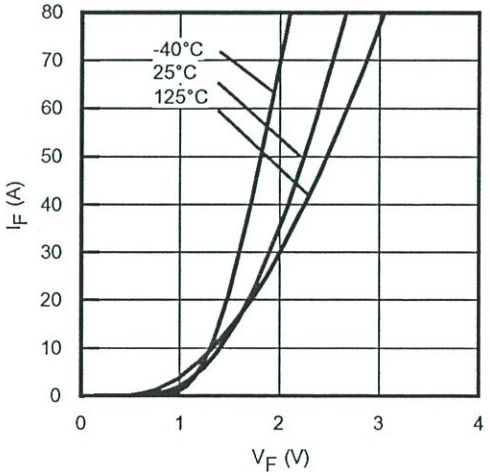


Fig. 8 - Typ. Diode Forward Characteristics
tp = 80µs

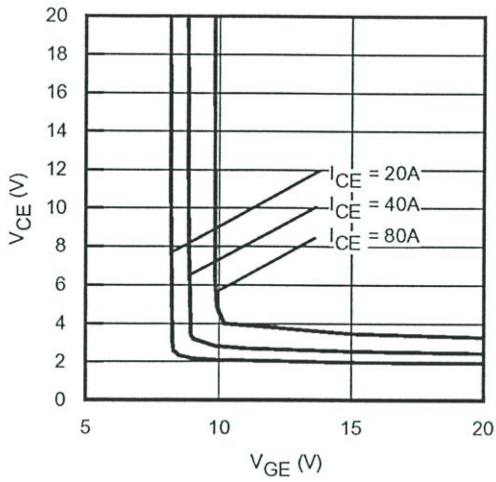


Fig. 9 - Typical V_{CE} vs. V_{GE}
T_J = -40°C

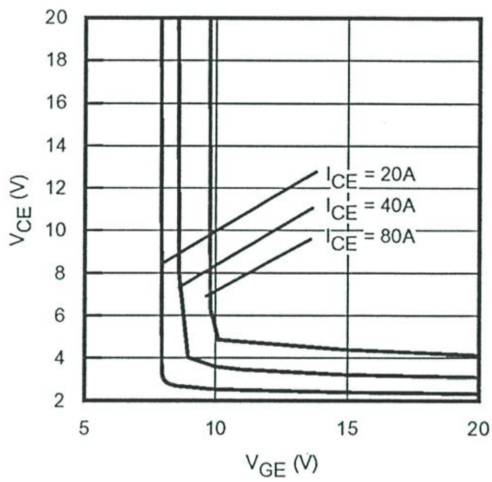


Fig. 10 - Typical V_{CE} vs. V_{GE}
T_J = 25°C

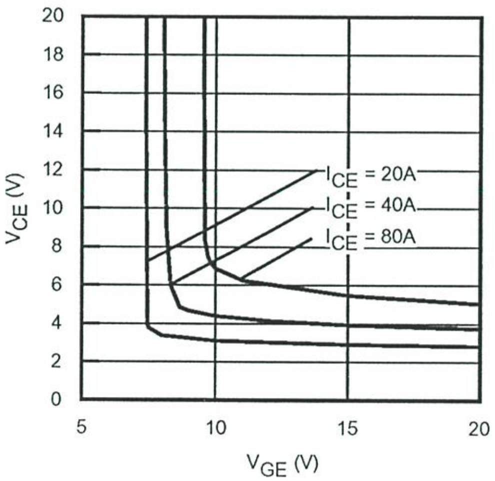


Fig. 11 - Typical V_{CE} vs. V_{GE}
T_J = 125°C

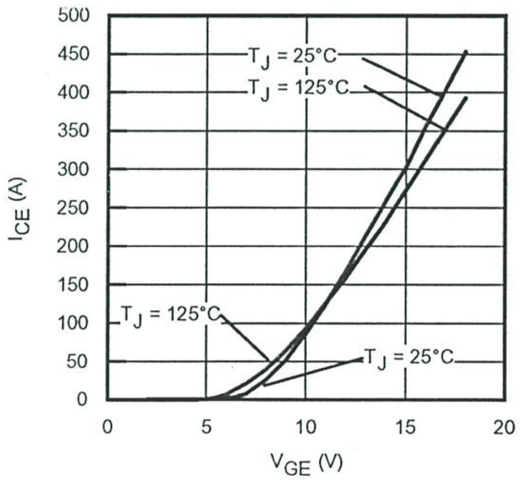


Fig. 12 - Typ. Transfer Characteristics
V_{CE} = 50V; tp = 10μs

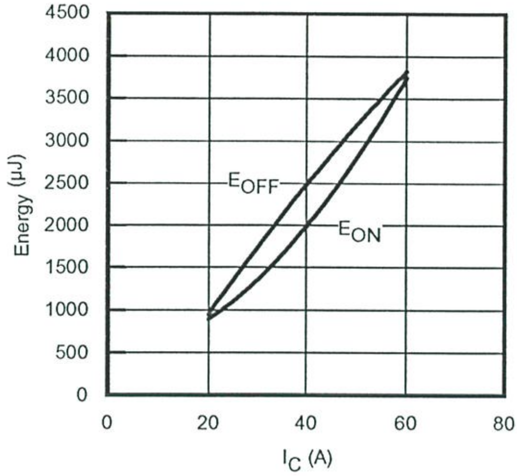


