

การออกแบบ วิเคราะห์และสร้างการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์ซิส
3 ระดับสำหรับ 1 เฟสอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน

DESIGN ANALYSIS AND IMPLEMENTATION OF THREE LEVEL
HYSTERESIS CURRENT CONTROL FOR A SINGLE PHASE
VOLTAGE SOURCE INVERTER

อรพดี สารมาศ

ORAPADEE SARAMART

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาดุษฎีบัณฑิตกึ่งปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2547

ISBN 974-15-1312-7

การออกแบบ วิเคราะห์และสร้างการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส
3 ระดับสำหรับ 1 เฟสอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน

DESIGN ANALYSIS AND IMPLEMENTATION OF THREE LEVEL
HYSTERESIS CURRENT CONTROL FOR A SINGLE PHASE
VOLTAGE SOURCE INVERTER

อรพดี สารมาศ
ORAPADEE SARAMART

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2547
ISBN 974-15-1312-7

DESIGN ANALYSIS AND IMPLEMENTATION OF THREE LEVEL
HYSTERESIS CURRENT CONTROL FOR A SINGLE PHASE
VOLTAGE SOURCE INVERTER

ORAPADEE SARAMART

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2004
ISBN 974-15-1312-7

COPYRIGHT 2004

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบ วิเคราะห์และสร้างการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับสำหรับ 1 เฟสอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน
ชื่อนักศึกษา	นางสาวอรพดี สารมาศ
รหัสประจำตัว	43061175
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2547
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. ดร. วิจิตร กิณเรศ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบ วิเคราะห์และสร้างการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับ (Three Level Hysteresis Current Control) สำหรับนำมาประยุกต์ใช้กับ 1 เฟสอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน เพื่อปรับปรุงกระแสเอาต์พุตและฮาร์มอนิก สเปคตราของกระแสเอาต์พุต ซึ่งได้นำไปเปรียบเทียบกับ การควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคงที่ (Triangular Carrier Current Control with Stationary PI) การควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคงที่ (Fixed Hysteresis Band Current Control) และการควบคุมกระแสแบบพีริโอดิกคอล แซมปลิง (Periodical Sampling Current Control) โดยได้ทำการศึกษาและวิเคราะห์หลักการทำงานของ การควบคุมกระแสทั้ง 4 แบบ ตลอดจนคุณสมบัติการทำงาน ซึ่งได้ออกแบบและสร้างระบบควบคุมโดยใช้สัญญาณไซน์เป็นสัญญาณกระแสอ้างอิงเพื่อเปรียบเทียบคุณลักษณะฮาร์มอนิก สเปคตราของกระแสและแรงดัน การกระเพื่อมและความผิดเพี้ยนของกระแสเอาต์พุตที่เกิดขึ้นด้วยค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (Total Harmonic Distortion of Current, THD_i) ที่ความถี่วิตซิ่งค่าต่างๆในสถานะเชิงเส้นและโอเวอร์มอดูเลชั่น พร้อมทั้งเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการควบคุมกระแสทั้ง 4 กรณี นอกจากนี้ยังทำการทดสอบผลการตอบสนองเมื่อมีการเพิ่มกระแสอ้างอิงอย่างฉับพลัน ในวิทยานิพนธ์นี้ได้มีการจำลองการทำงานของการควบคุมกระแสทั้ง 4 แบบภายใต้สภาวะดังกล่าวโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSpice จากนั้นทำการทดลองด้วย 1 เฟส พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่ใช้ไอจีบีที กำลังเป็นอุปกรณ์สวิตซิ่งเพื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลอง โดยผลที่ได้จากการทดลองสอดคล้องกับผลที่ได้จากการจำลอง ซึ่งแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะโดยรวมของระบบที่ดีขึ้นหลังจากใช้การควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับ

Thesis Title	Design, Analysis and Implementation of Three Level Hysteresis Current Control for a Single Phase Voltage Source Inverter
Student	Miss Orapadee Saramart
Student ID.	43061175
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2004
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Vijit Kinnares

ABSTRACT

This thesis presents the design, analysis and implementation of three level hysteresis current control for applying to single phase voltage source inverters in order to improve output current and harmonic spectra of output current. The comparison of the proposed current control technique and three types of current control techniques, namely triangular carrier current control with stationary PI, fixed hysteresis band current control, periodical sampling current control has been made. Study and analysis for the principles and characteristics of four types of current control operations have been performed. For both linear and overmodulation conditions, the control systems are designed and implemented by using sinusoidal current waveform as reference signal in order to compare the characteristics of harmonic spectra of current and voltage, ripple and distortion of current based on percentage of total harmonic distortion of current, THD_i) at various switching frequency. Also, the efficiency of four types of current control techniques is compared. Besides, the transient response for a step change in current command is given. In this thesis, the simulation using PSpice for the four types of current control techniques under such conditions is included. Additionally, in the experiment, the single phase PWM voltage source inverter with IGBT power module is used to compare with the simulation results. The experimental results seem to agree fairly well with the simulation results. The results show that for the use of the three level hysteresis current control, the performance of the system is better.

กิตติกรรมประกาศ

การทำวิทยานิพนธ์เล่มนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เนื่องจากได้รับความกรุณาเป็นอย่างสูงจาก รศ. ดร. วิจิตร กิณเวศ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ที่ได้ให้คำปรึกษาแนะนำและความช่วยเหลือในด้านต่างๆเกี่ยวกับการทำวิทยานิพนธ์มาโดยตลอด ผู้เขียนรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ ผศ. ดร. อานันท์วัฒน์ คุณากร ที่ให้ความอนุเคราะห์ในการยืมใช้เครื่องมือวัด Power Analyzer (YOKOGAWA) รุ่น PZA4000 เพื่อใช้ในการวัดกำลังงานไฟฟ้า

ขอขอบพระคุณอาจารย์และเจ้าหน้าที่ของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าที่ได้ให้ความช่วยเหลือในด้านต่างๆแก่ผู้เขียนมาโดยตลอด

ขอขอบคุณ อาจารย์ชัยทัต มณีอินทร์และพีกำแพง ศิริจันทร์พงศ์ ที่ให้ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์

ขอบคุณ พี่ๆ เพื่อนๆและน้องๆทุกคนภายในห้องวิจัยที่มีส่วนช่วยเหลือ ให้คำแนะนำต่างๆและเป็นกำลังใจที่ดีเสมอมา

ขอบคุณ คุณชานินทร์ จุฑิม ที่ช่วยเหลือในการทำวิทยานิพนธ์และเป็นกำลังใจด้วยดีตลอดมา
สุดท้ายขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ และพี่สาว ที่คอยให้กำลังใจและสนับสนุนมาโดยตลอด

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้เขียนขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

อรพดี สารมาศ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VIII
สารบัญภาพ	IX
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 สมมุติฐานของการศึกษา	2
1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย	2
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา	3
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับอินเวอร์เตอร์	4
2.1 บทนำ	4
2.2 ทฤษฎีเบื้องต้นของอินเวอร์เตอร์	4
2.2.1 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส (Current-Source Inverter, CSI)	5
2.2.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage-Source Inverter, VSI)	6
2.3 พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ (PWM Inverter)	7
2.3.1 เทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบไซน์ (Sinusoidal PWM, SPWM)	8
2.3.2 เทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบฉีดฮาร์มอนิกที่สาม- (Third Harmonic Injection PWM, THIPWM)	11
2.3.3 เทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบสเปซเวกเตอร์- (Space Vector PWM, SVPWM)	11
2.3.4 เทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบลดค่าฮาร์มอนิกที่ไม่ต้องการ- (Harmonic Elimination PWM)	12
2.3.5 เทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบลดการกระเพื่อมของกระแส- (Minimum Ripple Current PWM)	14

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.4 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว (Single Phase Inverter).....	15
2.4.1 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฮาล์ฟบริดจ์- (Single Phase Half Bridge Inverter).....	15
2.4.2 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบบริดจ์เต็ม- (Single Phase Full Bridge Inverter)	17
2.5 สรุป.....	22
บทที่ 3 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการควบคุมกระแสและการวิเคราะห์คุณภาพ ของรูปคลื่นกระแส.....	23
3.1 บทนำ.....	23
3.2 หลักการพื้นฐานของการควบคุมกระแส.....	23
3.3 เทคนิคการควบคุมกระแส.....	25
3.4 การควบคุมกระแสแบบเชิงเส้น (Linear Current Control).....	26
3.4.1 โครงสร้างพื้นฐานของการควบคุมกระแสแบบเชิงเส้น- (Triangular Carrier Control with Stationary PI).....	26
3.4.2 การควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคงที่- (Nonlinear Current Control).....	28
3.5 การควบคุมกระแสแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Current Control).....	29
3.5.1 การควบคุมกระแสแบบฮีสเทอรีซิส (Hysteresis Current Control).....	29
3.6 ฮาร์มอนิก.....	30
3.6.1 อนุกรมฟูเรียร์.....	34
3.7 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส- (Percentage of Total Harmonic Distortion of Current, $THD_i(\%)$).....	35
3.8 สรุป.....	35
บทที่ 4 การวิเคราะห์และออกแบบระบบควบคุมกระแส.....	37
4.1 บทนำ.....	37

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.2 หลักการควบคุมกระแส.....	37
4.3 การควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคงที่- (Triangular Carrier with Proportional Integral Gain, TC-PI).....	39
4.4 การควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮีสเตอรีซิสคงที่- (Fixed Hysteresis Band, HB).....	42
4.4.1 ขั้นตอนการทำงานของสวิตช์แบบ 2 ระดับ.....	45
4.5 การควบคุมกระแสแบบพีริโอดิกคอล แซมปลิง (Periodical Sampling, PS).....	47
4.6 การควบคุมกระแสแบบฮีสเตอรีซิส 3 ระดับ- (Three Level Hysteresis Current Control, TH).....	49
4.6.1 พื้นฐานหลักการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอรีซิส 3 ระดับ.....	50
4.6.2 การสร้างวงจรมอเตอร์ 3 ระดับ.....	51
4.6.3 ขั้นตอนการทำงานของสวิตช์แบบฮีสเตอรีซิส 3 ระดับ.....	56
4.7 สรุป.....	60
บทที่ 5 การออกแบบและสร้างวงจรควบคุมการทำงานและวงจรมอเตอร์.....	61
5.1 บทนำ.....	61
5.2 วงจรสร้างสัญญาณไซน์อ้างอิง.....	62
5.3 การออกแบบและสร้างวงจรของการควบคุมกระแส.....	63
5.3.1 วงจรคูณเพิ่มกระแสอ้างอิง.....	63
5.3.2 วงจรตรวจจับกระแส.....	64
5.3.3 วงจรควบคุมกระแสแบบต่างๆ.....	64
5.4 การออกแบบและสร้างวงจรประวิงเวลา(Dead-Time Circuit).....	68
5.5 การออกแบบและสร้างวงจรมอเตอร์ในส่วนของการสร้างแรงดันไฟตรง (ดีซี).....	70
5.6 การออกแบบและสร้างชุดวงจรมอเตอร์.....	71
5.7 การออกแบบวงจรมอเตอร์ป้องกัน (Protection Circuit).....	73
5.8 สรุป.....	74

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 6 ผลการจำลองและผลการทดลอง.....	75
6.1 บทนำ.....	75
6.2 การควบคุมกระแสในสภาวะเชิงเส้น.....	76
6.2.1 สเปคตรากะแสในสภาวะเชิงเส้น.....	77
6.2.2 สเปคตรารงตันในสภาวะเชิงเส้น.....	90
6.3 การควบคุมกระแสในสภาวะโอเวอร์มอดูเลชั่น.....	99
6.3.1 สเปคตรากะแสในสภาวะโอเวอร์มอดูเลชั่น.....	100
6.3.2 สเปคตราแรงดันในสภาวะสภาวะโอเวอร์มอดูเลชั่น.....	112
6.4 ผลการตอบสนองต่อการเพิ่มกระแสอ้างอิงอย่างฉับพลัน.....	119
6.5 ผลการหาประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์.....	120
บทที่ 7 บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง.....	127
7.1 สรุปผลการวิจัย.....	127
7.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาต่อไป.....	129
เอกสารอ้างอิง.....	130
ภาคผนวก ก.....	133
ภาคผนวก ข.....	135
ภาคผนวก ค.....	138
ประวัติผู้เขียน.....	150

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ตารางความจริง (Truth Table) ของ D Flip-Flop.....	49
4.2 ตารางความจริง (Truth Table) ของสแตตไดอะแกรม.....	53
4.3 Karnaugh Map ของเอาต์พุต A.....	53
5.4 Karnaugh Map ของเอาต์พุต B.....	54
7.1 สรุปการเปรียบเทียบเทคนิคการควบคุมกระแสทั้ง 4 เทคนิค- ในสภาวะการทำงานต่างๆ.....	129

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 อินเวอร์เตอร์แบบวิธีการสวิตช์เพื่อขับโหลด	4
2.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส	5
2.3 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน	6
2.4 พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์	7
2.5 หลักการสร้างสัญญาณของเทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบไซน์	9
2.6 หลักการสร้างสัญญาณแบบซิดฮาร์โมนิกที่สาม	11
2.7 หลักการสร้างสัญญาณแบบสเปซเวกเตอร์	12
2.8 รูปคลื่นพี ดับบลิว เอ็มที่ใช้ในวิธีการกำจัดฮาร์โมนิก	12
2.9 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์	16
2.10 การมอดูเลตความกว้างพัลส์	17
2.11 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เต็ม	18
2.12 การพี ดับบลิว เอ็มด้วยการสวิตช์แรงดันแบบ 2 ขั้ว	19
2.13 แบบพี ดับบลิว เอ็มด้วยการสวิตช์แรงดันแบบสภาวะขั้วเดียว	21
3.1 บล็อกไดอะแกรมของพี ดับบลิว เอ็มอินเวอร์เตอร์แบบที่มีการควบคุมกระแส	24
3.2 เทคนิคการควบคุมกระแสแบบต่างๆ	25
3.3 ตัวควบคุมกระแสต่อกับพี ดับบลิว เอ็มอินเวอร์เตอร์แบบรูปเปิด	26
3.4 ตัวควบคุมแบบ on-off	26
3.5 (ก) บล็อกไดอะแกรมของควบคุมแบบป้อนกลับ (ข) และ (ค) รูปแบบของโครงสร้าง- การควบคุมแบบพีไอ	27
3.6 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วย- พีไอคงที่	28
3.7 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมกระแสแบบฮีสเทรีซิส	29
3.8 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสแบบรูปไซน์	31
3.9 รูปคลื่นของแรงดันแบบสี่เหลี่ยม	32
3.10 รูปคลื่นแบบยอดแบน	32
3.11 รูปคลื่นแบบยอดแหลม	33
4.1 บล็อกไดอะแกรมของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันควบคุมกระแส CCVSI	38

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่		หน้า
4.2	สัญญาณกระแสอ้างอิงและกระแสจริง.....	38
4.3	บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมกระแสแบบ TC-PI.....	39
4.4	วงจรถงการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคั้งที่ (TC-PI).....	40
4.5	สัญญาณ error.....	41
4.6	สัญญาณ error เมื่อผ่านวงจรพีไอ.....	41
4.7	สัญญาณกระแสจริงและกระแสอ้างอิง.....	41
4.8	สัญญาณพี ดับบลิว เอ็มที่ได้จากการมอดูเลต.....	41
4.9	บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมกระแสแบบ HB.....	42
4.10	การควบคุมการมอดูเลตแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซีคคั้งที่.....	43
4.11	วงจรถงการควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซีคคั้งที่ (HB).....	44
4.12	สัญญาณ error.....	44
4.13	โหมดการทำงานของสวิตช์แบบ 2 ระดับ.....	46
4.14	บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมกระแสแบบ PS.....	47
4.15	วงจรถงการควบคุมกระแสแบบพีไอคคอลล แซมปลั้ง (PS).....	48
4.16	การต่อวงจร D Flip-Flop เพื่อใช้ในวงจร PS.....	48
4.17	เป็รียบสัญญาณแรงดันระหว่างสัญญาณพี ดับบลิว เอ็มแบบ 2 ระดับกับแบบ- 3 ระดับ.....	49
4.18	บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมกระแสแบบ TH.....	50
4.19	การควบคุมการมอดูเลตแบบ 3 ระดับ.....	50
4.20	สเตรไดอะแกรมสำหรับการควบคุมกระแสฮีสเตอร์รีซีค 3 ระดับ.....	52
4.21	วงจรลจจคั้งที่ได้จาก Karnaugh Map ของเอาต์พุต A.....	54
4.22	วงจรลจจคั้งที่ได้จาก Karnaugh Map ของเอาต์พุต B.....	54
4.23	การควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซีค 3 ระดับ (TH).....	55
4.24	โหมดการทำงานของสวิตช์แบบ 3 ระดับ.....	59
5.1	บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำลังและวงจรควบคุมของเทคนิคการควบคุมกระแส- ท้ง 4 แบบ (TC-PI, HB, PS และ TH).....	61
5.2	วงจรสร้างสัญญาณไซน์อ้างอิง.....	62

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
6.11 สเปกตรากะแสจริงของ TC-PI ที่ $f_s = 3$ kHz	85
6.12 สเปกตรากะแสจริงของ HB ที่ $f_s = 3$ kHz	85
6.13 สเปกตรากะแสจริงของ PS ที่ $f_s = 3$ kHz	86
6.14 สเปกตรากะแสจริงของ TH ที่ $f_s = 3$ kHz	87
6.15 สเปกตรากะแสจริงของ TC-PI ที่ $f_s = 4$ kHz	88
6.16 สเปกตรากะแสจริงของ HB ที่ $f_s = 4$ kHz	88
6.17 สเปกตรากะแสจริงของ PS ที่ $f_s = 4$ kHz	89
6.18 สเปกตรากะแสจริงของ TH ที่ $f_s = 4$ kHz	90
6.19 สเปกตรากะแสจริงของ TC-PI ที่ $f_s = 1$ kHz	91
6.20 สเปกตรากะแสจริงของ HB ที่ $f_s = 1$ kHz	91
6.21 สเปกตรากะแสจริงของ PS ที่ $f_s = 1$ kHz	92
6.22 สเปกตรากะแสจริงของ TH ที่ $f_s = 1$ kHz	92
6.23 สเปกตรากะแสจริงของ TC-PI ที่ $f_s = 2$ kHz	92
6.24 สเปกตรากะแสจริงของ HB ที่ $f_s = 2$ kHz	93
6.25 สเปกตรากะแสจริงของ PS ที่ $f_s = 2$ kHz	93
6.26 สเปกตรากะแสจริงของ TH ที่ $f_s = 2$ kHz	93
6.27 สเปกตรากะแสจริงของ TC-PI ที่ $f_s = 3$ kHz	94
6.28 สเปกตรากะแสจริงของ HB ที่ $f_s = 3$ kHz	94
6.29 สเปกตรากะแสจริงของ PS ที่ $f_s = 3$ kHz	94
6.30 สเปกตรากะแสจริงของ TH ที่ $f_s = 3$ kHz	95
6.31 สเปกตรากะแสจริงของ TC-PI ที่ $f_s = 4$ kHz	95
6.32 สเปกตรากะแสจริงของ HB ที่ $f_s = 4$ kHz	95
6.33 สเปกตรากะแสจริงของ PS ที่ $f_s = 4$ kHz	96
6.34 สเปกตรากะแสจริงของ TH ที่ $f_s = 4$ kHz	96
6.35 สัญญาณไซน์อ้างอิงและสัญญาณกระแสจริง สัญญาณ error และแรงดันเอาต์พุต-PWM ของ TH ที่ $f_s = 10$ kHz	96
6.36 สเปกตรากะแสจริงของ TH ที่ $f_s = 10$ kHz	97

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า	
6.37	สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ TH ที่ $f_s = 10$ kHz (ในย่านความถี่ 1-14 kHz).....	97
6.38	กราฟแสดงผลการทดลองของความสัมพันธ์ระหว่าง THD_i (%) - และความถี่สวิตซ์ค่าต่างๆในสภาวะเชิงเส้น.....	98
6.39	สัญญาณไซน์อ้างอิงและสัญญาณกระแสจริง สัญญาณ error และแรงดันเอาต์พุต- PWM ที่ได้จากการทดลอง.....	100
6.40	สเปกตรัมกระแสจริงของ TC-PI ที่ $f_s = 1$ kHz.....	101
6.41	สเปกตรัมกระแสจริงของ HB ที่ $f_s = 1$ kHz.....	102
6.42	สเปกตรัมกระแสจริงของ PS ที่ $f_s = 1$ kHz.....	102
6.43	สเปกตรัมกระแสจริงของ TH ที่ $f_s = 1$ kHz.....	103
6.44	สเปกตรัมกระแสจริงของ TC-PI ที่ $f_s = 2$ kHz.....	104
6.45	สเปกตรัมกระแสจริงของ HB ที่ $f_s = 2$ kHz.....	105
6.46	สเปกตรัมกระแสจริงของ PS ที่ $f_s = 2$ kHz.....	105
6.47	สเปกตรัมกระแสจริงของ TH ที่ $f_s = 2$ kHz.....	106
6.48	สเปกตรัมกระแสจริงของ TC-PI ที่ $f_s = 3$ kHz.....	107
6.49	สเปกตรัมกระแสจริงของ HB ที่ $f_s = 3$ kHz.....	108
6.50	สเปกตรัมกระแสจริงของ PS ที่ $f_s = 3$ kHz.....	108
6.51	สเปกตรัมกระแสจริงของ TH ที่ $f_s = 3$ kHz.....	109
6.52	สเปกตรัมกระแสจริงของ TC-PI ที่ $f_s = 4$ kHz.....	110
6.53	สเปกตรัมกระแสจริงของ HB ที่ $f_s = 4$ kHz.....	111
6.54	สเปกตรัมกระแสจริงของ PS ที่ $f_s = 4$ kHz.....	111
6.55	สเปกตรัมกระแสจริงของ TH ที่ $f_s = 4$ kHz.....	112
6.56	สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ TC-PI ที่ $f_s = 1$ kHz.....	113
6.57	สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ HB ที่ $f_s = 1$ kHz.....	113
6.58	สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ PS ที่ $f_s = 1$ kHz.....	114
6.59	สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ TH ที่ $f_s = 1$ kHz.....	114
6.60	สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ TC-PI ที่ $f_s = 2$ kHz.....	114
6.61	สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ HB ที่ $f_s = 2$ kHz.....	115

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
6.62	สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ PS ที่ $f_s = 2$ kHz..... 115
6.63	สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ TH ที่ $f_s = 2$ kHz..... 115
6.64	สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ TC-PI ที่ $f_s = 3$ kHz..... 116
6.65	สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ HB ที่ $f_s = 3$ kHz..... 116
6.66	สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ PS ที่ $f_s = 3$ kHz..... 116
6.67	สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ TH ที่ $f_s = 3$ kHz..... 117
6.68	สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ TC-PI ที่ $f_s = 4$ kHz..... 117
6.69	สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ HB ที่ $f_s = 4$ kHz..... 117
6.70	สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ PS ที่ $f_s = 4$ kHz..... 118
6.71	สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ TH ที่ $f_s = 4$ kHz..... 118
6.72	กราฟแสดงผลการทดลองของความสัมพันธ์ระหว่าง THD_i (%) - และความถี่สวิตชิงค่าต่างๆในสภาวะโอเวอร์มอดูเลชัน..... 119
6.73	ผลการทดลองของการตอบสนองเมื่อมีการเพิ่มกระแสอ้างอิง- อย่างฉับพลันที่ $f_s = 2$ kHz..... 120
6.74	แสดงการใช้ Power Meter เพื่อทำการวัดหาค่าประสิทธิภาพ..... 121
6.75	ตัวอย่างการใช้ Power Meter วัดกำลังงานอินพุตและเอาต์พุตเพื่อหาประสิทธิภาพ- ของการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซีตซึ่งที่ความถี่สวิตชิง 2 kHz..... 122
6.76	ตัวอย่าง การใช้ Power Meter วัดกำลังงานอินพุตและเอาต์พุตเพื่อหาประสิทธิภาพ- ของการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซีต 3 ระดับที่ความถี่สวิตชิง 2 kHz..... 122
6.77	แสดงการใช้ Digital Oscilloscope ร่วมกับโปรแกรม Matlab ในการวัดหาค่า- ประสิทธิภาพ..... 123
6.78	ผลการทดลองหาค่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ทั้ง 4 เทคนิค- สำหรับเงื่อนไขการทำงานในสภาวะเชิงเส้น 124
6.79	ผลการทดลองหาค่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ทั้ง 4 เทคนิค- สำหรับเงื่อนไขการทำงานในสภาวะโอเวอร์มอดูเลชัน..... 124

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันการควบคุมกระแสสำหรับอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน เป็นวิธีที่ได้รับความนิยมมากขึ้นและเป็นอีกทางเลือกหนึ่งของการใช้งานด้านพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งการควบคุมกระแสแบ่งออกเป็น 2 ประเภทคือ

1. การควบคุมกระแสแบบเชิงเส้น (Linear Current Control) เป็นการควบคุมด้วยสัญญาณพาหะสามเหลี่ยม (Triangular Carrier Control) ซึ่งได้แก่ การควบคุมแบบพีไอคงที่ (Stationary PI) และการควบคุมแบบซิงโครนัส พีไอ (Synchronous PI) สัญญาณสวิตช์ที่ได้จากการควบคุมเกิดจากการเปรียบเทียบกันระหว่างสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมกับสัญญาณไซน์ โดยกระบวนการนี้จะสร้างสัญญาณสวิตช์ให้กับอุปกรณ์สวิตช์กำลังของอินเวอร์เตอร์ การควบคุมลักษณะนี้ความถี่สวิตช์ซึ่งจะมีค่าคงที่ โดยขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณพาหะสามเหลี่ยม [1] แต่สมรรถนะที่ได้จากการควบคุมแบบนี้ยังไม่ดีพอ เนื่องจากมีดีเลย์ (Delay) จากกระบวนการสวิตช์ซึ่งและจะต้องมีการปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมให้เหมาะสมกับแต่ละโหลด

2. การควบคุมกระแสแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Current Control) หรือที่เรียกอีกอย่างหนึ่งว่าการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Current Control) นั้นเป็นการควบคุมที่อยู่บนพื้นฐานของการเปรียบเทียบแบบฮิสเตอร์รีซิส โดยการนำกระแสจริงไปเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิง ซึ่งจะได้กระแส error จากนั้นนำไปเปรียบเทียบโดยใช้วงจรถือเปรียบเทียบแบบฮิสเตอร์รีซิสที่มีขอบเขตคงที่ เพื่อสร้างการสวิตช์ให้กับอุปกรณ์สวิตช์กำลังของอินเวอร์เตอร์ สำหรับความถี่สวิตช์ซึ่งจากการควบคุมจะมีลักษณะที่ไม่คงที่ แต่เนื่องจากการควบคุมแบบนี้เป็นการควบคุมซึ่งง่ายต่อการสร้างและนำไปใช้งาน มีสมรรถนะทางไดนามิกที่ดี สามารถตอบสนองต่อสภาวะชั่วขณะได้อย่างรวดเร็ว [2-4] ดังนั้นจึงเป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย เทคนิคการมอดูเลตสำหรับการควบคุมแบบนี้ได้แก่ การควบคุมขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสคงที่ (Fixed Hysteresis Band Control) การควบคุมพีริโอดิกคอล แซมปลิง (Periodical Sampling Control) และการควบคุมขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสแบบไซน์ซอยดัล (Sinusoidal Hysteresis Band Control)

จากที่ได้กล่าวไปแล้วข้างต้นจะเห็นได้ว่าการควบคุมทั้ง 2 แบบมีทั้งข้อดีและข้อเสียแตกต่างกัน ซึ่งเหมาะสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้กับงานที่เหมาะสมในแต่ละแบบ ข้อจำกัดดังกล่าวเป็นปัญหาที่ควรได้รับการแก้ไข ถ้าต้องการออกแบบให้การควบคุมกระแสสำหรับอินเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพในการทำงานสูง ในอดีตที่ผ่านมานิยมใช้การควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส

2 ระดับ เนื่องจากมีวงจรที่ไม่ยุ่งยากซับซ้อน ซึ่งรูปแบบการสวิตช์ของแรงดันเอาต์พุตจะเป็นไปตามสัญญาณอ้างอิง โดยแรงดันเอาต์พุตบวกและลบจะมีค่าเท่ากัน ทำให้แรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยมีค่าเป็นศูนย์ อย่างไรก็ตามคุณลักษณะของฮาร์มอนิก สเปคตราที่ได้จากการมอดูเลตแบบนี้ยังไม่ดีพอเนื่องจากมีฮาร์มอนิก Sidebands จำนวนมากรอบๆกลุ่มฮาร์มอนิกความถี่สวิตซ์ [1,3]

ต่อมาได้มีการคิดค้นวิธีการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซีต 3 ระดับขึ้น สำหรับการควบคุมแบบนี้ในกรณีที่แรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็นศูนย์จะไม่มีสัญญาณพัลส์ทั้งที่บวกและลบ นั่นก็คือสัญญาณพัลส์ทั้ง 2 กิ่งจะหักล้างกันพอดี ซึ่งฮาร์มอนิกที่ได้จากการมอดูเลตแบบนี้มีคุณลักษณะที่ดีกว่าการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซีต 2 ระดับ โดยฮาร์มอนิก Sidebands จะเกิดขึ้นรอบๆกลุ่มฮาร์มอนิกที่เป็น 2 เท่าของกลุ่มฮาร์มอนิกความถี่สวิตซ์ [5-8]

1.2 สมมุติฐานของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้ต้องการนำเสนอการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซีต 3 ระดับ มาประยุกต์ใช้กับ 1 เฟสอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน เพื่อปรับปรุงกระแสเอาต์พุตและฮาร์มอนิก สเปคตราของกระแสเอาต์พุต ซึ่งจะช่วยให้สมรรถนะโดยรวมของระบบดีขึ้น เทคนิคการควบคุมกระแสที่นำเสนอได้ถูกนำไปเปรียบเทียบกับวิธีการควบคุมกระแสแบบเชิงเส้นคือ การควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ นอกจากนี้ยังได้ถูกนำไปเปรียบเทียบกับวิธีการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซีต 2 ระดับคือ การควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซีตคองที่และการควบคุมกระแสแบบพีรีโอดีคอด แคมป์ลิง โดยจะแสดงให้เห็นถึงข้อได้เปรียบของการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซีต 3 ระดับ

1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาและวิจัยเพื่อวิเคราะห์และประเมินคุณสมบัติของการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซีต 3 ระดับ เปรียบเทียบกับการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ การควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซีตคองที่และการควบคุมกระแสแบบพีรีโอดีคอด แคมป์ลิง โดยจำลองการทำงานของการทำงานของการควบคุมทั้ง 4 แบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป PSpice จากนั้นทำการทดลองด้วยการทดสอบกับ 1 เฟสพี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันเพื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลอง

1.4 ขอบเขตการวิจัย

1. วิเคราะห์การทำงานของเทคนิคการควบคุมกระแสทั้ง 4 แบบ ในสภาวะเชิงเส้นและโอเวอร์มอดูเลชัน

2. ทำการทดสอบการตอบสนองต่อการเพิ่มกระแสอ้างอิงอย่างฉับพลัน
3. ออกแบบและสร้างระบบควบคุมโดยใช้สัญญาณไซน์เป็นสัญญาณกระแสอ้างอิง
4. เปรียบเทียบประสิทธิภาพของการควบคุมกระแสทั้ง 4 กรณี
5. เปรียบเทียบคุณลักษณะของฮาร์มอนิก สเปคตรา การกระเพื่อมและความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตที่เกิดขึ้นสำหรับการควบคุมทั้ง 4 แบบ
6. เปรียบเทียบค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดรวมของกระแส (Total Harmonic Distortion of Current, THD_i) ของการควบคุมทั้ง 4 แบบที่ความถี่สวิตชิงค่าต่างๆ

1.5 ขั้นตอนการศึกษา

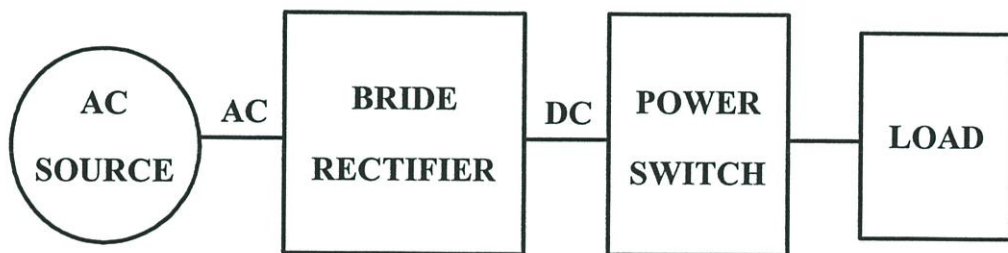
1. ศึกษา ค้นคว้าทฤษฎีจากบทความ วารสาร เอกสารและตำราที่สามารถให้ข้อมูลเกี่ยวกับเทคนิคการควบคุมกระแสแบบต่างๆที่ใช้กับงานอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน
2. วิเคราะห์การทำงานของ การควบคุมกระแสทั้ง 4 แบบและออกแบบวงจร
3. จำลองการทำงานตามวงจรที่ได้ออกแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป PSpice เพื่อตรวจสอบผลทางทฤษฎีของเทคนิคการควบคุมกระแสทั้ง 4 แบบ
4. สร้างและประกอบวงจรเป็นชุดทดสอบที่สามารถทดลองให้เห็นการทำงานจริง
5. สรุปและวิจารณ์ผลที่ได้จากการจำลองและการทดลองแล้วพิมพ์วิทยานิพนธ์

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับอินเวอร์เตอร์

2.1 บทนำ

อินเวอร์เตอร์ (Inverter) หรือที่เรียกอีกอย่างหนึ่งว่าวงจรแปลงผันแบบการสวิตช์ ดีซี เป็น เอนิที่มีจุดมุ่งหมายเพื่อนำไปผลิตรูปคลื่นไซน์ซออยด์ (Sinusoidal) ที่สามารถควบคุมได้ทั้งขนาดและความถี่ นอกจากนี้ยังเป็นแหล่งจ่ายกำลังเอนิที่ไม่มีารสะดุด (Uninterruptible) ขณะใช้งาน [9] ดังตัวอย่างเช่น วงจรขับโหลดในภาพที่ 2.1 ซึ่งได้แสดงเป็นบล็อกไดอะแกรม โดยแรงดันดีซีได้รับการเรียงกระแสจากแหล่งจ่ายเอนิ ถ้าวจรอินเวอร์เตอร์แบบวิธีการสวิตช์ในภาพที่ 2.1 คือ วงจรแปลงผันที่สามารถจ่ายกำลังย้อนกลับได้ เวลาเกือบทั้งหมดที่ใช้ในการจ่ายกำลังจะจ่ายจากด้านดีซีไปยังด้านเอนิซึ่งเป็นโหลดนั่นเอง เพราะฉะนั้นจึงพบบ่อยมากที่วงจรแปลงผันแบบวิธีการสวิตช์ได้ถูกนำเสนอให้เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แบบวิธีการสวิตช์ ในบทนี้จะกล่าวถึงอินเวอร์เตอร์แบบ 1 เฟส อินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟสและอินเวอร์เตอร์ประเภทต่างๆ



ภาพที่ 2.1 อินเวอร์เตอร์แบบวิธีการสวิตช์เพื่อขับโหลด

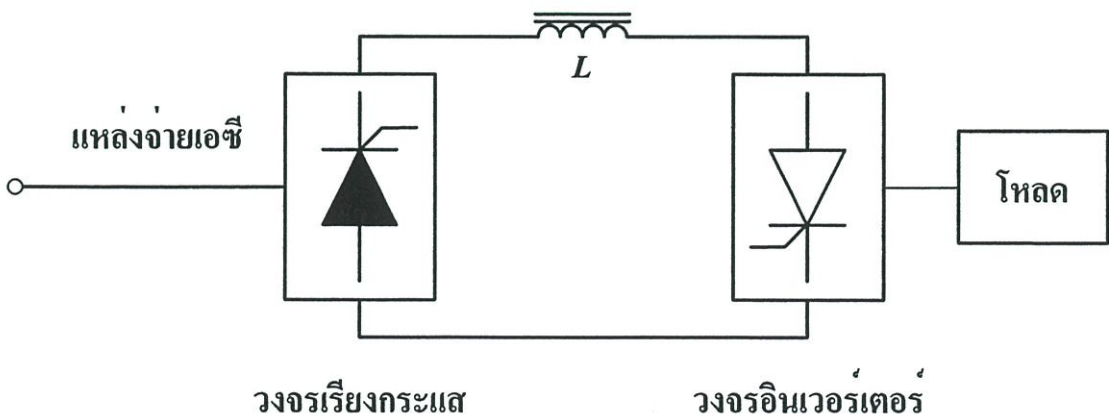
2.2 ทฤษฎีเบื้องต้นของอินเวอร์เตอร์

อินเวอร์เตอร์สามารถจำแนกตามชนิดของการทำงานได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ๆคือ อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส (Current-Source Inverter, CSI) และอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage-Source Inverter) ซึ่งอินเวอร์เตอร์ทั้ง 2 แบบนั้นเหมาะสมกับการนำไปใช้งานที่แตกต่างกันดังที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็นคือ

2.2.1 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส (Current-Source Inverter, CSI)

อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสดังแสดงในภาพที่ 2.2 นั้นประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ ทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์โดยมีตัวเหนี่ยวนำ (Inductor) ขนาดใหญ่ต่ออนุกรมอยู่ ซึ่งในส่วนของทรานซิสเตอร์หรือที่เรียกว่าวงจรเรียงกระแสจะใช้การควบคุมเฟสของเอซีไลน์ สำหรับในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์จะใช้ทรานซิสเตอร์ในการควบคุมกระแสที่สามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ โดยเมื่อโหลดเปลี่ยนกระแสจะคงที่แต่แรงดันเปลี่ยนแปลงไปตามโหลด อย่างไรก็ตามไม่ใช่ว่าจะไม่สามารถเปลี่ยนค่ากระแสได้เลย เพียงแต่ที่ค่ากระแสใดๆเมื่อโหลดเปลี่ยนมีแต่แรงดันเท่านั้นที่เปลี่ยนกระแสจะไม่เปลี่ยน สำหรับรูปร่างของกระแสที่จ่ายออกมาทางด้านเอาต์พุตนั้นจะขึ้นอยู่กับพหุคูณของการควบคุมที่อินเวอร์เตอร์ โดยลักษณะของแรงดันทางด้านเอาต์พุตจะมีรูปร่างเข้าใกล้รูปไซน์ ซึ่งแตกต่างจากอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันในเรื่องของรูปคลื่น นอกจากนี้แรงดันทางด้านเอาต์พุตยังเกิดสไปค์เนื่องจากการคอมมิวเตชันอีกด้วย ส่วนรูปร่างของกระแสที่จ่ายให้กับทางด้านเอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับวิธีการควบคุม

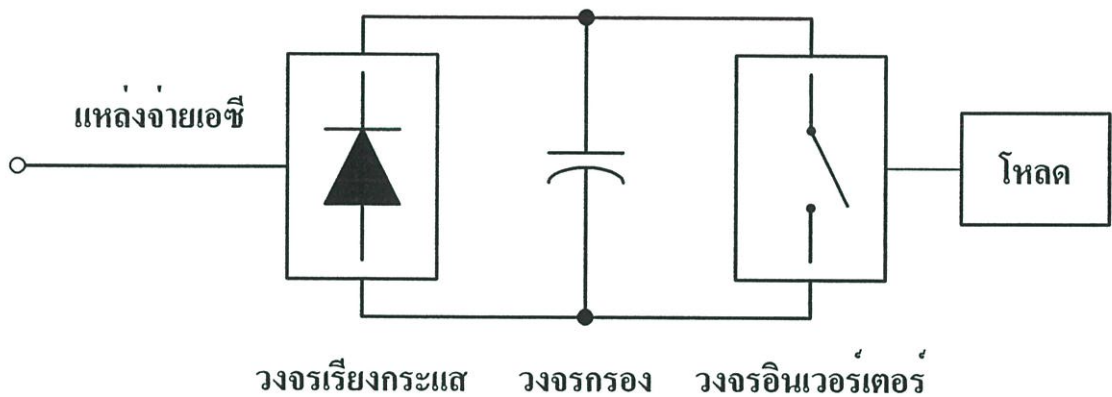
อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสนั้นมีข้อดี [10] คือ ใช้กับวงจรที่ต้องใช้กำลังงานมากๆ มีเสถียรภาพสูงและไม่มีกร Short Through ลักษณะที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสคือ การทำงานในโหมดรีเจนเนอเรทีฟ (Regenerative) สามารถทำได้โดยควบคุมการทำงานของสวิตช์ในการนำกำลังไฟฟ้ากลับเข้าสู่ระบบ สำหรับข้อเสียของอินเวอร์เตอร์แบบนี้คือ ช่วงความถี่ของอินเวอร์เตอร์ปรับได้ค่อนข้างต่ำและไม่สามารถทำงานที่สภาวะไร้โหลด นอกจากนี้ขนาดตัวเหนี่ยวนำที่อยู่ในดีซีลิงค์จะมีขนาดใหญ่ ทำให้อินเวอร์เตอร์ดังกล่าวมีน้ำหนักมากและมีราคาแพง อินเวอร์เตอร์แบบนี้เหมาะกับโหลดที่มีพิคตปานกลางจนถึงพิคตสูงและสามารถใช้ได้กับโหลดเพียงโหลดเดียว ซึ่งถ้านำไปใช้กับโหลดหลายๆโหลดจะมีปัญหา



ภาพที่ 2.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส

2.2.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage-Source Inverter, VSI)

อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันดังแสดงในภาพที่ 2.3 จะมีภาคเรกติไฟเออร์ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับอินเวอร์เตอร์ โดยดีซีลิงค์จะมีขนาดของตัวเก็บประจุที่มีค่ามากกว่าแรงดันให้ราบเรียบ นั่นก็คือแรงดันอินพุตของอินเวอร์เตอร์จะมีค่าคงที่ ซึ่งส่งผลให้แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์คงที่ไม่ขึ้นกับโหลด โดยทั่วไปแล้วอินเวอร์เตอร์แบบนี้เป็นประเภทของอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย อินเวอร์เตอร์แบบนี้มีข้อดีคือ สามารถควบคุมแรงดันและความถี่ได้ง่าย ปรับความถี่ได้ในย่านกว้าง นอกจากนี้ยังสามารถนำไปใช้กับโหลดหลายๆ โหลดที่ทำงานพร้อมๆ กัน ส่วนข้อเสียคือ มักจะมีปัญหาในเรื่องการลัดวงจร (Short Through) ของอุปกรณ์สวิตซ์ในกิ่งเดียวกันของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะต้องมีวงจรประวิงเวลา (Dead Time) เพื่อป้องกันการลัดวงจร



ภาพที่ 2.3 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน

โดยทั่วไปแล้วอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ชนิด [9] คือ

1. อินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square-Wave Inverter) หรืออินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่นขั้นบันได (Step-Wave Inverter) สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยมนั้นมักที่จะใช้ไทรสเตอร์เป็นอุปกรณ์หลักในภาคกำลัง ซึ่งอินเวอร์เตอร์แบบนี้แบ่งออกได้เป็น 2 ชนิดคือ อินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่น 6 ขั้น (Six-Step Inverter) และอินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่น 12 ขั้น (Twelve-Step Inverter) ในปัจจุบันจะไม่ค่อยพบอินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเพราะแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะประกอบไปด้วยฮาร์มอนิก สเปกตรัมที่ความถี่ต่ำ เช่น $6k \pm 1$, $12k \pm 1$ และถือว่าเป็นเทคโนโลยีเก่า

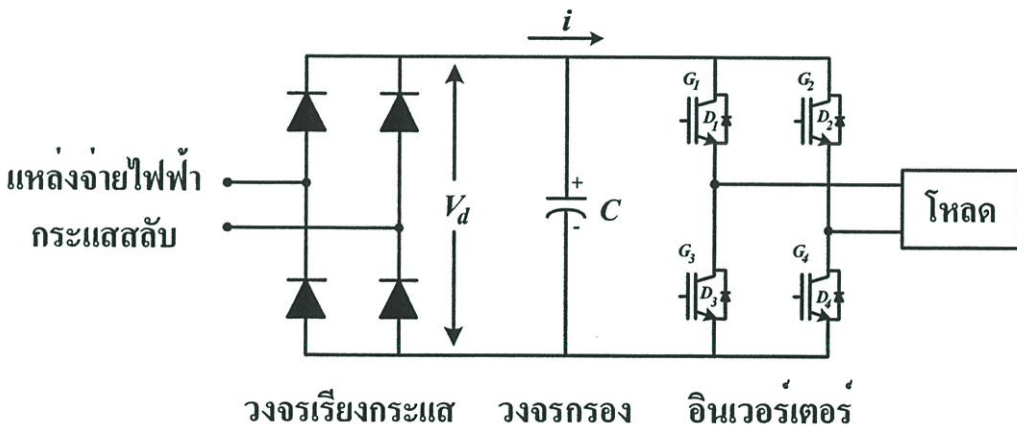
2. อินเวอร์เตอร์แบบมอดูเลตความกว้างของพัลส์หรือพี ดับเบิลยู เอ็ม อินเวอร์เตอร์ (Pulse Width Modulation Inverter) แรงดันอินพุตของอินเวอร์เตอร์รูปแบบนี้ต้องมีค่าคงที่ ดังภาพที่ 2.3 ซึ่งไดโอดจะเรียงกระแสจากแรงดันเอซีเพื่อควบคุมขนาดและความถี่เอาต์พุตให้ได้ตามต้องการ

ดังนั้นการทำงานต้องสวิตช์ด้วยวิธีพีดับบลิวเอ็ม ซึ่งเรียกวงจรนี้ว่าวงจรมอเตอร์แบบพีดับบลิวเอ็ม โดยจะขอกล่าวถึงเพิ่มเติมในหัวข้อที่ 2.3

3. อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบยกแรงดัน (Single-Phase Inverter with Voltage Cancellation) เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แบบนี้เป็นแบบเฟสเดียว โดยสามารถควบคุมได้ทั้งขนาดและความถี่ แม้ว่าแรงดันอินพุตที่ป้อนจะคงที่ก็ตาม ซึ่งการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ไม่ได้ใช้แบบพีดับบลิวเอ็ม ด้วยเหตุนี้แรงดันเอาต์พุตที่ได้จึงเหมือนรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ดังนั้นวงจรมอเตอร์จึงให้คุณลักษณะของอินเวอร์เตอร์ทั้ง 2 แบบข้างต้นเข้าด้วยกัน

2.3 พีดับบลิวเอ็ม อินเวอร์เตอร์ (PWM INVERTER)

สำหรับพีดับบลิวเอ็ม อินเวอร์เตอร์ในส่วนของแรงดันดีซีลิงค์ โดยทั่วไปแล้วจะใช้วงจรเรียงกระแสที่เป็นไดโอดเพื่อทำให้แรงดันดีซีลิงค์มีค่าคงที่ ซึ่งไม่สามารถควบคุมแรงดันดีซีได้ ส่งผลให้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ทางด้านอินพุตดีขึ้นและลดขนาด LC ฟิลเตอร์ให้เล็กลง ดังนั้นความถี่และแรงดันเอาต์พุตของแรงดันมูลฐานสามารถควบคุมได้โดยใช้เทคนิคพีดับบลิวเอ็ม ซึ่งอยู่ในส่วนของอินเวอร์เตอร์



ภาพที่ 2.4 พีดับบลิวเอ็ม อินเวอร์เตอร์

ในปัจจุบันอินเวอร์เตอร์แบบนี้เป็นที่รู้จักและนิยมใช้กันอย่างแพร่หลายเนื่องจากมีข้อดีหลายประการ [11] โดยสามารถสรุปข้อดีและข้อเสียได้ดังนี้

ข้อดีของพี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์

1. สเปกตรัมของฮาร์มอนิกอยู่ห่างจากองค์ประกอบมูลฐานมากกว่า เป็นการลดองค์ประกอบของฮาร์มอนิกอันดับต่ำที่ไม่เป็นที่ต้องการในด้านคุณภาพของรูปคลื่น
2. สามารถปรับระดับของแรงดันและกระแสได้อย่างเป็นเชิงเส้น ตามค่าดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index)

ข้อเสียของพี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์

1. ลดทอนองค์ประกอบมูลฐานลงไปจากเดิม
2. ความถี่ของการสวิตช์เพิ่มขึ้นอย่างมาก ทำให้เกิดค่าการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์เพิ่มมากขึ้นตามไปด้วย ซึ่งจำเป็นต้องเลือกใช้อุปกรณ์ที่มีความเร็วในการสวิตช์สูง
3. เกิดองค์ประกอบฮาร์มอนิกอันดับสูง (ความถี่สูง) มากกว่าอินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

จากข้อดีของพี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ที่กล่าวมานั้น มีประโยชน์ต่อการพัฒนาวงจรอินเวอร์เตอร์อย่างมาก ซึ่งในปัจจุบันอุปกรณ์สำหรับการสวิตช์แบบเกตเทอร์น-ออฟ (Gate Turn-off Power Device) ได้รับการพัฒนาให้สามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ ดังนั้นการสวิตช์แบบพี ดับบลิว เอ็มจึงเป็นที่รู้จักและนิยมใช้กันอย่างแพร่หลายมากขึ้น ซึ่งตัวอย่างของเทคนิคพี ดับบลิว เอ็มจะได้มีการนำมากล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

2.3.1 เทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบไซน์ (Sinusoidal PWM, SPWM) [12]

เทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบไซน์เป็นเทคนิคที่นิยมใช้ในโรงงานอุตสาหกรรม ซึ่งเทคนิคนี้จะใช้หลักการนำรูปคลื่นไซน์เป็นสัญญาณอ้างอิงที่มีความถี่เท่ากับความถี่มูลฐานที่ต้องการออกแบบมาเปรียบเทียบกับสัญญาณพาหะ โดยทั่วไปจะเป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่มีความถี่เท่ากับความถี่การสวิตช์ที่ได้ออกแบบไว้ ค่าอัตราส่วนระหว่างแอมพลิจูดสัญญาณไซน์อ้างอิงเทียบกับแอมพลิจูดสัญญาณพาหะเรียกว่า ดัชนีการมอดูเลต (m_a) ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการรูปคลื่นสัญญาณอ้างอิงได้ดังนี้

$$v_{control} = m_a \sin \omega t \quad (2.1)$$

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

เมื่อ $\hat{V}_{control}$ คือ แอมพลิจูดสัญญาณไซน์อ้างอิง

\hat{V}_{tri} คือ แอมพลิจูดสัญญาณพาหะ

ค่าอัตราส่วนระหว่างความถี่สัญญาณพาหะกับความถี่สัญญาณไซน์อ้างอิงจะนิยามโดยค่า m_f ซึ่งหาได้จาก

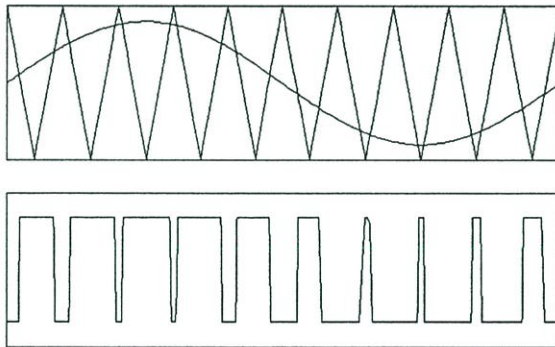
$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{control}} \quad (2.2)$$

เมื่อ $f_{control}$ คือ ความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิง

f_{tri} คือ ความถี่ของสัญญาณพาหะ

อัตราส่วนของความถี่สัญญาณพาหะกับความถี่สัญญาณอ้างอิงหรือ m_f นั้นมีผลต่อความถี่ฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นและการสูญเสียของอุปกรณ์สวิตซิ่ง ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดจำนวนพัลส์พีคดับเบิล เอ็มที่เกิดขึ้นใน 1 ไซเคิล โดยถ้า m_f สูงจำนวนพัลส์พีคดับเบิล เอ็มก็จะสูงแต่ถ้า m_f ต่ำจะทำให้จำนวนพัลส์พีคดับเบิล เอ็มต่ำ

ตัวอย่างการสวิตซ์ของเทคนิคพีคดับเบิล เอ็มแบบไซน์แสดงดังภาพที่ 2.5



ภาพที่ 2.5 หลักการสร้างสัญญาณของเทคนิคพีคดับเบิล เอ็มแบบไซน์

ฮาร์มอนิกของเทคนิคนี้จะเกิดเป็นกลุ่มๆ โดยมีฮาร์มอนิกย่อยอยู่รอบข้างฮาร์มอนิกหลัก ซึ่งอันดับของกลุ่มฮาร์มอนิกหลักจะขึ้นอยู่กับ m_f และขนาดของฮาร์มอนิกจะขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลต นั่นก็คือที่ค่าดัชนีการมอดูเลตเดียวกันแต่ค่า m_f ต่างกัน

สำหรับการพิจารณาสัญญาณแรงดันเอาต์พุตที่เกิดจากรูปคลื่นนี้สามารถพิจารณาได้ 2 ย่านคือ

1. ย่านดัชนีการมอดูเลตเชิงเส้น (Linear Modulation, $m_a = 1$) เป็นย่านที่แรงดันเอาต์พุตแปรผันตรงกับค่าของดัชนีการมอดูเลต ซึ่งแรงดันมูลฐานมีค่าดังสมการ

$$V_{L-L,rms} = \frac{V_d \times m_a}{\sqrt{2}} \quad (2.3)$$

เมื่อ V_d คือ ค่าระดับแรงดันดีซีลิงค์

2. ย่านดัชนีการโอเวอร์มอดูเลต (Overmodulation, $m_a > 1$) เป็นย่านที่แรงดันเอาต์พุตไม่แปรผันตรงแบบเชิงเส้นกับค่าขนาดของดัชนีการมอดูเลต โดยทั่วไปแล้วไม่ค่อยมีการนำย่านนี้ไปใช้งาน

เทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบไซน์ที่กล่าวมาแล้วนั้นอาจจะสร้างได้โดยการใช่วงจรทางอนาล็อกซึ่งเป็นวิธีที่สะดวกที่สุดหรืออาจใช้วิธีไมโครโปรเซสเซอร์ซึ่งเป็นเทคนิคทางดิจิทัลและเป็นวิธีที่แน่นอน การสร้างด้วยวงจรอนาล็อกทำได้โดยการสร้างสัญญาณอ้างอิงซึ่งเป็นรูปคลื่นไซน์ นำมาคอมพาราเตอร์ด้วยออปแอมป์กับสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อให้ได้สัญญาณพี ดับบลิว เอ็ม วิธีการสร้างแบบนี้เรียกว่า Natural Sampling ส่วนการสร้างโดยใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ทำได้โดยการเก็บสภาวะสวิตชิงไว้ใน Look up Table หรือคำนวณแบบเวลาจริง (Real Time) วิธีการสร้างแบบนี้เรียกว่า Regular Sampling ซึ่งเป็นการประมาณค่าความกว้างพัลส์ของเทคนิค Natural Sampling โดยการใช้คลื่นสามเหลี่ยมและคลื่นไซน์ เพียงแต่จะสุ่มรูปคลื่นไซน์ (v_{smp}) ด้วยเวลาคงที่และแน่นอน เพื่อทำให้เกิดความกว้างพัลส์ เทคนิค Regular Sampling สามารถจำแนกออกเป็น 2 ชนิด คือ

1. Symmetric Regular Sampling คาบของการสุ่มจะเท่ากับคาบของคลื่นพาหะ ขอบขาขึ้นและขอบขาลงของความกว้างพัลส์ห่างจากจุดศูนย์กลางของการสุ่มเท่ากัน ข้อดีของการสุ่มของเทคนิคนี้ ทำให้ไมโครโปรเซสเซอร์สามารถสร้างพี ดับบลิว เอ็มที่ให้ความถี่สวิตชิงสูงได้

2. Asymmetric Regular Sampling ความถี่ของการสุ่มจะเป็น 2 เท่าของความถี่คลื่นพาหะ ขอบขาขึ้นและขอบขาลงของความกว้างพัลส์ ห่างจากจุดศูนย์กลางไม่เท่ากัน วิธีนี้สามารถลดฮาร์โมนิกได้ดีกว่า Symmetric Regular Sampling เพราะจำนวนครั้งการสุ่มมากกว่า ทำให้รูปคลื่นพี ดับบลิว เอ็มมีคุณภาพดีกว่า แต่อย่างไรก็ตามเทคนิคนี้จะทำให้ขีดจำกัดการทำงานของไมโครโปรเซสเซอร์น้อยลง เพื่อที่จะสร้างพี ดับบลิว เอ็มให้มีความถี่สวิตชิงสูงๆ

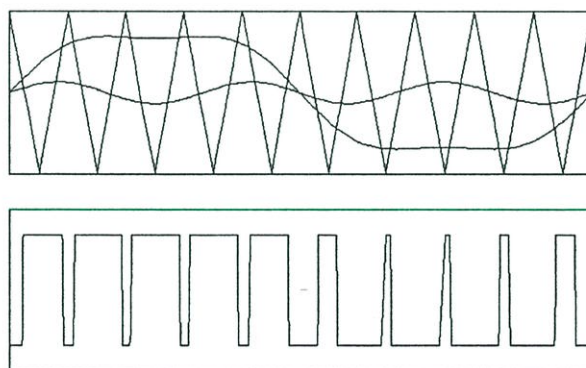
2.3.2 เทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบฉีดฮาร์โมนิกที่สาม (Third Harmonic Injection PWM, THIPWM)

หลักการของเทคนิคนี้คล้ายกับการสวิตช์ของเทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบไซน์เพียงแต่สัญญาณอ้างอิงแบบนี้สร้างโดยการผสมสัญญาณฮาร์โมนิกที่สาม (v_2) เข้ากับสัญญาณรูปคลื่นแบบไซน์ (v_1) แทนการใช้รูปคลื่นไซน์เป็นสัญญาณอ้างอิง โดยสัญญาณอ้างอิงที่ได้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมที่มีความถี่เท่ากับความถี่การสวิตช์ที่ได้ออกแบบไว้ ซึ่งสมการในการสร้างสัญญาณอ้างอิงคือ

$$v_{control} = m_a \sin(\omega t) + \frac{1}{6} m_a \sin(3\omega t) \quad (2.4)$$

สำหรับย่านการทำงานจะเหมือนกับเทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบไซน์ซึ่งก็คือ มี 2 ย่าน ได้แก่ ย่านดัชนีการมอดูเลตเชิงเส้นและย่านดัชนีการโอเวอร์มอดูเลต แต่เนื่องจากคุณลักษณะของรูปคลื่นที่มีช่วงกลางแบนลงจึงให้ค่าแรงดันเอาต์พุตสูงกว่าที่ดัชนีการมอดูเลตเดียวกัน ซึ่งจะขยายย่านดัชนีการมอดูเลตเชิงเส้นให้สูงขึ้น [12] เมื่อเทียบกับเทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบไซน์ ประมาณ 15 %

ตัวอย่างของลักษณะการเกิดรูปคลื่นพี ดับบลิว เอ็มของเทคนิคนี้แสดงดังภาพที่ 2.6

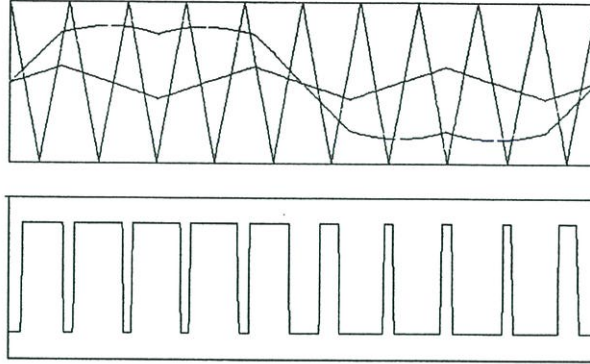


ภาพที่ 2.6 หลักการสร้างสัญญาณแบบฉีดฮาร์โมนิกที่สาม

2.3.3 เทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบสเปซเวกเตอร์ (Space Vector PWM, SVPWM)

เทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบนี้เหมาะสำหรับการสร้างพี ดับบลิว เอ็มด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ เนื่องจากมีความเหมาะสมของสมการที่ใช้ในการคำนวณ ซึ่งมีย่านดัชนีการมอดูเลตเชิงเส้นสูงกว่าเทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบไซน์ประมาณ 1.15 เท่าก่อนเกิดสภาวะโอเวอร์มอดูเลต รูปคลื่นสมมูลของเทคนิคนี้สามารถสร้างด้วยวงจรรอนาล็อคทำได้โดยการผสมสัญญาณอ้างอิง (v_1) กับ

สัญญาณสามเหลี่ยม (v_2) ที่มีความถี่เป็น 3 เท่าของสัญญาณไซน์อ้างอิงด้วยขนาด 0.25 เท่าของสัญญาณไซน์อ้างอิง [13] ดังภาพที่ 2.7

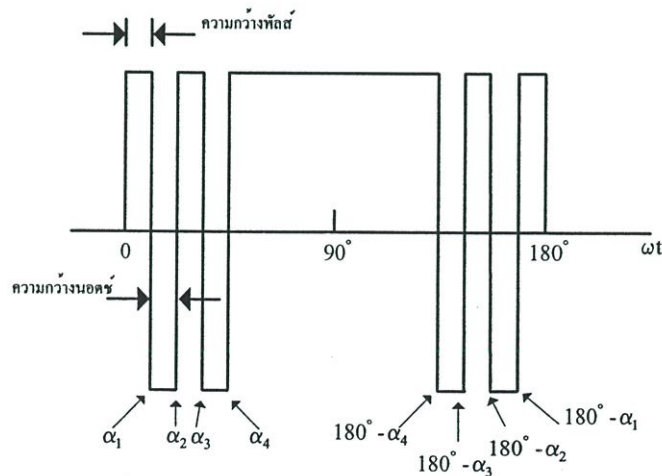


ภาพที่ 2.7 หลักการสร้างสัญญาณแบบสเปซเวกเตอร์

ย่านการทำงานของเทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบนี้จะเหมือนกับเทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบไซน์เช่นเดียวกันคือ มี 2 ย่าน (ย่านดัชนีการมอดูเลตเชิงเส้นและย่านดัชนีการโอเวอร์มอดูเลต) แต่เนื่องจากคุณลักษณะของรูปคลื่นที่มีช่วงกลางแบนลงจึงทำให้มีค่าแรงดันเอาต์พุตสูงกว่าที่ค่าดัชนีการมอดูเลตเดียวกันเช่นเดียวกับเทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบซิดฮาร์โมนิกที่สาม

2.3.4 เทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบลดค่าฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการ (Harmonic Elimination PWM)

พิจารณารูปคลื่นพี ดับบลิว เอ็มดังแสดงในภาพที่ 2.8 จากทฤษฎีการวิเคราะห์รูปคลื่นแบบฟูเรียร์จะพบว่าหากมีการกำหนดมุม $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ และ α_4 ที่เหมาะสมก็จะสามารถกำจัดฮาร์โมนิกเพิ่มขึ้นได้อีก โดยสามารถพิสูจน์ได้ดังต่อไปนี้



ภาพที่ 2.8 รูปคลื่นพี ดับบลิว เอ็มที่ใช้ในวิธีการกำจัดฮาร์โมนิก

จากหลักการวิเคราะห์รูปคลื่นของฟูเรียร์กล่าวว่าฟังก์ชันคาบใดๆ สามารถเขียนอยู่ในรูปอนุกรมอนันต์ของฟังก์ชัน \sin และ \cos ดังต่อไปนี้

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (2.5)$$

แต่เนื่องจากรูปคลื่นดังภาพที่ 2.8 เป็นการสมมาตรแบบคี่ (Odd Symmetry) ดังนั้น

$$a_n = 0 \quad (2.6)$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} v(t) \sin n\omega t d\omega t ; n = \text{เลขคี่} \quad (2.7)$$

สมมุติว่าขนาดของ $v(t) = \pm 1$ เราสามารถเขียน b_n ได้เป็น

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{4}{n\pi} [1 + 2(-\cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2 - \dots + \cos n\alpha_k)] \\ &= \frac{4}{n\pi} \left(1 + 2 \sum_{k=1}^k (-1)^k \cos n\alpha_k \right) \end{aligned} \quad (2.8)$$

จากสมการที่ (2.8) เราสามารถกำหนดมุม α ได้ k จำนวนจาก α_1 ถึง α_k แล้วเอา α จำนวนเท่ากับ k นี้มาควบคุมความถี่มูลฐาน 1 มุมที่เหลืออีก $k-1$ มุมจะถูกนำไปกำจัดฮาร์โมนิกที่ต้องการโดยใช้หลักการดังนี้คือ สมมุติว่าเราเลือก $k=3$ จากหลักการข้างต้นเราสามารถเลือกกำจัดได้ 2 ฮาร์โมนิกโดยไม่สนใจฮาร์โมนิกอันดับที่ 3 และฮาร์โมนิกอันดับที่เป็นจำนวนของเลข 3 เนื่องจากสามารถกำจัดได้ด้วยการต่อแบบสตาร์ ถ้าสมมุติว่าจะกำจัดฮาร์โมนิกที่ 5 และ 7 เราสามารถนำสมการที่ (2.8) มาสร้างสมการได้ดังนี้

$$b_1 = \frac{4}{\pi} (1 - 2 \cos \alpha_1 + 2 \cos \alpha_2 - 2 \cos \alpha_3) = \text{ค่าที่ต้องการให้เป็น} \quad (2.9)$$

$$b_5 = \frac{4}{5\pi} (1 - 2 \cos 5\alpha_1 + 2 \cos 5\alpha_2 - 2 \cos 5\alpha_3) = 0 \quad (2.10)$$

$$b_7 = \frac{4}{7\pi} (1 - 2 \cos 7\alpha_1 + 2 \cos 7\alpha_2 - 2 \cos 7\alpha_3) = 0 \quad (2.11)$$

ด้วยกรรมวิธีการหาคำตอบเชิงตัวเลข (Numerical Method) จะสามารถแก้สมการเหล่านี้ได้ ซึ่งทำให้เราสามารถกำหนดมุม α_1 , α_2 และ α_3 เพื่อให้ฮาร์มอนิกต่างๆ ถูกกำจัดไปตามที่ต้องการได้ สำหรับการสร้างรูปคลื่นพี ดับบลิว เอ็มแบบนี้สามารถทำได้ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ซึ่งอาจทำได้ทั้งวิธีการคำนวณและสร้าง Look up Table เมื่อผู้ใช้ต้องการระดับแรงดันที่แตกต่างกันไป

2.3.5 เทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบลดการกระเพื่อมของกระแส (Minimum Ripple Current PWM) [14]

วิธีการสร้างรูปคลื่นพี ดับบลิว เอ็มแบบนี้เป็นวิธีที่ดีวิธีหนึ่ง แต่ก็มีข้อเสียเนื่องจากว่าการที่เรากำจัดฮาร์มอนิกบางฮาร์มอนิกกลับทำให้ฮาร์มอนิกอื่นปรากฏมากขึ้น เช่นเมื่อเรากำจัดฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 กลับทำให้ฮาร์มอนิกอันดับที่ 11 และ 13 มีค่ามากขึ้นแทน ดังนั้นจึงได้มีความพยายามที่จะหาวิธีในการแก้ปัญหาดังกล่าว ซึ่งต่อมาจึงได้พบว่าอันที่จริงแล้วค่าการสูญเสียในตัวมอเตอร์เนื่องจากฮาร์มอนิกต่างๆ ไม่ได้เกิดจากฮาร์มอนิกของแรงดัน แต่เกิดจากฮาร์มอนิกของกระแส และไม่ได้เกิดจากฮาร์มอนิกใดฮาร์มอนิกหนึ่ง แต่เกิดจากผลรวมของกระแสฮาร์มอนิกทุกตัวรวมกันที่เราเรียกว่า กระแสริปเปิล (Ripple Current) จากทฤษฎีวงจรไฟฟ้า สามารถหาค่าของกระแสริปเปิลได้จากสมการ

$$I_{ripple} = \sqrt{I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_9^2 + \dots} \quad (2.12)$$

เมื่อ I_3, I_5, \dots คือ ค่า rms ของกระแสที่ฮาร์มอนิกอันดับที่ 3, 5, ... ตามลำดับ ซึ่งถ้าเปลี่ยนมาให้อยู่ในรูปของค่ายอด (Peak) จะได้

$$\begin{aligned} I_{ripple} &= \sqrt{\frac{I_{3m}^2}{2} + \frac{I_{5m}^2}{2} + \frac{I_{7m}^2}{2} + \frac{I_{9m}^2}{2} + \dots} \\ &= \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{\substack{n=3 \\ \text{odd}}}^{\infty} I_{nm}^2} \end{aligned} \quad (2.13)$$

โดยที่

$$I_{nm} = \frac{V_n}{\sqrt{R_n^2 + (nX_L L)^2}} \quad (2.14)$$

- เมื่อ I_{nm} คือ ขนาดของค่ายอดของกระแสที่ค่าฮาร์มอนิกอันดับที่ n
 V_n คือ ขนาดของค่ายอดของแรงดันที่ค่าฮาร์มอนิกอันดับที่ n
 R_n คือ ค่าความต้านทานของตัวนำหรือขดลวดที่ฮาร์มอนิกอันดับที่ n ซึ่งเกิดจากปรากฏการณ์ทางผิว (Skin Effect) ที่ความถี่ต่างกัน
 $nX_L L$ คือ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลที่ฮาร์มอนิกอันดับที่ n

ค่า V_n ได้จากสมการที่ (2.8) เพราะ V_n ก็คือ b_n นั่นเอง สำหรับไหลดทั่วไปเราถือว่า $R_n \ll n\omega_s L$ เราสามารถละเลยค่า R_n ได้ สมการที่ (2.13) จึงสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$I_{ripple} = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{\substack{n=3 \\ \text{odd}}}^{\infty} \left(\frac{V_n}{nX_L L} \right)^2} \quad (2.15)$$

แทน V_n ด้วย b_n ในสมการที่ (2.8) จากนั้นใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการหาค่า α ต่างๆที่ทำให้เกิดกระแสริบเปิลน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ โดยใช้วิธีการหาค่าแบบวนซ้ำ (Iteration Method) ซึ่งในการหากระแสริบเปิลที่น้อยที่สุดตามสมการที่ (2.15) นั้นไม่ต้องเอาพหุฮาร์มอนิกที่เป็นจำนวนเท่าของเลข 3 ทั้งหมดมาคิดก็ได้ เพราะถึงอย่างไรก็ไม่มีผลอยู่แล้ว คำตอบที่ได้ก็จะเหมาะสมยิ่งขึ้น

2.4 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว (Single Phase Inverter) [9]

2.4.1 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฮาล์ฟบริดจ์ (Single Phase Half Bridge Inverter)

ในภาพที่ 2.9 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ โดยมีตัวเก็บประจุที่มีค่าเท่ากัน 2 ตัวต่ออนุกรมกันแล้วคร่อมอยู่กับอินพุตดีซี V_d ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุแต่ละตัวเท่ากับ $V_d/2$ ซึ่งจุดที่ตัวเก็บประจุทั้งสองตัวต่อกันเรียกว่าความต่างศักย์กลาง (Midpotential) สำหรับค่าความจุไฟฟ้าของวงจรนี้ต้องมีค่ามากพอที่จะทำให้แรงดันที่จุด 0 เมื่อเทียบกับจุด N ได้ค่าคงที่และได้ $V_o = V_{Ao}$

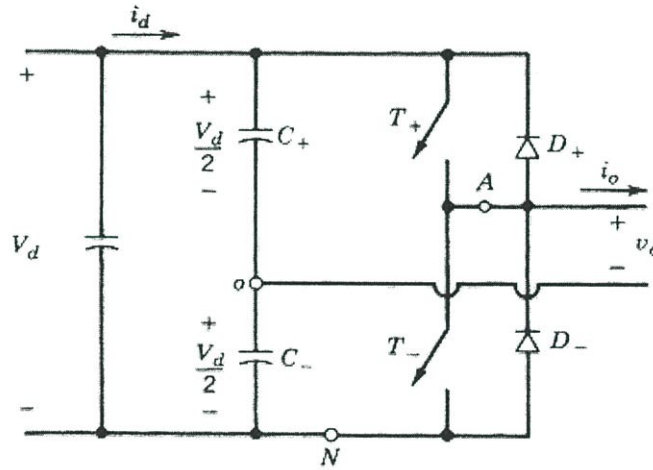
การสวิตช์ด้วยพี ดับบลิว เอ็มแรงดันเอาต์พุตแสดงดังภาพที่ 2.10 ข้อสังเกตถ้าไม่คำนึงถึงสถานะการสวิตช์จะเห็นว่ากระแสระหว่างตัวเก็บประจุ 2 ตัวคือ C_+ และ C_- (ซึ่งมีค่ามากๆ) จะแบ่งกันอย่างเท่าๆกัน โดยที่พิจารณาตอนนี้คือ เมื่อต้องการให้ T_+ อยู่ในสถานะที่นำกระแส โดย T_+ หรือ D_+ จะนำกระแสได้เพียงตัวเดียวเท่านั้น และการนำจะขึ้นอยู่กับทิศทางของกระแสเอาต์พุต i_o และได้กระแส i_o แยกไหลระหว่างตัวเก็บประจุทั้งสองด้วยค่าเท่าๆกัน ซึ่งในการทำงานเดียวกันเมื่อ

ต้องการให้ T_- นำกระแสบ้าง T_- หรือ D_- จะนำกระแสได้เพียงตัวเดียวเช่นกัน และการนำขึ้นอยู่กับทิศทางของกระแสเอาต์พุต i_o และ i_o แยกไหลระหว่างตัวเก็บประจุทั้งสองอย่างเท่าๆกัน เพราะฉะนั้นในสัณการไหลของกระแส i_o ตัวเก็บประจุ C_+ และ C_- นั้นได้ถูกนำมาต่อขนานกัน โดยมีจุด o เป็นจุดร่วมที่ถาวร

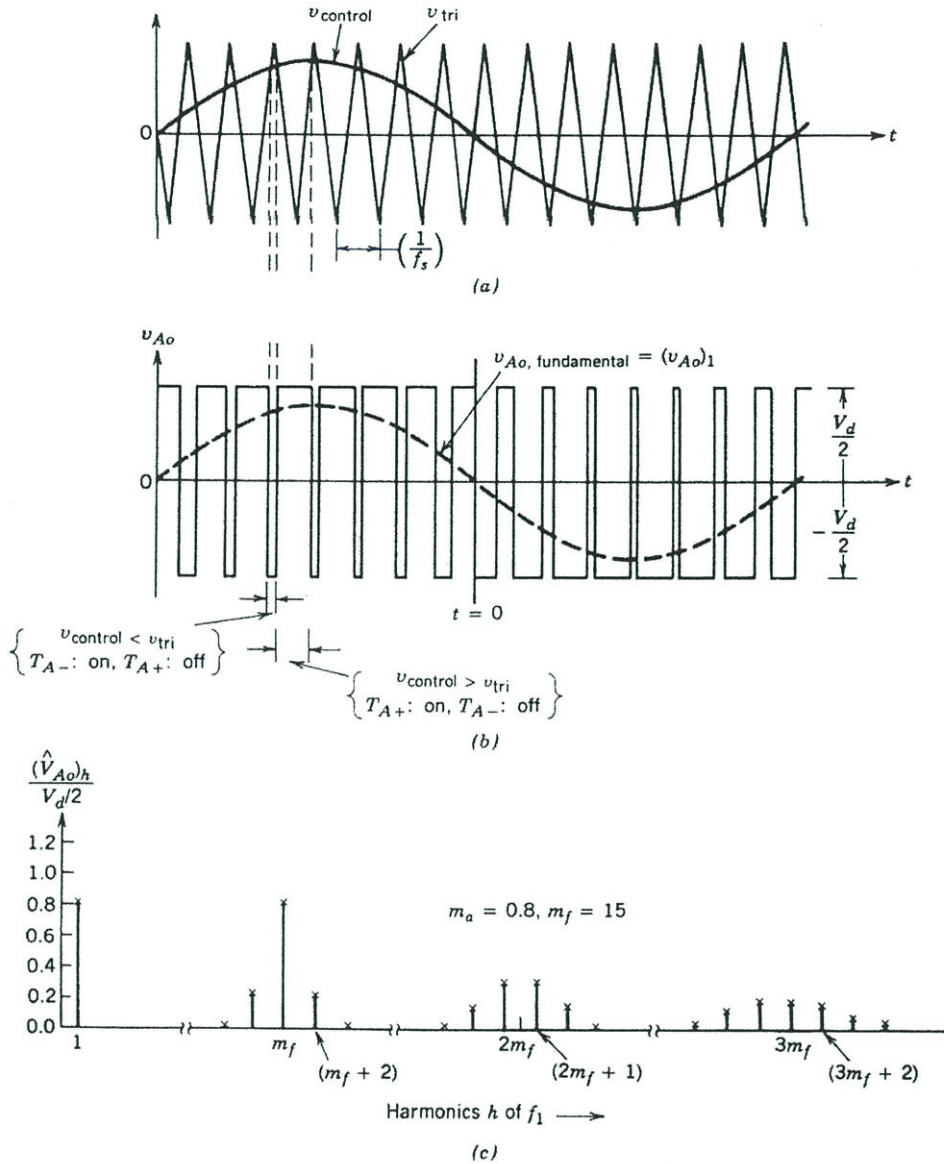
แรงดันและกระแสค่ายอดของอุปกรณ์ที่ใช้สวิตช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์จะเท่ากับ

$$V_T = V_d \quad (2.16)$$

$$i_T = i_{o,peak} \quad (2.17)$$



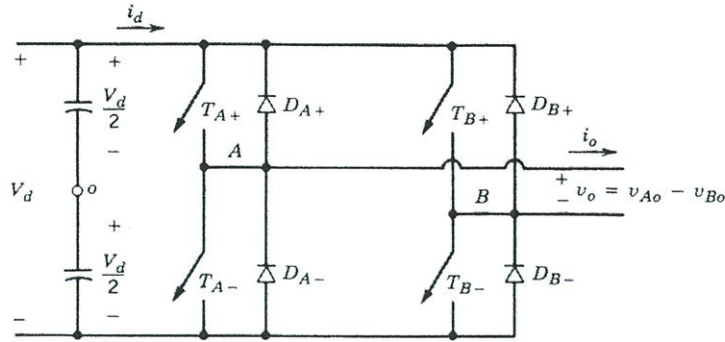
ภาพที่ 2.9 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์



ภาพที่ 2.10 การมอดูเลตความกว้างพัลส์

2.4.2 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบบริดจ์เต็ม (Single Phase Full Bridge Inverter)

วงจรอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบบริดจ์เต็มดังภาพที่ 2.11 ประกอบขึ้นด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 1 ขาจำนวน 2 ชุด เพื่อให้สามารถใช้งานกับพิกัดกำลังสูงๆได้ดี และด้วยแรงดันอินพุตที่ค่าเดียวกัน จะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุตสูงสุดของวงจรบริดจ์เต็มจะได้ค่าเป็นสองเท่าของอินเวอร์เตอร์แบบ ฮาล์ฟบริดจ์ ดังนั้นขณะใช้งานด้วยกำลังเท่ากันกระแสเอาต์พุตซึ่งเป็นค่าเดียวกันกับกระแสการ สวิตช์ จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ซึ่งถือว่าเป็นข้อดี



ภาพที่ 2.11 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เต็ม

2.4.2.1 แบบพี ดับบลิว เอ็มด้วยการสวิตช์แรงดันสองสภาวะชั่ว (PWM with Bipolar Voltage Switching)

จากภาพที่ 2.11 สวิตช์คู่ที่ทแยงและตรงข้ามกัน (ซึ่งได้แก่ T_{A+} , T_{B+} , และ T_{A-} กับ T_{B+}) ของวงจรอินเวอร์เตอร์คือ สวิตช์คู่ที่ 1 และ 2 ตามลำดับของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เต็ม และรูปคลื่นของแรงดันเอาต์พุตที่ขา A ด้วยแผนการสวิตช์พี ดับบลิว เอ็มนี้เหมือนกับที่แสดงดังภาพที่ 2.10 ทุกประการ ซึ่งการเกิดของแรงดันเอาต์พุตนั้นเกิดขึ้นได้ด้วยการเปรียบเทียบแรงดัน $v_{control}$ กับ v_{tri} ดังภาพที่ 2.12 (a) แต่สำหรับเอาต์พุตที่ขา B ของอินเวอร์เตอร์ จะได้อาเป็นลบเมื่อเทียบกับเอาต์พุตขา A ซึ่งสามารถพิจารณาได้ดังนี้คือ เมื่อสวิตช์ T_{A+} ต่่วงจร V_{Ao} ได้ค่าเท่ากับ $+V_d/2$ และเมื่อสวิตช์ T_{B-} ต่่วงจร $V_{Bo} = -V_d/2$ ดังนั้น

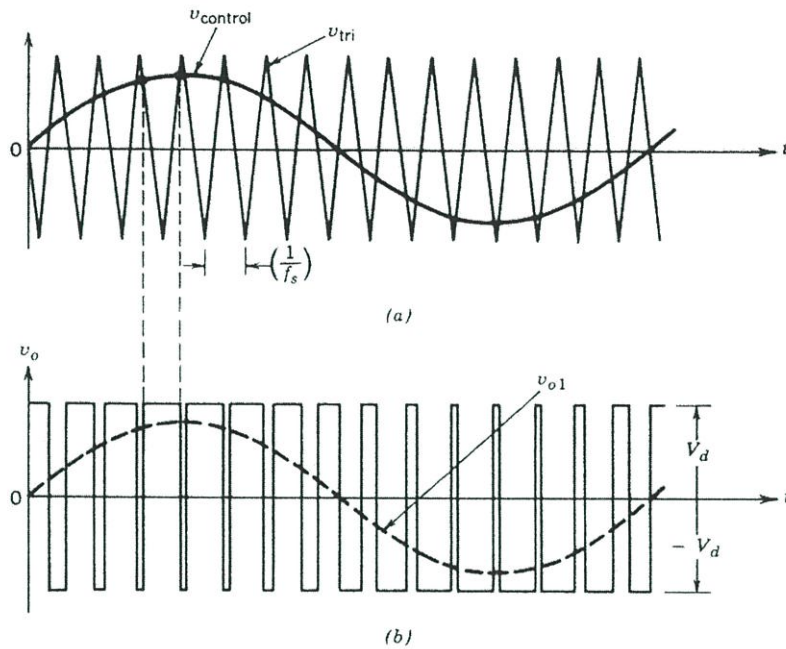
$$V_{Bo}(t) = -V_{Ao}(t) \quad (2.18)$$

$$V_o(t) = V_{Ao}(t) - V_{Bo}(t) = 2V_{Ao}(t) \quad (2.19)$$

รูปคลื่นแรงดัน v_o จะได้ดังภาพที่ 2.12 (b) และในทางปฏิบัติแบบพี ดับบลิว เอ็มด้วยวิธีนี้สามารถนำไปใช้งานกับวงจรอินเวอร์เตอร์ 1 ขาได้ดี ซึ่งแรงดันเอาต์พุตค่ายอดขณะประกอบขึ้นเป็นความถี่มูลฐานหรือ \hat{V}_{o1} สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\hat{V}_{o1} = m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0) \quad (2.20)$$

$$V_d < \hat{V}_{o1} < \frac{4V_d}{\pi} \quad (m_a > 1.0) \quad (2.21)$$



ภาพที่ 2.12 การพี ดับบลิว เอ็มด้วยการสวิตช์แรงดันแบบ 2 ขั้ว

เมื่อพิจารณาภาพที่ 2.12 (b) จะเห็นว่าแรงดัน v_o ได้สวิตช์ในช่วง $-V_d$ กับ $+V_d$ นั่นคือ เหตุผลที่ว่าทำไมการสวิตช์แบบนี้จึงเรียกว่าการพี ดับบลิว เอ็มด้วยการสวิตช์แบบสองสภาพขั้ว

2.4.2.2 แบบพี ดับบลิว เอ็มด้วยการสวิตช์แรงดันแบบสภาพขั้วเดียว (PWM with Unipolar Voltage Switching)

สวิตช์ของแบบพี ดับบลิว เอ็มด้วยการสวิตช์แรงดันแบบสภาพขั้วเดียวของวงจรรินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เต็ม 2 ขาดังแสดงในภาพที่ 2.13 นั้นได้ถูกออกแบบให้สวิตช์ทำงานไม่พร้อมกัน โดยสัญญาณควบคุมของขา A ต้องแยกกับขา B ด้วยรูปแบบดังนี้คือ สัญญาณการควบคุมขา A ได้รับจากการเปรียบเทียบแรงดัน v_{tri} กับ $v_{control}$ และขา B ได้รับการเปรียบเทียบแรงดัน v_{tri} กับ $-v_{control}$ ดังแสดงในภาพที่ 2.13 (a) ซึ่ง $v_{control}$ ได้ถูกนำไปเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยมแล้วเป็นผลทำให้ได้สัญญาณลอจิกไปควบคุมการสวิตช์ขา A ด้วยผลตามสมการข้างล่างนี้

$$v_{control} > v_{tri} : T_{A+} \text{ นำกระแสได้ } V_{AN} = V_d \quad (2.22)$$

$$v_{control} < v_{tri} : T_{A-} \text{ นำกระแสได้ } V_{AN} = 0 \quad (2.23)$$

แรงดันเอาต์พุตที่ขา A เมื่อเทียบกับบัล N จะได้ตามภาพที่ 2.13 (b) สำหรับสัญญาณลอจิกที่ใช้ควบคุมสวิตซ์ขา B และได้จากการเปรียบเทียบ $-v_{control}$ กับรูปคลื่นสามเหลี่ยมจะได้ตามสมการข้างล่างนี้

$$(-v_{control}) > v_{tri} : T_{B+} \text{ นำกระแสและได้ } v_{BN} = V_d \quad (2.24)$$

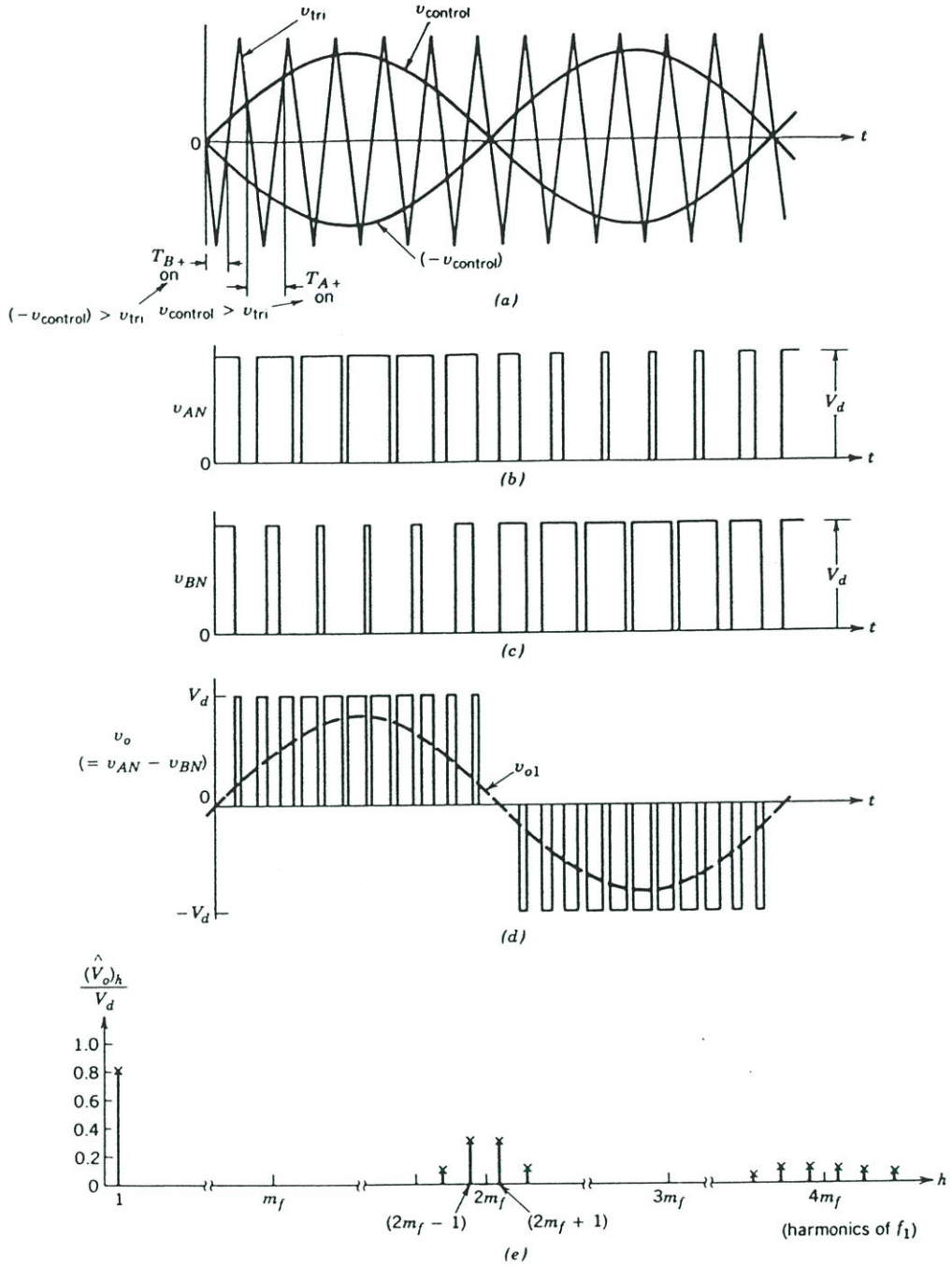
$$(-v_{control}) < v_{tri} : T_{B-} \text{ นำกระแสและได้ } v_{BN} = 0 \quad (2.25)$$

รูปคลื่นตามภาพที่ 2.13 ได้แสดงขณะสวิตซ์ได้สวิตซ์รวม 2 สถานะ และได้แรงดันเอาต์พุตดังนี้

1. T_{A+}, T_{B-} นำกระแส : $v_{AN} = V_d, v_{BN} = 0$; ได้ $v_o = V_d$
2. T_{A-}, T_{B+} นำกระแส : $v_{AN} = 0, v_{BN} = V_d$; ได้ $v_o = -V_d$
3. T_{A+}, T_{B-} นำกระแส : $v_{AN} = V_d, v_{BN} = V_d$; ได้ $v_o = 0$
4. T_{A-}, T_{B+} นำกระแส : $v_{AN} = 0, v_{BN} = 0$; ได้ $v_o = 0$

ถ้าสวิตซ์คู่บนนำกระแสด้วยกันทั้งคู่ จะเห็นว่าได้แรงดันเอาต์พุตเท่ากับศูนย์ โดยกระแสเอาต์พุตที่ไหลในลูป (Loop) ที่ผ่าน T_{A+} กับ D_{B+} หรือ D_{A+} กับ T_{B+} จะขึ้นกับทิศทางของกระแส i_o และในระหว่างเวลานี้ได้กระแส i_d เท่ากับ 0 ในทำนองเดียวกัน ถ้าสวิตซ์คู่ล่างคือ T_{A-} กับ T_{B-} นำกระแสด้วยกันทั้งคู่ จะได้ผลลัพธ์เหมือนกับคู่บนทุกประการ

ในขณะสวิตซ์ระดับแรงดันได้เปลี่ยนแปลงระหว่าง 0 กับ V_d หรือระหว่าง 0 กับ $-V_d$ ดังนั้นจึงเรียกรูปแบบการสวิตซ์นี้ว่า แบบพี ดับบลิว เอ็มด้วยการสวิตซ์แรงดันสภาพขั้วเดียว (Unipolar) ไม่เหมือนกับแบบพี ดับบลิว เอ็มด้วยการสวิตซ์แรงดันแบบสองสภาพขั้ว (Bipolar) (ได้สวิตซ์ระหว่าง $+V_d$ กับ $-V_d$) ด้วยการสวิตซ์แบบนี้จึงทำให้ความถี่การสวิตซ์ของฮาร์มอนิกเอาต์พุตมีค่าเป็น 2 เท่า เมื่อเทียบกับการสวิตซ์แรงดันแบบสองสภาพขั้ว ดังนั้นการทำงานจึงมีประสิทธิภาพสูง เพราะอย่างน้อยผลประโยชน์ที่ได้รับคือ ขณะสวิตซ์ระดับแรงดันเอาต์พุตได้สวิตซ์ถึง $2V_d$