Fig. 13 - Typ. Energy Loss vs. I_C
T_J = 125°C; L=200µH; V_{CE}= 600V
R_G= 4.7Ω; V_{GE}= 15V

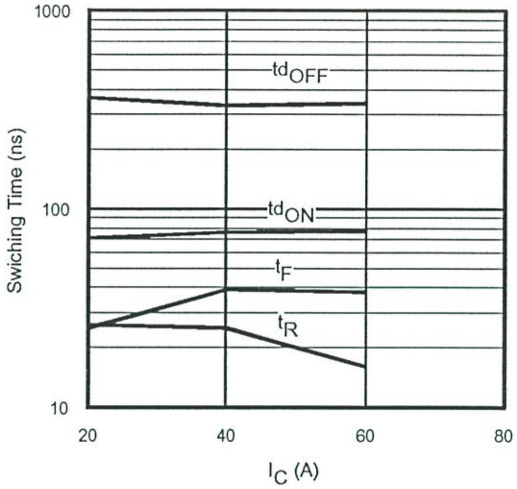


Fig. 14 - Typ. Switching Time vs. I_C
T_J = 125°C; L=200µH; V_{CE}= 600V
R_G= 4.7Ω; V_{GE}= 15V

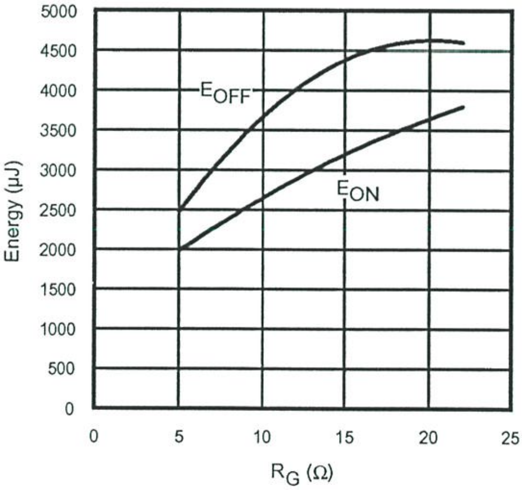


Fig. 15 - Typ. Energy Loss vs. R_G
T_J = 125°C; L=200µH; V_{CE}= 600V
I_{CE}= 40A; V_{GE}= 15V

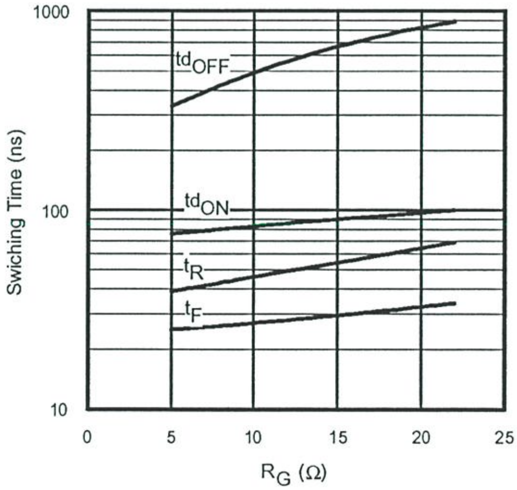


Fig. 16 - Typ. Switching Time vs. R_G
T_J = 125°C; L=200µH; V_{CE}= 600V
I_{CE}= 40A; V_{GE}= 15V

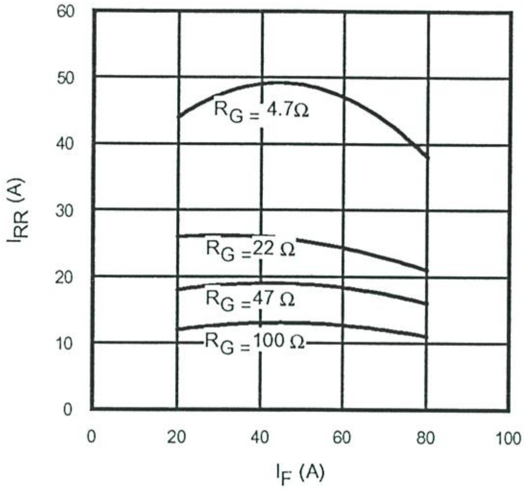


Fig. 17 - Typical Diode I_{RR} vs. I_F
T_J = 125°C

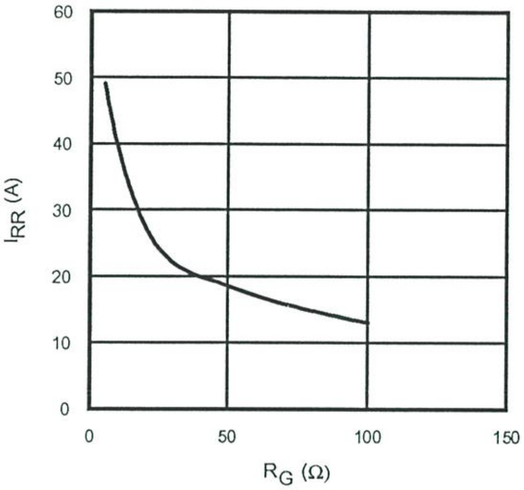


Fig. 18 - Typical Diode I_{RR} vs. R_G
T_J = 125°C; I_F = 40A

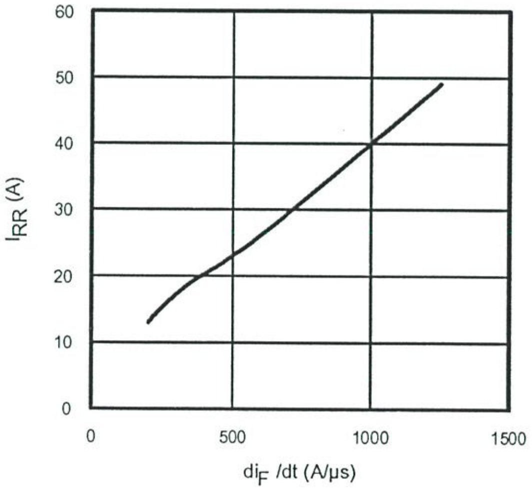


Fig. 19- Typical Diode I_{RR} vs. di_F/dt
V_{CC}= 600V; V_{GE}= 15V;
I_{CE}= 40A; T_J = 125°C