ภาพที่ 2.13 แบบพีดับบลิว เอ็มด้วยการสวิตช์แรงดันแบบสภาพชั่วเดียว

จากการสวิตช์เพื่อทำให้ความถี่เอาต์พุตมีค่าเป็นสองเท่า นั่นข้อดีก็คือ จะทำให้แอมพลิจูดของฮาร์มอนิกของรูปคลื่นเอาต์พุตใน SideBands ได้เกิดขึ้นเป็นความถี่สองค่า ในขณะที่แอมพลิจูดมีค่าเดียวกัน (ในวงจรมอดูเลต) โดยเฉพาะกับฮาร์มอนิกค่าต่ำ ซึ่งจะเข้าใจง่ายขึ้นถ้าเลือกอัตราส่วนความถี่ของการมอดูเลต m_f ของวงจรมอดูเลตเฟสเดียวเป็นเลขคี่ (สำหรับการพีดับบลิว เอ็มด้วยวิธีการสวิตช์แรงดันแบบสองสภาพชั่ว m_f ควรเป็นเลขคี่) เนื่องจากรูปคลื่นแรงดัน v_{AN} และ v_{BN} ได้ถูกตั้งให้ต่างเฟสซึ่งกันและกันเป็นมุม 180° ดังนั้นเฟสของฮาร์มอนิกที่ประกอบขึ้นในขณะที่

ความถี่การสวิตช์ของแรงดัน v_{AN} และ v_{BN} เป็นเฟสเดียวกัน $(\phi_{AN} - \phi_{BN}) = 180^\circ \times m_f = 0$ (เนื่องจากรูปคลื่นต่างเฟสซึ่งกันและกัน 180° และ m_f ได้ถูกกำหนดเป็นเลขคู่) ผลก็คือ ทำให้ฮาร์มอนิกที่ได้จากการสวิตช์ด้วยความถี่การสวิตช์ของแรงดันเอาต์พุตเกิดการหักล้างกันเองเพราะ $v_o = v_{AN} - v_{BN}$ รวมทั้งฮาร์มอนิก Sidebands ที่เกิดจากความถี่การสวิตช์จะไม่ปรากฏขึ้น ดังนั้น

$$\hat{V}_{o1} = m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0) \quad (2.26)$$

$$V_d < \hat{V}_{o1} < \frac{4V_d}{\pi} \quad (m_f > 1.0) \quad (2.27)$$

2.5 สรุป

ในบทนี้เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์ ประเภทของอินเวอร์เตอร์ เทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบต่างๆ พร้อมทั้งยกตัวอย่างรูปคลื่นของเทคนิคพี ดับบลิว เอ็มตลอดจนวิธีการสร้าง ข้อดีและข้อเสียของแต่ละเทคนิค นอกจากนี้ในตอนท้ายยังได้กล่าวถึงอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฮาล์ฟบริดจ์และอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบบริดจ์เต็ม ซึ่งแบ่งออกเป็นแบบพี ดับบลิว เอ็มด้วยการสวิตช์แรงดันสองสภาพชั่วกับแบบพี ดับบลิว เอ็มด้วยการสวิตช์แรงดันสภาพชั่วเดียว สำหรับบทต่อไปจะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับเทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบที่มีการควบคุมกระแสและการวิเคราะห์คุณภาพของรูปคลื่นกระแส

บทที่ 3

ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการควบคุมกระแส และการวิเคราะห์คุณภาพของรูปคลื่นกระแส

3.1 บทนำ

ในปัจจุบันการประยุกต์ใช้งานทางด้านพี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน อาทิเช่น การขับเคลื่อนมอเตอร์เอซี ตัวกรองแบบแอกทีฟ ระบบแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง (UPS) และ แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเอซีนั้นมีโครงสร้างการควบคุมที่ประกอบด้วยรูปของกระแสป้อนกลับภายใน ส่งผลให้สมรรถนะของระบบอินเวอร์เตอร์โดยส่วนใหญ่จะขึ้นอยู่กับคุณภาพของวิธีในการควบคุม กระแสที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้ ดังนั้นการควบคุมกระแสของพี ดับบลิว เอ็มอินเวอร์เตอร์นั้นเป็น หัวใจสำคัญของอิเล็กทรอนิกส์กำลังสมัยใหม่ เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับพี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันแบบเปิดทั่วไปแล้ว พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์แบบที่มีการ ควบคุมกระแสมีข้อที่ได้เปรียบกว่าหลายประการดังนี้คือ สามารถควบคุมกระแสชั่วขณะ (Instantaneous Current) ได้ดีและแม่นยำ สามารถการป้องกันกระแสค่ายอดได้ ปฏิเสธการ ทำงานที่โหลดเกินพิกัด (Overload) มีสมรรถนะทางไดนามิกที่ดี สามารถชดเชยผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของโหลด (ความต้านทานและรีแอกแตนซ์) สามารถชดเชยแรงดันตก ของเซมิคอนดักเตอร์และเดดไทม์ของอินเวอร์เตอร์และสามารถชดเชยการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน ดีซีลิงค์และแรงดันเอซี

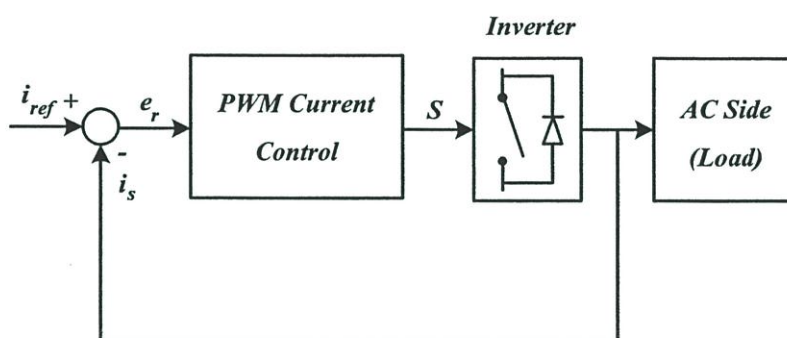
3.2 หลักการพื้นฐานของการควบคุมกระแส

ภาพที่ 3.1 เป็นบล็อกไดอะแกรมของพี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์แบบที่มีการควบคุมกระแส (CC-PWM Inverter) ซึ่งเป็นการควบคุมกระแสโหลดเอซีหรือที่เรียกว่ากระแสจริง (i_s) ให้ติดตาม กระแสอ้างอิง (i_{ref}) เมื่อเปรียบเทียบกับ i_{ref} กับค่า i_s ชั่วขณะที่วัดได้ของกระแสเฟส ซึ่งการควบคุม กระแส (CC) จะสร้างภาวะการสวิตชิง (S) สำหรับอุปกรณ์กำลังของอินเวอร์เตอร์ที่จะลดกระแส error (e_r) ดังนั้นโดยทั่วไปแล้วการควบคุมกระแสมี 2 งานคือ การชดเชย error (การลด e_r) และการมอดูเลต (การหาภาวะของการสวิตชิง S)

ความแม่นยำของการควบคุมกระแสสามารถประเมินโดยอ้างอิงจากข้อกำหนดพื้นฐาน ดังต่อไปนี้ [14-15]

1. จะต้องไม่มีเฟสหรือแอมพลิจูด error (การติดตามของกระแสเอาต์พุตแบบอุดมคติ) ตลอด ยานความถี่เอาต์พุต

2. ระบบมีการตอบสนองทางไดนามิกที่ดี
3. ความถี่สวิตช์ที่ถูกจำกัดให้คงที่เพื่อให้การทำงานของอุปกรณ์กำลังของอินเวอร์เตอร์มีความปลอดภัยที่เพียงพอ
4. มีฮาร์มอนิกต่ำ
5. แรงดันดีซีลิงค์มีเสถียรภาพ



ภาพที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของพี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์แบบที่มีการควบคุมกระแส

นอกจากนี้การประเมินสมรรถนะของการควบคุมกระแสสามารถประเมินได้จากสมรรถนะทางสถิต (Static Performance) และสมรรถนะทางไดนามิก (Dynamic Performance) ซึ่งสมรรถนะทางสถิต ได้แก่ กระแสฮาร์มอนิก ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (Total Harmonic Distortion of Current, THD_i) จำนวนของการสวิตช์และประสิทธิภาพ (Efficiency, η) โดยสมรรถนะทางสถิตเหล่านี้สามารถนำไปประเมินพี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันซึ่งเป็นแบบลูเปิด (Open Loop PWM Voltage Source Inverter) ได้และอยู่บนพื้นฐานของกระแส error

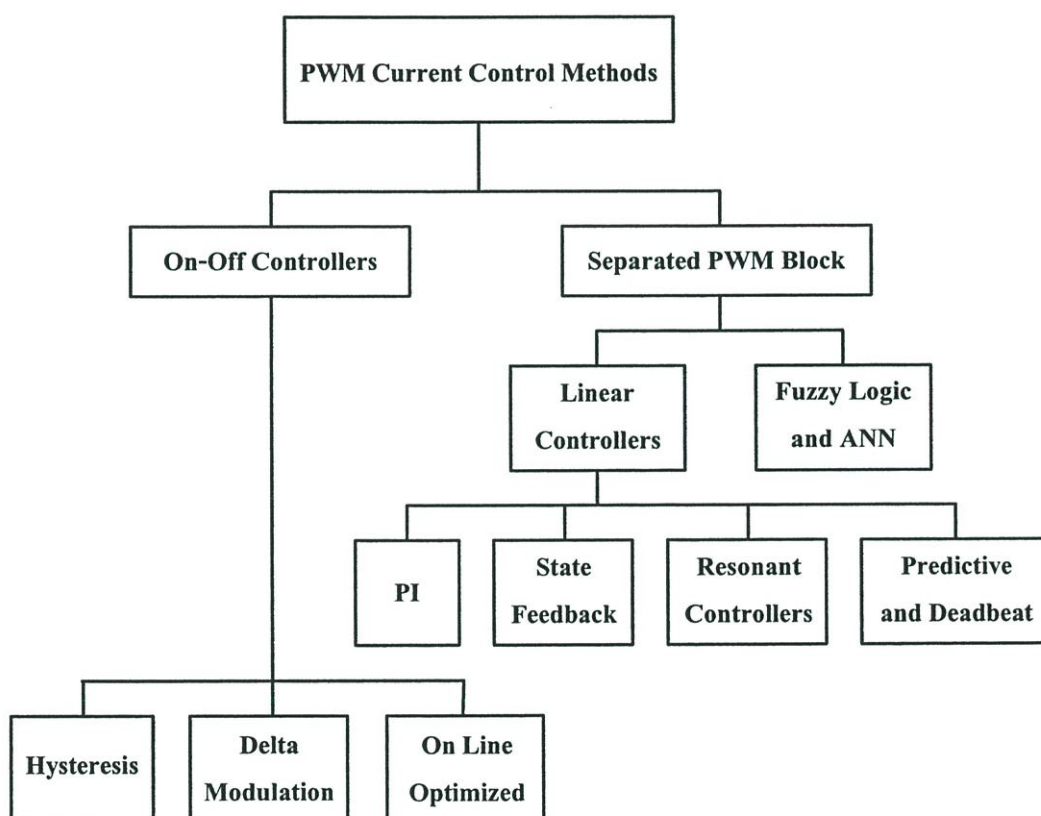
สมรรถนะทางไดนามิก อาทิเช่น การตอบสนองต่อสภาวะโอเวอร์มอดูเลชันและการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงชั่วขณะหรือฉับพลัน เป็นต้น ซึ่งส่งผลกระทบต่อกระบวนการของพี ดับบลิว เอ็ม และการตอบสนองของอุปกรณ์ควบคุม เช่น การตอบสนองทางไดนามิกที่เหมาะสมโดยทั่วไปแล้วจะขึ้นอยู่กับหลายปัจจัยประกอบกันซึ่งก็แล้วแต่ความต้องการที่เฉพาะเจาะจงไป ด้วยเหตุนี้จึงส่งผลกระทบต่อทางเลือกเทคนิคการควบคุมกระแสซึ่งจะขึ้นอยู่กับการนำไปประยุกต์ใช้งาน ปกติแล้วเมื่อความถี่สวิตช์ที่เพิ่มขึ้นการตอบสนองทางไดนามิกที่เหมาะสมก็จะเกิดง่ายขึ้น ในปัจจุบันอุปกรณ์สวิตช์จึงได้มีการพัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็ว (เช่น IGBT) ดังนั้นการเลือกใช้วิธีไหนจึงแทบจะไม่มี ความสำคัญ นั่นคือ การเลือกใช้เพียงวิธีที่ง่ายที่สุดก็เพียงพอแล้ว แต่กระนั้นสำหรับการประยุกต์ใช้งานบางอย่าง เช่น ตัวกรองแอกทีฟซึ่งต้องการการตอบสนองที่รวดเร็วมากๆหรืออินเวอร์เตอร์กำลัง

สูงๆ โดยที่วงจรถ่ายใช้ในการสร้างไม่ยุ่งยากซับซ้อน เทคนิคการควบคุมกระแสที่ดีที่สุดจึงมีความจำเป็น

3.3 เทคนิคการควบคุมกระแส

สำหรับเทคนิคการควบคุมกระแสสามารถจำแนกออกได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ๆ [16] ดังภาพที่ 3.2 คือ

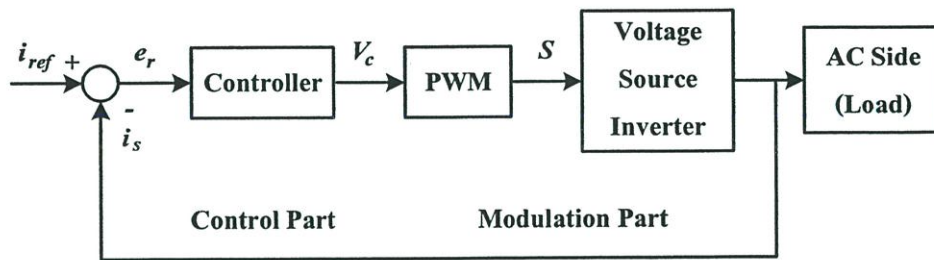
1. ตัวควบคุมกระแสต่อกับพี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์แบบลูปเปิด (ภาพที่ 3.3)
2. ตัวควบคุมกระแสแบบ on-off (ภาพที่ 3.4)



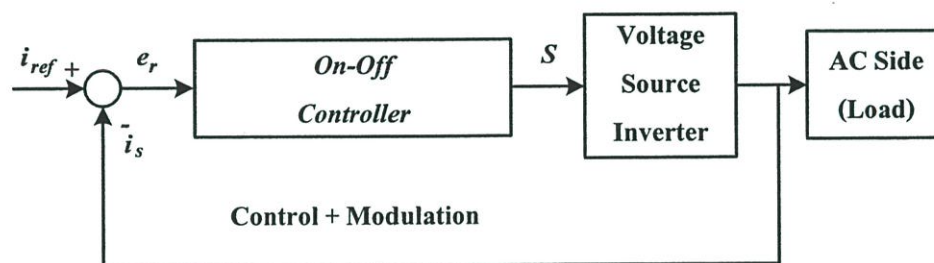
ภาพที่ 3.2 เทคนิคการควบคุมกระแสแบบต่างๆ

ไม่เหมือนกับตัวควบคุมแบบ on-off การควบคุมกระแสที่มีพี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์แบบลูปเปิดนั้นจะแยกส่วนการชดเชยกระแส error กับส่วนของการมอดูเลตแรงดันออกจากกัน โดยแนวคิดนี้เป็นการใช้ข้อได้เปรียบของการมอดูเลตแบบลูปเปิด (พี ดับบลิว เอ็มแบบไซน์ พี ดับบลิว เอ็มแบบสเปซเวกเตอร์และพี ดับบลิว เอ็มแบบ Optimal) ซึ่งก็คือ ความถี่สวิตช์ซึ่งมีค่าคงที่ สามารถกำหนดฮาร์มอนิก สเปคตรัมได้ดี รูปแบบการสวิตช์เหมาะสมและแรงดันดีซีลิงค์มี

สเกียรภาพ นอกจากนี้โครงสร้างของการควบคุมทั้งหมดนั้นเป็นอิสระจากกัน ทำให้การทดสอบลูปเปิดของอินเวอร์เตอร์และโหลดสามารถทำได้โดยง่าย



ภาพที่ 3.3 ตัวควบคุมกระแสต่อกับพี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์แบบลูปเปิด



ภาพที่ 3.4 ตัวควบคุมแบบ on-off

3.4 การควบคุมกระแสแบบเป็นเชิงเส้น (Linear Current Control)

3.4.1 โครงสร้างพื้นฐานของการควบคุมกระแสแบบเชิงเส้น

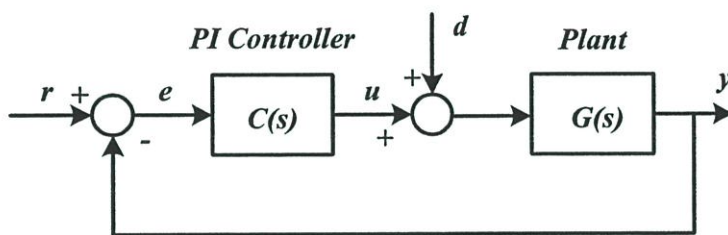
สำหรับการควบคุมกระแสแบบเป็นเชิงเส้นนั้นจะแยกส่วนของการชดเชยกระแส error และ ส่วนของการมอดูเลตแรงดันออกจากกัน โดยแนวคิดนี้เป็นการใช้ข้อได้เปรียบของการมอดูเลตแบบ ลูปเปิด (เช่น เทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบไซน์ เทคนิคพี ดับบลิว เอ็มแบบสเปซเวกเตอร์ เป็นต้น) นั่นคือ มีความถี่สวิตชิ่งคงที่ ความถี่สเปคตรัมที่ได้ถูกกำหนดแน่นอน มีรูปแบบการสวิตชิ่งที่ เหมาะสมและแรงดันดีซีลิงค์มีสเกียรภาพ [5-8] โดยสามารถที่จะออกแบบโครงสร้างการควบคุม ทั้งหมดและการทดสอบลูปเปิดของอินเวอร์เตอร์และโหลดได้อย่างอิสระและโดยง่าย การควบคุม กระแสแบบนี้ได้แก่ การควบคุมแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคงที่ (Triangular Carrier with Proportional Integral Gain) การควบคุมแบบซิงโครนัสพีไอ (Synchronous PI) การควบคุม การป้อนกลับสเตท (State Feedback) และการควบคุมแบบเดตบีท (Deatbeat) เป็นต้น [16] ซึ่ง ในวิทยานิพนธ์นี้จะมีการกล่าวถึงการควบคุมที่พื้นฐานที่สุดของการควบคุมแบบเชิงเส้นนั่นก็คือ การควบคุมแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคงที่เท่านั้น

ปัจจัยหลักที่มีส่งผลกระทบต่อโครงสร้างของการควบคุมเมื่อทำการออกแบบรูปแบบในการควบคุมกระแสแบบนี้คือ การติดตามสัญญาณอ้างอิงและความสามารถในการกำจัดสิ่งรบกวน

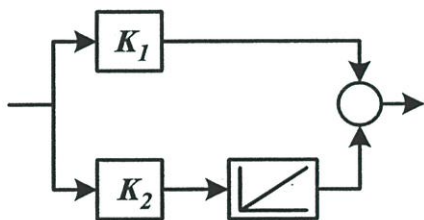
3.4.1.1 การควบคุมแบบพีไอทั่วไป (Conventional PI Control)

บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมแบบพีไอ (Proportional Integral, PI) แสดงดังภาพที่ 3.5 ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้ [17]

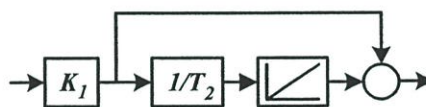
$$y(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} r(s) + \frac{G(s)}{1 + C(s)G(s)} d(s) \quad (3.1)$$



(ก)



(ข)



(ค)

ภาพที่ 3.5 (ก) บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมแบบป้อนกลับ

(ข) และ (ค) รูปแบบของโครงสร้างการควบคุมแบบพีไอ

จากสมการที่ (3.1) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของ

$$y(s) = T(s)r(s) + S(s)d(s)$$

เมื่อ $C(s)$ คือ ทรานสเฟอ์ ฟังก์ชันของตัวควบคุม (ภาพที่ 3.5 (ข) และ (ค))

$$C(s) = K_1 + \frac{K_2}{s} = K_1 \frac{1 + sT_2}{sT_2} \quad (3.2)$$

เมื่อ $T_2 = K_1/K_2$ โดยที่ $G(s)$ นั่นก็คือ ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของระบบ ส่วน $T(s)$ คือ ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของสัญญาณอ้างอิง $S(s)$ คือ ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของสัญญาณรบกวน K_1 คือ อัตราขยายเชิงสัดส่วน K_2 คือ อัตราขยายเชิงอินทิเกรต T_2 คือ เวลาของการอินทิเกรต r คือ สัญญาณอ้างอิง d คือ สัญญาณรบกวน y คือ สัญญาณเอาต์พุตและ s คือ ตัวแปรลาปลาซ ซึ่งสำหรับการติดตามสัญญาณอ้างอิงที่ดีจะได้ดังสมการ

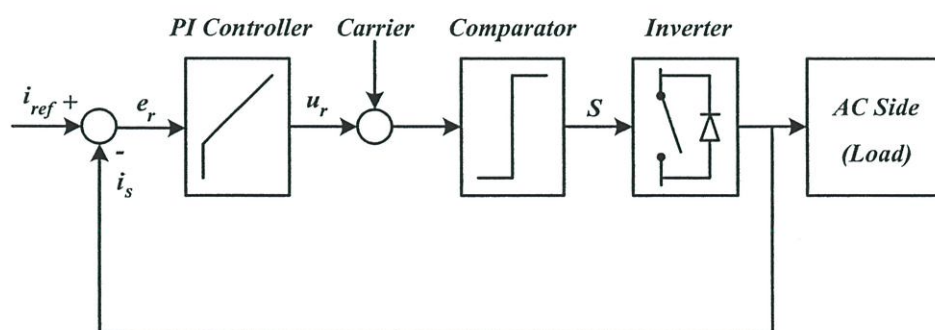
$$T(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} \approx 1 \quad (3.3)$$

สำหรับการกำจัดสัญญาณรบกวนจะได้

$$S(s) = \frac{1}{1 + C(s)G(s)} \approx 0 \quad (3.4)$$

เงื่อนไขข้างต้นสามารถใช้ได้กับย่านความถี่ต่ำ อย่างไรก็ตามในย่านความถี่สูงสมรรถนะจะลดถอยลง นอกจากนี้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอจะส่งผลกระทบต่อทั้งการติดตามสัญญาณอ้างอิงและความสามารถในการกำจัดสัญญาณรบกวน

3.4.2 การควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคงที่ (Triangular Carrier Control with Stationary PI)



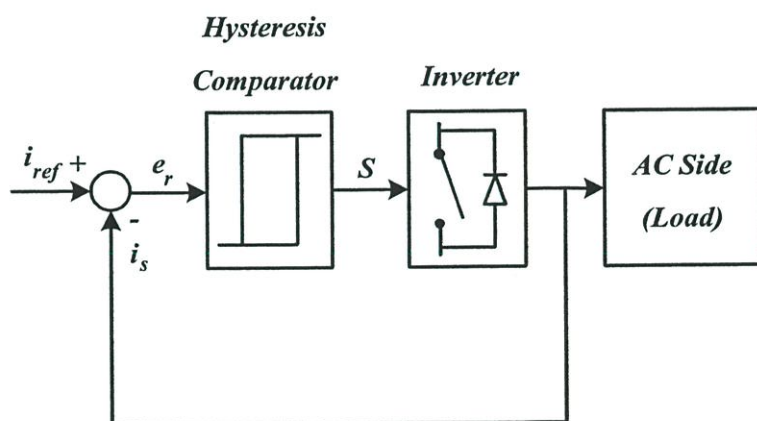
ภาพที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคงที่

การควบคุมแบบนี้เป็นการควบคุมแบบพีไอคงที่ (Stationary PI or Ramp Compensation) ซึ่งก็คือ ใช้ตัวชดเชย error แบบพีไอสร้างแรงดัน u_r โดยจะนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณพหุสามเหลี่ยมเพื่อสร้างสัญญาณสำหรับการควบคุมอินเวอร์เตอร์ สวิตช์ S ซึ่งเป็นการนำหลักการของพี ดับบลิว เอ็มแบบไซน์มาใช้ [15-17] แต่มีข้อแตกต่างคือ มีการป้อนกลับของกระแสเอาต์พุต โดยเป็นตัวกำหนดเวลาของการสวิตช์ สำหรับส่วนการอินทิเกรตของตัวชดเชยพีไอนั้นจะเป็นตัวลด error ที่ความถี่ต่ำๆ ขณะที่อัตราขยายเชิงสัดส่วนและการแทนที่ศูนย์นั้นจะมีผลต่อรีปเปิล ซึ่งความชันสูงสุดของแรงดัน u_r จะน้อยกว่าความชันของสัญญาณพหุสามเหลี่ยมเสมอ

3.5 การควบคุมกระแสแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Current Control)

ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมกระแสแบบไม่เป็นเชิงเส้นสามารถแบ่งออกได้เป็น การควบคุมแบบฮิสเตอรีซิส (Hysteresis Control) การควบคุมแบบเดลตามอดูเลชัน (Delta Modulation Control) และการควบคุมแบบออนไลน์ ออปติไมซ์ (On-line Optimized Control) [16] ซึ่งสำหรับในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงเฉพาะการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอรีซิสเท่านั้น

3.5.1 การควบคุมกระแสแบบฮิสเตอรีซิส (Hysteresis Current Control)



ภาพที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอรีซิส

การควบคุมกระแสแบบนี้เป็น การควบคุมที่อยู่บนพื้นฐานของลูปป้อนกลับที่ไม่เป็นเชิงเส้น และการเปรียบเทียบแบบฮิสเตอรีซิสดังภาพที่ 3.7 โดยสัญญาณสวิตช์ S จะเกิดขึ้นเมื่อสัญญาณ error e_r เกินขอบเขตฮิสเตอรีซิส การควบคุมกระแสแบบนี้มีทั้งแบบ 2 ระดับและ 3 ระดับ [1] (ซึ่งลักษณะการทำงานของการทำงานของการควบคุมจะมีการนำมากล่าวถึงอย่างละเอียดในบทที่ 4)

สำหรับความถี่สวิตชิงที่ได้จะมีลักษณะที่ไม่คงที่ แต่การควบคุมแบบนี้เป็นการควบคุมซึ่งเป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายเนื่องจากมีข้อได้เปรียบหลายประการดังต่อไปนี้ [2] คือ

1. ลักษณะการสวิตชิงของอินเวอร์เตอร์กำลังขึ้นอยู่กับกรอกแบบ
2. ทนต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดพารามิเตอร์ต่างๆ
3. สามารถตอบสนองต่อสภาวะทางสแตติกได้ดี
4. มีสมรรถนะทางไดนามิกที่ดีแต่ถูกจำกัดด้วยแรงดันดีซีลิงค์และความถี่สวิตชิง
4. เป็นการควบคุมที่ง่ายต่อการสร้างและนำไปใช้งาน

3.6 ฮาร์โมนิก

การใช้งานอุปกรณ์ประเภทเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์นั้นทำให้เกิดมลภาวะฮาร์โมนิก (Harmonic Pollution) ในระบบไฟฟ้า สิ่งสำคัญที่ทำให้เกิดฮาร์โมนิกขึ้นนั้นมาจากการใช้งานอุปกรณ์ประเภทสวิตชิง [18] (ไม่ว่าจะเป็นขนาดไหนก็ตาม ก็ทำให้เกิดฮาร์โมนิกทั้งสิ้น) ฮาร์โมนิกเกิดจากอุปกรณ์ประเภทไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear) ต่างๆที่ต่ออยู่ในระบบ เช่น คอนเวอร์เตอร์ แหล่งจ่ายไฟฟ้าและระบบแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง (Uninterruptible Power Supply, UPS) ความหมายของคอนเวอร์เตอร์นั้นหมายความรวมถึง วงจรเรียงกระแส อินเวอร์เตอร์ ไชโครคอนเวอร์เตอร์และเตาหลอมแบบอาร์ค สิ่งต่างๆเหล่านี้ล้วนเป็นแหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกทั้งสิ้น

ไฟฟ้ากระแสสลับที่เราใช้งานกันอยู่ทุกวันนี้ โดยทั่วไปจะมีรูปคลื่นของแรงดันและกระแสเป็นรูปไซน์ (Sinusoidal Wave) ดังแสดงในภาพที่ 3.8 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสในภาพที่ 3.8 นี้ เราสามารถเขียนเป็นสมการแสดงขนาดที่แปรเปลี่ยนตามเวลาได้ดังนี้

$$v(t) = V_m \sin(\omega t)$$

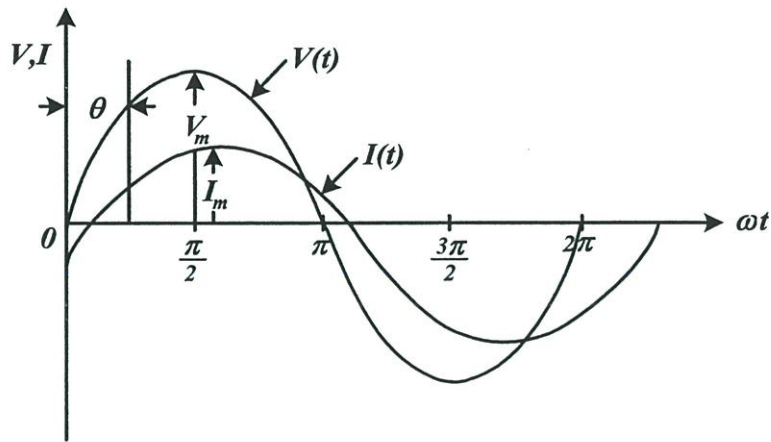
หรือ

$$v(t) = V_m \sin(2\pi ft) \quad (3.5)$$

$$i(t) = I_m \sin(\omega t - \theta)$$

หรือ

$$i(t) = I_m \sin(2\pi ft - \theta) \quad (3.6)$$



ภาพที่ 3.8 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสแบบรูปไซน์

เมื่อ $v(t)$ คือ ขนาดของแรงดันในเวลา t ใดๆ

V_m คือ ขนาดสูงสุดหรือค่ายอดของแรงดัน

$i(t)$ คือ ขนาดของกระแสที่เวลา t ใดๆ

I_m คือ ขนาดสูงสุดหรือค่ายอดของกระแส

f คือ ความถี่ของแรงดันและกระแส

θ คือ ขนาดของมุมที่กระแสตามหลังแรงดัน

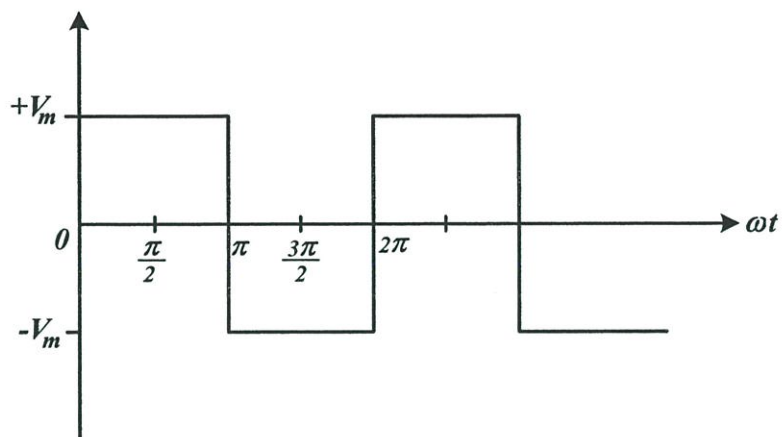
t คือ เวลา

สำหรับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ รูปคลื่นของแรงดันและกระแสไม่จำเป็นต้องเป็นรูปไซน์ [19] เช่น อาจเป็นรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยม (Square Wave) ดังแสดงในภาพที่ 3.9 ซึ่งรูปคลื่นของแรงดันในภาพที่ 3.9 นี้สามารถเขียนเป็นสมการแสดงขนาดที่แปรเปลี่ยนตามเวลาได้ดังนี้

$$v(t) = \frac{4}{\pi} V_m \left[\sin(\omega t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \frac{1}{7} \sin(7\omega t) + \frac{1}{9} \sin(9\omega t) + \dots \right]$$

หรือ
$$v(t) = \frac{4}{\pi} V_m \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(n\omega t) \quad (3.7)$$

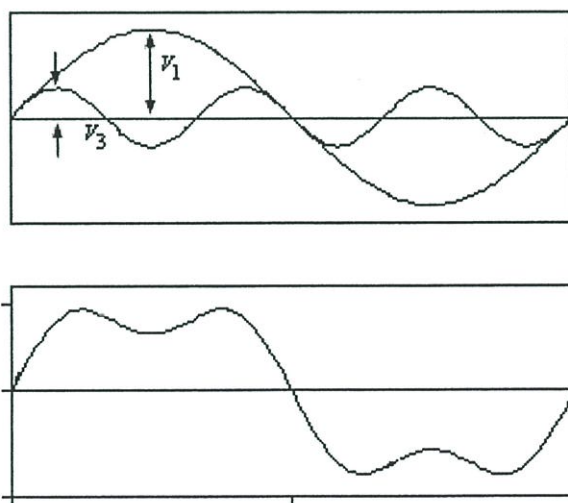
จากภาพที่ 3.9 และสมการที่ (3.7) นี้ จะพบว่าแรงดันที่มีรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมจะประกอบไปด้วยรูปคลื่นแบบไซน์ที่มีขนาดและความถี่ต่างๆจำนวนมากมาย และเพื่อแสดงให้เห็นว่ารูปคลื่นแบบไซน์ที่มีขนาดและความถี่ต่างกัน เมื่อนำมารวมกันจะเกิดเป็นรูปคลื่นแบบต่างๆได้



ภาพที่ 3.9 รูปคลื่นของแรงดันแบบสี่เหลี่ยม

ภาพที่ 3.10 เป็นรูปคลื่นแบบยอดแบนซึ่งเกิดจากรูปคลื่นแบบไซน์จำนวน 2 ชุด ที่มีความถี่ต่างกัน 3 เท่ารวมกันคือ

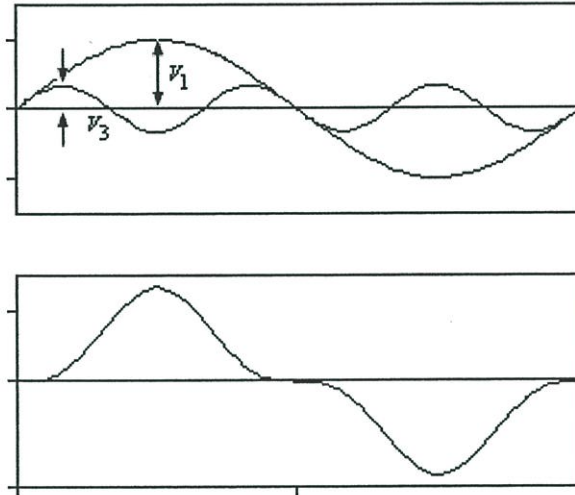
$$v(t) = V_1 \sin(\omega t) + V_3 \sin(3\omega t) \quad (3.8)$$



ภาพที่ 3.10 รูปคลื่นแบบยอดแบน

ส่วนภาพที่ 3.11 เป็นรูปคลื่นแบบยอดแหลมเกิดจากรูปคลื่นแบบไซน์จำนวน 2 ชุด ที่มีความถี่ต่างกัน 3 เท่าเหมือนภาพที่ 3.10 มารวมกัน แต่มีมุมเฟสต่างจากภาพที่ 3.10 คือ

$$v(t) = V_1 \sin(\omega t) - V_3 \sin(3\omega t) \quad (3.9)$$



ภาพที่ 3.11 รูปคลื่นแบบยอดแหลม

จากรูปคลื่นต่างๆที่กล่าวมาสามารถสรุปได้ว่าไม่ว่ารูปคลื่นเหล่านั้นจะมีรูปร่างอย่างไร เช่น แบบไซน์ แบบสี่เหลี่ยม แบบยอดแบนหรือแบบยอดแหลม ต่างเกิดจากรูปคลื่นแบบไซน์ที่มีขนาดและความถี่ต่างๆจำนวนมากมารวมกัน

รูปคลื่น $V_m \sin(\omega t)$ ในสมการที่ (3.5) หรือ $(4/\pi)V_m \sin(\omega t)$ ในสมการที่ (3.7) หรือ $V_1 \sin(\omega t)$ ในสมการที่ (3.8) และ (3.9) เป็นรูปคลื่นความถี่มูลฐาน (Fundamental Wave) ส่วนรูปคลื่นอื่นๆที่มีความถี่ต่างไปจากรูปคลื่นความถี่มูลฐานเป็นจำนวน n เท่า โดยที่ $n = 2, 3, 4, \dots$ เช่น $(4/\pi)V_m (1/3)\sin(3\omega t)$ ในสมการที่ (3.7) หรือ $V_3 \sin(3\omega t)$ ในสมการที่ (3.8) และ (3.9) ที่มีความถี่เป็น 3 เท่าของความถี่มูลฐานนั้นเป็นรูปคลื่นฮาร์มอนิก โดยมีลำดับฮาร์มอนิกเป็น 3 ดังนั้นฮาร์มอนิกคือ ขนาดของแรงดันหรือกระแสที่มีความถี่ต่างไปจากความถี่มูลฐาน ซึ่งเป็นส่วนประกอบของแรงดันหรือกระแสดังกล่าว สำหรับระบบไฟฟ้ากำลังของประเทศไทยความถี่มูลฐานคือ 50 Hz ความถี่ของแรงดันฮาร์มอนิกหรือกระแสฮาร์มอนิกคือ 100 Hz, 150 Hz, 200 Hz...

3.6.1 อนุกรมฟูรีเยร์

การที่จะอธิบายว่ารูปคลื่นมีฮาร์มอนิกอันดับที่เท่าใดปนอยู่บ้างและฮาร์มอนิกแต่ละอันดับนั้นมีปริมาณหรือขนาดมากน้อยแค่ไหน เราสามารถอธิบายได้โดยใช้อนุกรมฟูรีเยร์

$$v(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) + b_n \sin\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \right] \quad (3.10)$$

เมื่อ $v(t)$ คือ ฟังก์ชันของรูปคลื่นรายคาบใดๆ

a_0 คือ ค่าเฉลี่ยของ $v(t)$

n คือ เลขจำนวนเต็มบวกใดๆ (อันดับฮาร์มอนิก)

a_n คือ สัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูรีเยร์

b_n คือ สัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูรีเยร์

T คือ คาบเวลาของรูปคลื่น

เราอาจเขียนใหม่ได้เป็น

$$v(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [C_n \cos(n(2\pi f t - \phi_n))] \quad (3.11)$$

เมื่อ f คือ ความถี่

$$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

$$\phi_n = \tan^{-1}\left(\frac{b_n}{a_n}\right)$$

3.7 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (Percentage of Total Harmonic Distortion of Current, $THD_i(\%)$)

ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสหรือที่เรียกว่า $THD_i(\%)$ นั้นคือ ดัชนีซึ่งใช้ในการบ่งชี้ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นสัญญาณกระแสเอาต์พุตที่แตกต่างจากองค์ประกอบของกระแสที่มีความถี่มูลฐาน [9] ซึ่งองค์ประกอบความผิดเพี้ยนของกระแส i_{dis} หาได้จากสมการที่ (3.12)

$$i_{dis}(t) = i_s(t) - i_{s1}(t) = \sum_{h \neq 1} i_{sh}(t) \quad (3.12)$$

สำหรับในเทอมของค่า rms สามารถเขียนได้เป็น

$$I_{dis} = [I_s^2 - I_{s1}^2]^{1/2} = \left(\sum_{h \neq 1} I_{sh}^2 \right)^{1/2} \quad (3.13)$$

ดังนั้นค่า $THD_i(\%)$ ของกระแสสามารถกำหนดได้เป็น

$$\begin{aligned} THD_i(\%) &= 100 \times \frac{I_{dis}}{I_{s1}} \\ &= 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \\ &= 100 \times \sqrt{\sum_{h \neq 1} \left(\frac{I_{sh}}{I_{s1}} \right)^2} \end{aligned} \quad (3.14)$$

3.9 สรุป

บทนี้เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของการควบคุมกระแส วิธีการควบคุมกระแสแบบต่างๆ ที่ได้มีการวิจัยและพัฒนาขึ้น ซึ่งเทคนิคการควบคุมกระแสมีหลากหลายรูปแบบก็เพื่อให้เหมาะสมสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งานที่ต่างกัน เนื่องจากการควบคุมกระแสแต่ละแบบจะมีข้อดีและข้อเสียที่ต่างกัน เมื่อนำไปใช้งานที่ไม่เหมาะสมก็จะทำให้การทำงานไม่ดี โดยสามารถพิจารณาได้จากริบเบิลและฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้น ซึ่งสามารถที่จะดูได้จากค่า $THD_i(\%)$ นอกจากนี้เมื่อการทำงานไม่ดี ประสิทธิภาพก็จะลดลงอีกด้วย ในส่วนของงานวิจัยนี้นำเสนอการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์ซิส 3 ระดับ โดยได้นำไปเปรียบเทียบกับวิธีการควบคุมกระแสแบบสัญญาณ

พหุสามเหลี่ยมด้วยพีไอคงที่ (TC-PI) แบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคงที่ (HB) และแบบพีรีโอดิคคอล
แอมพลิง (PS) ซึ่งในบทความต่อไปจะเป็นการกล่าวถึงการวิเคราะห์และออกแบบเทคนิคการควบคุม
กระแสทั้ง 4 แบบ

บทที่ 4

การวิเคราะห์และออกแบบระบบควบคุมกระแส

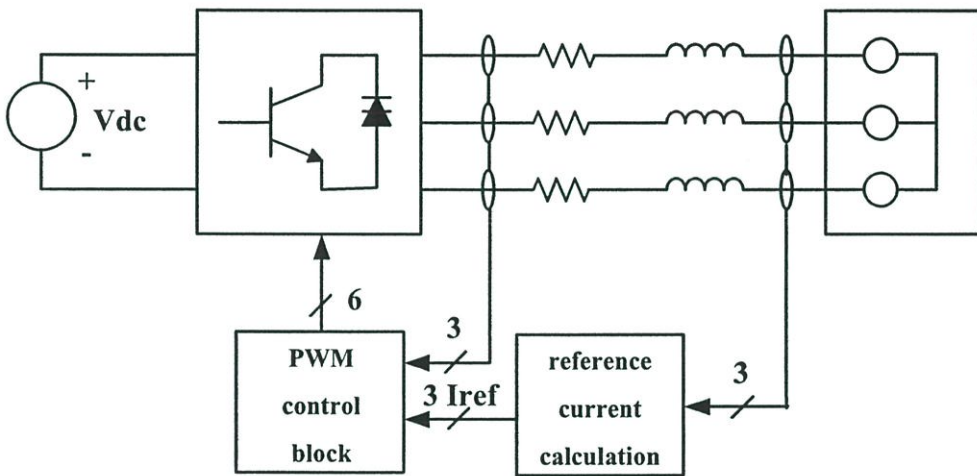
4.1 บทนำ

การควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซีต 3 ระดับที่นำเสนอนี้มีข้อดีกว่าเทคนิคการควบคุมกระแสแบบอื่นๆหลายประการคือ มีสมรรถนะที่ดีกว่าทั้งในสภาวะเชิงเส้นและโอเวอร์มอดูเลชัน สามารถตอบสนองต่อการเพิ่มของกระแสอ้างอิงอย่างฉับพลันได้ดีกว่า การรับภาระของอุปกรณ์สวิตช์ลดลงเนื่องจากสวิตช์จะรับภาระกระแสเพียงค่าแรงดันด้านบวกหรือด้านลบและที่คุณภาพของกระแสเอาต์พุตเท่ากันอัตราการสวิตช์ลดลงถึง 2 เท่า ดังนั้นเพื่อให้เกิดความเข้าใจเมื่อนำไปเปรียบเทียบกับวิธีการควบคุมกระแสแบบอื่นๆ ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงการวิเคราะห์และออกแบบการควบคุมกระแส 4 แบบได้แก่ การควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ การควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซีตคงที่ การควบคุมกระแสแบบพีรีดดิคัล แคมป์ลิง และการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซีต 3 ระดับที่นำเสนอ ซึ่งการออกแบบได้มีการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice เพื่อตรวจสอบการทำงานที่ถูกต้องของวงจรและมั่นใจว่าวงจรที่ออกแบบมีความถูกต้องสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้มีการวิเคราะห์ไว้