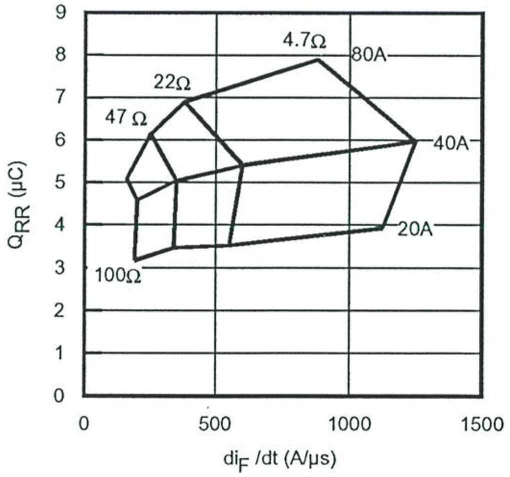


Fig. 20 - Typical Diode Q_{RR}
V_{CC}= 600V; V_{GE}= 15V;T_J = 125°C

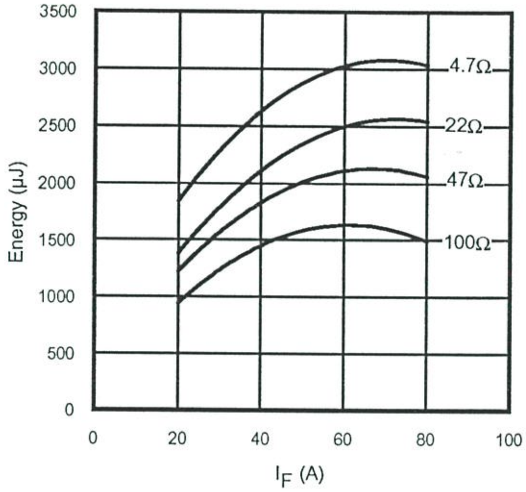


Fig. 21 - Typical Diode E_{RR} vs. I_F
T_J = 125°C

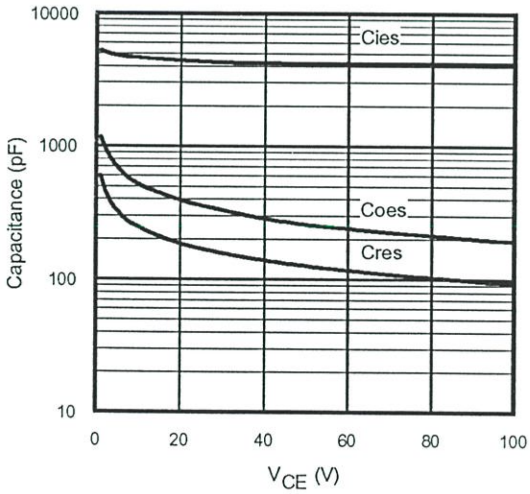


Fig. 22- Typ. Capacitance vs. V_{CE}
V_{GE}= 0V; f = 1MHz

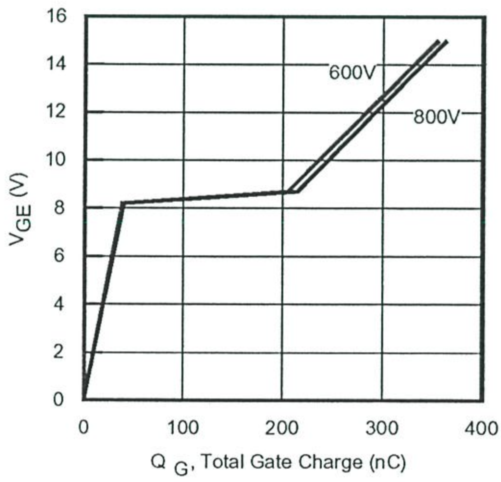


Fig. 23 - Typical Gate Charge vs. V_{GE}