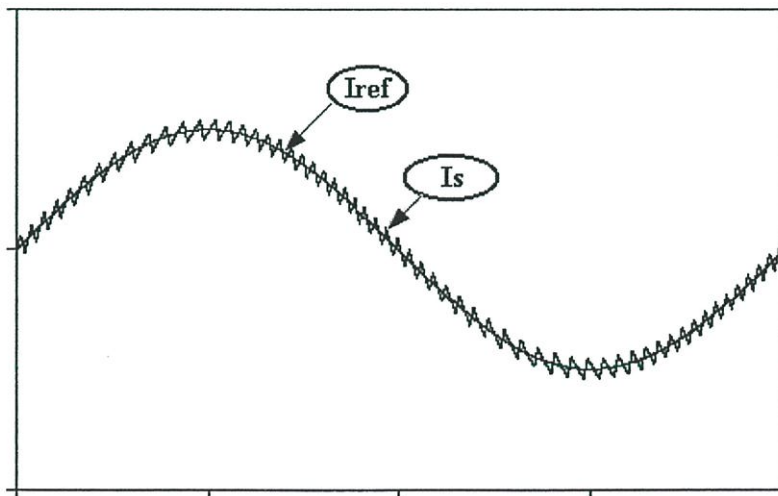
4.2 หลักการควบคุมกระแส

วิธีการควบคุมกระแสมีบทบาทอย่างมากในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง เป็นส่วนหนึ่งในการรักษาระดับกระแสในพี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ ซึ่งประยุกต์ใช้อย่างกว้างขวางในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำและเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ โดยที่จุดประสงค์คือ การให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณไซน์ [20] อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันที่มีการควบคุมกระแสมีประโยชน์อย่างมากในระบบที่ต้องควบคุมกระแสด้านเอาต์พุตและมีการตอบสนองทางไดนามิกสูง ถ้าอินเวอร์เตอร์มีความถี่สวิตช์สูง ทำให้กระแสที่เข้าสู่ระบบสามารถปรับตัวเองได้อย่างรวดเร็วทั้งขนาดและเฟส ในระบบการขับเคลื่อนแบบดีซีหรือระบบเซอร์โวมอเตอร์ การควบคุมคุณภาพผลตอบสนองทางไดนามิกและความราบเรียบของการลดความเร็วลงจนกระทั่งหยุดนิ่งมีส่วนสำคัญอย่างมากสำหรับสภาวะที่สูง คุณลักษณะเหล่านี้ล้วนแล้วแต่ขึ้นอยู่กับคุณภาพของการควบคุมกระแส ซึ่งคุณภาพของสัญญาณกระแสขึ้นอยู่กับ 3 ปัจจัยก็คือ 1.) ความถี่สวิตช์ของการมอดูเลตแบบพี ดับบลิว เอ็ม 2.) ชนิดของสัญญาณกระแสที่ถูกสร้าง 3.) วิธีการมอดูเลต ซึ่งวิธีการควบคุมกระแสแบบ CCVSI (Current Controlled Voltage Source Inverter) ก็เป็นอีกวิธีหนึ่งซึ่งเป็นที่นิยมดังแสดงในภาพที่ 4.1 วิธีการ CCVSI ง่ายต่อการควบคุมกำลังไฟฟ้าทั้ง 4 ควอดแรนต์ บาง

ลักษณะงานต้องการรูปสัญญาณกระแสไซน์ เช่น การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ การชดเชยตัวประกอบกำลังและวงจรเรียงกระแส 2 ทิศทาง บางลักษณะงานต้องการรูปสัญญาณกระแสสี่เหลี่ยมคางหมู เช่น มอเตอร์แม่เหล็กถาวรกระแสตรงแบบไร้แปรงถ่าน ยังมีวงจรกรองแอกทีฟแบบขนานที่ต้องการรูปสัญญาณกระแสแบบต่างๆเพื่อใช้ในการชดเชยกระแสฮาร์มอนิกในระบบภาระโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ภาพที่ 4.2 แสดงสัญญาณกระแสอ้างอิงกับกระแสจริงที่เกิดจากการควบคุมด้วยวิธีการ CCVSI เห็นได้ว่ากระแสจริงจะเกาะตามกระแสอ้างอิง นั่นคือ ระบบสามารถควบคุมกระแสเอาต์พุตได้ตามค่ากระแสอ้างอิง

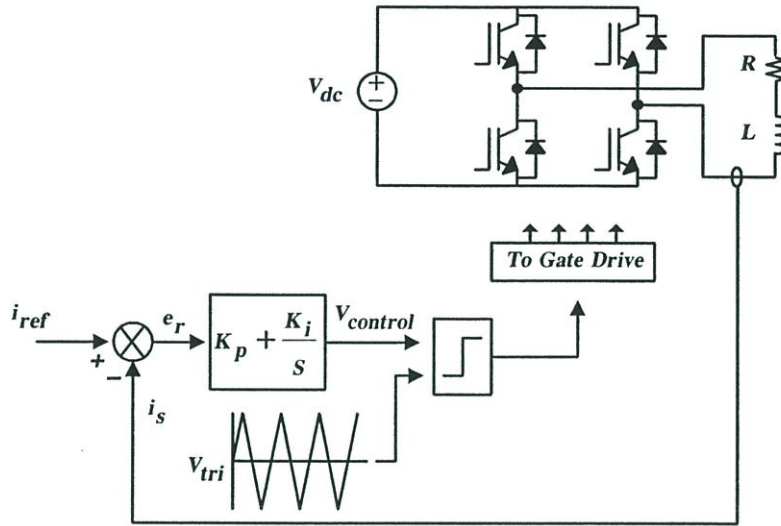


ภาพที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันควบคุมกระแส CCVSI



ภาพที่ 4.2 สัญญาณกระแสอ้างอิงและกระแสจริง

4.3 การควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคั้งที่ (Triangular Carrier with Proportional Integral Gain, TC-PI)



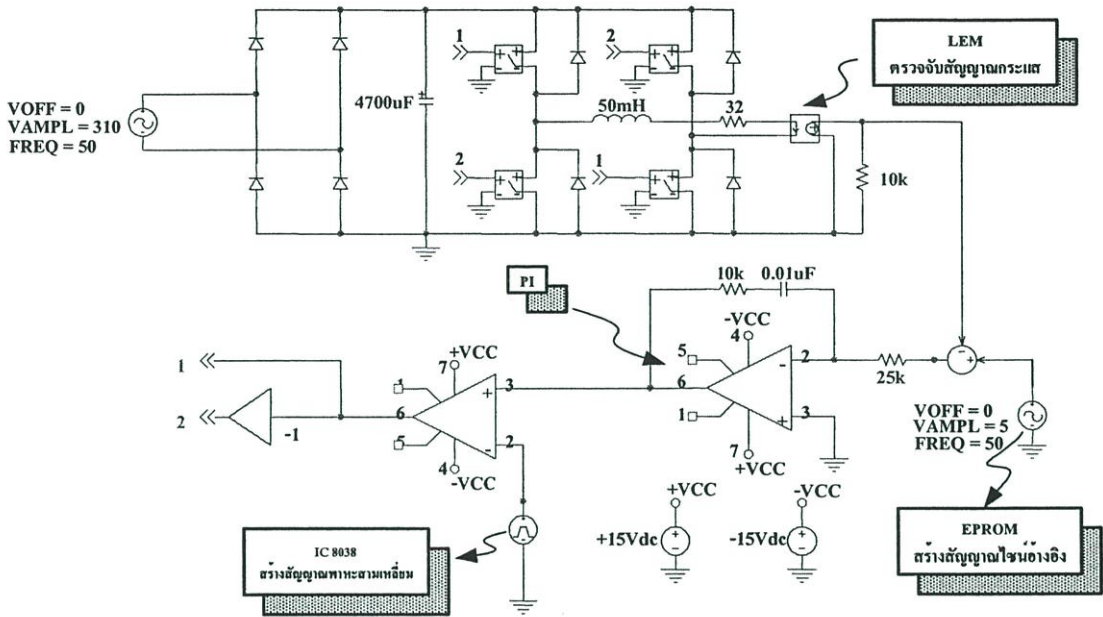
ภาพที่ 4.3 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมกระแสแบบ TC-PI

ภาพที่ 4.3 เป็นบล็อกไดอะแกรมการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคั้งที่ ซึ่งในการควบคุมลักษณะนี้จะเป็นการควบคุมแบบความถี่สวิตชิงคั้งที่ โดยความถี่สวิตชิงจะขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณพาหะสามเหลี่ยม จากบล็อกไดอะแกรมค่า error ระหว่างกระแสอ้างอิงกับกระแสจริงถูกนำมาขยายหรือป้อนผ่านวงจรคั้งค่าแบบอินทิกรัลเชิงสัดส่วน (Proportional Integral, PI) แล้วจึงนำเอาผลลัพธ์ที่ขยายนี้เป็น $V_{control}$ ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณพาหะสามเหลี่ยม V_{tri} ด้วยความถี่สวิตชิงที่คั้งที่ โดยค่า K_p และ K_i นั้นจะเป็นตัวกำหนดการตอบสนองของช่วงขณะและค่า error ที่สภาวะคั้งตัว ซึ่งค่า K_p และ K_i ที่เหมาะสม [1] สามารถหาได้จากสมการที่ (4.1) และ (4.2)

$$K_p = \frac{L \cdot \omega_s}{2 \cdot V_{dc}} \quad (4.1)$$

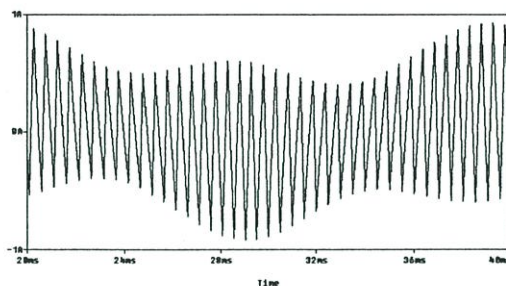
$$K_i = \omega_s \cdot K_p \quad (4.2)$$

เมื่อ ω_s คือ ความถี่สวิตชิง (rad/s)

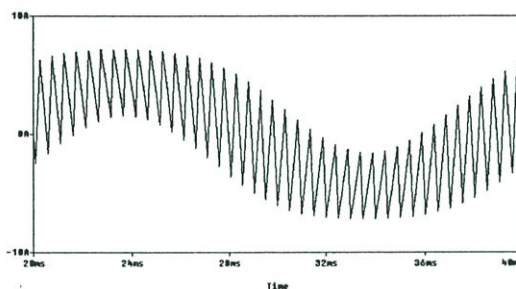


ภาพที่ 4.4 วงจรของการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพหุสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที (TC-PI)

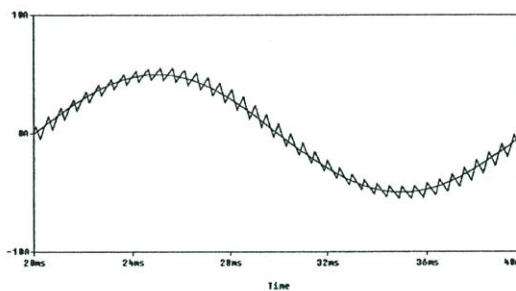
จากบล็อกไดอะแกรมการควบคุมนำมาแปลงเป็นวงจรควบคุมได้ดังภาพที่ 4.4 ซึ่งการทำงานนั้นเริ่มจากการสร้างสัญญาณกระแสไซน์อ้างอิงจากวงจร EPROM แล้วนำไปหักลบด้วยสัญญาณกระแสจริงที่ได้จากวงจรตรวจจ่ายกระแส LEM ได้สัญญาณ error จากนั้นผ่านวงจรคงค่าแบบอินทิกรัลเชิงสัดส่วนที่ออกแบบโดยใช้อปแอมป์ ซึ่งสัญญาณความถี่สวิตช์ที่มีการมอดูเลตแบบไซน์เป็นองค์ประกอบอยู่นั้น เมื่อผ่านวงจรอินทิกรัลเชิงสัดส่วนแล้วจะทำให้ได้รูปคลื่นสัญญาณมีค่าใกล้เคียง และเมื่อผ่านวงจรเปรียบเทียบกับสัญญาณพหุสามเหลี่ยมที่ได้จากไอซี 8038 นั้นก็จะทำให้มีลักษณะที่คล้ายกับการมอดูเลตแบบไซน์พี ดับบลิว เอ็ม (SPWM) นั่นเอง เพราะฉะนั้นสัญญาณพี ดับบลิว เอ็มที่ได้จึงมีความถี่สวิตช์ที่คงที่ไม่เหมือนกับเทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิสโดยทั่วไป แต่สัญญาณกระแสจริงและสัญญาณกระแสอ้างอิงจะล้าหลังกันเล็กน้อยเนื่องมาจากผลของตัวเก็บประจุนั่นเอง ภาพที่ 4.5 เป็นสัญญาณ error ที่ได้จากการลบกันระหว่างสัญญาณกระแสอ้างอิงและกระแสจริง เมื่อสัญญาณ error ผ่านวงจรอินทิกรัลเชิงสัดส่วนแล้วจะได้สัญญาณดังภาพที่ 4.6 เห็นได้ว่าสัญญาณที่ได้มีลักษณะคล้ายสัญญาณไซน์ นั่นคือ เมื่อนำสัญญาณนี้ไปทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณพหุสามเหลี่ยมก็จะทำให้ได้สัญญาณแรงดันพี ดับบลิว เอ็มที่มีความถี่สวิตช์คงที่ตามความถี่ของสัญญาณพหุ ภาพที่ 4.7 - 4.8 เป็นภาพสัญญาณกระแสจริงเทียบกับกระแสอ้างอิงและภาพสัญญาณพี ดับบลิว เอ็มที่ได้จากการมอดูเลตตามลำดับ



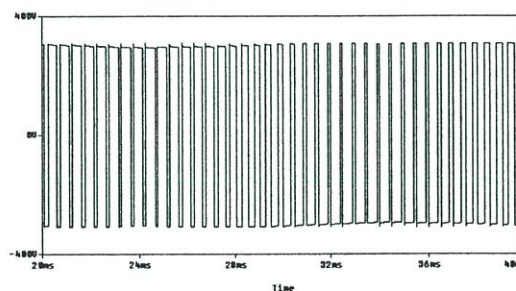
ภาพที่ 4.5 สัญญาณ error



ภาพที่ 4.6 สัญญาณ error เมื่อผ่านวงจรพีไอ



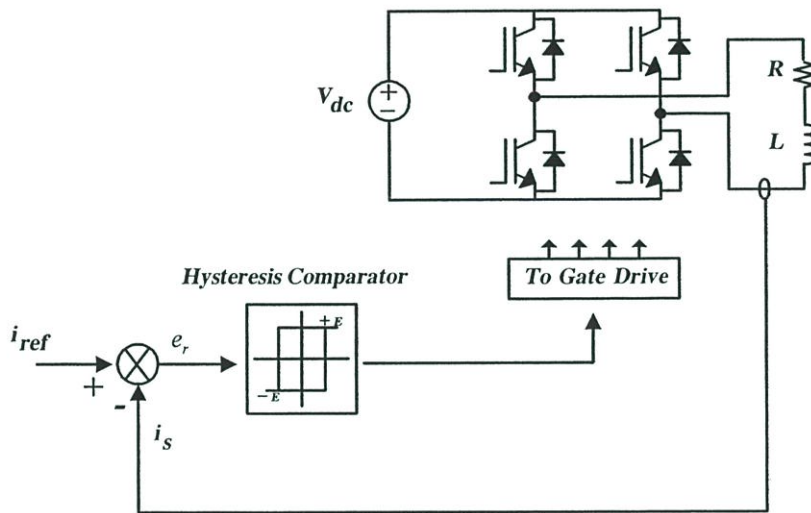
ภาพที่ 4.7 สัญญาณกระแสจริงและกระแสอ้างอิง



ภาพที่ 4.8 สัญญาณพี ดับบลิว เอ็มที่ได้จากการมอดูเลต

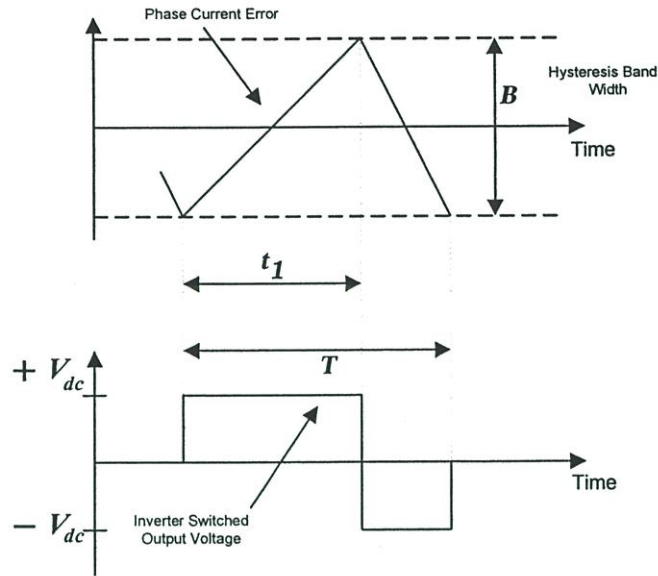
4.4 การควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสคงที่ (Fixed Hysteresis Band, HB)

การควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสคงที่ถือได้ว่าเป็นเทคนิคเริ่มแรกในระบบอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน [21] ที่มีการควบคุมกระแสมีจุดเด่นหลายอย่างคือ มีการออกแบบที่ง่าย วงจรควบคุมมีเพียงวงจรลบและวงจรเปรียบเทียบฮิสเตอร์รีซิสเท่านั้น (Hysteresis Comparator) นอกจากนี้ยังมีผลตอบสนองทางไดนามิกที่ดี โดยความถี่ของการสวิตช์จะขึ้นอยู่กับขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสและภาระโหลดทำให้รูปแบบของความถี่การสวิตช์มีค่าไม่คงที่



ภาพที่ 4.9 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมกระแสแบบ HB

การควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสคงที่ดังภาพที่ 4.9 สร้างโดยการเปรียบเทียบกระแส error ซึ่งกระแส error คือ ความแตกต่างของกระแสจริง (i_s) และกระแสอ้างอิง (i_{ref}) โดยนำไปเปรียบเทียบแบบฮิสเตอร์รีซิสที่มีขอบเขตคงที่ ซึ่งเมื่อกระแส error เกินขอบเขตบนแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะมีค่าเป็น $-V_{dc}$ และเมื่อกระแส error เกินขอบเขตล่างแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะมีค่าเป็น $+V_{dc}$ [5] ดังแสดงในภาพที่ 4.10



ภาพที่ 4.10 การควบคุมการมอดูเลตแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซีสคงที่

$$\frac{dI}{dt} = \frac{\Delta I}{\Delta t} = \frac{V_I - \varepsilon}{L} \longrightarrow \Delta t = \frac{\Delta I L}{V_I - \varepsilon} \quad (4.3)$$

เมื่อ ε คือ แรงดันป้อนกลับ (back emf)

โดยที่ $V_I = \pm V_{dc}$ ซึ่งขึ้นอยู่กับสถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ โดยจากภาพที่ 4.10 รอบการสวิตช์ที่สมบูรณ์คือ จาก $0 \longrightarrow t_1 \longrightarrow T$

สำหรับคาบ $0 \longrightarrow t_1$, $V_I = +V_{dc}$, $\Delta I = +B$ และ $\Delta t = t_1$ ดังนั้น

$$t_1 = \frac{+BL}{+V_{dc} - \varepsilon} \quad (4.4)$$

สำหรับคาบที่ $t_1 \longrightarrow T$, $V_I = -V_{dc}$, $\Delta I = -B$ และ $\Delta t = T - t_1$ ดังนั้น

$$T - t_1 = \frac{-BL}{-V_{dc} - \varepsilon} \quad (4.5)$$

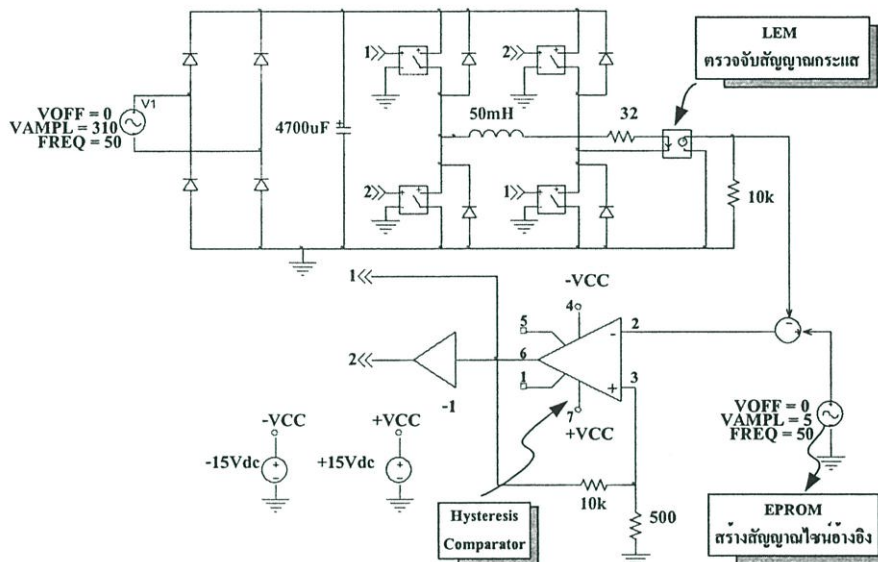
โดยความถี่สวิตช์ (f_s) หาได้โดยรวมสมการที่ (4.4) และ (4.5) จะได้

$$f_s = \frac{1}{T} = \frac{V_{dc}^2 - \varepsilon^2}{2BLV_{dc}} \quad (4.6)$$

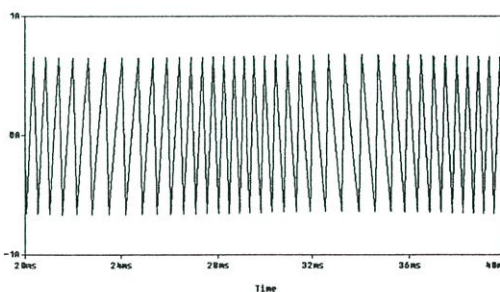
เมื่อ $\varepsilon = 0$ จะได้ความถี่สวิทชิงสูงสุด ($f_{s \max}$) ดังสมการ

$$f_{s \max} = \frac{V_{dc}}{2BL} \tag{4.7}$$

ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของความถี่สวิทชิงขึ้นอยู่กับค่า V_{dc} ค่า B และค่า L



ภาพที่ 4.11 วงจรของการควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคิงที่ (HB)



ภาพที่ 4.12 สัญญาณ error

จากบล็อกไดอะแกรมการควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคิงที่ (HB) มาแปลงเป็น วงจรควบคุมได้ดังภาพที่ 4.11 ซึ่งการทำงานเริ่มจากการสร้างสัญญาณกระแสไซน์อ้างอิงจากวงจร EPROM แล้วห้กลับด้วยสัญญาณกระแสจริงที่ได้จากวงจรตรวจจับกระแส LEM ได้สัญญาณ error นำสัญญาณที่ได้ผ่านวงจรขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคิงที่ โดยใช้อปแอมป์เป็นวงจรสร้างขอบเขต

ฮีสเตอร์รีซิสทำให้ได้สัญญาณควบคุมที่ดับบลิว เอ็มเพื่อส่งไปยังอุปกรณ์กำลังต่อไป ภาพที่ 4.12 เป็นสัญญาณ error ที่ได้จากการหักลบกันเห็นได้ว่าความถี่ของสัญญาณมีค่าไม่คงที่มีผลทำให้เกิดการกระจายของสเปคตรัมทำให้การออกแบบในเทคนิคนี้ยากต่อการออกแบบตัวกรอง

4.4.1 ขั้นตอนการทำงานของสวิตช์แบบ 2 ระดับ

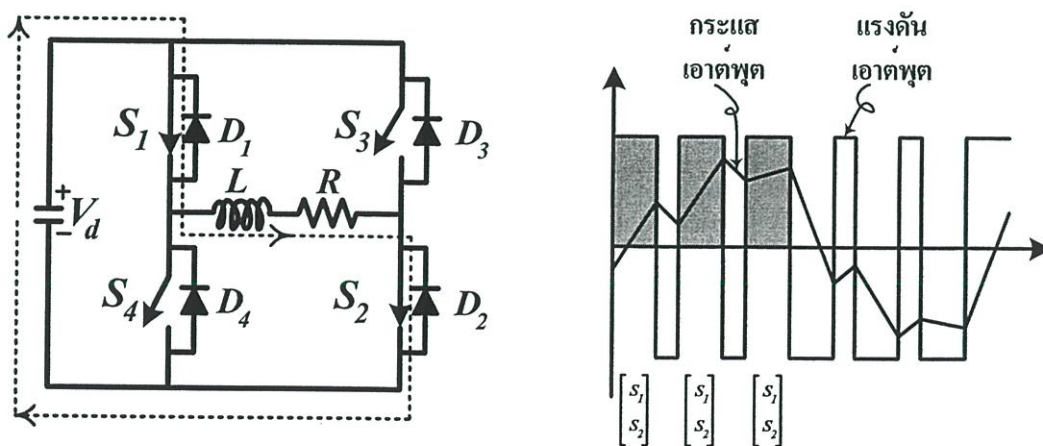
โหมดการทำงานของสวิตช์แบบ 2 ระดับสามารถแบ่งการทำงานได้เป็นโหมดทั้งหมด 4 โหมด ดังแสดงในภาพที่ 4.13 (ก-ง) การทำงานสามารถจำแนกเป็นรายละเอียดการทำงานได้ดังนี้

โหมดการทำงานที่ 1 (I+, V+) ภาพที่ 4.13 (ก) ในโหมดนี้สวิตช์ S_1, S_2 จะทำงานซึ่งทำให้แรงดันตกคร่อมโหลดมีค่าเป็นบวกและกระแสไหลในทิศทางเดียวกับแรงดันมีค่าเป็นบวก กระแสไหลจากแหล่งจ่ายดีซีผ่านสวิตช์ S_1, S_2

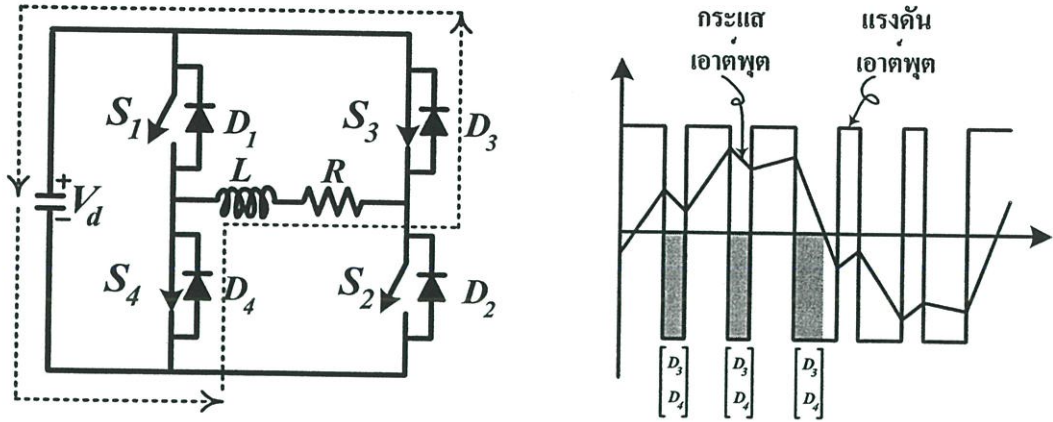
โหมดการทำงานที่ 2 (I+, V-) ภาพที่ 4.13 (ข) ในโหมดนี้สวิตช์ S_3, S_4 จะทำงานซึ่งทำให้แรงดันตกคร่อมโหลดมีค่าเป็นลบ พลังงานที่คงค้างอยู่ในโหลดตัวเหนี่ยวนำทำให้กระแสวิกจ่ายไหลในทิศทางเดิมไม่สามารถเปลี่ยนแปลงตามทิศทางของแรงดันอย่างทันทีทันใดได้ นั่นคือ มีค่าเป็นบวก โดยได้ไหลผ่านไดโอด D_3 และไดโอด D_4

โหมดการทำงานที่ 3 (I-, V-) ภาพที่ 4.13 (ค) ในโหมดนี้สวิตช์ S_3, S_4 จะทำงานซึ่งต่อเนื่องมาจากโหมดที่ 2 แรงดันตกคร่อมโหลดมีค่าเป็นลบ โดยกระแสสามารถตามทิศทางของแรงดันได้ นั่นคือ มีทิศทางกระแสไหลเป็นลบ โดยที่กระแสได้ไหลผ่านสวิตช์ S_3, S_4

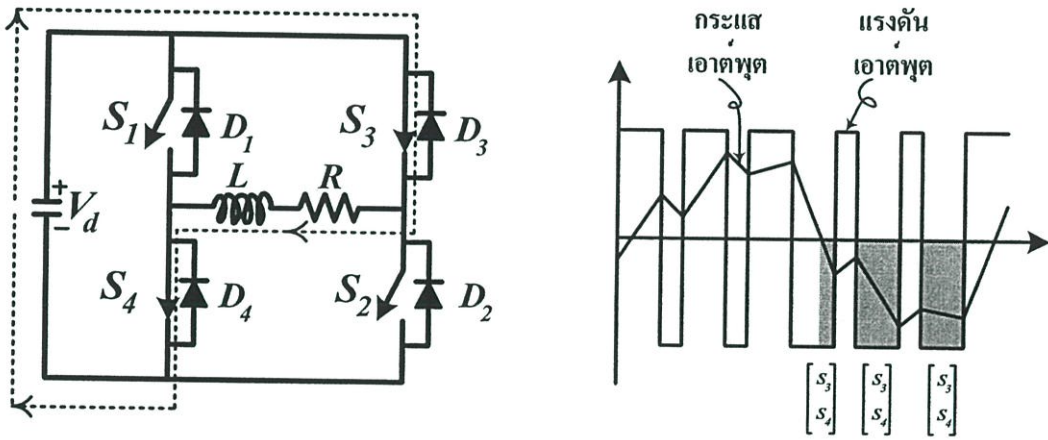
โหมดการทำงานที่ 4 (I-, V+) ภาพที่ 4.13 (ง) ในโหมดนี้สวิตช์ S_1, S_2 จะทำงานซึ่งทำให้แรงดันตกคร่อมโหลดมีค่าเป็นบวก พลังงานที่คงค้างอยู่ในโหลดตัวเหนี่ยวนำทำให้กระแสวิกจ่ายไหลในทิศทางเดิมไม่สามารถเปลี่ยนแปลงตามทิศทางของแรงดันอย่างทันทีทันใดได้ นั่นคือ มีค่าเป็นลบโดยได้ไหลผ่านไดโอด D_1 และไดโอด D_2



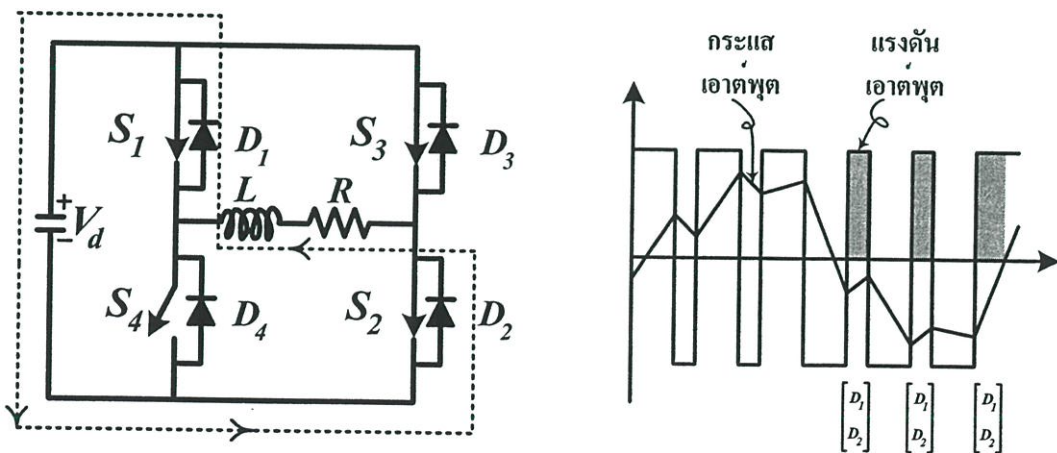
(ก) โหมดการทำงานที่ 1 กระแสบวก แรงดันบวก (I+, V+)



(ข) โหมดการทำงานที่ 2 กระแสบวก แรงดันลบ ($I+$, $V-$)



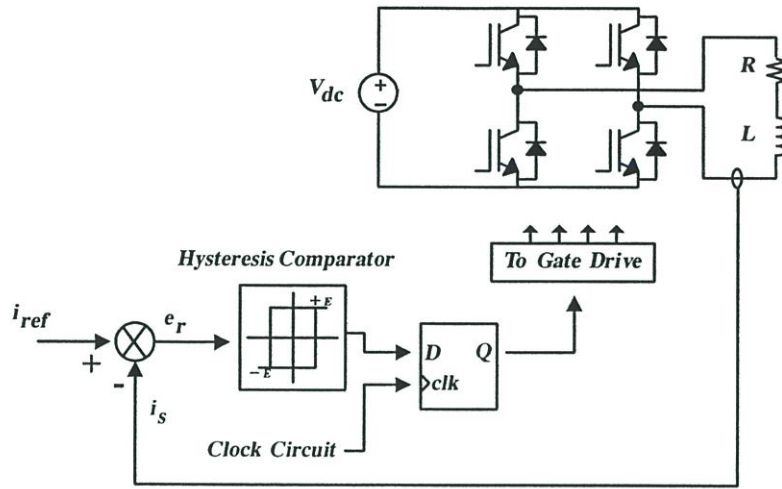
(ค) โหมดการทำงานที่ 3 กระแสลบ แรงดันลบ ($I-$, $V-$)



(ง) โหมดการทำงานที่ 4 กระแสลบ แรงดันบวก ($I-$, $V+$)

ภาพที่ 4.13 (ก-ง) โหมดการทำงานของสวิตช์แบบ 2 ระดับ

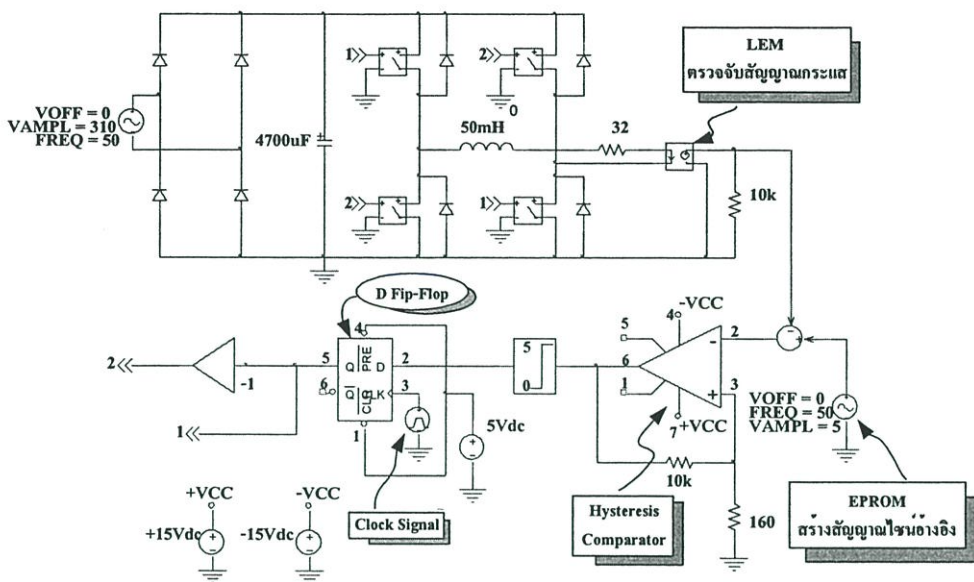
4.5 การควบคุมกระแสแบบพีริโอดิคคอล แซมปลิง (Periodical Sampling, PS)



ภาพที่ 4.14 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมกระแสแบบ PS

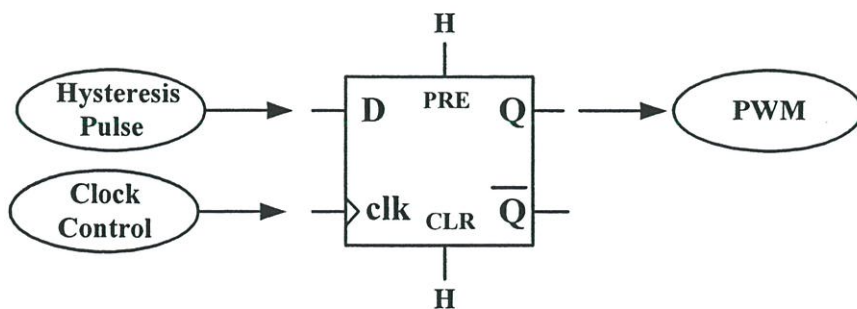
สำหรับการควบคุมกระแสแบบพีริโอดิคคอล แซมปลิงตามภาพที่ 4.14 นั้นมีหลักการพื้นฐานคล้ายกับการควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคองที่ เพียงแต่เพิ่มการนำตัวเปรียบเทียบแบบฮีสเตอร์รีซิสนั้นมาต่อกับ D Flip-Flop เพื่อทำการกำหนดคาบเวลา ข้อดีของวิธีนี้คือ เวลาต่ำสุดระหว่างการเปลี่ยนสวิตช์จะถูกจำกัดที่คาบการแซมปลิงของสัญญาณนาฬิกา ซึ่งกระแสจริงจะถูกบังคับให้ติดตามกระแสอ้างอิงโดยมีขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสเป็นตัวบังคับ เมื่อความถี่สัญญาณนาฬิกานั้นมีค่าสูงความถี่สวิตช์สูงสุดของอินเวอร์เตอร์จะมีค่าต่ำ แต่เมื่อความถี่สัญญาณนาฬิกา ลดลงความถี่สวิตช์ก็จะสูงขึ้น ทำให้กระแสสามารถถูกจำกัดขอบเขตได้มากขึ้นตามการบังคับของขอบเขตฮีสเตอร์รีซิส ในทางกลับกันถ้าสัญญาณนาฬิกาไม่ได้ถูกนำมาใช้กระแสเอาต์พุตจะถูกจำกัดขอบเขตตามการบังคับของขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสแต่จะมีผลทำให้ความถี่สวิตช์สูงมาก ดังนั้นในการคำนวณหาความถี่สวิตช์สูงสุดเมื่อมีสัญญาณนาฬิกา [2] คือ

$$f_{s \max} = \left(\frac{10^{-3}}{\text{clock period}} \right) \text{kHz} \quad (4.8)$$



ภาพที่ 4.15 วงจรของการควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิคคอลล แคมป์ลิง (PS)

จากบล็อกไดอะแกรมการควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิคคอลล แคมป์ลิง (PS) นำมาแปลงเป็นวงจรควบคุมได้ดังภาพที่ 4.15 ซึ่งการทำงานเริ่มจากการสร้างสัญญาณกระแสไซน์อ้างอิงจากวงจร EPROM แล้วห้กลับด้วยสัญญาณกระแสจริงที่ได้จากวงจรตรวจจับสนกระแส LEM ได้สัญญาณ error จากนั้นนำสัญญาณ error ไปเข้า D flip-flop ดังภาพที่ 4.16 เพื่อคอยตัดสัญญาณความถี่สูงออกไป เนื่องมาจากถ้าสังเกตจากตารางความจริง 4.1 [22] เห็นได้ว่าถ้าให้ขา clr และ pre เป็น 1 แล้วสัญญาณเอาต์พุต (Q) จะแปรผันตามอินพุต (D) เมื่อมีสัญญาณเข้ามาที่ขา clk เพราะฉะนั้นเห็นได้ว่าขา clk เป็นตัวกำหนดความถี่สูงสุดในการสร้างสัญญาณพี ดับบลิว เอ็มเพราะถ้ามีสัญญาณอินพุตที่เกิดจากวงจรฮีสเตอร์ซิสเข้ามาแล้วมีความถี่มากกว่าสัญญาณ clk จะทำให้ไม่สามารถผ่านวงจร D flip-flop ไปได้เนื่องจากยังไม่มีสัญญาณ clk เข้ามาเพื่อยอมให้เอาต์พุตออกป้อนนั่นเอง



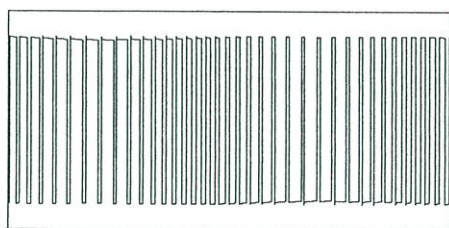
ภาพที่ 4.16 การต่อวงจร D Flip-Flop เพื่อใช้ในวงจร PS

ตารางที่ 4.1 ตารางความจริง (Truth Table) ของ D Flip-Flop

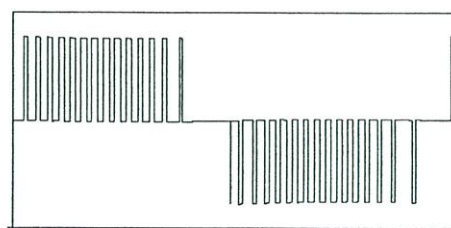
PRE	CLR	CLK	D	Q	\bar{Q}
L	H	X	X	H	L
H	L	X	X	L	H
L	L	X	X	H	H
H	H	↑	H	H	L
H	H	↑	L	L	H
H	H	L	X	Q_0	\bar{Q}_0

4.6 การควบคุมกระแสแบบฮีสเทอรีซิส 3 ระดับ (Three Level Hysteresis, TH)

สำหรับเทคนิคฮีสเทอรีซิสแบบ 3 ระดับ (TH) เป็นเทคนิคการควบคุมกระแสที่ถูกพัฒนาขึ้นมาเพื่อให้เทคนิคการควบคุมกระแสมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น กล่าวคือ การควบคุมแบบนี้ได้สร้างสัญญาณแรงดันพี ดับบลิว เอ็มเป็นลักษณะ 3 ระดับคือ $+V_{dc}$, 0 , $-V_{dc}$ รูปคลื่นสัญญาณแรงดันจะแปรตามสัญญาณมูลฐานอย่างแท้จริงคือ เมื่อสัญญาณแรงดันพี ดับบลิว เอ็มเป็น $+V_{dc}$ แรงดันมูลฐานก็เป็นบวกเช่นเดียวกัน ซึ่งต่างกับ 3 เทคนิคแรกที่เป็นสัญญาณพี ดับบลิว เอ็มแบบ 2 ระดับคือ เมื่อแรงดันมูลฐานเป็นบวกสัญญาณแรงดันพี ดับบลิว เอ็มมีทั้งค่า $+V_{dc}$ และค่า $-V_{dc}$ แต่ค่าเฉลี่ยแรงดันทางด้าน $+V_{dc}$ มีค่ามากกว่าจึงทำให้แรงดันมูลฐานมีค่าบวกนั่นเองดังแสดงในภาพที่ 4.17 จึงเป็นเหตุผลให้การควบคุมกระแสแบบฮีสเทอรีซิสแบบ 3 ระดับ (TH) มีประสิทธิภาพโดยรวมที่ดีกว่าเทคนิคการควบคุมกระแสแบบอื่น รวมไปถึงค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส ($THD_i(\%)$) ก็มีค่าน้อยด้วยเช่นกัน



(ก) สัญญาณพี ดับบลิว เอ็มแบบ 2 ระดับ

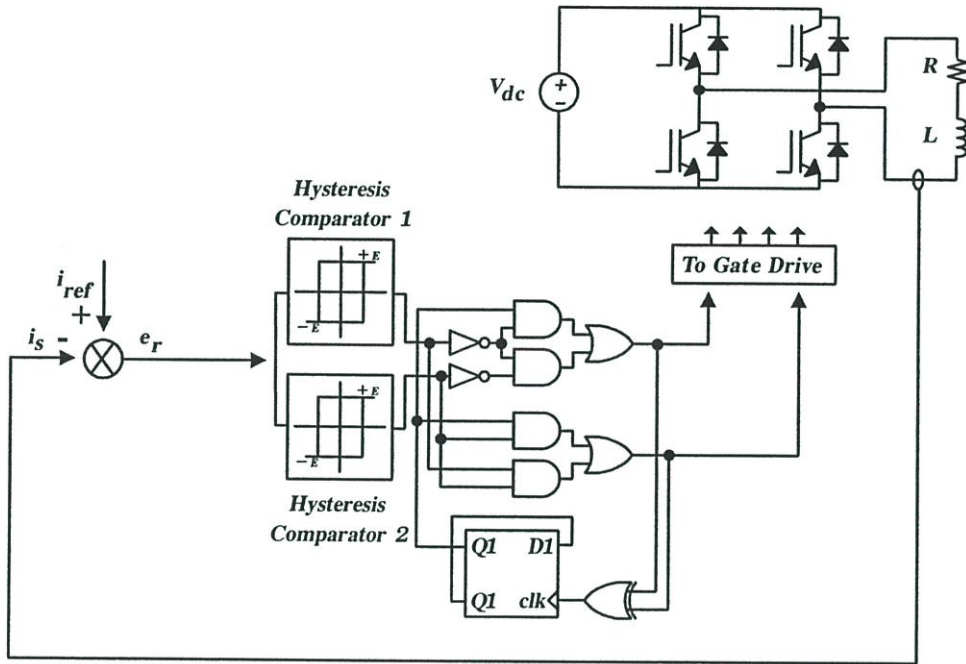


(ข) สัญญาณพี ดับบลิว เอ็มแบบ 3 ระดับ

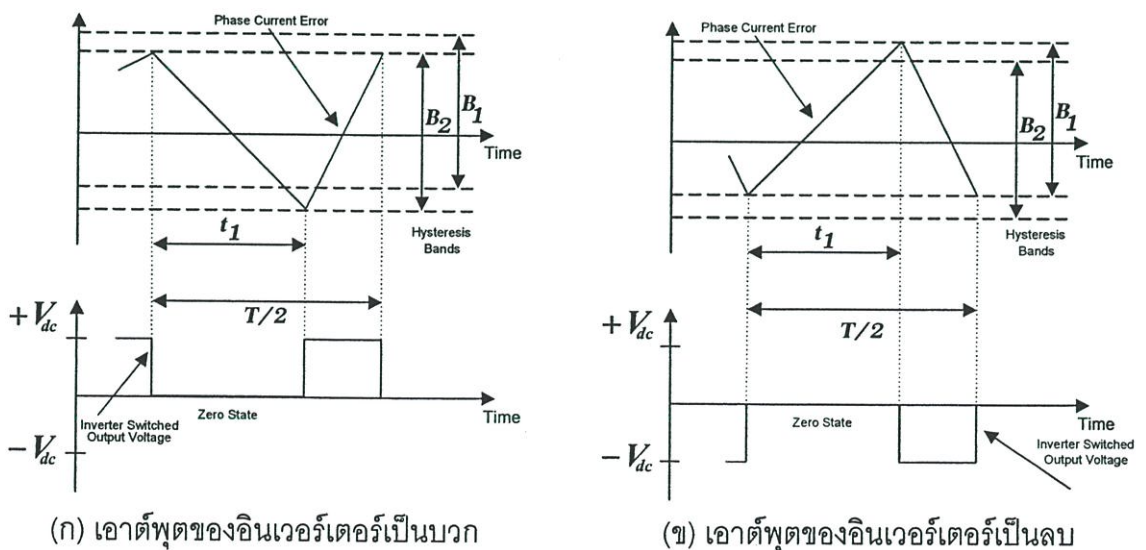
ภาพที่ 4.17 เปรียบสัญญาณแรงดันระหว่างสัญญาณพี ดับบลิว เอ็มแบบ 2 ระดับกับแบบ 3 ระดับ