I_{CE} = 40A; L = 600µH

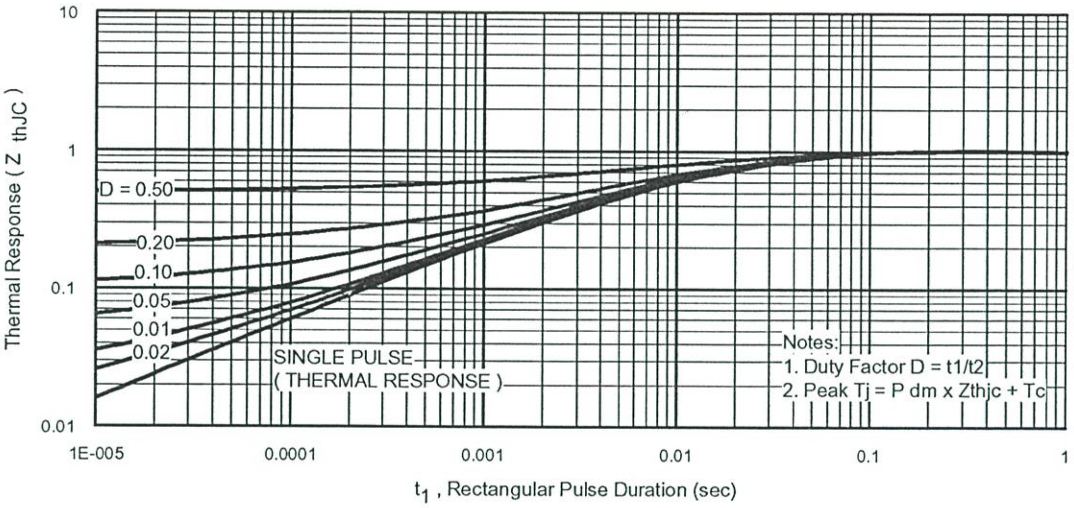


Fig 24. Normalized Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case (IGBT)

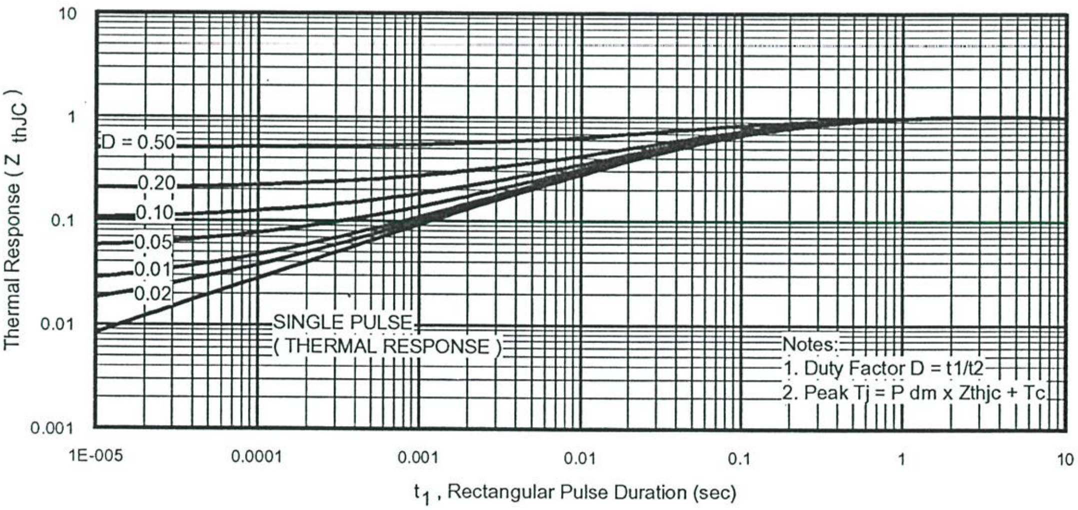


Fig 25. Normalized Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case (DIODE)

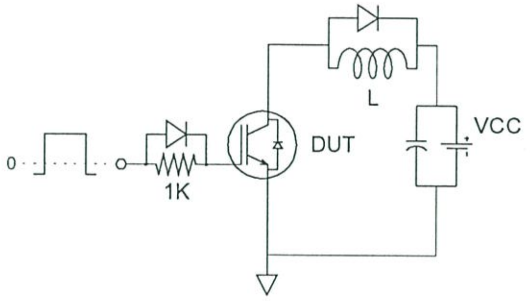


Fig.C.T.1 - Gate Charge Circuit (turn-on)