4.6.1 พื้นฐานหลักการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับ

การควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับจะใช้ตัวเปรียบเทียบแบบฮีสเตอร์รีซิส 2 ตัวดังแสดงในภาพที่ 4.18 ซึ่งจากภาพที่ 4.19 จะเห็นได้ว่าเมื่อกระแส error ถึงขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสนอกแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะมีค่าเป็น $+V_{dc}$ หรือ $-V_{dc}$ แต่เมื่อไรก็ตามที่กระแส error ผ่านขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสใน แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะมีค่าเป็นศูนย์ [5]



ภาพที่ 4.18 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมกระแสแบบ TH



ภาพที่ 4.19 การควบคุมการมอดูเลตแบบ 3 ระดับ

สำหรับคาบ $0 \rightarrow t_1$, $V_I = 0$, $\Delta I = -B$, $\Delta t = t_1$ ดังนั้น

$$t_1 = \frac{-BL}{-\varepsilon} \quad (4.9)$$

สำหรับคาบ $t_1 \rightarrow T/2$, $V_I = +2V_{dc}$, $\Delta I = +B$, $\Delta t = T/2 - t_1$ ดังนั้น

$$T/2 - t_1 = \frac{+BL}{+V_{dc} - \varepsilon} \quad (4.10)$$

ความถี่สวิตชิง (f_s) หาได้โดยรวมสมการที่ (4.9) และ (4.10) จะได้

$$f_s = \frac{\varepsilon(V_{dc} - \varepsilon)}{2BLV_{dc}} \quad (4.11)$$

เมื่อ $\varepsilon = V_{dc}/2$ จะได้ความถี่สวิตชิงสูงสุด ($f_{s \max}$) ดังสมการ

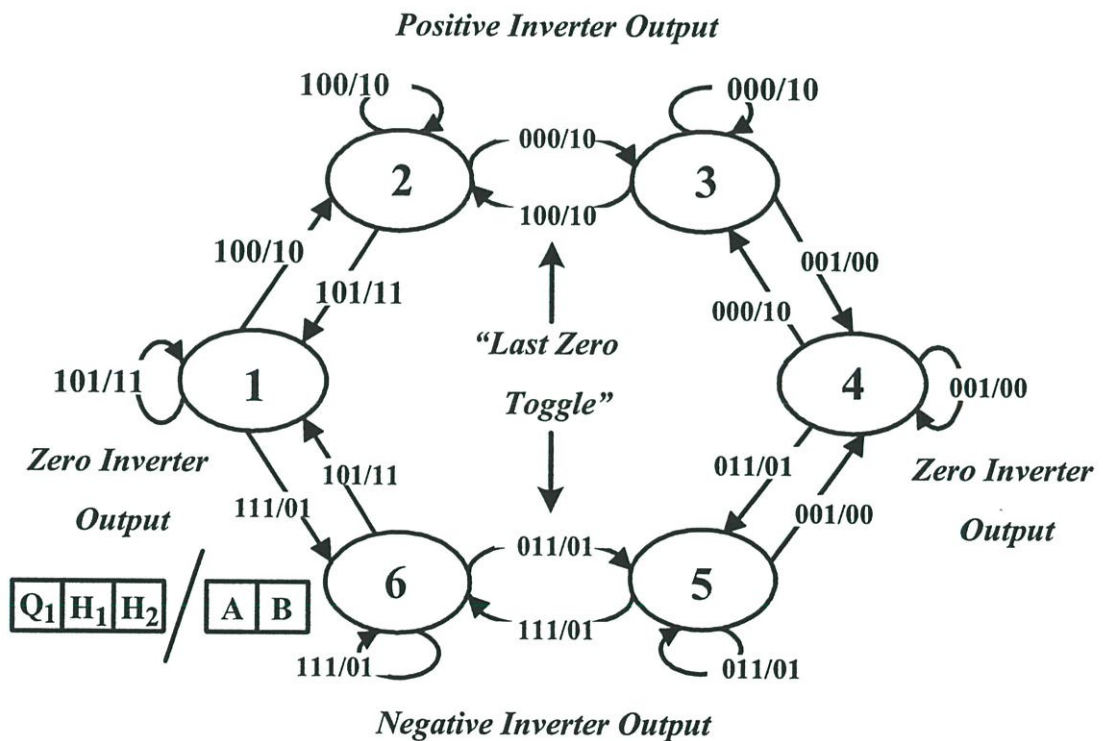
$$f_{s \max} = \frac{V_{dc}}{8BL} \quad (4.12)$$

เมื่อเปรียบเทียบสมการที่ (4.11) และ (4.12) จะเห็นได้ว่าความถี่สวิตชิงสูงสุดจะลดลง 4 เท่า เมื่อทำการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์ซิส 3 ระดับ ซึ่งช่วงของกลุ่มฮาร์มอนิก (Harmonic Bandwidth) จะลดลงไปมากเมื่อเทียบกับการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์ซิส 2 ระดับ (ที่ความถี่สวิตชิงเดียวกัน) ดังนั้นคุณลักษณะของฮาร์มอนิก สเปคตร้าจึงดีขึ้น

4.6.2 การสร้างวงจรฮีสเตอร์ซิส 3 ระดับ

มัวร์ลอจิก (Moore Logic) [22] ถือว่าเป็นซีควนเชียลสเตตแมตชีน (Sequential State Machine) ขึ้นพื้นฐานในการนำไปสร้างวงจรควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์ซิส 3 ระดับ (TH) ดังภาพที่ 4.20 สเตตแมตชีนมี 3 อินพุตนั่นคือ Q_1 ซึ่งคือ สถานะศูนย์ล่าสุด H_1 คือ สถานะเอาต์พุตของตัวเปรียบเทียบฮีสเตอร์ซิสตัวที่ 1 H_2 คือ สถานะเอาต์พุตของตัวเปรียบเทียบฮีสเตอร์ซิสตัวที่ 2 เมื่อ A และ B คือ เฟสของแต่ละกิ่งของอินเวอร์เตอร์ มี 6 เงื่อนไขที่สามารถเป็นไปได้คือ 2 สเตตศูนย์ (1 และ 4 เอาต์พุตมีค่า 11 และ 00 ตามลำดับ) มี 2 สเตตที่ทำให้อินเวอร์เตอร์สร้างเอาต์พุตบวกคือ (2 และ 3 เอาต์พุตมีค่า 10) มี 2 สเตตที่ทำให้อินเวอร์เตอร์สร้างเอาต์พุตลบคือ (5 และ 6

เอาต์พุตมีค่า 01) ทิศทางของลูกศรคือ ทิศทางการเปลี่ยนแปลงระหว่างสเตต คู่ของสเตตที่มีเอาต์พุตเหมือนกันแต่ต่างกันโดยหน่วยความจำอินพุตป้อนกลับ Q_1 ซึ่งเปรียบเสมือนสเตตเอาต์พุตนั้นได้ถูกป้อนกลับเข้ามา การใช้สเตตแมตชีนจะทำให้ระบบมีเสถียรภาพ และทำให้สมรรถนะของระบบโดยรวมมีการตอบสนองที่ดีเยี่ยมของการควบคุมฮีสเตอรีซิส การทำงานขั้นพื้นฐานของกระบวนการควบคุมคือ จากสเตต 1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4 \rightarrow 3 \rightarrow 2 \rightarrow 1 สำหรับเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าเป็นบวก และสเตต 1 \rightarrow 6 \rightarrow 5 \rightarrow 4 \rightarrow 5 \rightarrow 6 \rightarrow 1 สำหรับเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าเป็นลบ ค่าสัญญาณ error ผ่าน 2 ขอบเขตฮีสเตอรีซิส การเปลี่ยนขั้วของอินเวอร์เตอร์เอาต์พุตสามารถเกิดขึ้นเมื่อขบวนการได้ผ่านขั้นตอนของสถานะอินเวอร์เตอร์ที่เป็นศูนย์



ภาพที่ 4.20 สเตตไดอะแกรมสำหรับการควบคุมกระแสฮีสเตอรีซิส 3 ระดับ

ตารางที่ 4.2 ตารางความจริง (Truth Table) ของสเตตไดอะแกรม

อินพุต			เอาต์พุต	
Q	H ₁	H ₂	A	B
0	0	0	1	0
0	0	1	0	0
0	1	0	x	x
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	1	1
1	1	0	x	x
1	1	1	0	1

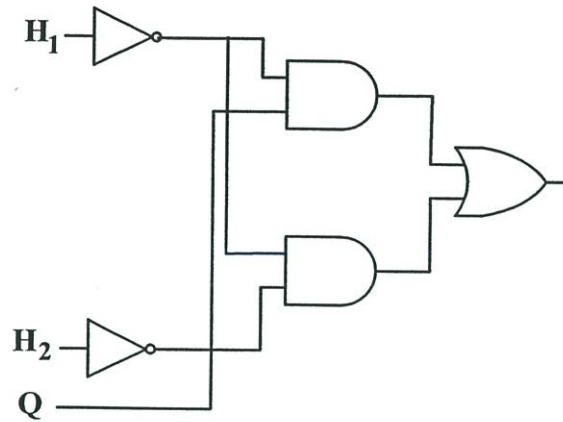
ตารางที่ 4.3 Karnaugh Map ของเอาต์พุต A

		H ₁ H ₂			
		00	01	11	10
Q	0	1	0	0	X
	1	1	1	0	X

เมื่อทำการลดรูปฟังก์ชันของเอาต์พุต A จะได้ฟังก์ชันดังนี้

$$F_A(Q, H_1, H_2) = \overline{H_1} \overline{H_2} + Q \overline{H_1} \quad (4.13)$$

แปลงเป็นวงจรถลอจิกได้ดังนี้



ภาพที่ 4.21 วงจรลอจิกที่ได้จาก Karnaugh Map ของเอาต์พุต A

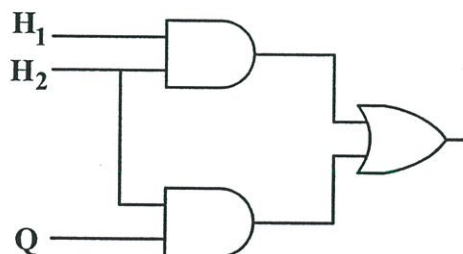
ตารางที่ 4.4 Karnaugh Map ของเอาต์พุต B

		H ₁ H ₂			
		00	01	11	10
Q	0	0	0	1	X
	1	0	1	1	X

เมื่อทำการลดรูปฟังก์ชันของเอาต์พุต A จะได้ฟังก์ชันดังนี้

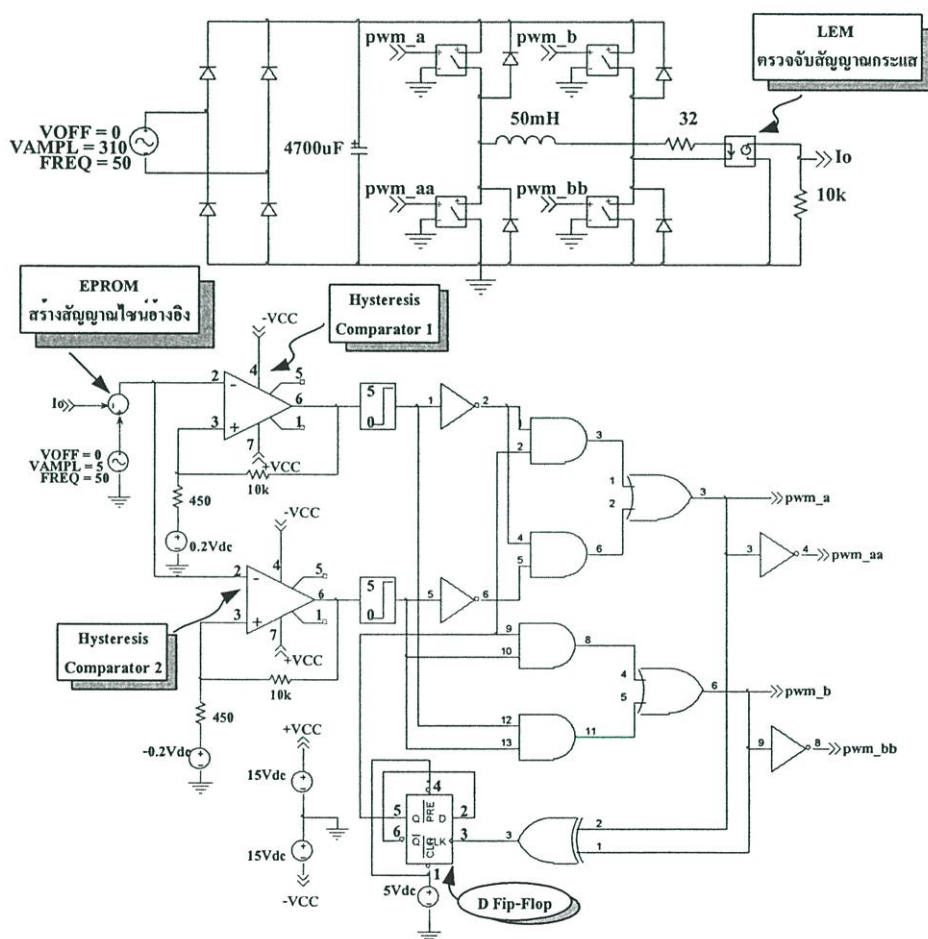
$$F_B(Q, H_1, H_2) = H_1 H_2 + Q H_2 \quad (4.14)$$

แปลงเป็นวงจรถลอจิกได้ดังนี้



ภาพที่ 4.22 วงจรลอจิกที่ได้จาก Karnaugh Map ของเอาต์พุต B

จากสแตตไดอะแกรมภาพที่ 4.20 สามารถสรุปความเป็นไปได้ทั้งหมดดังตารางความจริง (Truth Table) ที่ 4.2 โดยแบ่งเป็นภาคอินพุตของระบบคือ ประกอบด้วย Q , H_1 , H_2 และภาคเอาต์พุตคือ A, B และจากตารางความจริงสามารถอาศัยตาราง Karnaugh Map (K-map) ในการลดรูปฟังก์ชันเพราะถ้าหากเราใช้การเปลี่ยนเป็นแบบ Boolean จะทำให้สร้างความลำบากในการลดค่าฟังก์ชันเป็นวงจรมาก การลดรูปฟังก์ชันโดยใช้ ตาราง Karnaugh Map (K-map) ยังสามารถอำนวยความสะดวกในการพิจารณาเรื่องสแตตได้อีกด้วย จาก ตาราง Karnaugh Map ที่ 4.3 และ 4.4 สามารถสร้างเป็นวงจรลอจิกของเอาต์พุต A และวงจรลอจิกของเอาต์พุต B ได้ตามลำดับ



ภาพที่ 4.23 การควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับ (TH)

วงจรลอจิกที่ได้จากสแตตเมตชีนของการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับ (TH) เมื่อนำมาแปลงเป็นวงจรควบคุมจะได้นดังภาพที่ 4.23 ซึ่งการทำงานเริ่มจากการสร้างสัญญาณกระแสไซน์อ้างอิงจากวงจร EPROM แล้วนำมาหักลบด้วยสัญญาณกระแสจริงที่ได้จากวงจรตรวจจับ

กระแส LEM ได้สัญญาณ error จากนั้นนำสัญญาณ error เข้าวงจรฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับโดยขอบเขตของแบนด์จะมีช่วงบวกและลบ เมื่อทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณ error ทำให้ได้รูปคลื่นสัญญาณแรงดันพี ดับบลิว เอ็มเป็นสี่กบวกลบและสี่กลบผ่านวงจรลอจิกที่มีการออกแบบจากสแตตแมตซีนให้สัญญาณแรงดันที่ออกมาเป็นสัญญาณพี ดับบลิว เอ็มแบบ 3 ระดับ

4.6.3 ขั้นตอนการทำงานของสวิตช์แบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับ

โหมดการทำงานของสวิตช์แบบ 3 ระดับสามารถแบ่งการทำงานได้เป็นโหมดทั้งหมด 8 โหมด ดังแสดงในภาพที่ 4.24 (ก-ข) การทำงานสามารถจำแนกเป็นรายละเอียดการทำงานได้ดังนี้

โหมดการทำงานที่ 1 (I+, V+) ภาพที่ 4.24 (ก) ในโหมดนี้สวิตช์ S_1 , S_2 ทำงานทำให้แรงดันตกคร่อมโหลดมีค่าเป็นบวกและกระแสไหลในทิศทางเดียวกับแรงดันมีค่าเป็นบวก กระแสไหลจากแหล่งจ่ายดีซีผ่านสวิตช์ S_1 , S_2

โหมดการทำงานที่ 2 (I+, V0) ภาพที่ 4.24 (ข) ในโหมดนี้สวิตช์ S_4 , S_2 ทำงานทำให้แรงดันตกคร่อมโหลดมีค่าเป็นศูนย์ พลังงานที่คงค้างอยู่ในโหลดตัวเหนี่ยวนำทำให้กระแสยังไหลในทิศทางเดิมแต่ทิศทางผ่านไดโอด D_4 และสวิตช์ S_2

โหมดการทำงานที่ 3 (I+, V0) ภาพที่ 4.24 (ค) ในโหมดนี้สวิตช์ S_1 , S_3 ทำงานทำให้แรงดันตกคร่อมโหลดมีค่าเป็นศูนย์ พลังงานที่คงค้างอยู่ในโหลดตัวเหนี่ยวนำทำให้กระแสยังไหลในทิศทางเดิมแต่ทิศทางผ่านไดโอด D_3 และสวิตช์ S_1

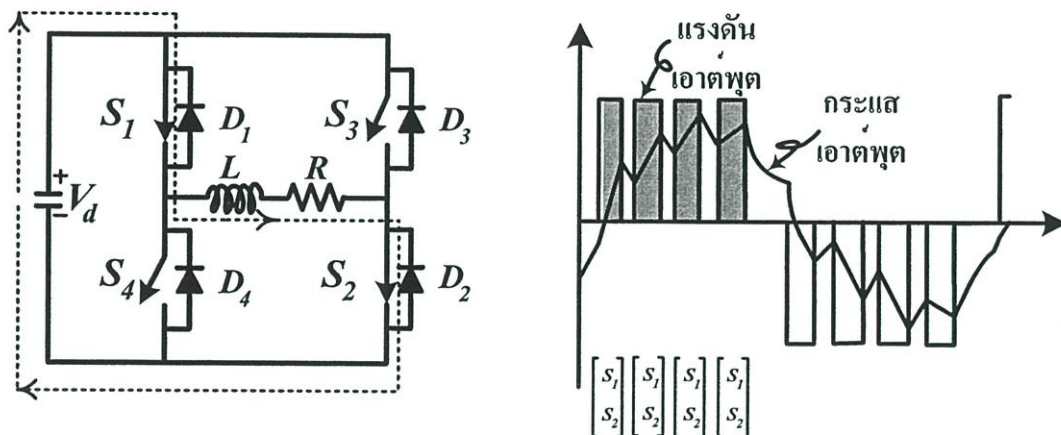
โหมดการทำงานที่ 4 (I-, V-) ภาพที่ 4.24 (ง) ในโหมดนี้สวิตช์ S_3 , S_4 ทำงานทำให้แรงดันตกคร่อมโหลดมีค่าเป็นลบและกระแสไหลในทิศทางเดียวกับแรงดันมีค่าเป็นลบ กระแสไหลจากแหล่งจ่ายดีซีผ่านสวิตช์ S_3 , S_4

โหมดการทำงานที่ 5 (I-, V0) ภาพที่ 4.24 (จ) ในโหมดนี้สวิตช์ S_1 , S_3 ทำงานทำให้แรงดันตกคร่อมโหลดมีค่าเป็นศูนย์ พลังงานที่ยังคงค้างอยู่ในโหลดตัวเหนี่ยวนำทำให้กระแสยังคงสามารถไหลในทิศทางเดิมผ่านไดโอด D_1 และสวิตช์ S_3

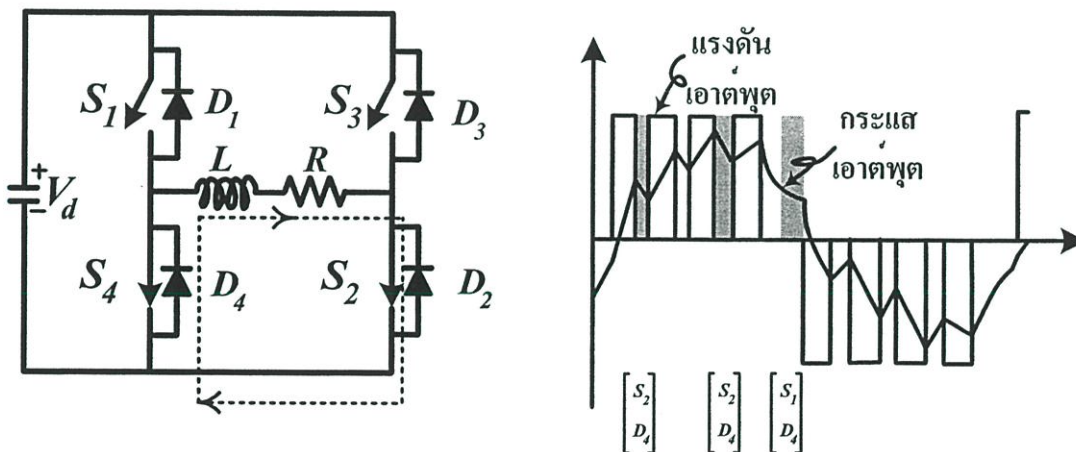
โหมดการทำงานที่ 6 (I-, V0) ภาพที่ 4.24 (ฉ) ในโหมดนี้สวิตช์ S_2 , S_4 ทำงานทำให้แรงดันตกคร่อมโหลดมีค่าเป็นศูนย์ พลังงานที่ยังคงค้างอยู่ในโหลดตัวเหนี่ยวนำทำให้กระแสยังคงสามารถไหลในทิศทางเดิมผ่านไดโอด D_2 และสวิตช์ S_4

โหมดการทำงานที่ 7 (I-, V+) ภาพที่ 4.24 (ช) ในโหมดนี้สวิตช์ S_1 , S_2 ปิดทำให้แรงดันตกคร่อมโหลดมีค่าเป็นบวก แต่กระแสยังคงค้างอยู่ทำให้กระแสไม่สามารถเปลี่ยนแปลงทิศทางทันทีทันใดได้ ไดโอด D_1 และ D_2 จึงทำหน้าที่เป็นตัวผ่านกระแสที่ยังคงมีอยู่ให้มีทิศทางไหลอยู่เช่นเดิมชั่วขณะ

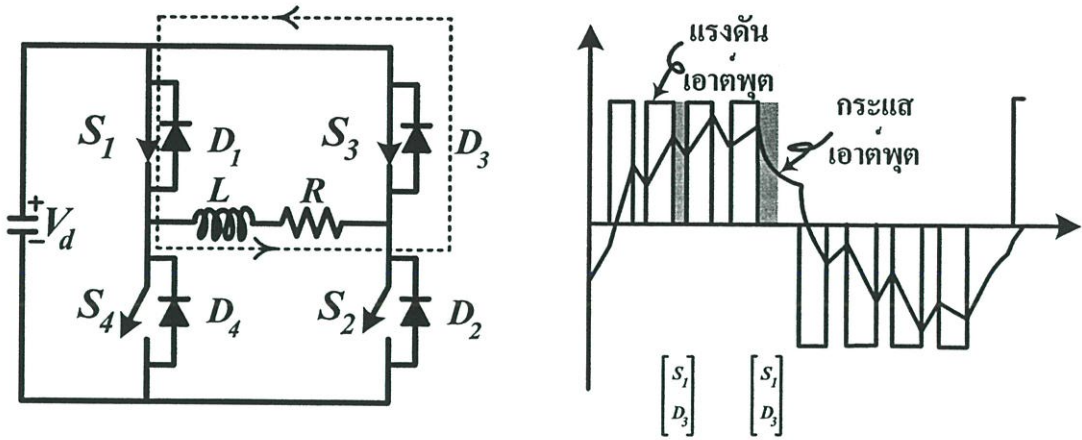
โหมดการทำงานที่ 8 (I+, V-) ภาพที่ 4.24 (ข) ในโหมดนี้สวิตช์ S_3, S_4 ปิดทำให้แรงดันตกคร่อมโหลดมีค่าเป็นลบ แต่ยังมีกระแสค้างอยู่ นั่นคือกระแสไม่สามารถเปลี่ยนแปลงทิศทางทันทีทันใดได้ไดโอด D_3 และ D_4 จึงทำหน้าที่เป็นตัวผ่านกระแสที่ยังคงมีอยู่ให้มีทิศการไหลอยู่เช่นเดิมชั่วขณะ



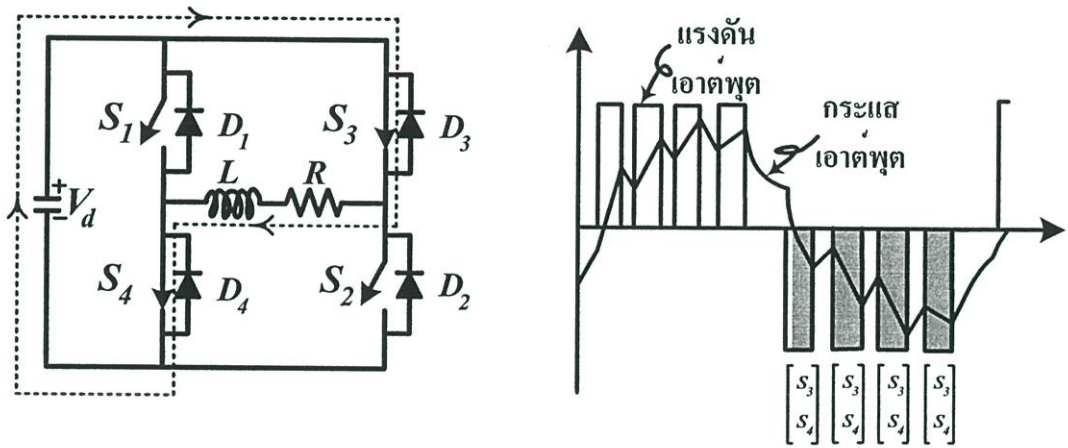
(ก) โหมดการทำงานที่ 1 กระแสบวก แรงดันบวก (I+, V+)



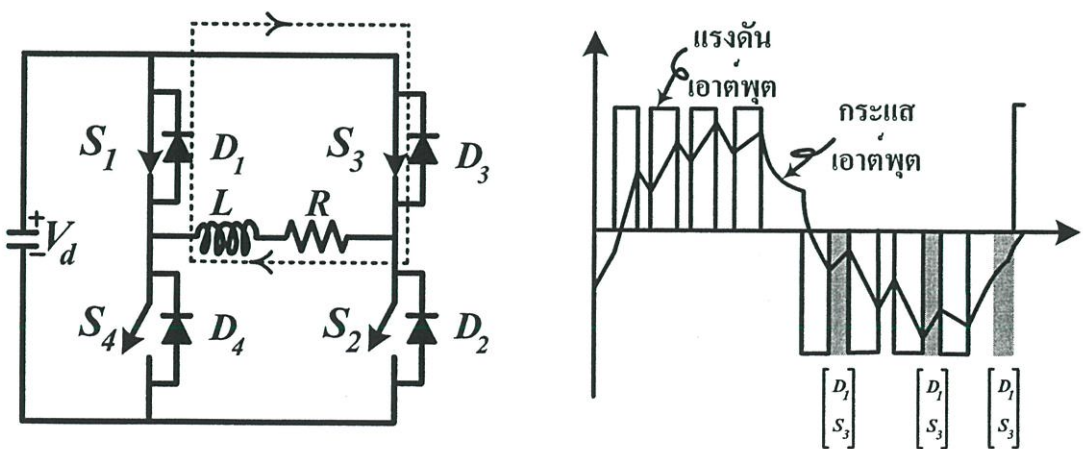
(ข) โหมดการทำงานที่ 2 กระแสบวก แรงดันศูนย์ (I+, V0)



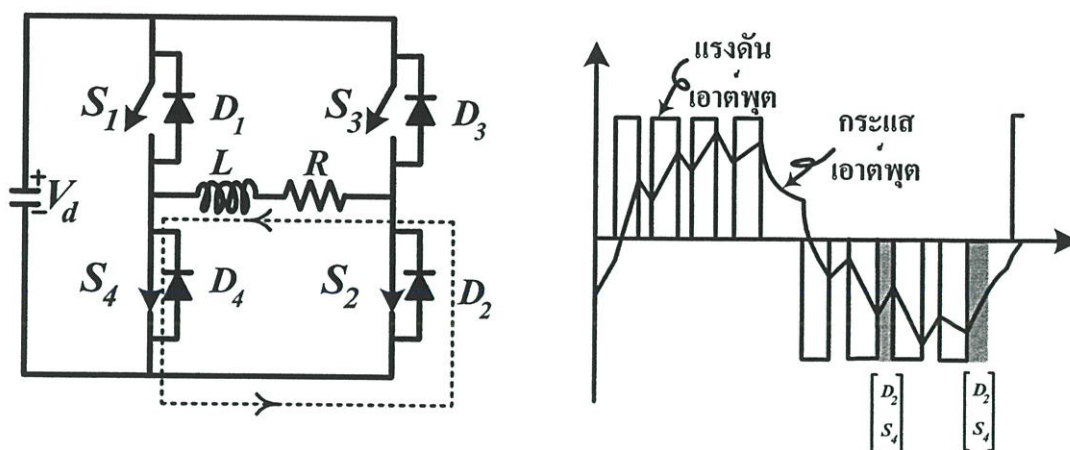
(ค) โหมดการทำงานที่ 3 กระแสบวก แรงดันศูนย์ ($I+$, V_0)



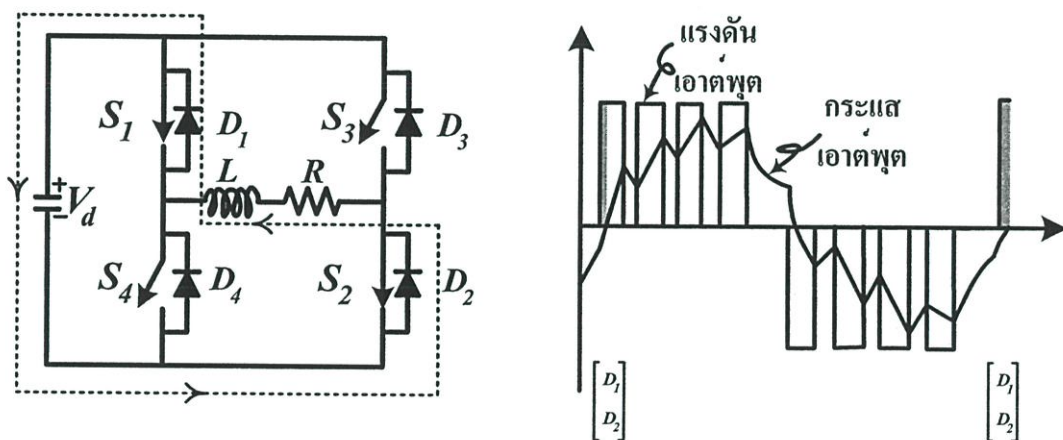
(ง) โหมดการทำงานที่ 4 กระแสลบ แรงดันลบ ($I-$, $V-$)



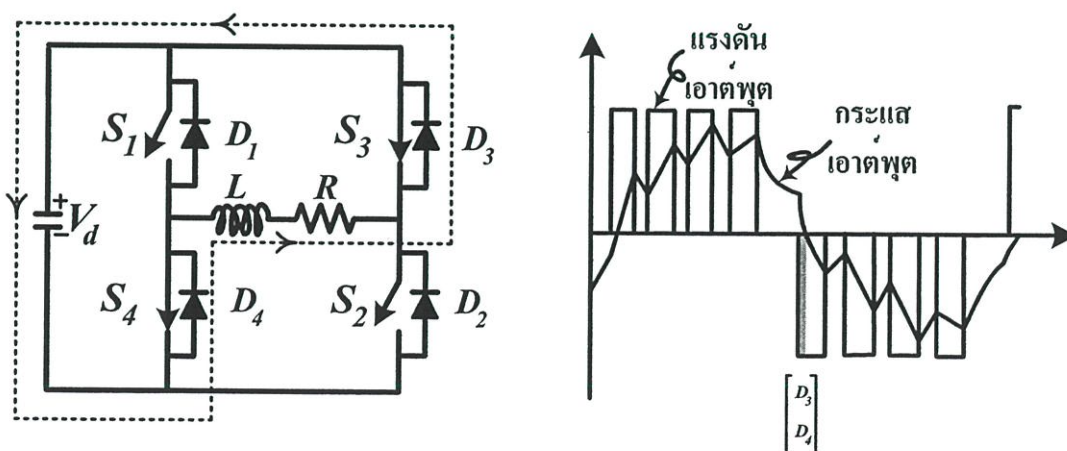
(จ) โหมดการทำงานที่ 5 กระแสลบ แรงดันศูนย์ ($I-$, V_0)



(ฉ) โหมดการทำงานที่ 6 กระแสลบ แรงดันศูนย์ ($I-, V_0$)



(ช) โหมดการทำงานที่ 7 กระแสลบ แรงดันบวก ($I-, V+$)



(ซ) โหมดการทำงานที่ 8 กระแสบวก แรงดันลบ ($I+, V-$)

ภาพที่ 4.24 (ก-ซ) โหมดการทำงานของสวิตช์แบบ 3 ระดับ

4.7 สรุป

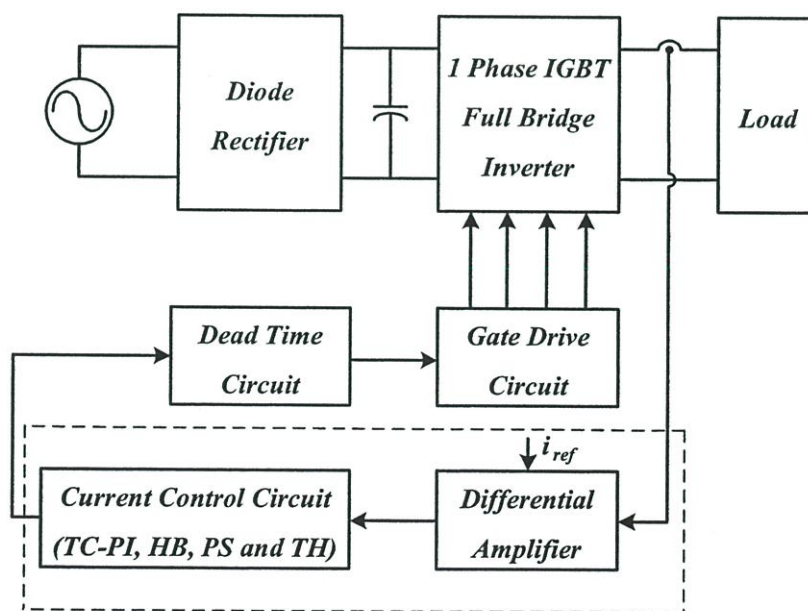
จากการออกแบบเทคนิคการควบคุมกระแสทั้ง 4 วิธีที่ได้นำเสนอไปนั้นทำให้ทราบถึงเทคนิคในการออกแบบ การสร้างวงจรจริง ข้อได้เปรียบและเสียเปรียบของแต่ละเทคนิคการควบคุมกระแส ซึ่งเทคนิคการควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคังที (HB) ถือได้ว่าเป็นเทคนิคเริ่มแรกในระบบอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันที่มีการควบคุมกระแสซึ่งมีจุดเด่นหลายอย่าง นั่นคือมีการออกแบบที่ง่ายไม่ซับซ้อน มีผลตอบสนองทางไดนามิกที่ดี แต่มีการกระจายของความถี่สวิตซ์ซึ่งทำให้ยากต่อการออกแบบตัวกรองด้านเอาต์พุต ปัญหาดังกล่าวได้มีการพัฒนาด้วยวิธีการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคังที (TC-PI) เพราะวิธีการนี้ได้นำสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมเข้ามาออกดูเลตกับรูปคลื่นสัญญาณ error ที่ผ่านวงจรพีไอ ซึ่งทำให้ได้สัญญาณความถี่สวิตซ์ที่มีค่าคังที แต่วงจรพีไอก็มีผลทำให้เกิดการหน่วง ซึ่งทำให้ผลตอบสนองทางไดนามิกไม่ดี ซ้ำกว่าการควบคุมแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคังที ส่วนการควบคุมกระแสแบบพีไอคังทีคอล แซมปลิง (PS) ก็เป็นอีกวิธีหนึ่งที่พัฒนามาเพื่อช่วยปรับปรุงคุณภาพความถี่สวิตซ์ของเทคนิคการควบคุมกระแส กล่าวคือวงจรได้เพิ่ม D Flip-flop เข้ามาเพื่อเป็นการจำกัดความถี่สวิตซ์สูงสุดของระบบตามความถี่ของสัญญาณพัลส์ที่เข้ามาทางขา clk ของ D Flip-flop สำหรับเทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิสคังทีแบบ 3 ระดับ (TH) นั้นเป็นเทคนิคการควบคุมกระแสที่ถูกพัฒนาขึ้นมาล่าสุดเพื่อแก้ปัญหาทั้งหมดดังที่กล่าวมาแล้ว เพราะเทคนิคการควบคุมกระแสแบบนี้มีสัญญาณแรงดันพี ดับบลิว เอ็มที่มีลักษณะเป็น 3 ระดับ ซึ่งเป็นแนวทางที่น่าจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียและเพิ่มประสิทธิภาพของระบบได้

บทที่ 5

การออกแบบและการสร้าง วงจรควบคุมการทำงานและวงจรกำลัง

5.1 บทนำ

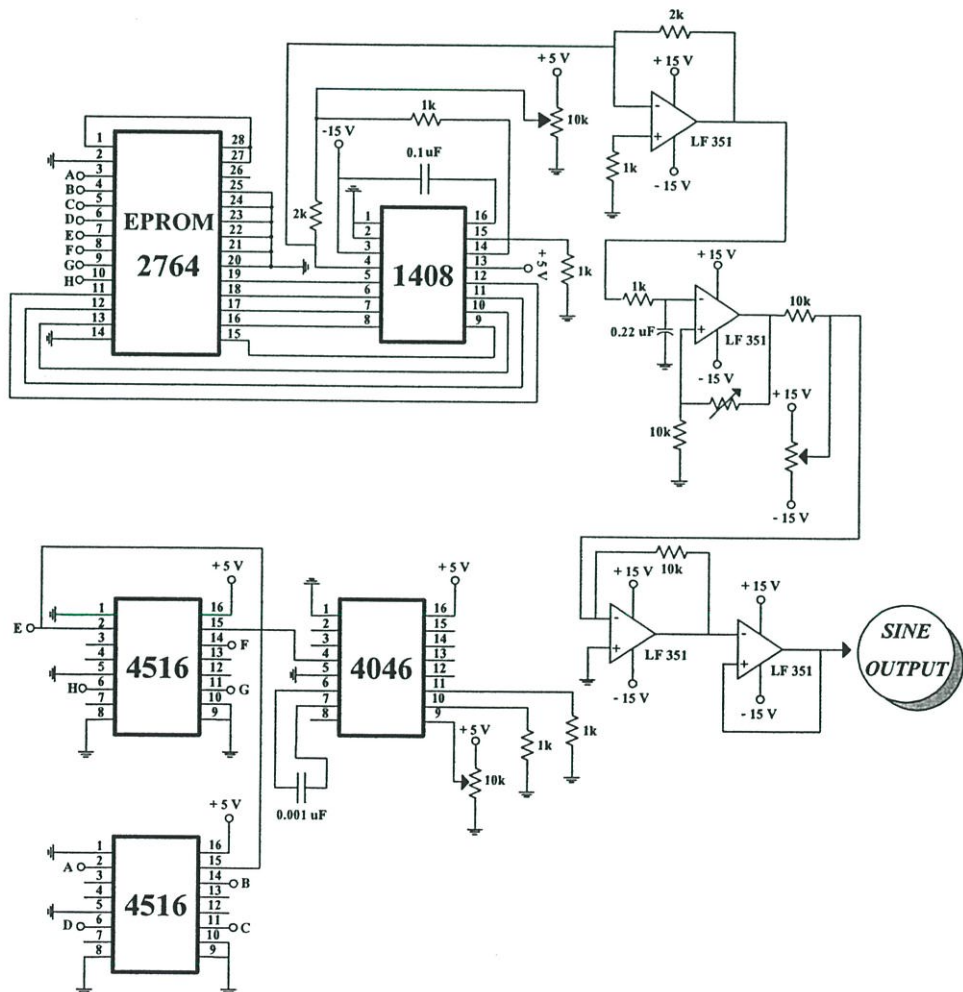
บทนี้เป็นการกล่าวถึงระบบควบคุมของเทคนิคการควบคุมกระแสแบบต่างๆ วงจรที่ใช้เป็นส่วนประกอบต่างๆ วงจรกำลังที่ได้ออกแบบและสร้างขึ้นทั้งหมด ซึ่งประกอบด้วยวงจรเรียงกระแสไฟตรง วงจรกรองแรงดันให้ราบเรียบ ชุดประวิงเวลาและชุดไอจีบีทีโมดูล เพื่อทดสอบการทำงานของเทคนิคการควบคุมกระแสทั้ง 4 แบบ ภาพที่ 5.1 เป็นภาพบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมทั้งหมดและวงจรกำลัง ระบบโดยรวมจะมีลักษณะที่คล้ายกันคือ ประกอบด้วยวงจรถน (Differential Amplifier) วงจรประวิงเวลา (Dead Time Circuit) วงจรขับสัญญาณ (Gate Drive) วงจรเรียงกระแส (Rectifier) วงจรไอจีบีทีโมดูล ซึ่งจะแตกต่างกันตรงเทคนิคการควบคุมกระแสที่มีการจัดการระบบในแบบต่างๆ (TC-PI, HB, PS, TH) ซึ่งรายละเอียดของแต่ละบล็อกจะได้กล่าวถึงอย่างละเอียดในหัวข้อต่อไป



ภาพที่ 5.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำลังและวงจรควบคุมของเทคนิคการควบคุมกระแสทั้ง 4 แบบ (TC-PI, HB, PS และ TH)

5.2 วงจรสร้างสัญญาณไซน์อ้างอิง

วงจรถูกแสดงในภาพที่ 5.2 เป็นวงจรที่ใช้ในการสร้างสัญญาณไซน์อ้างอิง โดยใช้ EPROM ในการเก็บข้อมูลเป็นเลขดิจิตอลที่แทนค่าแอมพลิจูดของรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่ต่างๆ ในรูปของ Look-up Table [23] ซึ่งในการนำข้อมูลออกมาใช้งานนั้นจะใช้วิธีการอ้างอิงแอดเดรสใน Look-up Table โดยใช้ IC เบอร์ 4516 เป็นตัวนับสัญญาณนาฬิกาใช้ IC เบอร์ 4046 เป็นตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาและใช้ IC เบอร์ 1408 ในการเปลี่ยนสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อกของรูปไซน์ที่เอาต์พุตของ EPROM โดยสามารถควบคุม Voltage Command เพื่อปรับแอมพลิจูดและความถี่ของรูปคลื่นไซน์แล้วผ่านวงจร Current to Voltage Converter เพื่อเปลี่ยนสัญญาณกระแสให้เป็นสัญญาณแรงดันรูปคลื่นไซน์ที่สามารถนำไปใช้งานได้



ภาพที่ 5.2 วงจรสร้างสัญญาณไซน์อ้างอิง

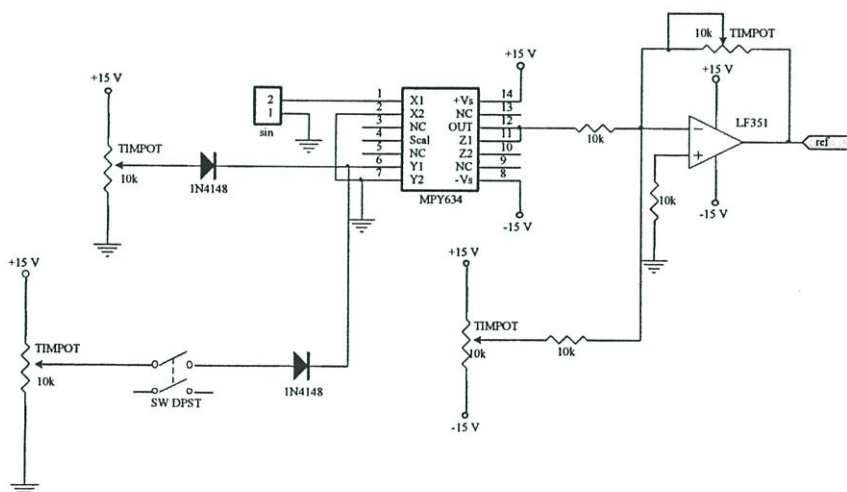
5.3 การออกแบบและสร้างวงจรของการควบคุมกระแส

วงจรของการควบคุมกระแสประกอบด้วย 4 เทคนิคด้วยกันคือ แบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคอนที่ (TC-PI) แบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคิงที่ (HB) พีรีโอดีคอลล แคมป์ปิง (PS) และแบบฮีสเตอร์รีซิสคิง 3 ระดับ (TH) ซึ่งได้กล่าวถึงโครงสร้างวงจรโดยรวมไปแล้วในบทที่ 4 เนื้อหาในตอนนี้จะเป็นการแปรจากบล็อกไดอะแกรมเป็นวงจรรอนาล็อกจริงที่สามารถใช้งานได้ โดยส่วนใหญ่จะมีการออกแบบวงจรที่ใกล้เคียงกันแต่จะมีการเพิ่มเติมแต่ละเทคนิคเฉพาะทางขึ้นมา

5.3.1 วงจรคูณเพิ่มกระแสอ้างอิง

ภาพที่ 5.3 เป็นวงจรเพิ่มกระแสอ้างอิงอย่างจับพลัดโดยใช้หลักการจากไอซีคูณ MPY634 สัญญาณที่ได้จากไอซีคูณมีค่าดังสมการที่ 5.1 โดยการเปลี่ยนแปลงสัญญาณกระแสอ้างอิงทำได้โดยนำสัญญาณแรงดันไฟตรงเข้าที่ขา 6 (Y1) ซึ่งในสภาวะปกติได้นำสัญญาณไฟตรงขนาด 1 V คูณกับสัญญาณไซน์ที่ขา 1 (X1) ขนาด 5 V ตามสมการที่ 5.1 ก็จะได้แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ $(5 \times 1)/10 = 0.5 \text{ V}$ แต่เมื่อต้องการเปลี่ยนแปลงกระแสอ้างอิงอย่างจับพลัด ทำได้โดยกดที่คอคเกิลสวิตช์ (Toggle Switch) เพื่อนำสัญญาณไฟตรงขนาด 2 V คูณกับสัญญาณไซน์ที่ขา 1 (X1) ขนาด 5 V ทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ $(5 \times 2)/10 = 1 \text{ V}$ หลังจากได้สัญญาณไซน์ที่ออกจากวงจรถูกคูณแล้ว นำสัญญาณที่ได้เข้าวงจรปรับระดับศูนย์ (Offset) และวงจรปรับอัตราขยาย (Gain) มีค่า 2 เท่า โดยใช้ไอซี 741 เพื่อเป็นการปรับระดับให้สัญญาณไซน์ที่ออกมาที่มีรูปแบบที่ถูกต้อง ซึ่งแรงดันที่ได้จึงมีค่า 2 ระดับคือ 5 V เมื่อสภาวะปกติและ 10 V เมื่อกดที่คอคเกิลสวิตช์ (Toggle Switch)

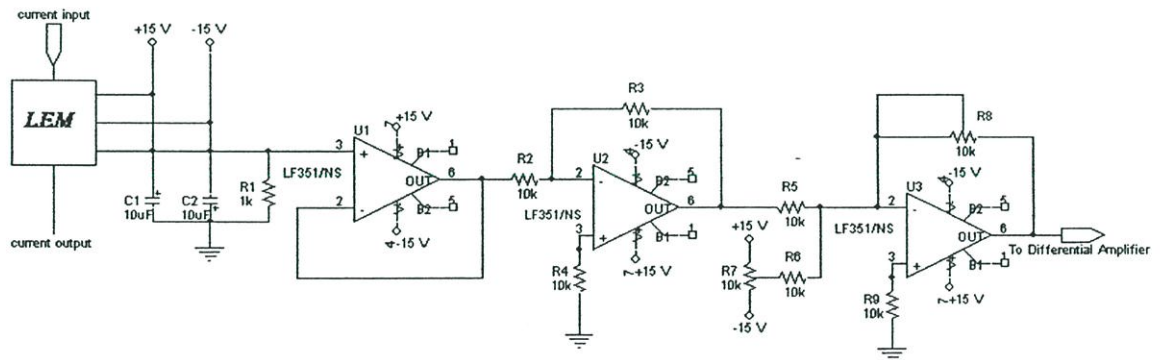
$$V_{output} = \frac{(V_{sin}) \times (V_{DC})}{10 \text{ V}} \quad (5.1)$$



ภาพที่ 5.3 วงจรคูณเพิ่มกระแสอ้างอิง

5.3.2 วงจรตรวจจับสนกระแส

วงจรตรวจจับสนกระแสถือได้ว่าเป็นวงจรสำคัญอีกวงจรหนึ่งที่ใช้ในงานวิจัยนี้ เพราะสัญญาณกระแสที่เข้ามาในวงจรจะนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณกระแสอ้างอิงที่สร้างจากวงจรในหัวข้อ 5.2 ถ้าวงจรตรวจจับสนกระแสนี้มีการตรวจจับสนกระแสที่ผิดเพี้ยนหรือตรวจจับสนสัญญาณรบกวน (Noise) เข้ามาด้วยก็จะทำให้การทำงานของวงจรผิดเพี้ยนไป ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ตัวตรวจจับสนกระแส (Current Transducer) ยี่ห้อ LEM ที่ไหลผ่านไหลดของอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากมีข้อดีกว่าหม้อแปลงกระแส (Current Transformer) คือ สามารถตรวจจับสนได้ทั้งรูปคลื่นกระแสไฟฟ้า ดีซีและเอซี ตอบสนองต่อความถี่สูงได้ สัญญาณที่ได้มีความผิดเพี้ยนต่ำ มีแบนวิดท์กว้าง มีให้เลือกนำไปใช้งานหลายขนาดและใช้งานง่าย ซึ่งพิกัดที่เลือกคือ 25 A รุ่น LA25-NP ในการใช้งานจะต้องมีการปรับย่านให้เหมาะสม ภาพที่ 5.4 เป็นวงจรตรวจจับสนกระแสโดยใช้ตัวตรวจจับสนกระแส ซึ่งมีหน้าที่ลดระดับกระแสสูงในวงจรกำลังมาเป็นกระแสในระดับที่สามารถเข้ามาใช้ในวงจรควบคุมได้ โดยได้ทำการต่อตัวตรวจจับสนกระแสในอัตราส่วน 1000:1 นั่นคือ เมื่อมีกระแสจริงในวงจรกำลัง 1 A จะมีกระแสออกจากตัวตรวจจับสนกระแส 1 mA เมื่อนำเอาต์พุตของตัวตรวจจับสนกระแสต่อขนานกับตัวต้านทาน 1 k Ω จึงทำให้แรงดันเอาต์พุตมีค่า 1 mA \times 1 k Ω = 1 V เพราะฉะนั้นเมื่อมีกระแสข้างวงจรกำลัง 1 A ทำให้ได้เอาต์พุต 1 V นั่นคือทำให้ได้เอาต์พุตกระแสต่อแรงดันในอัตราส่วน 1:1 หลังจากได้สัญญาณกระแสแล้วนำไปต่อเข้าในวงจรปรับแอมป์ลิจูดและยกระดับ จึงทำให้ได้สัญญาณกระแสซึ่งมีความถูกต้องมากที่สุด

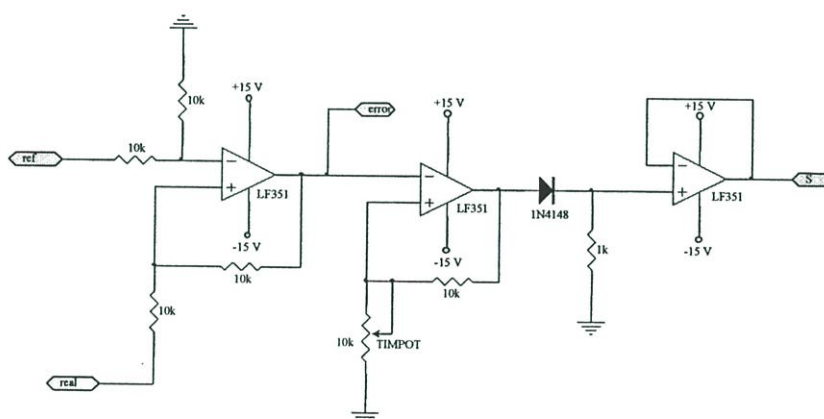


ภาพที่ 5.4 วงจรตรวจจับสนกระแส

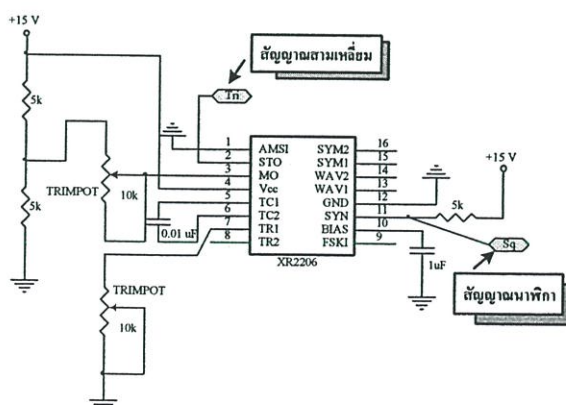
5.3.3 วงจรควบคุมกระแสแบบต่างๆ

การคุมกระแสแบบขอบเขตฮีสเตอรีซิสคงที่ภาพที่ 5.5 ประกอบไปด้วยโอซีโอปแอมป์หลักๆ 3 ตัวคือ ออปแอมป์ตัวแรกคือ วงจรลบ ออปแอมป์ตัวที่สองคือวงจรขอบเขตฮีสเตอรีซิสคงที่ ออปแอมป์ตัวที่สามคือ วงจรบัฟเฟอร์เพื่อกันสัญญาณด้านอินพุตและเอาต์พุตออกจากกัน

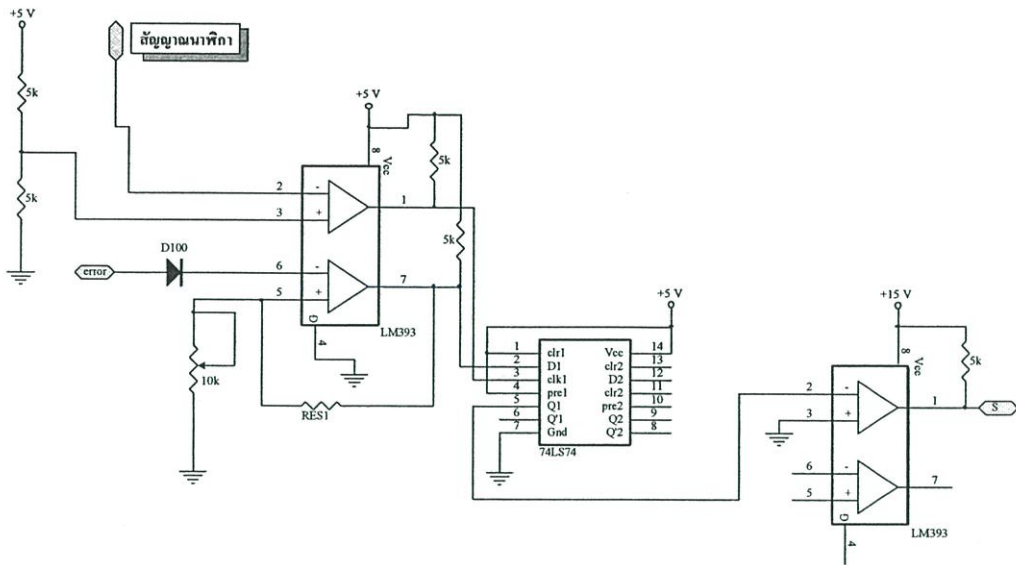
ตัวต้านทานปรับค่าได้ที่อยู่ตรงออปแอมป์ปรับขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคงที่มีหน้าที่ในการปรับแรงดัน เพื่อที่จะนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณ error สามารถปรับเพื่อให้ความถี่ของการสวิตช์เปลี่ยนไปตามสัญญาณไฟตรงที่นำมาเปรียบเทียบ ภาพที่ 5.6 เป็นวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมและสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ไอซีเพียงตัวเดียวนั้นคือไอซี XR2206 คุณสมบัติของไอซีคือ สามารถสร้างสัญญาณได้หลายรูปแบบไม่ว่าจะเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม สัญญาณสี่เหลี่ยม (สัญญาณนาฬิกา) และสัญญาณไซน์ ซึ่งวงจรนี้ได้นำสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อไปใช้ในเทคนิคการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ และนำสัญญาณนาฬิกาไปจ่ายให้กับ D Flip-Flop เพื่อนำไปใช้ในการควบคุมแบบเทคนิคพีรีโอดิคอล แคมปลิ่ง การใช้งานไอซี XR2206 ความต้านทานปรับค่าได้ที่ขา 7 เป็นตัวปรับความถี่ของสัญญาณความถี่ขาออกทั้งสองสัญญาณ ความถี่สูงสุดมีความสัมพันธ์กับตัวเก็บประจุด้วย ความต้านทานปรับค่าได้ที่ขา 3 เป็นตัวปรับขนาดของสัญญาณทั้งสองสัญญาณด้วยเช่นกัน โดยที่สัญญาณสามเหลี่ยมออกที่ขา 2 (STO) และสัญญาณนาฬิกาออกที่ขา 11 (SYN)



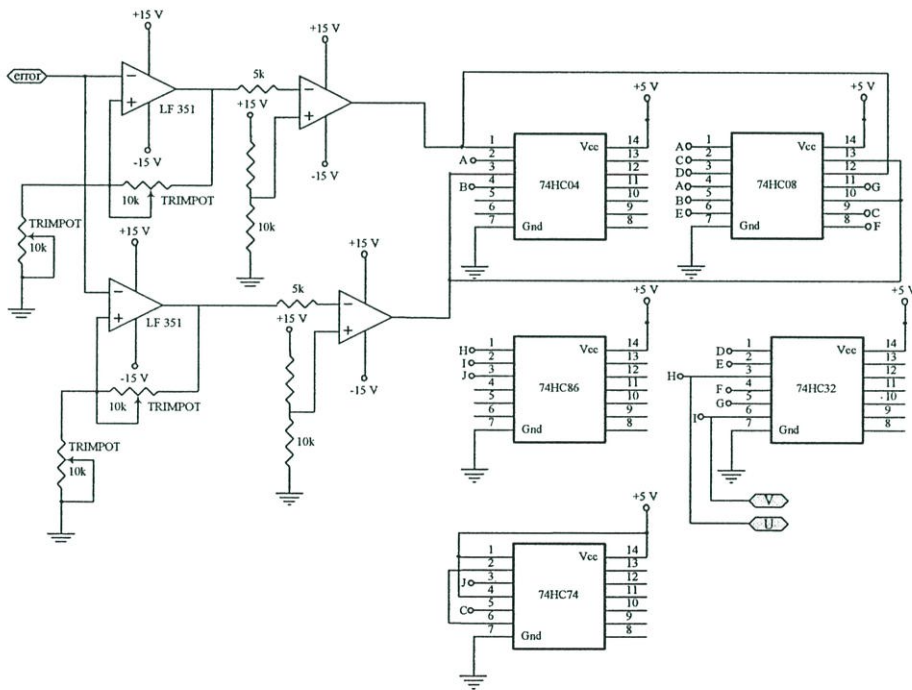
ภาพที่ 5.5 วงจรควบคุมแบบฮีสเตอร์รีซิส



ภาพที่ 5.6 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมและสัญญาณนาฬิกา



ภาพที่ 5.8 วงจรควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิคคอลล แชมปลิ่ง



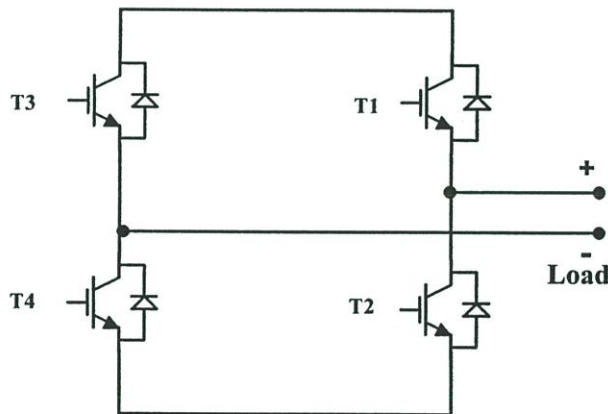
ภาพที่ 5.9 วงจรควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับ

วงจรควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับแสดงดังภาพที่ 5.9 คือ ในส่วนของวงจรฮีสเตอร์รีซิส ได้ใช้อปแอมป์สองตัวโดยที่ตัวแรกทำการเปรียบเทียบกับแรงดันค่าบวก ตัวที่สองเป็นวงจรฮีสเตอร์รีซิสทำการเปรียบเทียบกับแรงดันค่าลบเพื่อเป็นการแยกระดับการเปรียบเทียบของค่าฮีสเตอร์รีซิสให้มี 3 ระดับ จากนั้นทำการผ่านวงจรลิมิตแรงดันเพื่อให้สัญญาณที่ได้ก่อนเข้าวงจรลอจิกให้กลายเป็นแรงดัน 5 V โดยใช้วงจรเปรียบเทียบแยกกันระหว่างสัญญาณด้านบวกและ

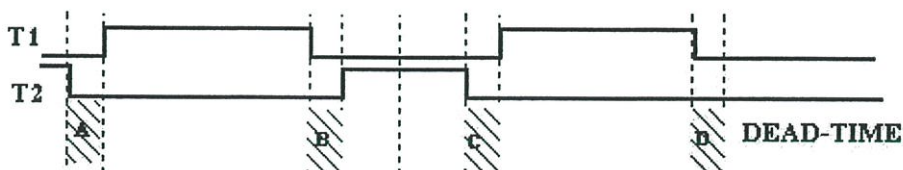
ด้านลบจากนั้นนำไปเข้าวงจรลอจิกซึ่งได้พิสูจน์ไว้แล้วในสเตตแมตชีน โดยที่วงจร INVERSE, AND, OR, EXCLUSIVE OR และ D Flip-Flop ได้ใช้ไอซี TTL เบอร์ 74HC04, 74HC08, 74HC32, 74HC86 และ 74HC74 ตามลำดับ

5.4 การออกแบบและสร้างวงจรประวิงเวลา (Dead-Time Circuit)

วงจรประวิงเวลาเป็นวงจรแยกสัญญาณที่จะนำไปควบคุมสัญญาณพัลส์ของอุปกรณ์สวิตซ์ในชุดบนและล่างในกึ่งเดียวกัน ซึ่งภาพที่ 5.10 เป็นวงจร Full Bridge โดยมีสัญญาณขับเคลื่อน T1 และ T2 เพื่อให้สัญญาณที่ได้ออกมามีทั้งค่าบวกและลบ สำหรับหน้าที่ของวงจรคือ สร้างสัญญาณประวิงเวลาเพื่อป้องกันไม่ให้อุปกรณ์สวิตซ์ในกึ่งเดียวกันทำงานพร้อมกัน เพราะอาจเป็นผลทำให้เกิดการลัดวงจรภายในกึ่งเดียวกันซึ่งอุปกรณ์สวิตซ์อาจเกิดความเสียหายได้ โดยหลักการประวิงเวลาแสดงได้ดังภาพที่ 5.11 ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัญญาณขับเคลื่อน T1 และ T2 ต้องมีค่าเวลาดำเนินการเล็กน้อย นั่นก็คือส่วน A, B, C และ D สำหรับการให้ค่าประวิงเวลานี้ต้องขึ้นอยู่กับการขึ้นและไต่ลงของอุปกรณ์สวิตซ์นั้นๆ ด้วย

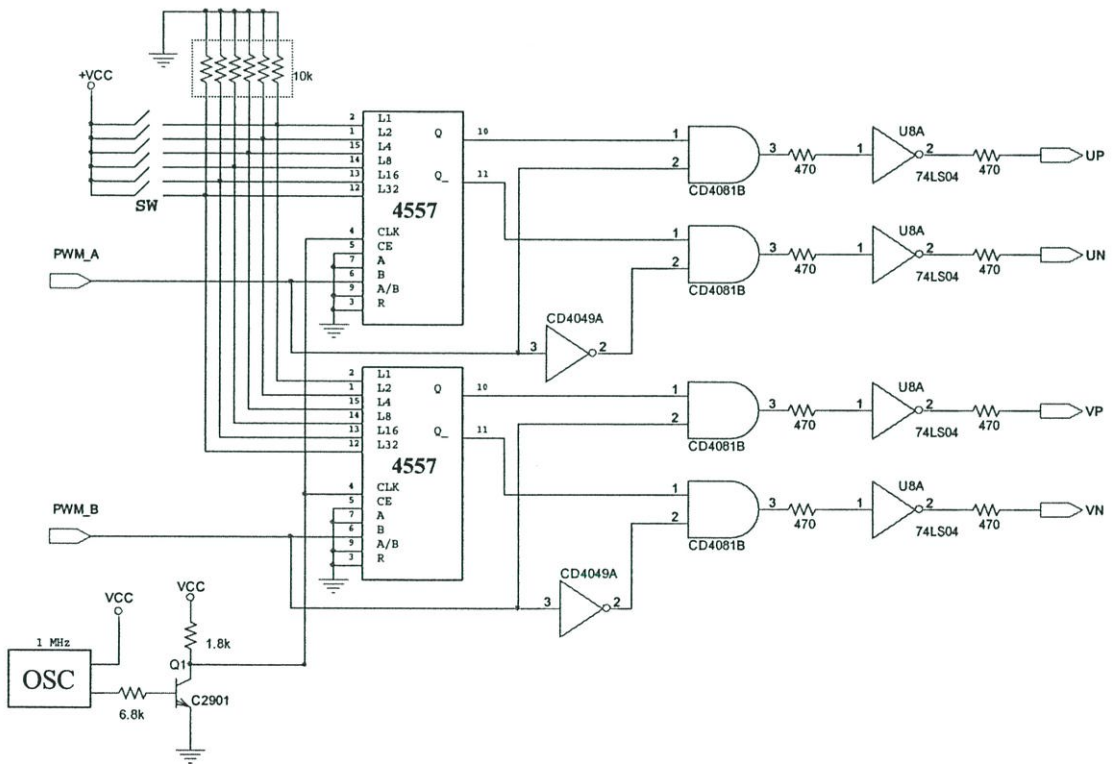


ภาพที่ 5.10 วงจร Full Bridge

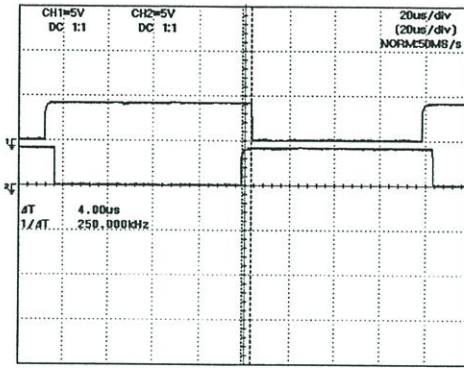


ภาพที่ 5.11 สัญญาณขับเคลื่อน T1 และ T2 ที่มีการประวิงเวลา

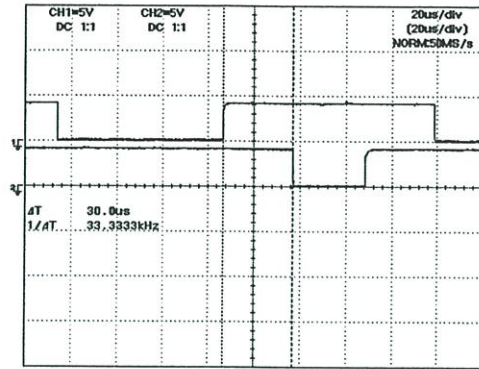
การทำงานของวงจรประวิงเวลาสามารถอธิบายได้ดังจากภาพที่ 5.12 สัญญาณที่ได้จากการปรับระดับของแรงดันจะถูกนำไปเข้าไอซีเบอร์ MC14557 ซึ่งมีคุณสมบัติในการเลื่อนบิต โดยจะอาศัยสัญญาณนาฬิกาภายนอกขนาด 1 เมกะเฮิร์ตซ์ป้อนเข้าที่ขา 4 โดยที่ช่วงเวลาความกว้างของเวลาประวิงนี้สามารถกำหนดได้จากสภาวะสูงหรือต่ำที่ให้กับขาสัญญาณ L1 ถึง L32 แต่ละสวิตซ์ของการสับให้ไฟบวกจะเป็นการเพิ่มค่าการหน่วงเวลาขึ้นทีละขั้น ซึ่งแต่ละขั้นเวลาจะเพิ่มขึ้นทีละ 1, 2, 4, 8, 16 และ 32 μs เช่น ถ้าต้องการให้เกิดการหน่วงเวลา 10 μs ก็ต้องทำการเซตที่ขา 1 และ 14 เป็นไฟบวก ($8+2 = 10$) ซึ่งในโมดูลกำลังที่ได้เลือกใช้นี้เมื่อค่านึงถึงค่าได้ขึ้นและลงแล้วเห็นได้ว่าค่าที่เหมาะสมที่สุดจะเป็น 4 μs นั่นก็คือต้องเซตให้ขา 15 เป็นไฟบวก ภาพที่ 5.13 (ก) และ (ข) เป็นตัวอย่างสัญญาณพัลส์ขั้วเบตในกึ่งเดียวกันที่เกิดจากการประวิงเวลาที่ 4 μs และ 30 μs ตามลำดับ เห็นได้ว่าการประวิงเวลามีค่าที่ถูกต้องตามการออกแบบ



ภาพที่ 5.12 วงจรสร้างช่วงการประวิงเวลา



(ก)

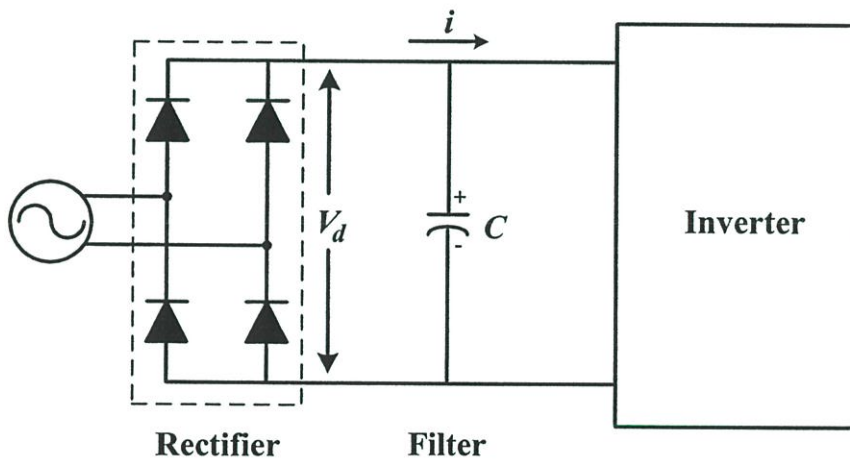


(ข)

ภาพที่ 5.13 สัญญาณพัลส์ซบเกิดในกึ่งเดียวกันที่เกิดจากการประจุเวลา

(ก) เวลาประจุ 4 μ s (ข) เวลาประจุ 30 μ s

5.5 การออกแบบและสร้างวงจรกำลังในส่วนของการสร้างแรงดันไฟตรง (ดีซี)



ภาพที่ 5.14 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์และวงจรกรอง

วงจรส่วนนี้ประกอบด้วยบริดจ์โมดูลไดโอดซึ่งทำหน้าที่รับกระแสเอซี 1 เฟส แล้วเปลี่ยนเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (ดีซี) ที่มีการกระเพื่อมของแรงดันเป็นพัลเวฟ ก่อนเข้าวงจรกรองแรงดันด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor Filter) เพื่อกรองแรงดันให้ราบเรียบดังภาพที่ 5.14 ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้บริดจ์โมดูลไดโอดเบอร์ NDM6160-030G ขนาดพิกัด 1600 V 30 A

ในส่วนของตัวเก็บประจุที่มาต่อขนานกับวงจรเรียงกระแสนี้ใช้สำหรับกรองแรงดันซึ่งส่งผ่านมาจากวงจรเรียงกระแสเพื่อลดการกระเพื่อมของแรงดัน โดยเฉพาะอย่างยิ่งวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิด

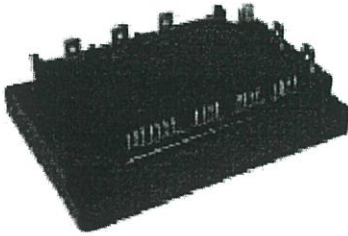
แหล่งจ่ายแรงดันนั้นจำเป็นต้องมีตัวเก็บประจุซึ่งมีขนาดใหญ่เพียงพอและทนแรงดันสูงได้ เพื่อจะได้ไม่เกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านอินพุตที่จ่ายให้แก่อินเวอร์เตอร์ ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ตัวเก็บประจุชนิดอิเล็กโทรไลต์ขนาด 4700 ไมโครฟารัด 450 V ซึ่งมีค่าเพียงพอที่จะไม่ทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดัน

5.6 การออกแบบและสร้างชุดวงจรอินเวอร์เตอร์

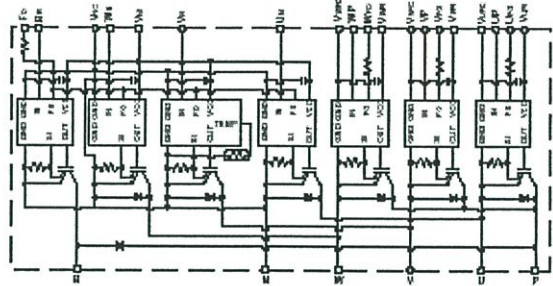
ในส่วนของภาคอินเวอร์เตอร์นั้นเป็นส่วนที่ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟตรงที่ได้มาจากชุดเรียงกระแสให้เป็นแรงดันไฟสลับ สำหรับการสวิตช์ของอุปกรณ์กำลังนั้นถือได้ว่าเป็นส่วนที่มีการเสียหายบ่อยที่สุด เพราะว่าจะเป็นส่วนแปลงจากสัญญาณควบคุมกำลังต่ำให้มาเป็นไฟกำลังงานสูง ดังนั้นอุปกรณ์สวิตช์นี้จะต้องคำนึงถึงพิกัดแรงดัน กระแสและความถี่ไฟสูงสุดที่สามารถรองรับได้ในส่วนของชุดสวิตช์กำลังนี้ได้เลือกใช้ไอซีบีทีโมดูลกำลังของมิตซูบิชิ เบอร์ PM25RSB120 ซึ่งมีพิกัดแรงดัน 1200 โวลต์รองรับกระแสได้ 25 แอมป์ มีไอซีบีทีกำลังอยู่ภายในทั้งหมด 7 ตัว โดยมีคุณสมบัติพิเศษคือ สามารถส่งสัญญาณฟลลด์จากตัวโมดูลได้ เพื่อใช้ในการหยุดสัญญาณขับนำในกรณีที่เกิดการลัดวงจรภายในกึ่ง กระแสเกินหรืออุณหภูมิภายในตัวเองมีค่าสูงและสามารถรองรับความถี่สวิตช์สูงสุดได้ถึง 20 กิโลเฮิร์ตซ์ โครงสร้างของไอซีบีทีกำลังแสดงในภาพที่ 5.15

ในการขับเคลื่อนโมดูลของไอซีบีทีกำลังจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่แยกกระหว่างสัญญาณขับกับสัญญาณควบคุมเพื่อทำการแยกกราวด์ไม่ให้ไอซีบีทีตัวบนและตัวล่างในกึ่งเดียวกันเกิดการช็อตกันเนื่องมาจากใช้กราวด์ร่วมกัน ตามภาพ 5.16 เป็นวงจรแยกกราวด์ก่อนเข้าชุดขับเกตไอซีบีทีกำลังซึ่งได้ใช้อุปกรณ์ออปโต้ (OPTO) เบอร์ TLP 550 จำนวน 4 ตัวทำหน้าที่แยกสัญญาณทางไฟฟ้า โดยออปโต้ที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์ 2 กึ่งบนจะมีการแยกไฟเลี้ยงขนาด 15 โวลต์จากแหล่งจ่ายคนละที่กัน ส่วนออปโต้ที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์ 2 กึ่งล่างจะรับไฟเลี้ยงขนาด 15 โวลต์จากแหล่งจ่ายชุดเดียวกัน การควบคุมการทำงานของโมดูลสวิตช์นี้สามารถทำได้โดยการควบคุมจากออปโต้ ซึ่งในสภาวะเปิดวงจรจะทำการจ่ายสัญญาณไฟบวกเข้าที่ขาออปโต้ Up, Vp, Un และ Vn โดยจะทำให้ไม่มีกระแสไฟไหลผ่านไดโอดเปล่งแสงภายใน ทำให้ชุดไอซีบีทีกำลังด้านเอาต์พุตไม่ทำงาน หากต้องการให้สวิตช์ตัวใดตัวหนึ่งภายในโมดูลสวิตช์ทำงานสามารถทำได้โดยการจ่ายแรงดันที่ขาออปโต้ให้มีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งจะให้มีกระแสไฟไหลผ่านไดโอดเปล่งแสงภายในทำให้ชุดไอซีบีทีด้านเอาต์พุตทำงาน สำหรับกึ่ง Wp, Wn เป็นไอซีบีทีอีกหนึ่งกึ่งที่ไม่ได้ใช้งานจึงทำการจ่ายไฟบวกให้กับทั้งสองกึ่งตลอดเวลา เพื่อให้ทั้งสองกึ่งเปิดวงจรอยู่ ส่วนวงจรที่ใช้ส่งสัญญาณฟลลด์ที่ออกจากตัวโมดูลเพื่อใช้ในการหยุดสัญญาณขับนำในกรณีที่เกิดการลัดวงจรภายในกึ่ง กระแสเกินหรืออุณหภูมิภายในตัวเองมีค่าสูงจะใช้อุปกรณ์ออปโต้ (OPTO) เบอร์ P521 จำนวน 4 ตัว โดยสัญญาณที่มาจากออปโต้ 3 ตัวแรกนี้จะมาจากการตรวจจับบริเวณ

สวิตช์ 3 กิ่งบน ส่วนสัญญาณอีกตัวจะได้จากการตรวจจับจากบริเวณสวิตช์ 3 กิ่งล่าง การทำงานของวงจรนี้ถ้าไม่เกิดสัญญาณฟอลต์จะมีสถานะเป็นบวก แต่ถ้าเกิดฟอลต์ขึ้นจะส่งสัญญาณศูนย์ออกมา ซึ่งในการป้องกันจะทำการนำสถานะศูนย์นี้เข้าสู่วงจรป้องกัน เพื่อตัดการทำงานของระบบต่อไป

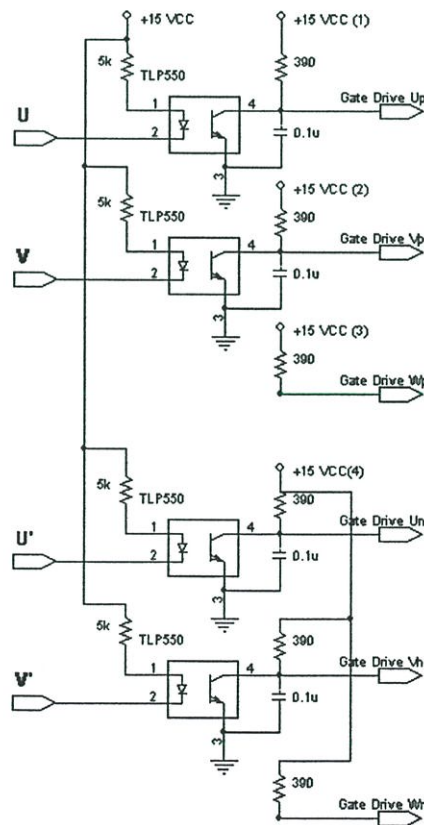


(ก) โครงสร้างภายนอกของไอซีบีทีกำลัง



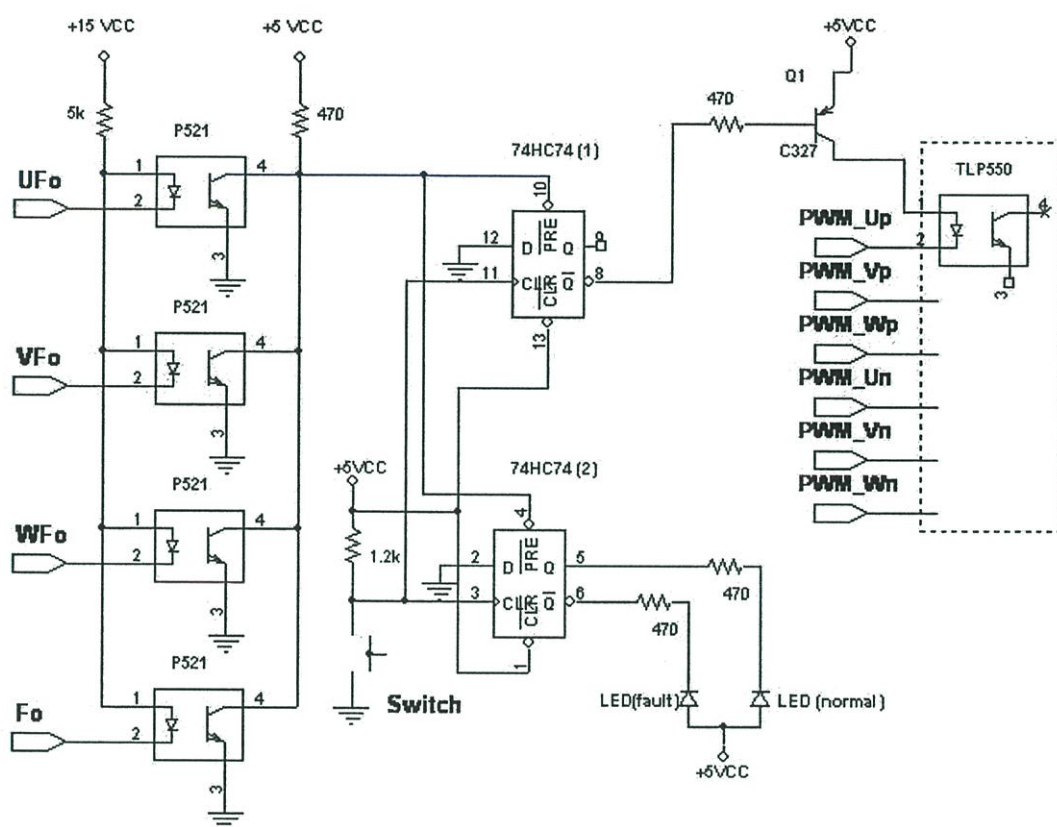
(ข) โครงสร้างภายในของไอซีบีทีกำลัง

ภาพที่ 5.15 โมดูลไอซีบีทีกำลังเบอร์ PM25RSB120



ภาพที่ 5.16 วงจรแยกกราวด์ก่อนเข้าสู่ชุดขับเกตไอซีบีทีกำลัง

5.7 การออกแบบวงจรป้องกัน (Protection Circuit)



ภาพที่ 5.17 วงจรป้องกันและการหยุดนำสัญญาณพัลส์ชับเกต

ระบบป้องกันที่ได้ออกแบบไว้เพื่อป้องกันความเสียหายที่เกิดขึ้นกับระบบควบคุมทั้งหมดได้แสดงดังภาพที่ 5.17 โดยจะใช้หลักการตัดสัญญาณชับเกตที่เข้าสู่ชุดกำลังเพื่อหยุดการทำงานของภาคกำลัง เพราะถือได้ว่าจุดที่จะทำให้เกิดความเสียหายมากที่สุดนั่นก็คือชุดไอจีบีทีโมดูลเพราะจะเป็นส่วนที่รองรับกำลังงานสูงทั้งหมด เมื่อวงจรป้องกันตัดสัญญาณชับเกตออกจะคงค้างสภาวะนั้นไว้จนกว่าจะเกิดการเคลียร์ฟลลิต แล้วทำการรีเซตวงจรป้องกันใหม่ระบบจึงจะสามารถทำงานได้ โดยสัญญาณฟลลิตที่เกิดขึ้นนี้จะรับมาจากโมดูลไอจีบีที ทั้ง 4 ขา นั่นคือ UFo, VFo, WFo, Fo ซึ่งจะส่งสัญญาณศูนย์ออกมาแทนค่าแรงดันบวกเมื่อโมดูลกำลังเกิดฟลลิตภายในตามที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อข้างต้นแล้ว โดยสัญญาณฟลลิตที่เกิดขึ้นจะนำไปเข้าออปโตไดเบอ์ P521 เพื่อทำการแยกกราวด์ของสัญญาณควบคุมกับสัญญาณฟลลิต ปกติทางด้านเอาต์พุตของออปโตไดเบอ์ P521 จะมีค่าเป็น High ตามไฟเลี้ยงจึงทำให้ขา PRESET ของ ไอซี 74HC74 มีสถานะสูง ซึ่งจะส่งผลให้ขา $1Q(1)$ มีสถานะต่ำ ทำให้ LED ติดแสดงสภาวะปกติ (สีเขียว) และขาสัญญาณ $\bar{Q}(1)$ จะมีสถานะสูง ทำให้ LED แสดงสภาวะฟลลิตไม่ติด (สีแดง) ในขณะที่เดียวกันสถานะของขา $\bar{Q}(2)$ ก็จะมีสูงด้วย

ทำให้ทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่เปรียบเสมือนสวิตช์จ่ายไฟให้กับชุดออปโตไดโอดสัญญาณขับเคลื่อนทำงาน แต่เมื่อไหนที่เกิดสัญญาณฟลิตขึ้นจะทำให้เอาต์พุตของออปโตไดโอด P521 มีค่าเป็นศูนย์ขา PRESET เป็นศูนย์ ทำให้สถานะของ LED ฟลิตทำงาน และสถานะของขา $\bar{Q}(2)$ จะเป็นศูนย์ทำให้ทรานซิสเตอร์ตัดไฟเลี้ยงที่จ่ายให้กับชุดออปโตไดโอด ทำให้สัญญาณขับเคลื่อนไม่สามารถทำงานได้ สถานะการตัดไฟเลี้ยงให้กับออปโตไดโอดจะคงค้างไว้จนกว่าจะมีการส่งสัญญาณพัลส์มาทางขา 3 ไม่อย่างนั้นแล้วขาเอาต์พุตของ 74HC74 ทั้ง 2 ตัวก็ยังคงสถานะนั้นต่อไป ในการทำการรีเซ็ตระบบป้องกันจะทำการกดที่สวิตช์ที่ต่อกับขา 3 ของ 74HC74 (2) ซึ่งเปรียบเสมือนการป้อนสัญญาณนาฬิกาให้กับ D Flip-Flop ทำให้สถานะเอาต์พุตของวงจรเปลี่ยนไป ทำให้ขา $\bar{Q}(1)$ มีสถานะเป็นบวกอีกครั้ง สัญญาณพีดับบลิวเอ็มจึงสามารถผ่านออปโตไดโอด TLP 550 เข้าสู่ขาขับเคลื่อนของไอจีบีทีโมดูลต่อไป

5.8 สรุป

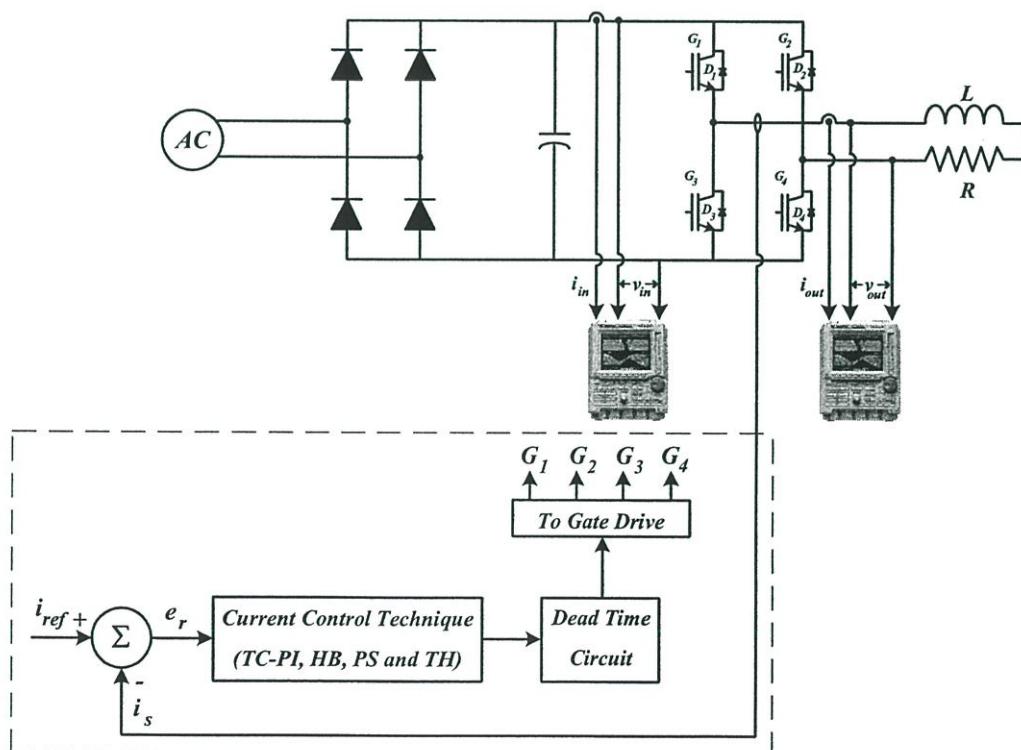
ในบทนี้เป็นการกล่าวถึงการออกแบบและสร้างวงจรในส่วนของวงจรถบคุมคือ วงจรสร้างสัญญาณไซน์อ้างอิง ระบบควบคุมกระแสแบบพหุสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ แบบขอบเขตฮีสเทอรีซิสคองที่ แบบพีรีโอดิคคอลล แคมป์ลิ่งและแบบฮีสเทอรีซิส 3 ระดับ ซึ่งได้นำหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอไปแล้วทั้งหมดมาสร้างเป็นวงจรใช้งานจริง การสร้างวงจรประวิงเวลา วงจรตรวจจับกระแส โดยการออกแบบสัญญาณควบคุมต้องมุ่งเน้นความถูกต้องและแน่นอนของสัญญาณ รวมไปถึงสัญญาณรบกวนที่มีเข้ามาในระบบซึ่งเป็นอีกปัจจัยหนึ่งที่อาจจะทำให้ระบบมีการทำงานที่ผิดพลาดไป ในส่วนของวงจรกำลังประกอบด้วยการสร้างแรงดันไฟตรง (ดีซี) และวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งถือว่าเป็นส่วนที่มีโอกาสได้รับอันตรายมากที่สุดเพราะเป็นส่วนที่ต้องรองรับกำลังค่อนข้างสูงถ้าการทำงานเกิดการผิดพลาด หรือมีสัญญาณรบกวนเข้ามาในวงจรอาจจะเป็นอันตรายต่อระบบได้ การออกแบบวงจรป้องกันในส่วนนี้จึงมีความจำเป็นอย่างมากเพื่อลดอัตราเสี่ยงดังกล่าว จึงได้นำเสนอวงจรป้องกันเพื่อมาช่วยป้องกันระบบให้มีความน่าเชื่อถือมากยิ่งขึ้นซึ่งผลที่ได้ก็เป็นที่น่าพอใจ การสร้าง ออกแบบวงจรแต่ละประเภทได้มีการแสดงและอธิบายอย่างละเอียด เพื่อที่จะสามารถนำไปสร้างเป็นเครื่องต้นแบบได้ต่อไป