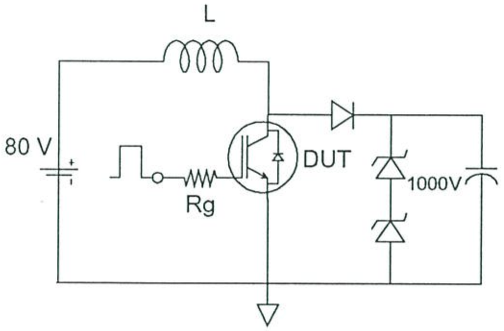


Fig.C.T.2 - RBSOA Circuit

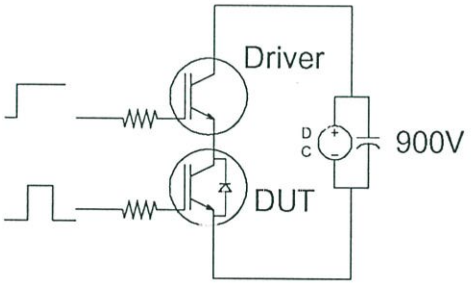


Fig.C.T.3 - RBSOA Circuit

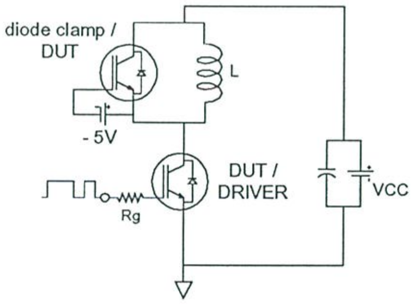


Fig.C.T.4 - RBSOA Circuit

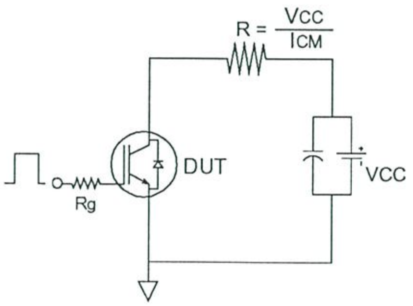


Fig.C.T.5 - RBSOA Circuit

International
IOR Rectifier

IRGPS40B120UD

Fig. WF.1 - Typ. Turn-off Loss Waveform
@ Tj=125°C using Fig. CT.4

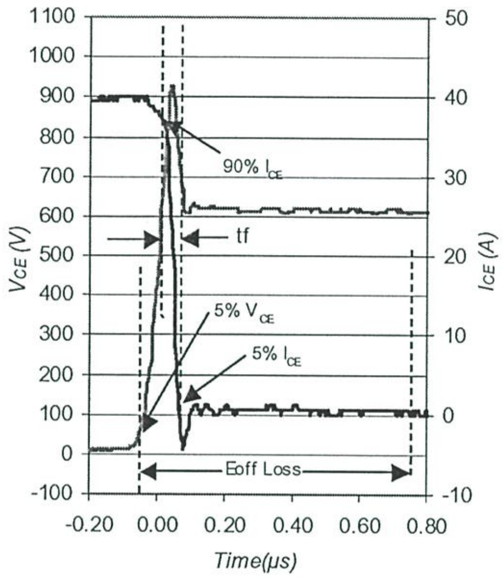


Fig. WF.2 - Typ. Turn-on Loss Waveform
@ Tj=125C using Fig. CT.4

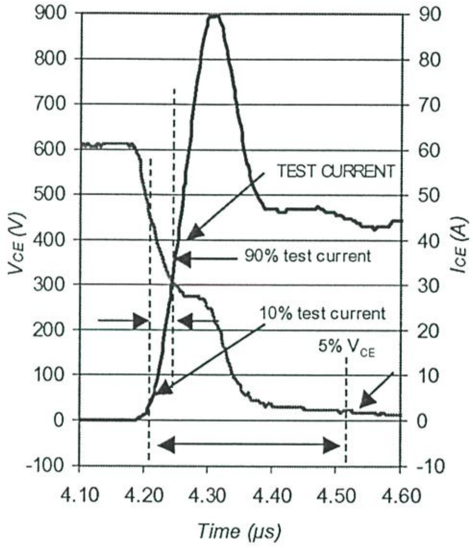


Fig. WF.3 - Typ. Diode Recovery Waveform
@Tj=125°C using Fig. CT.4

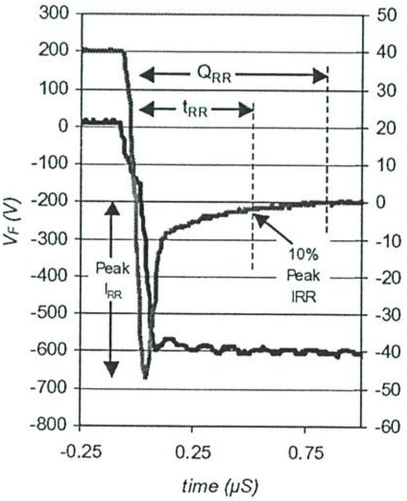
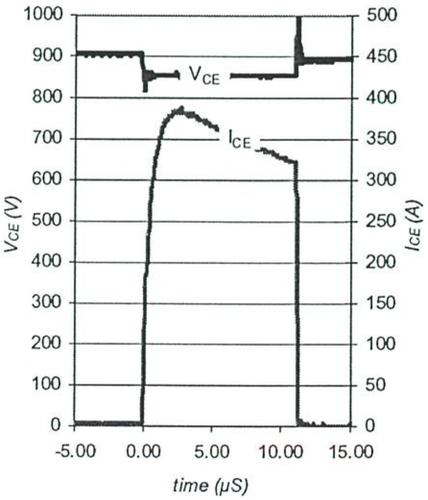
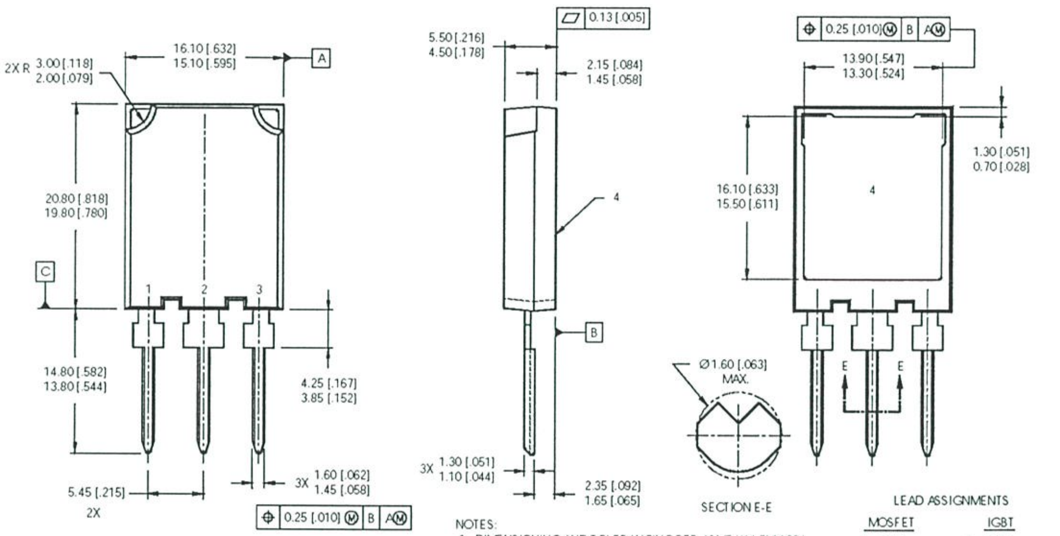


Fig. WF.4 - Typ. S.C. Waveform
@ TC=150°C using Fig. CT.3



Super-247™ Package Outline



NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ASME Y14.5M-1994.
2. DIMENSIONS ARE SHOWN IN MILLIMETERS [INCHES]
3. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER
4. OUTLINE CONFORMS TO JEDEC OUTLINE TO-274AA

LEAD ASSIGNMENTS

MOSFET	IGBT
1 - GATE	1 - GATE
2 - DRAIN	2 - COLLECTOR
3 - SOURCE	3 - EMITTER
4 - DRAIN	4 - COLLECTOR

Data and specifications subject to change without notice.
This product has been designed and qualified for the industrial market.
Qualification Standards can be found on IR's Web site.

International
IOR Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105
TAC Fax: (310) 252-7903
Visit us at www.irf.com for sales contact information.01/02

ประวัติผู้เขียน

นายคมสัน กลีบบัว เกิดเมื่อวันที่ 3 กันยายน 2516 ที่จังหวัดกรุงเทพ สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยสยาม ปีการศึกษา 2538

ปี พ.ศ. 2539 เข้าทำงานบริษัทสุขสันต์พลาสติก ตำแหน่งวิศวกรไฟฟ้า และในปี พ.ศ. 2544 ทำงานที่บริษัท เทเลเซนเนอร์ (ประเทศไทย) จำกัด ตำแหน่งหัวหน้าควบคุมวิศวกรไฟฟ้า

ปัจจุบันเข้าทำงานบริษัทสยาม อินเตอร์เนชั่นแนล อินดัชทรี เซอร์วิส จำกัด ตำแหน่งหัวหน้าวิศวกรรมไฟฟ้า