บทที่ 6

ผลการจำลองและผลการทดลอง

6.1 บทนำ

บทนี้จะเป็นการนำเสนอผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป PSpice และผลการทดลองที่ได้จากอินเวอร์เตอร์เครื่องต้นแบบที่ได้สร้างขึ้นโดยใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซีต 3 ระดับ (TH) ซึ่งนำไปเปรียบเทียบกับวิธีการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ (TC-PI) การควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซีตคองที่ (HB) และการควบคุมกระแสแบบพีรีโอติกคอลล แซมปลิง (PS) โดยนำไปทดสอบในกรณีที่โหลดเป็นความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ เพื่อศึกษาถึงรูปแบบสัญญาณกระแสอ้างอิง กระแสจริง สัญญาณ error แรงดันเอาต์พุตที่ ดับบลิว เอ็ม สเปคตรัมของสัญญาณที่ความถี่ต่างๆ ประสิทธิภาพ (Efficiency) ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส ($THD_i(\%)$) ได้นำเสนอถึงผลการจำลองและผลการทดลองเพื่อเป็นการเปรียบเทียบ ยืนยันผลทั้งทางด้านทฤษฎีและปฏิบัติ ให้มีความสอดคล้องซึ่งกันและกัน ซึ่งจะให้เห็นข้อดีและข้อเสียของเทคนิคการควบคุมกระแสแต่ละแบบได้ชัดเจนยิ่งขึ้น



ภาพที่ 6.1 วงจรการทำงานและการวัดค่าต่างๆที่ใช้ในการทดลอง

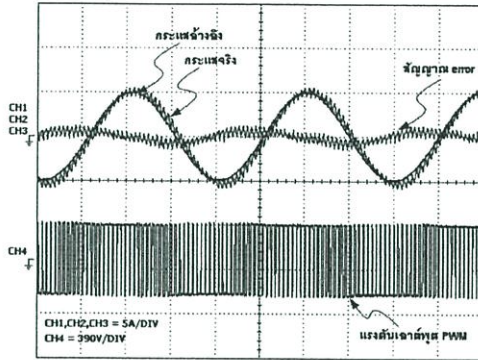
ภาพที่ 6.1 เป็นชุดการทดลองที่ใช้สำหรับทำการทดสอบซึ่งใช้พารามิเตอร์เดียวกันกับที่ใช้ใน ส่วนของการจำลอง เพื่อนำไปวิเคราะห์คุณภาพของรูปคลื่นกระแส โดยการทดลองได้จากการเก็บ ข้อมูลของรูปคลื่นแรงดันและกระแสโดยใช้ Digital Oscilloscope ของ YOGOKAWA รุ่น DL1520 ที่มี A/D ขนาด 8 bits 200 MS/s 150 MHz เก็บข้อมูลให้อยู่ในไฟล์ *.csv ซึ่งสามารถนำไป วิเคราะห์คุณภาพของรูปคลื่นด้วยโปรแกรม MATLAB ในส่วนชุดวงจรกำลังได้เลือกใช้ไอจีบีที โมดูลกำลังของบริษัทมิตซูบิชิ เบอร์ PW25RSB120 ที่มีพิทักแรงดัน 1,200 V ผลการจำลองและผล การทดลองแบ่งออกเป็นหัวข้อดังต่อไปนี้

6.2 การควบคุมกระแสในสถานะเชิงเส้น

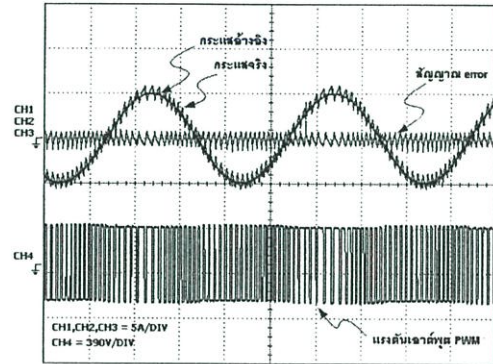
สำหรับสถานะเชิงเส้นนั้นเป็นการทดสอบด้วยอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ แรงดันดีซีลิงค์ที่ 310 V จ่ายโหลด RL ที่ประกอบด้วย $L=50$ mH และ $R=32$ Ω ทำการบันทึกรูปสัญญาณกระแส อังอิง กระแสจริง สัญญาณ error แรงดันเอาต์พุต PWM ด้วย Digital Oscilloscope ของ YOGOKAWA แบบ 4 ช่องสัญญาณจึงทำให้ได้รูปสัญญาณทั้ง 4 เทคนิคเป็นแบบเวลาจริง (Real Time) ทำให้สามารถเปรียบเทียบคุณลักษณะการทำงานและพฤติกรรมของระบบได้อย่างถูกต้อง และเข้าใจมากยิ่งขึ้น

จากภาพที่ 6.2 (ก) เป็นเทคนิคการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอ คงที่ในเงื่อนไขการทำงานสถานะเชิงเส้น เห็นได้ว่ากระแสจริงจะมีการล้าหลังกระแสอังอิงอยู่ เล็กน้อยทั้งนี้ก็เนื่องมาจากการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่มีตัว เก็บประจุเข้ามาเกี่ยวข้องจึงเป็นผลให้เกิดการล้าหลังดังกล่าว แต่เมื่อสังเกตจากสัญญาณ error เห็นได้ว่ามีความสม่ำเสมอของสวิตช์มาก ซึ่งสามารถสังเกตจากสเปคตรากกระแสได้อย่างชัดเจนใน หัวข้อต่อไป ภาพที่ 6.2 (ข) เป็นการควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคองที่ กระแสจริงและ กระแสอังอิงจะติดตามกันอย่างต่อเนื่อง รูปแบบของสัญญาณ error จะมีความไม่สม่ำเสมอ โดย ในช่วงค่าสูงสุดและค่าต่ำสุดของกระแสอังอิงหรือกระแสจริงความถี่แรงดันเอาต์พุต พี ดับบลิว เอ็มมีค่าต่ำ ส่วนในช่วงกระแสอังอิงหรือกระแสจริงมีค่าใกล้เคียงศูนย์ความถี่สวิตช์จะ มีค่าสูง ภาพที่ 6.2 (ค) เป็นการควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิคคอลล แคมป์ลิ่ง ลักษณะของกระแสจริง และกระแสอังอิงจะคล้ายกับการควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคองที่ แต่ต่างกันตรง รูปแบบของสัญญาณ error และแรงดันเอาต์พุตพี ดับบลิว เอ็มที่ความถี่สูงๆจะโดนกำจัดไป ขึ้นอยู่ กับสัญญาณนาฬิกาที่ใส่เข้ามาดังที่ได้กล่าวไปแล้วในภาคทฤษฎี ภาพที่ 6.2 (ง) เป็นการควบคุม กระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับ เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตพี ดับบลิว เอ็มมี 3 ระดับกล่าวคือ มี แรงดัน $+V_{dc}$, 0 และ $-V_{dc}$ สัญญาณแรงดันและกระแสติดตามกันอย่างต่อเนื่อง รูปแบบของ สัญญาณ error มีลักษณะเบี่ยงเบนไปทางบวกหรือลบเล็กน้อยไม่อยู่กึ่งกลางดังเช่น 3 เทคนิคที่

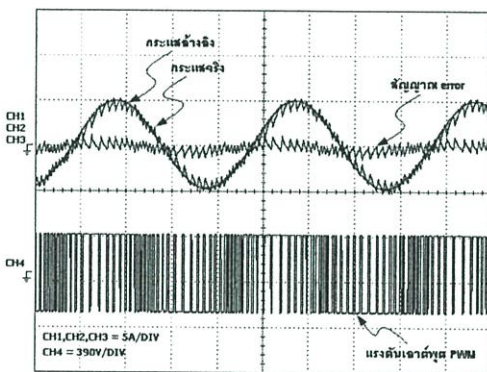
กล่าวมาทั้งหมด รูปแบบของสัญญาณการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับเป็นไปดังรูปแบบของทฤษฎีที่กล่าวไปแล้วในบทที่ 4 ซึ่งรูปของสัญญาณพี ดับบลิว เอ็ม นั้นจะมีซีกบวกหรือซีกลบก็จะเป็นไปตามซีกของสัญญาณกระแสอ้างอิง [24]



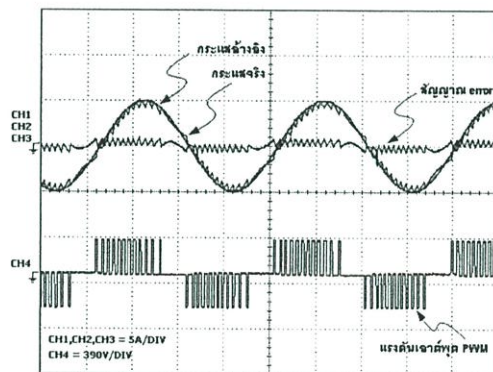
(ก) TC-PI



(ข) HB



(ค) PS



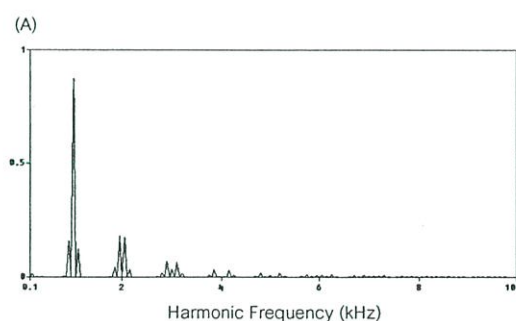
(ง) TH

ภาพที่ 6.2 สัญญาณกระแสอ้างอิง สัญญาณกระแสจริง สัญญาณ error และแรงดันเอาต์พุต PWM ที่ได้จากการทดลอง

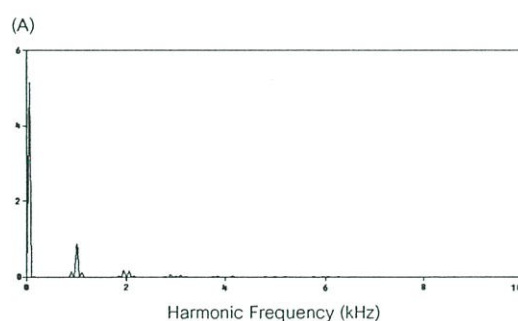
6.2.1 สเปกตรากะแสในสภาวะเชิงเส้น

จากภาพที่ 6.3-6.6 เป็นสเปกตรากะแสของการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ แบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคองที่ แบบพีรีโอดิคคอด แซมปลิงและแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับตามลำดับ ที่ความถี่สวิตชิ่ง 1 kHz ทุกเทคนิค โดยจะแบ่งเป็นรูป (ก) - (ง) ซึ่งรูป (ก) และ (ค) เป็นการแสดงผลการจำลองและการทดลองสเปกตราในย่านความถี่ 0.1 kHz-10 kHz เพื่อต้องการนำเสนอให้เห็นถึงกลุ่มของความถี่สวิตชิ่งว่ามีลักษณะเป็นเช่นไรและเกาะกลุ่มกันมากแค่ไหน ส่วนรูป (ข) และ (ง) เป็นการแสดงผลสเปกตราของผลการจำลองและการ

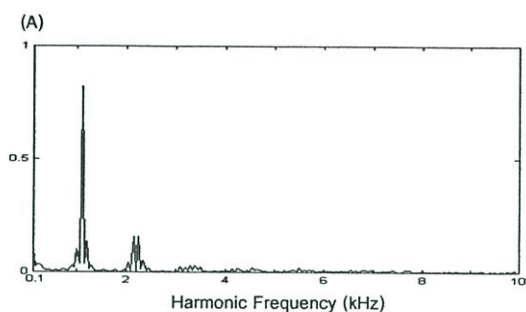
ทดลองในย่านความถี่ 0 Hz-10 kHz โดยต้องการนำเสนอให้เห็นถึงกระแสมูลฐานว่ามีขนาดเป็นเท่าใดเพื่อนำไปเปรียบเทียบคุณลักษณะ รวมถึงประสิทธิภาพของแต่ละเทคนิค โดยผลที่ได้จากการจำลองสอดคล้องกับผลการทดลอง ซึ่งภาพที่ 6.3 เป็นแบบพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่สังเกตได้จากสเปกตรากลุ่มแรกจะอยู่ที่ความถี่ 1 kHz แบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่มีลักษณะของสเปกตรากะกลุ่มดีกว่าการควบคุมทั้ง 3 แบบ เนื่องจากฮาร์มอนิกซึ่งกระจายอยู่ที่อันดับต่าง ๆ นั้นได้ถูกรวมเข้าไปใน Sidebands รอบๆ ฮาร์มอนิกอันดับที่ 20 โดยสัมพันธ์กับความถี่ของสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมที่ตั้งไว้ 1 kHz จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าเทคนิคพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่นี่มีจุดเด่นในการถ่ายต่อการออกแบบตัวกรองมาก [25] เพราะความถี่มีการรวมกลุ่มกันอย่างชัดเจนนั่นเอง ภาพที่ 6.4 เป็นแบบขอบเขตฮิสเตอร์ซิสคองที่ สเปกตรามีลักษณะการกระจายแต่มีขนาดต่ำกว่าแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่นั่นก็เป็นเพราะว่าขนาดของแรงดันทั้งหมดกระจายไปสู่ Sidebands ข้างๆ นั่นเองทำให้ยากต่อการออกแบบตัวกรองมากกว่า ส่วนภาพที่ 6.5 เป็นแบบพีไอคองคอลลัมเพล็งโดยมีการกระจายของสเปกตรามากกว่าแบบขอบเขตฮิสเตอร์ซิสคองที่และยังมีความถี่อันดับต่ำเข้ามาเกี่ยวข้องด้วย แต่ในส่วนของความถี่สูงที่เกิดขึ้นจากแบบขอบเขตฮิสเตอร์ซิสคองที่จะถูกตัดทิ้งไป สำหรับภาพที่ 6.6 เป็นการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ซิสคอง 3 ระดับ ซึ่งมีขนาดของฮาร์มอนิกที่ต่ำและมีการกระจายน้อยกว่าการควบคุมกระแสแบบอื่น ดังนั้นการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ซิสคอง 3 ระดับจึงมีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส ($THD_r(\%)$) น้อยที่สุด



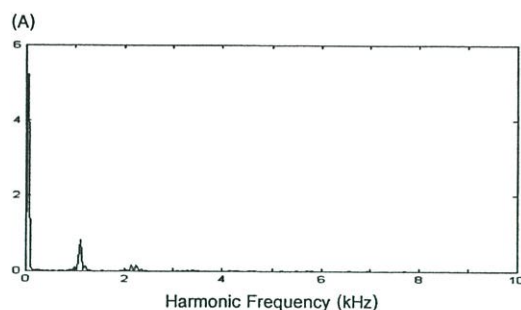
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

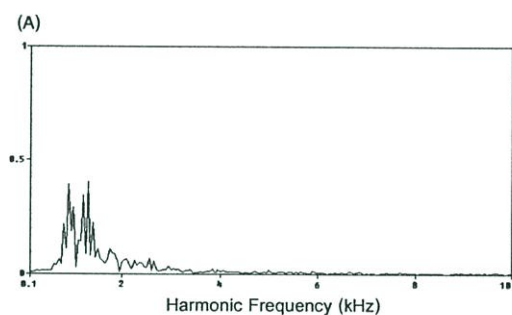


(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)

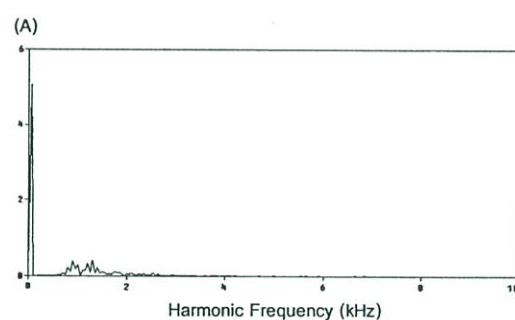


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

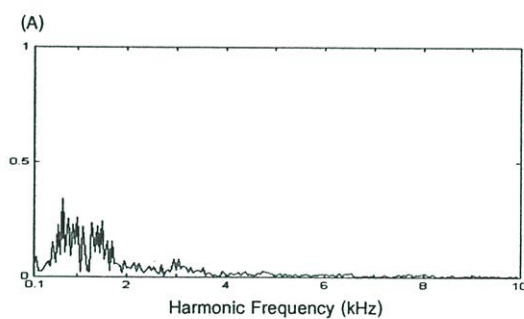
ภาพที่ 6.3 สเปกตรากะแสจริงของ TC-PI ที่ $f_s = 1$ kHz



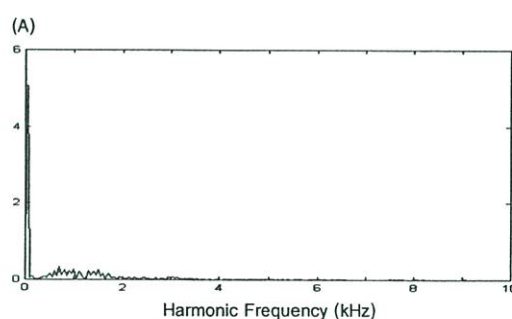
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

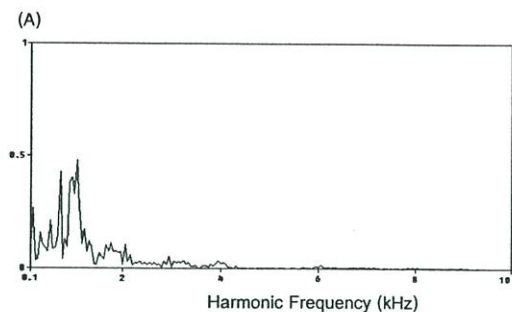


(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)

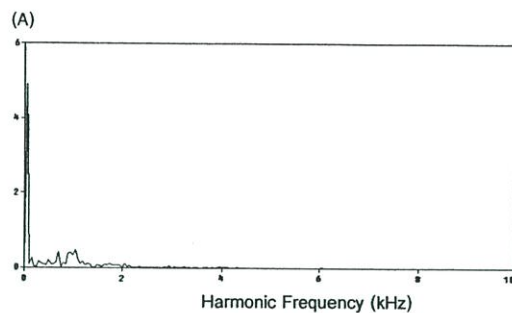


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

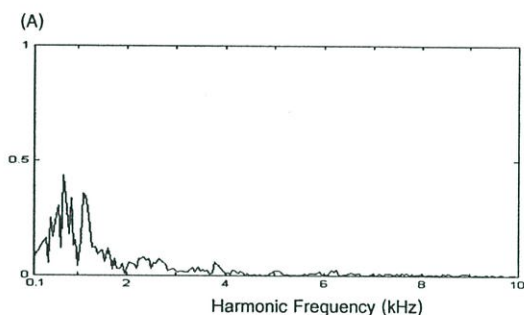
ภาพที่ 6.4 สเปกตรากะแสจริงของ HB ที่ $f_s = 1$ kHz



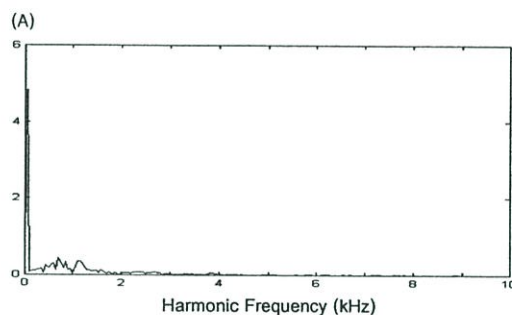
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

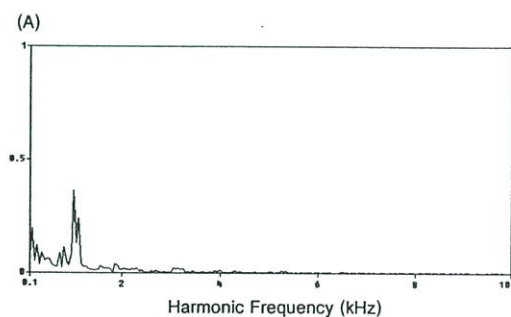


(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)

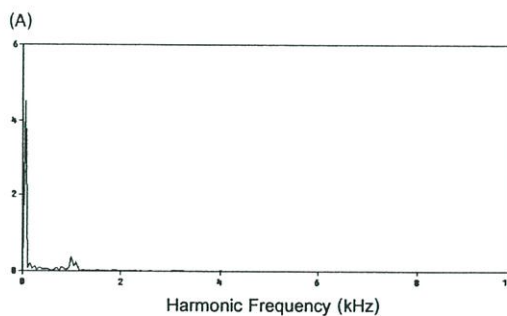


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

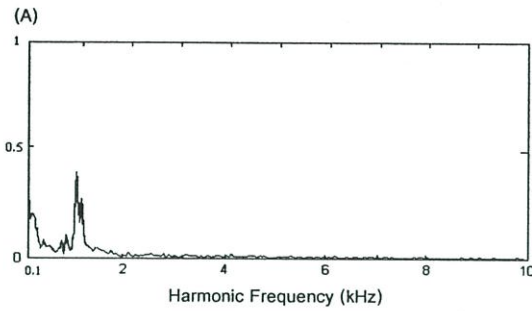
ภาพที่ 6.5 สเปคตรากะแแสจริงของ PS ที่ $f_s = 1$ kHz



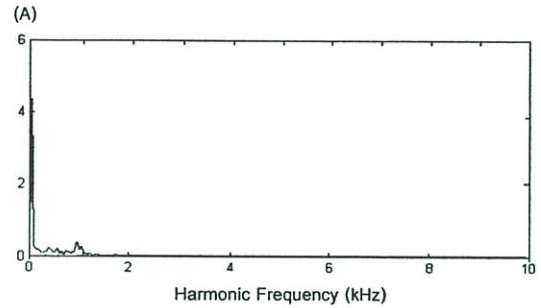
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)



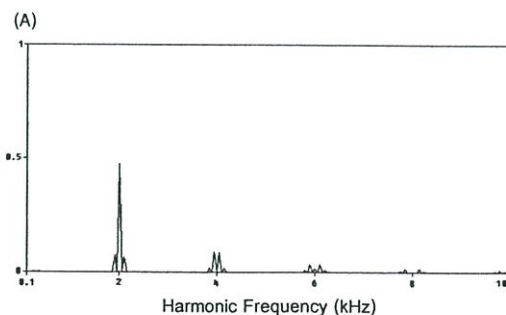
(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



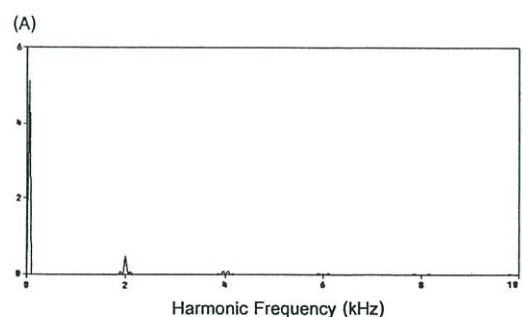
(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.6 สเปคตรากะแสจริงของ TH ที่ $f_s = 1$ kHz

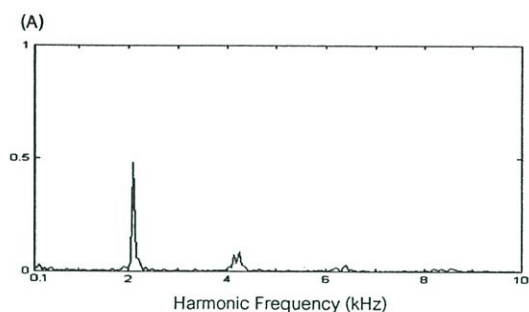
จากภาพที่ 6.7-6.10 เป็นสเปคตราของการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยม ด้วยพีไอคองที่ แบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคองที่ แบบพีรีโอดิคคอลล แคมป์ลิ่ง และแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับ ตามลำดับ ที่ความถี่สวิตซิ่ง 2 kHz ทุกเทคนิค โดยจะแบ่งเป็นรูป (ก) และ (ข) ซึ่งรูป (ก) เป็นการแสดงผลการจำลองสเปคตราในย่านความถี่ 0.1 kHz-10 kHz ส่วนรูป (ข) เป็นการแสดงผลการจำลองสเปคตราในย่านความถี่ 0 Hz-10 kHz เช่นเดิม แต่จะเพิ่มในส่วนของรูป (ค) และ (ง) ซึ่งรูป (ค) เป็นการแสดงผลการทดลองสเปคตราในย่านความถี่ 0.1 kHz-10 kHz ส่วนรูป (ง) เป็นการแสดงผลของการทดลองสเปคตราในย่านความถี่ 0 Hz-10 kHz เพื่อนำผลที่ได้ไปเปรียบเทียบกับผลการจำลองในรูป (ก) และ (ข) ซึ่งผลการทดลองที่ได้สอดคล้องกับผลการจำลอง จะเห็นได้ว่าทุกเทคนิคกลุ่มของความถี่สวิตซิ่งจะมีค่าอยู่บริเวณความถี่ที่ 2 kHz และผลที่ได้สอดคล้องกับที่ความถี่สวิตซิ่งที่ 1 kHz แต่จะมีขนาดต่ำกว่า โดยสเปคตราของการควบคุมกระแสแบบพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ยังคงมีลักษณะที่เกาะกลุ่มกันอยู่ ส่วนการควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิคคอลล แคมป์ลิ่งและแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคองที่ก็ยังคงมีฮาร์มอนิกอันดับต่ำอยู่ ทำให้ยากต่อการออกแบบตัวกรอง ดังนั้นคุณลักษณะโดยรวมของการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับยังได้คงเปรียบกว่าการควบคุมกระแสแบบอื่น



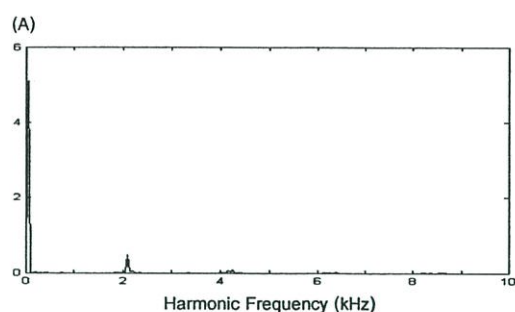
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

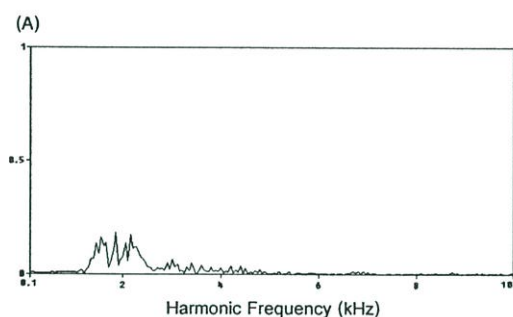


(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)

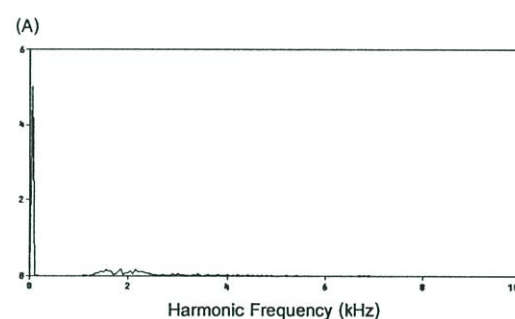


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

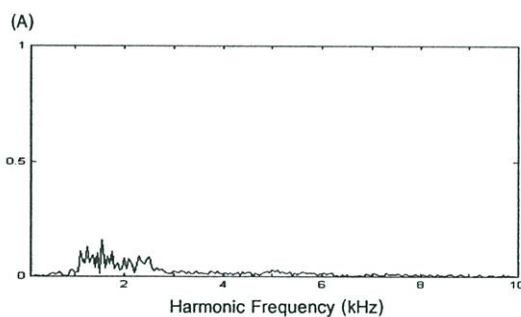
ภาพที่ 6.7 สเปกตรากะแสจริงของ TC-PI ที่ $f_s = 2$ kHz



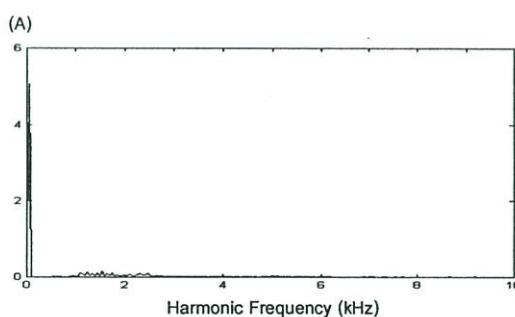
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

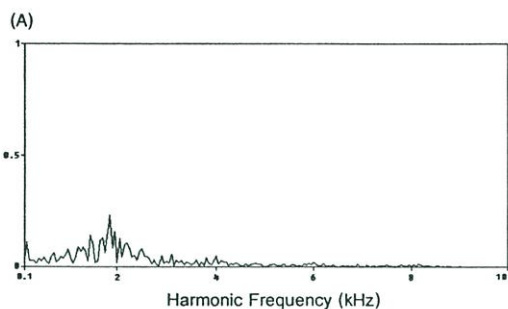


(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)

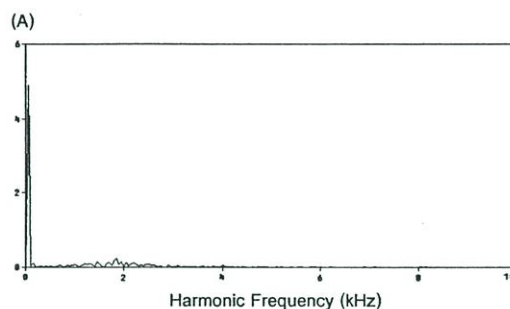


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

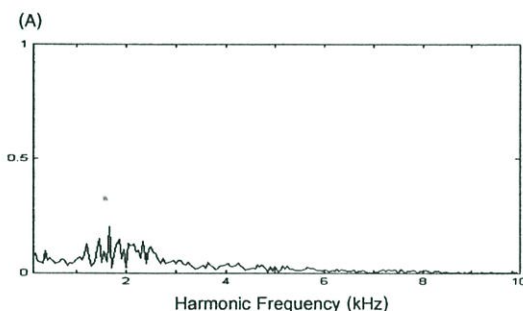
ภาพที่ 6.8 สเปกตรากะแสจริงของ HB ที่ $f_s = 2$ kHz



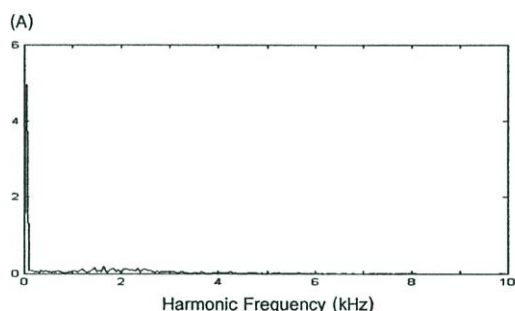
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

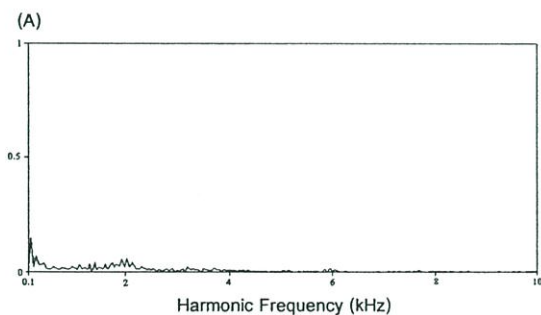


(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)

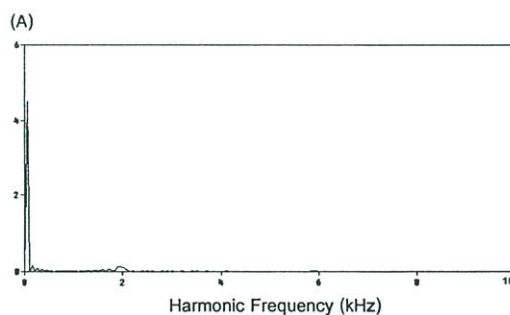


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

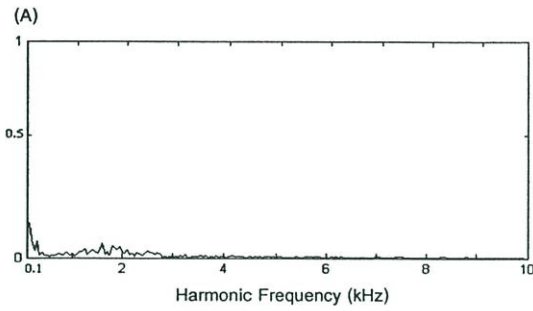
ภาพที่ 6.9 สเปกตรากะแสจริงของ PS ที่ $f_s = 2$ kHz



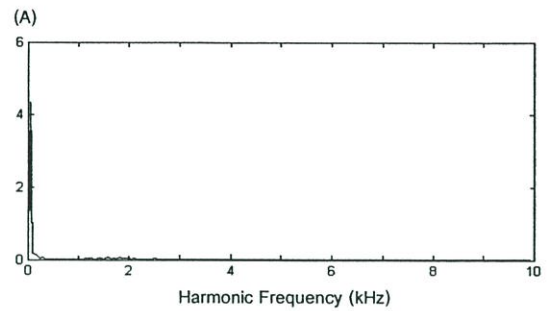
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)



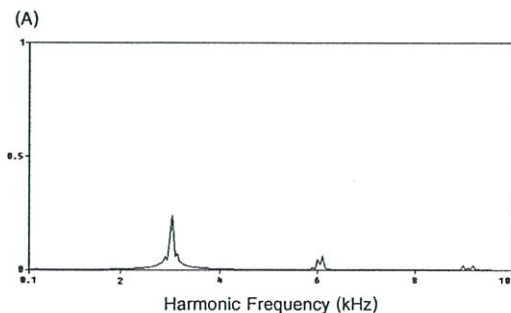
(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



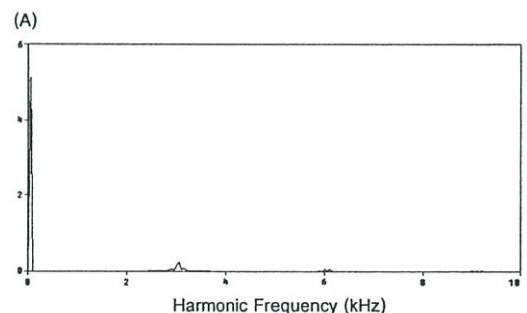
(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.10 สเปคตรากะแแสจริงของ TH ที่ $f_s = 2$ kHz

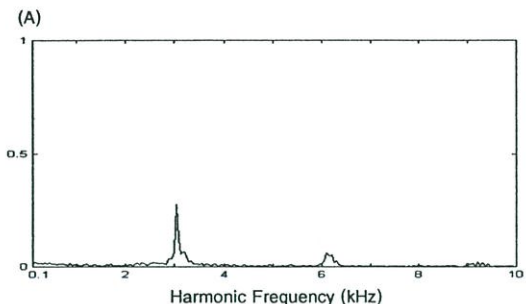
จากภาพที่ 6.11-6.14 เป็นสเปคตราของการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ แบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซีคคองที่ แบบพีรีโอดิคคอลล แคมป์ลิ่ง และแบบฮีสเตอร์รีซีค 3 ระดับ ตามลำดับ ที่ความถี่สวิตซิง 3 kHz ทุกเทคนิค โดยจะแบ่งเป็นรูป (ก) - (ง) ซึ่งรูป (ก) และ (ค) นั้นเป็นการแสดงผลการจำลองสเปคตราในย่านความถี่ 0.1 kHz-10 kHz ส่วนรูป (ข) และ (ง) จะเป็นการแสดงผลการทดลองสเปคตราในย่านความถี่ 0 Hz-10 kHz จากทุกเทคนิคจะเห็นได้ว่ากลุ่มของความถี่สวิตซิงมีค่าอยู่บริเวณความถี่ที่ 3 kHz โดยของการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่มีการเกาะกลุ่มกันอย่างเห็นได้ชัด ขนาดของสัญญาณสูงสุดที่ความถี่สวิตซิงยังคงมีปริมาณมากกว่าเทคนิคอื่นๆ แต่มีขนาดลดลงเมื่อเทียบกับการทำงานที่ความถี่สวิตซิง 1 kHz และ 2 kHz สำหรับแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซีคคองที่ แบบพีรีโอดิคคอลล แคมป์ลิ่ง และแบบฮีสเตอร์รีซีค 3 ระดับนั้น ก็มีขนาดของสัญญาณสูงสุดที่ความถี่สวิตซิงลดลงเช่นเดียวกับการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ ทั้งนี้เนื่องมาจากการที่เพิ่มความถี่สวิตซิงของระบบทำให้กลุ่มฮาร์โมนิกอันดับต่างๆ เลื่อนออกไปด้วยเช่นกัน



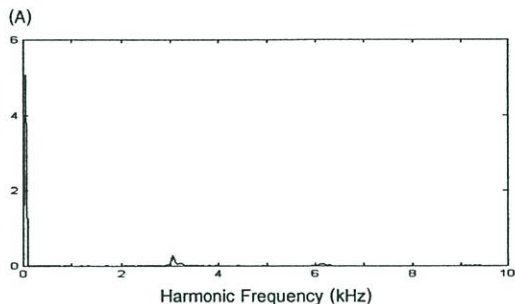
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

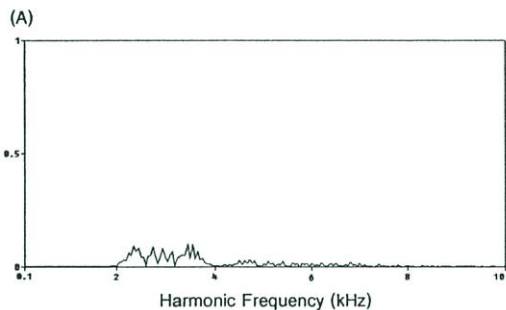


(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)

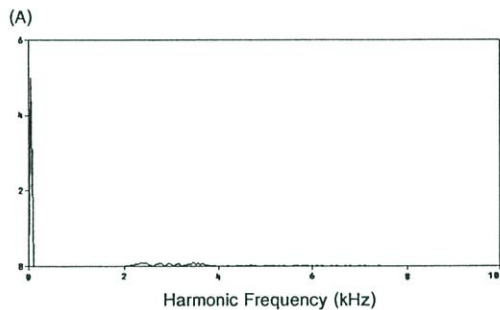


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

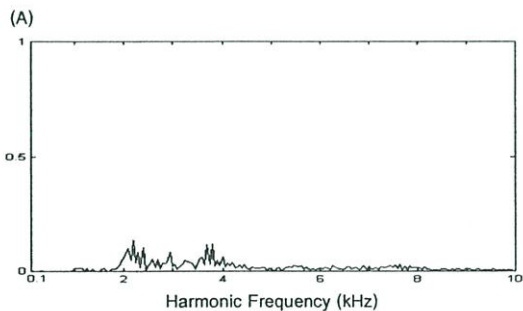
ภาพที่ 6.11 สเปกตรากะแสจริงของ TC-PI ที่ $f_s = 3$ kHz



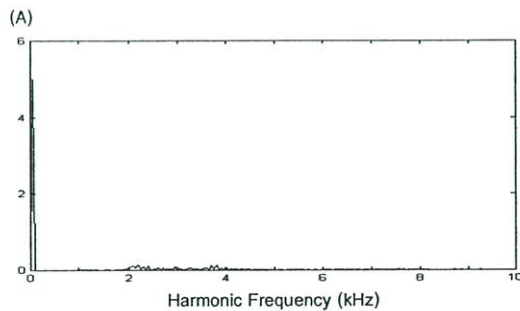
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

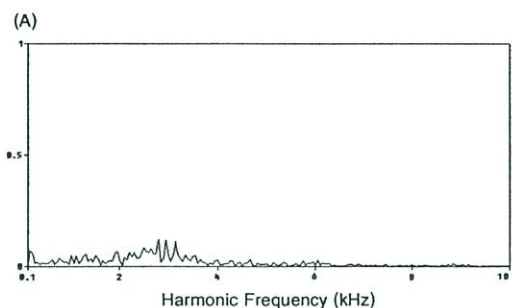


(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)

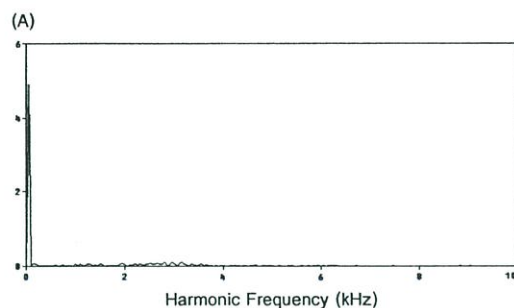


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

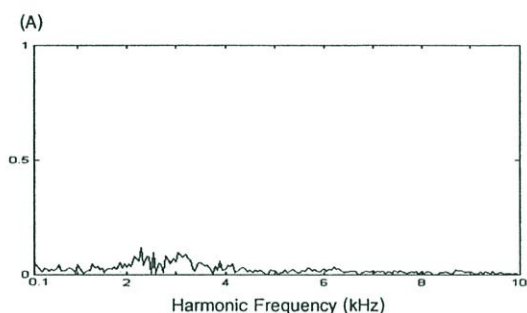
ภาพที่ 6.12 สเปกตรากะแสจริงของ HB ที่ $f_s = 3$ kHz



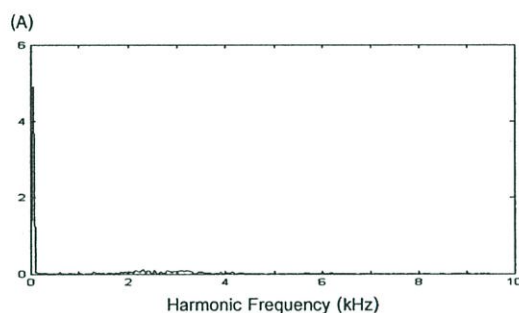
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

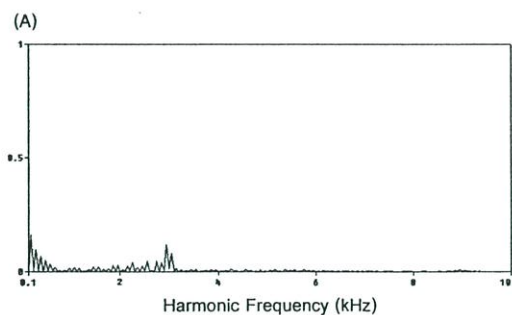


(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)

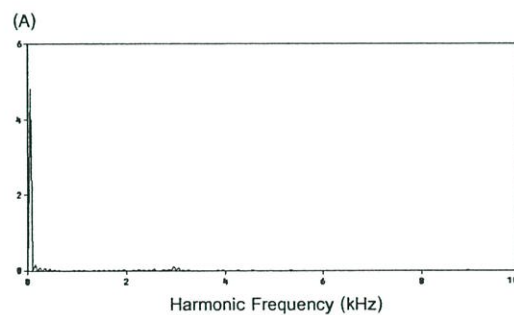


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

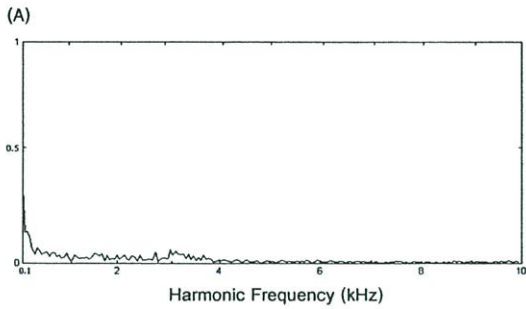
ภาพที่ 6.13 สเปกตรากะแสจริงของ PS ที่ $f_s = 3$ kHz



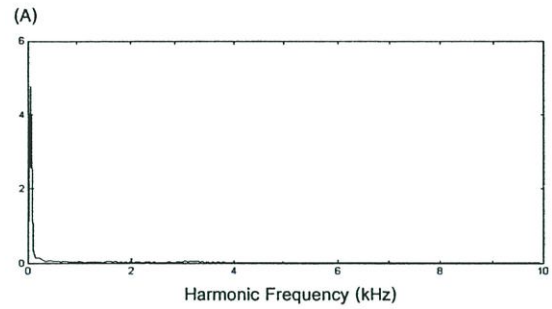
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)



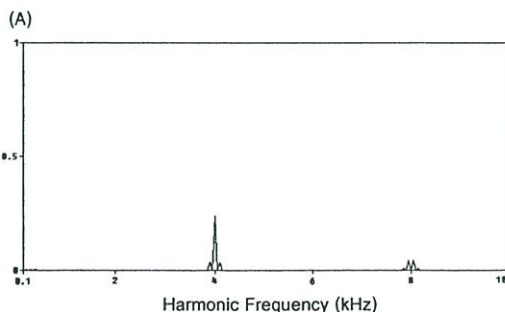
(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



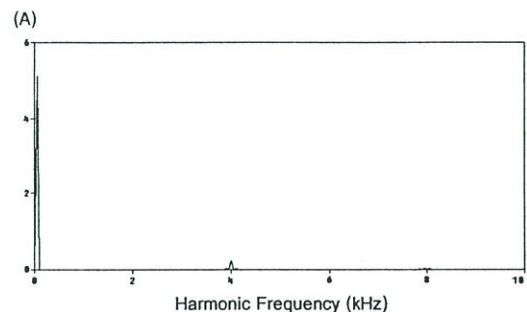
(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.14 สเปกตรากะแแสจริงของ TH ที่ $f_s = 3$ kHz

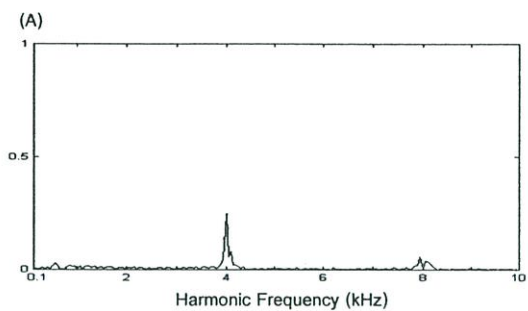
จากภาพที่ 6.15-6.18 เป็นสเปกตราของการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยม ด้วยพีไอคงที่ แบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซีตคงที่ แบบพีรีโอดิคอล แชมป์ลิ่งและแบบฮิสเตอร์รีซีต 3 ระดับ ตามลำดับ ที่ความถี่สวิตซิ่ง 4 kHz ทุกเทคนิค โดยจะแบ่งเป็นรูป (ก) และ (ข) ซึ่งรูป (ก) เป็นการแสดงผลการจำลองสเปกตราในย่านความถี่ 0.1 kHz-10 kHz ส่วนรูป (ข) เป็นการแสดงผลการจำลองสเปกตราในย่านความถี่ 0 Hz-10 kHz เช่นเดิม แต่จะเพิ่มเติมในส่วนของรูป (ค) และ (ง) ซึ่งรูป (ค) เป็นการแสดงผลการทดลองสเปกตราในย่านความถี่ 0.1 kHz-10 kHz ส่วนรูป (ง) เป็นการแสดงผลการทดลองสเปกตราในย่านความถี่ 0 Hz-10 kHz เพื่อนำผลที่ได้ไปเปรียบเทียบกับผลการจำลองในรูป (ก) และ (ข) ซึ่งผลการทดลองที่ได้ค่าสอดคล้องกับผลการจำลอง จะเห็นได้ว่าทุกเทคนิคกลุ่มของความถี่สวิตซิ่งมีค่าอยู่บริเวณความถี่ที่ 4 kHz และมีขนาดของสัญญาณลดลงกว่าที่ความถี่สวิตซิ่ง 1 kHz, 2 kHz และ 3 kHz ซึ่งผลที่ได้เป็นไปในแนวทางเดียวกันกับที่ความถี่สวิตซิ่ง 1 kHz, 2 kHz และ 3 kHz โดยการควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิคอล แชมป์ลิ่งสามารถลดฮาร์มอนิกอันดับต่ำลงได้มากเนื่องมาจากความถี่สวิตซิ่งที่สูงขึ้น ทำให้กลุ่มของฮาร์มอนิกเลื่อนออกไปจากความถี่มูลฐาน การควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซีต 3 ระดับ มีขนาดของกลุ่มของความถี่สวิตซิ่งที่น้อยมาก



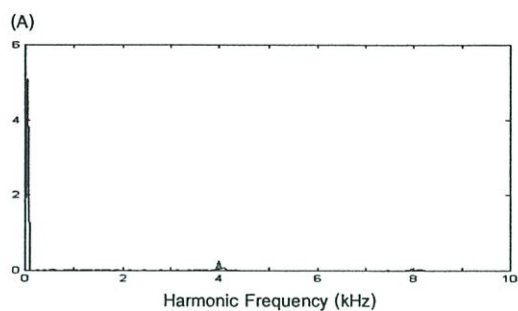
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

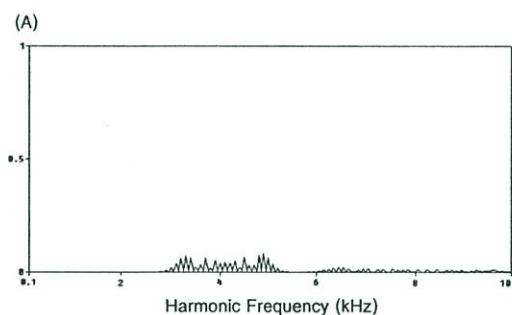


(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)

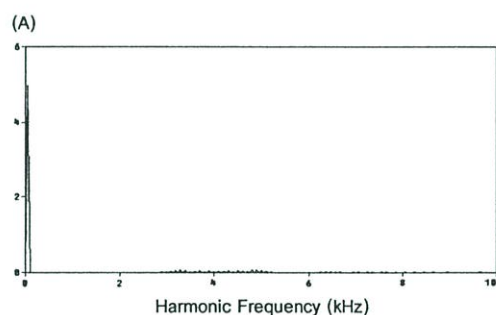


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

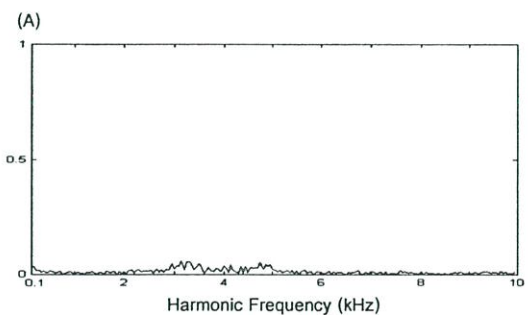
ภาพที่ 6.15 สเปกตรากะแสจริงของ TC-PI ที่ $f_s = 4$ kHz



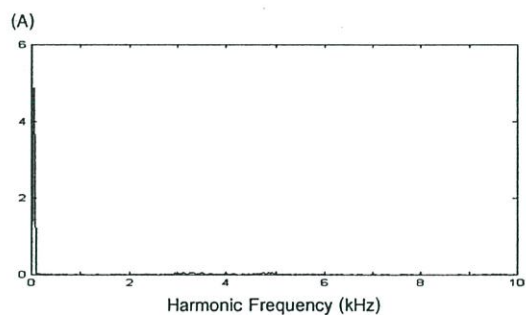
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

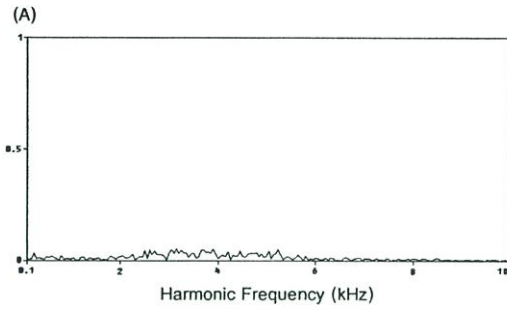


(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)

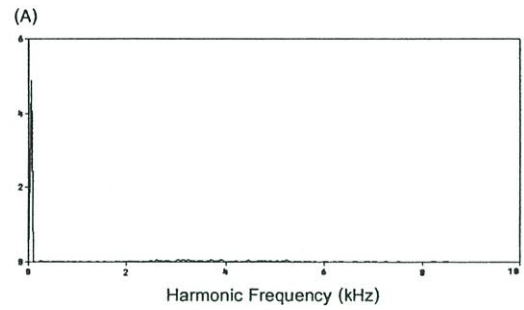


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

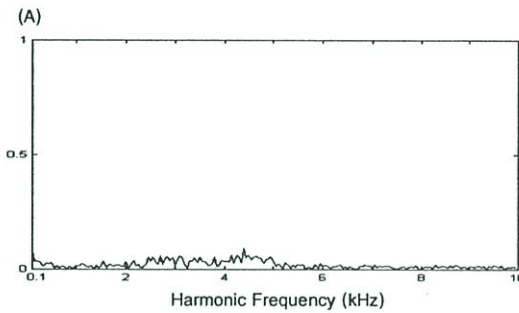
ภาพที่ 6.16 สเปกตรากะแสจริงของ HB ที่ $f_s = 4$ kHz



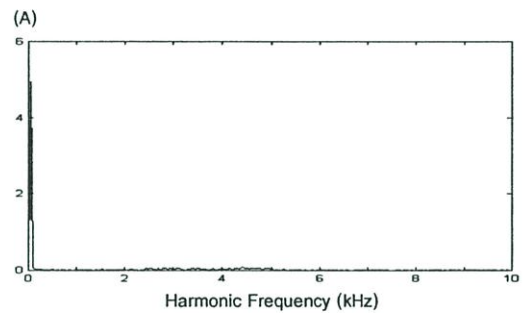
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

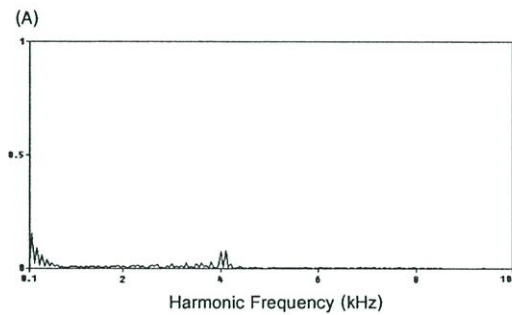


(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)

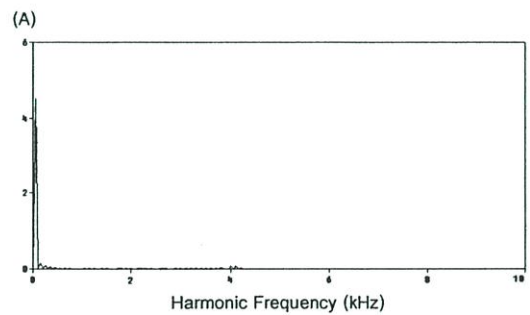


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

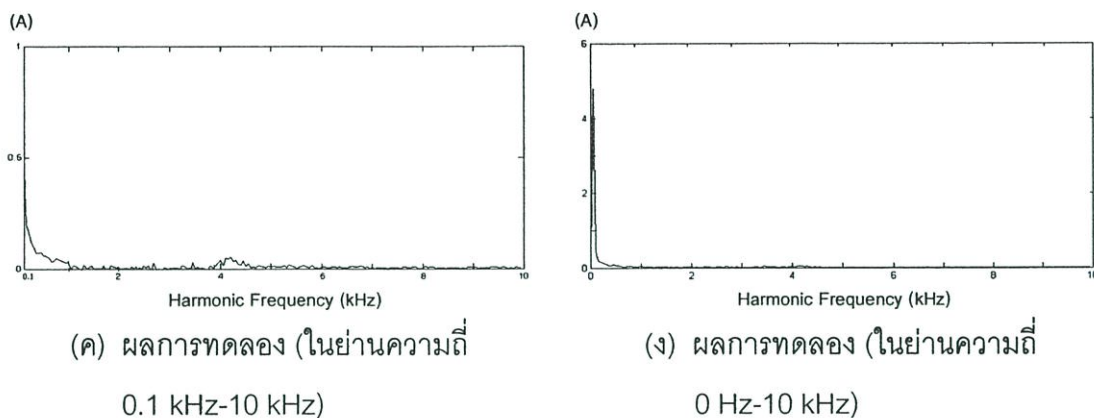
ภาพที่ 6.17 สเปกตรากะแสจริงของ PS ที่ $f_s = 4$ kHz



(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

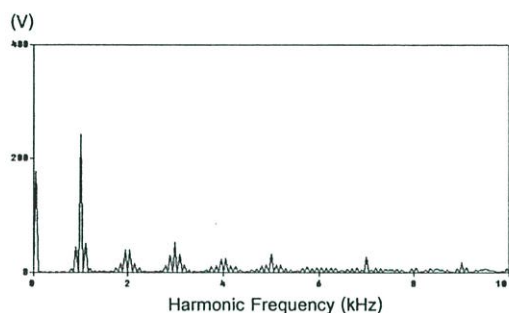


ภาพที่ 6.18 สเปกตรากระแแสงจริงของ TH ที่ $f_s = 4$ kHz

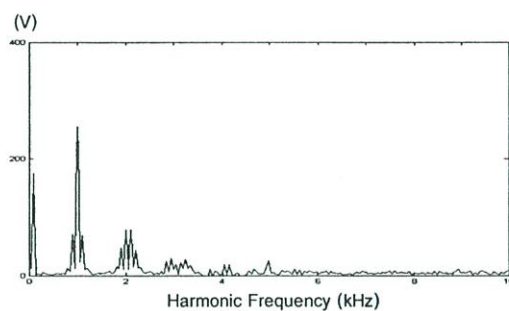
6.2.2 สเปกตราแรงดันในสภาวะเชิงเส้น

ในหัวข้อนี้เป็นวิเคราะห์เพื่อดูผลของสเปกตราแรงดันในสภาวะเชิงเส้นทั้งจากการจำลองและการทดลองของการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคงที่ แบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคิงที่แบบพีรีโอดิคอล แซมปลิงและแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับ ตามลำดับ โดยภาพที่ 6.19-6.22 เป็นผลที่ความถี่สวิตชิง 1 kHz ทุกเทคนิค ภาพที่ 6.23-6.26 เป็นผลที่ความถี่สวิตชิง 2 kHz ภาพที่ 6.27-6.30 เป็นผลที่ความถี่สวิตชิง 3 kHz ภาพที่ 6.31-6.34 เป็นผลที่ความถี่สวิตชิง 4 kHz โดยแบ่งเป็นภาพ (ก) แสดงผลการจำลองและภาพ (ข) แสดงผลการทดลอง ตามลำดับ ในย่านความถี่ 0 Hz-10 kHz โดยต้องการนำเสนอให้เห็นถึงแรงดันมูลฐานว่ามีขนาดเป็นเท่าใดเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับคุณลักษณะ รวมถึงประสิทธิภาพของแต่ละเทคนิค โดยผลที่ได้จากการจำลองสอดคล้องกับผลการทดลอง ผลการทดลองของแบบพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคงที่สเปกตรากลุ่มแรกเกิดในตำแหน่งที่สัมพันธ์กับความถี่ของสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมที่ตั้งไว้ แบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคงที่มีลักษณะของสเปกตราของแรงดันเกาะกลุ่มดีกว่าการควบคุมทั้ง 3 แบบแต่ฮาร์มอนิก สเปกตราในกลุ่มแรกจะมีขนาดค่อนข้างสูงกว่าค่าของแรงดันมูลฐานทุกๆย่านความถี่สวิตชิง ทำให้เวลานำไปใช้งานต้องคำนึงถึงผลของฉนวนในอุปกรณ์ตัวนำทุกชนิด ถ้าต้องการเอาต์พุตที่เป็นสัญญาณมูลฐาน การออกแบบตัวกรองสามารถทำได้ง่ายแต่ในช่วงความถี่สวิตชิงต่ำๆนั้นต้องคำนึงถึงผลของการกรองที่ไม่มีผลกระทบต่อแรงดันมูลฐานด้วย แบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคิงที่สเปกตรามีลักษณะการกระจายแต่มีขนาดต่ำกว่าแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคงที่นั่นก็เป็นเพราะว่าขนาดของแรงดันทั้งหมดจะกระจายไปสู่ Sidebands ข้างๆ ทำให้เทคนิคแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคิงที่ไม่ค่อยเหมาะสมสำหรับงานที่ใช้ความถี่สวิตชิงต่ำเนื่องมาจากการกระจายของฮาร์มอนิก สเปกตราที่มีค่าสูงนั่นเอง เมื่อความถี่สวิตชิงเพิ่มสูงขึ้นฮาร์มอนิกในกลุ่มแรกก็จะมีลักษณะการกระจายที่สูงตามไปด้วย สำหรับผลการทดลองของแบบ

พีริโอไดคอลล แคมป์ลิ่งนั้นสเปคตราแรงดันมีการกระจายมากกว่าแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคงที่และยังมีความถี่อันดับต่ำเข้ามาเกี่ยวข้องด้วย แต่ในส่วนความถี่สูงที่เกิดขึ้นจะถูกตัดทิ้งไป ส่วนการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับนั้นจะมีขนาดของฮาร์มอนิกทั้งในกลุ่มสวิตชิง และกลุ่มต่อๆมาต่ำอย่างเห็นได้ชัด โดยขนาดของแรงดันที่ความถี่มูลฐานที่ได้มีค่าเท่ากันประมาณ $190 V_{peak}$ รวมถึงมีการกระจายน้อยกว่าการควบคุมกระแสแบบอื่น ดังนั้นการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับจึงมีคุณลักษณะของแรงดันโดยรวมที่ดีกว่า

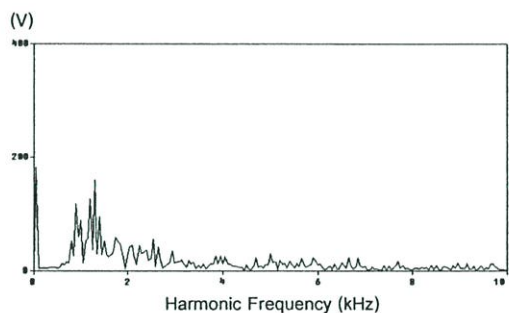


(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

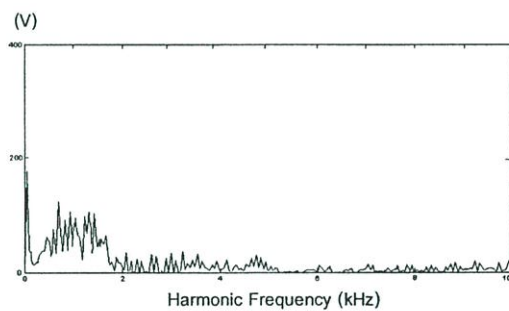


(ข) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.19 สเปคตราแรงดันเอาต์พุตของ TC-PI ที่ $f_s = 1$ kHz

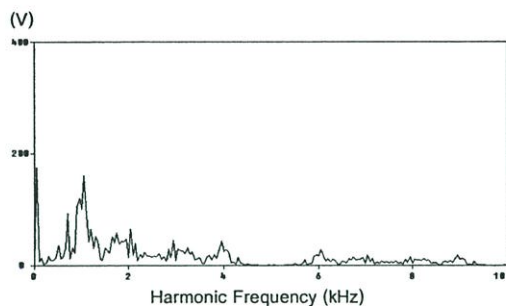


(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

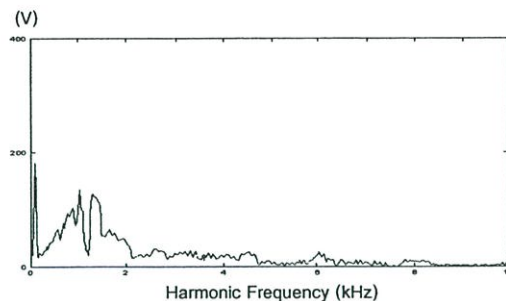


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.20 สเปคตราแรงดันเอาต์พุตของ HB ที่ $f_s = 1$ kHz

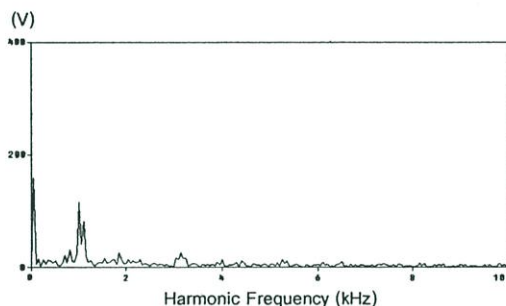


(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

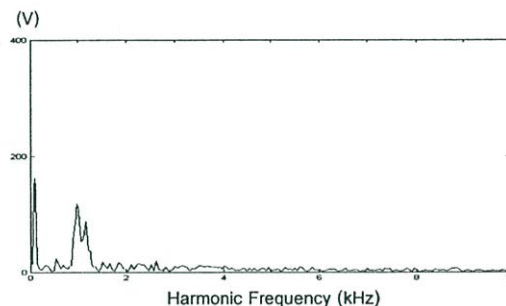


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.21 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ PS ที่ $f_s = 1$ kHz

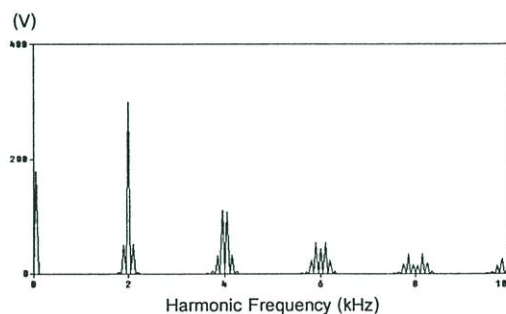


(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

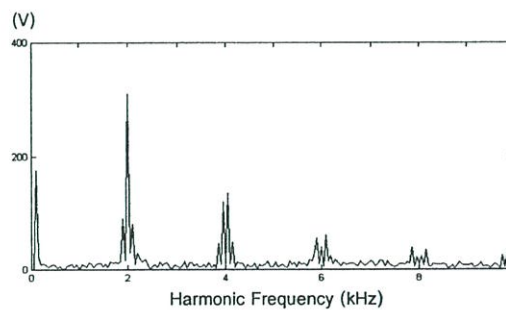


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.22 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ TH ที่ $f_s = 1$ kHz

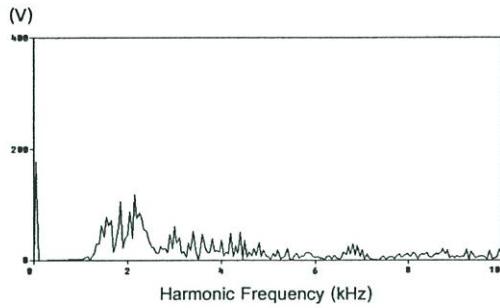


(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

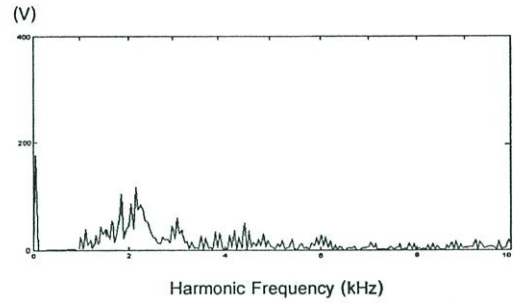


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.23 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ TC-PI ที่ $f_s = 2$ kHz

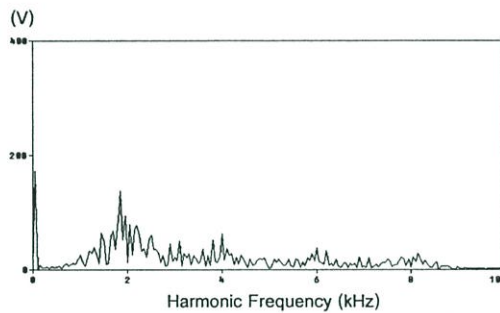


(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

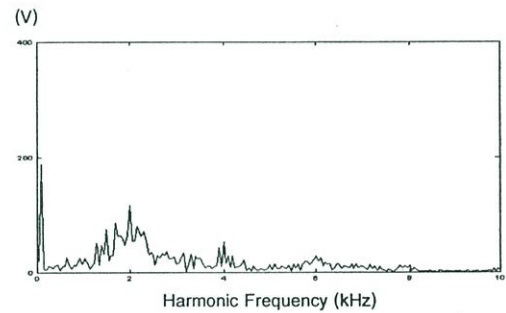


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.24 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ HB ที่ $f_s = 2$ kHz

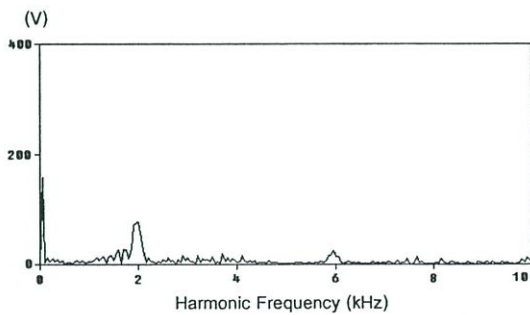


(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

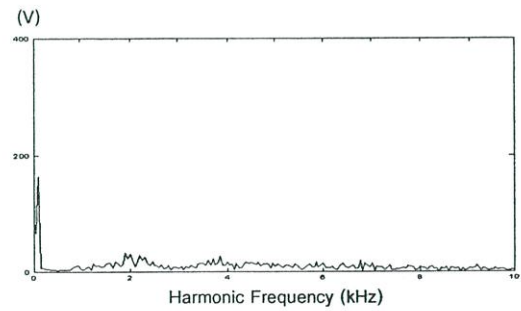


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.25 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ PS ที่ $f_s = 2$ kHz

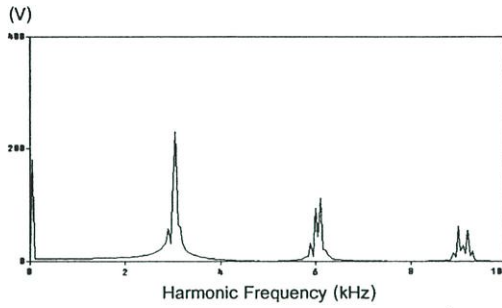


(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

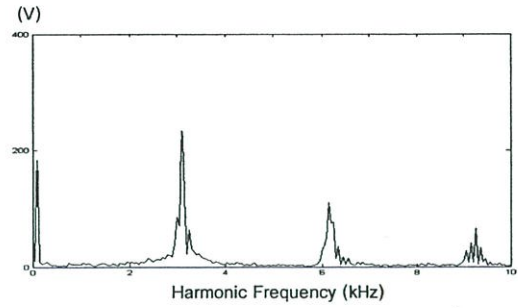


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.26 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ TH ที่ $f_s = 2$ kHz

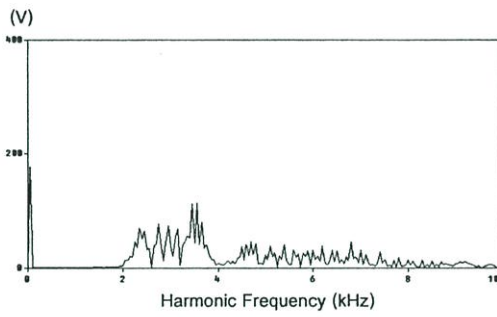


(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

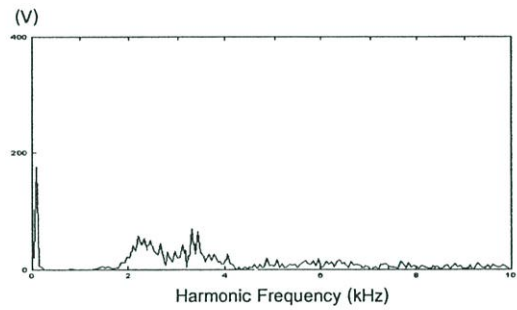


(ข) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.27 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ TC-PI ที่ $f_s = 3$ kHz

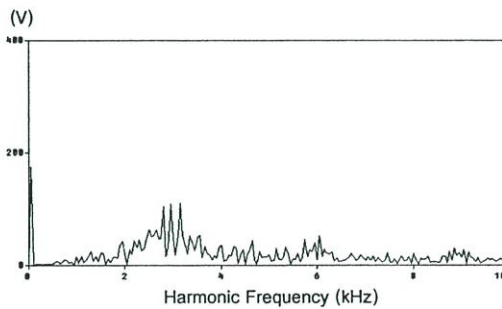


(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

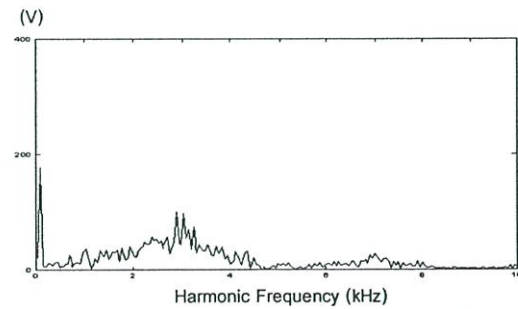


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.28 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ HB ที่ $f_s = 3$ kHz

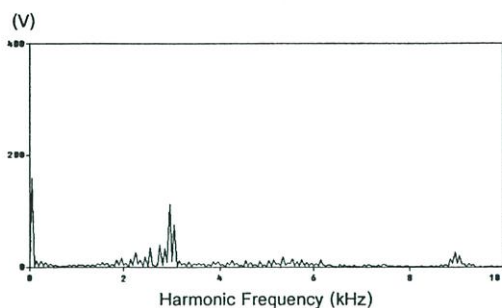


(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

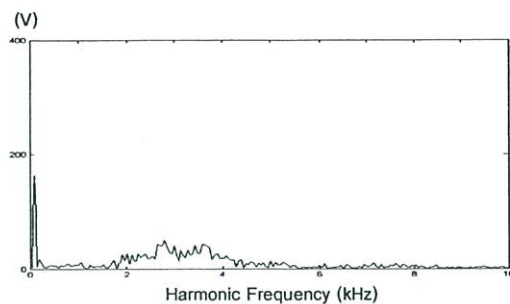


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.29 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ PS ที่ $f_s = 3$ kHz

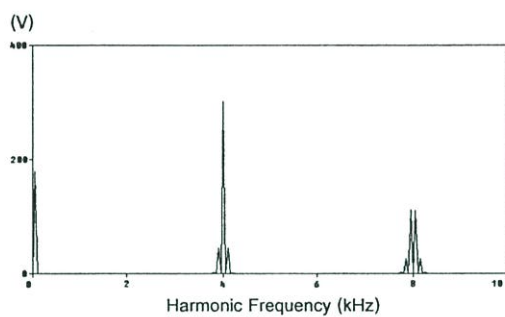


(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

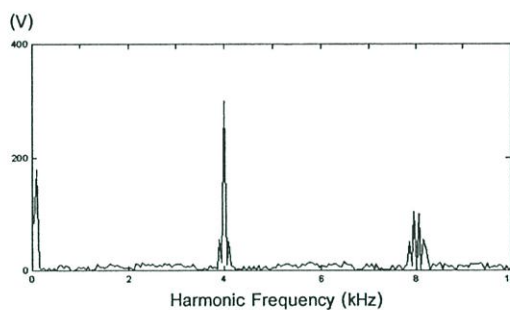


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.30 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ TH ที่ $f_s = 3$ kHz

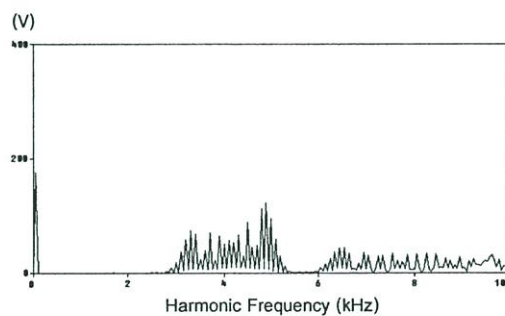


(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

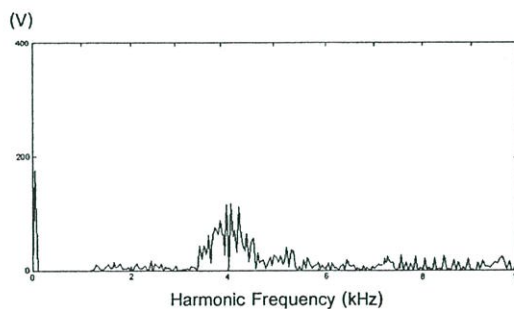


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.31 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ TC-PI ที่ $f_s = 4$ kHz

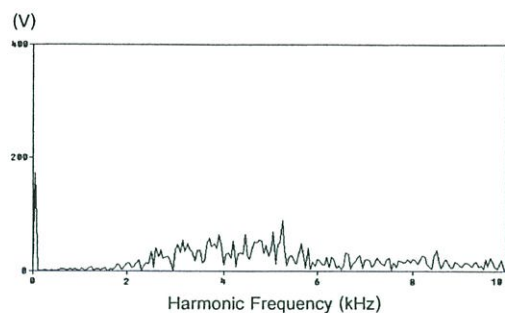


(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

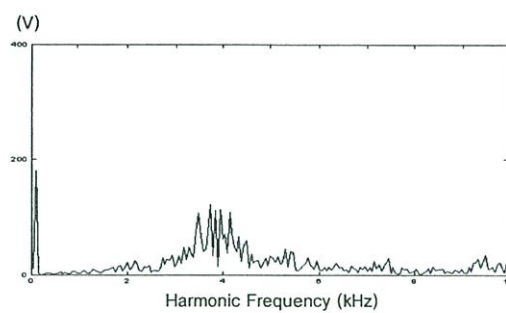


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.32 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ HB ที่ $f_s = 4$ kHz

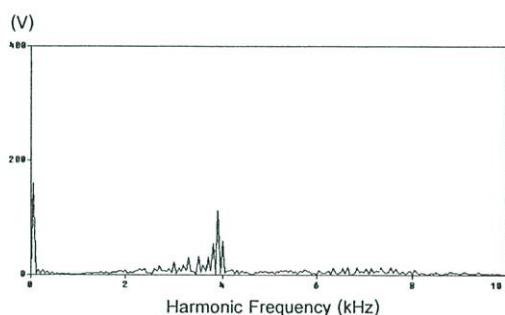


(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

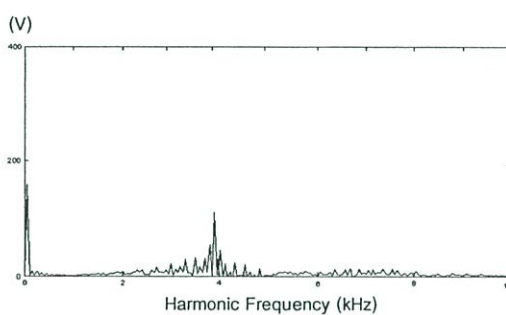


(ข) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.33 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ PS ที่ $f_s = 4$ kHz

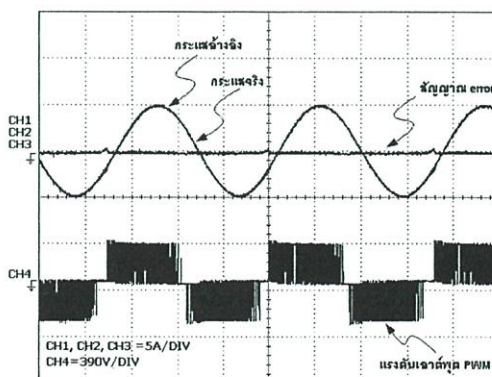


(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

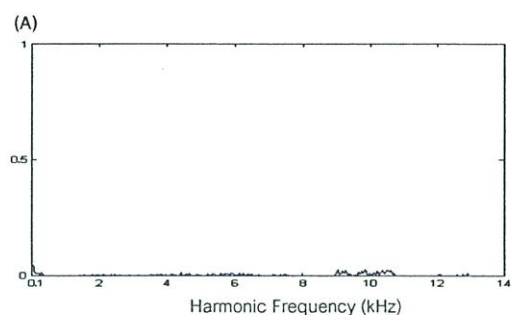


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

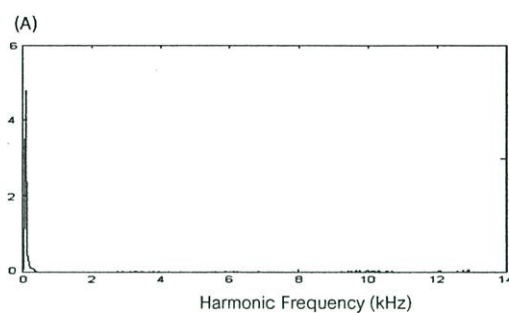
ภาพที่ 6.34 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ TH ที่ $f_s = 4$ kHz



ภาพที่ 6.35 สัญญาณกระแสอ้างอิง สัญญาณกระแสจริง สัญญาณ error
และแรงดันเอาต์พุต PWM ของ TH ที่ $f_s = 10$ kHz

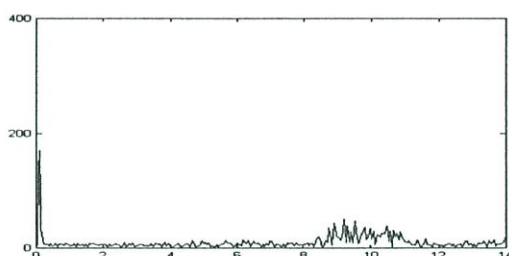


(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-14 kHz)



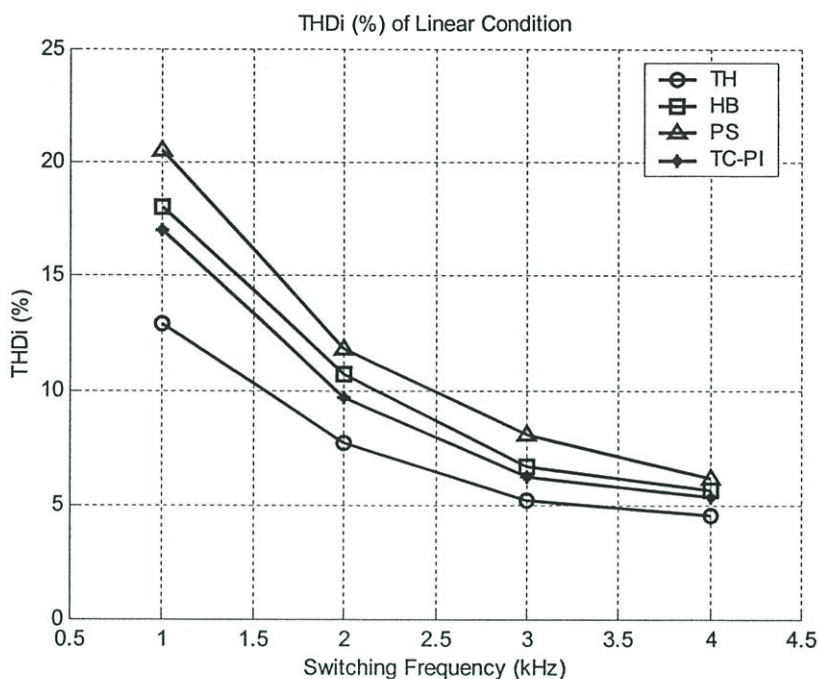
(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-14 kHz)

ภาพที่ 6.36 สเปกตราระแสจริงของ TH ที่ $f_s = 10$ kHz



ภาพที่ 6.37 สเปกตราระแสดันเอาต์พุตของ TH ที่ $f_s = 10$ kHz (ในย่านความถี่ 0-14 kHz)

ภาพที่ 6.35-6.37 เป็นผลที่ได้จากการทดลองของการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอรีซิส 3 ระดับที่ความถี่สวิตซ์ 10 kHz โดยจากการทดลองที่กล่าวมาทั้งหมดเป็นการทดลองในย่านความถี่สวิตซ์ที่ไม่สูงมากนัก นั่นคือประมาณ 1-4 kHz ซึ่งถือว่าเพียงพอกับงานโดยทั่วไป แต่เมื่อลองมาทดลองกับความถี่สวิตซ์ที่มีค่าสูงคือ ประมาณ 10 kHz ผลที่ได้สัญญาณไซน์อ้างอิงและสัญญาณกระแสจริงก็ยังคงสามารถทดลองได้ ลักษณะของแรงดันเอาต์พุตก็ยังมีลักษณะเป็น 3 ระดับ เมื่อวิเคราะห์ถึงสเปกตราระแสจริงก็จะเห็นได้ว่าผลของสวิตซ์กลุ่มแรกเกิดขึ้นที่ความถี่ 10 kHz นั้นหมายความว่าความถี่สวิตซ์ของระบบมีค่า 10 kHz ฮาร์โมนิกอันดับต่ำก็เกิดขึ้นน้อยมาก ภาพที่ 6.37 เป็นสเปกตราระแสดันเอาต์พุตที่ความถี่สวิตซ์ 10 kHz ผลของสเปกตราระแสดันสอดคล้องกับผลของสเปกตราระแส ทำให้เมื่อต้องการเฉพาะสัญญาณมูลฐานการออกแบบตัวกรองจะไม่มีผลกระทบต่อสัญญาณมูลฐานมากนัก แต่จากการทดลองเมื่อให้ความถี่สวิตซ์มากกว่า 10 kHz ผลของรูปสัญญาณแบบฮีสเตอรีซิส 3 ระดับจะผิดเพี้ยนไปนั้นเนื่องมาจากกระแสที่ทำการป้อนกลับมาเปรียบเทียบกับสัญญาณกระแสอ้างอิงนั้นมีความลาดเอียงของกระแสมากและต้องใช้ระดับสัญญาณในการเปรียบเทียบต่ำ จึงทำให้การควบคุมกระแสแบบฮีสเตอรีซิส 3 ระดับจะมีความเสถียรภาพของระบบอยู่ประมาณ 10 kHz



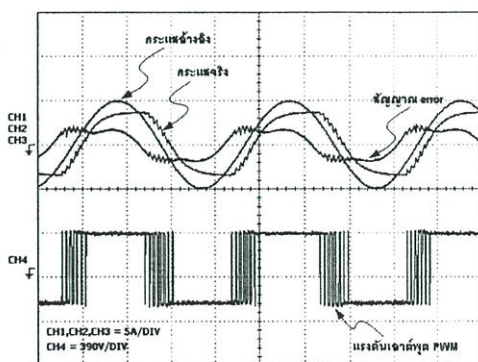
ภาพที่ 6.38 กราฟแสดงผลการทดลองของความสัมพัทธ์ระหว่าง THD_i (%) และความถี่สวิตซิ่งค่าต่างๆในสภาวะเชิงเส้น

ภาพที่ 6.38 เป็นกราฟแสดงผลการทดลองของความสัมพัทธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (THD_i (%)) และความถี่สวิตซิ่งที่ค่าต่างๆในสภาวะเชิงเส้น ซึ่งวิธีการทดลองสามารถทำได้โดยการบันทึกข้อมูลของแต่ละความถี่นั้นๆด้วย Digital Oscilloscope ของ YOGOKAWA ในลักษณะออฟไลน์ จากนั้นนำค่าที่ได้มาทำการวิเคราะห์ในโปรแกรม MATLAB เพื่อทำการบันทึกและวิเคราะห์ผลต่อไป จากผลการทดลองเห็นได้ว่าเทคนิคพีรีโอดิคคอล แซมปลิ่งมีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสมากที่สุด ซึ่งก็สามารถสังเกตได้อย่างชัดเจนจากรูปสเปคตราของกระแสที่มีการกระจายค่อนข้างสูงและมีองค์ประกอบของฮาร์มอนิกอันดับต่ำเข้ามาปะปนมากกว่าเทคนิคอื่นๆโดยได้แสดงไปแล้วในหัวข้อข้างต้น รองลงมาคือ การควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซีตคองที่ ส่วนการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่มีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสน้อยกว่าการควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซีตคองที่เล็กน้อย สำหรับการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซีต 3 ระดับมีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสน้อยที่สุด เห็นได้ว่าจะดีกว่าเทคนิคอื่นๆถึง 12 % เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นทุกเทคนิคจะมีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสใกล้เคียงกัน ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากขนาดของสัญญาณที่ความถี่สวิตซิ่งมีค่าลดลงและรูปคลื่นของกระแสใกล้เคียงกับไซน์มากยิ่งขึ้น

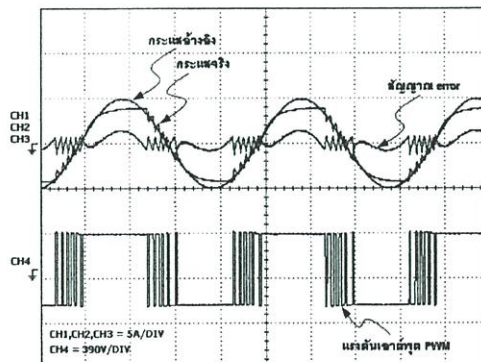
6.3 การควบคุมกระแสในสถานะโอเวอร์มอดูเลชัน

การควบคุมกระแสในสถานะโอเวอร์มอดูเลชันนั้นเป็นการทดสอบด้วยอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ แรงดันดีซีลิงค์ที่ 310 V จ่ายโหลด RL ที่ประกอบด้วย $L=50$ mH และ $R=80$ Ω ทำการบันทึกรูปสัญญาณกระแสอ้างอิง กระแสจริง สัญญาณ error และแรงดันเอาต์พุต PWM ด้วย Digital Oscilloscope ของ YOGOKAWA แบบ 4 ช่องสัญญาณเพื่อดูพฤติกรรมการทำงาน รวมถึงทำการวิเคราะห์การทำงานในเงื่อนไขต่างๆภายใต้สถานะโอเวอร์มอดูเลชันของระบบเปรียบเทียบกับสถานะเชิงเส้นจากการทดลองในหัวข้อที่แล้ว

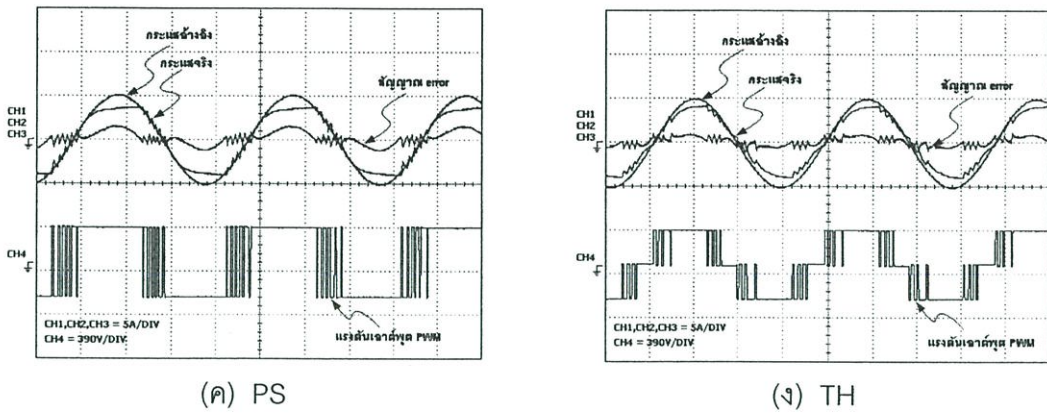
จากภาพที่ 6.39 (ก) เป็นเทคนิคการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ในเงื่อนไขการทำงานสถานะโอเวอร์มอดูเลชัน เห็นได้ว่ากระแสจริงมีการล้าหลังกระแสอ้างอิงอยู่เล็กน้อย ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากมีตัวเก็บประจุเข้ามาเกี่ยวข้องจึงเป็นผลให้เกิดการล้าหลัง ลักษณะของแรงดันเอาต์พุตที่ ดับบลิว เอ็มเป็นรูปแบบของโอเวอร์มอดูเลชัน นั้นหมายความว่าภาระโหลดที่เพิ่มขึ้นนี้ทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ ดับบลิว เอ็มเปลี่ยนเงื่อนไขไปจากสถานะเชิงเส้นจริง ภาพที่ 6.39 (ข) เป็นการควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซีตคองที่ในเงื่อนไขการทำงานสถานะโอเวอร์มอดูเลชัน สัญญาณ error มีการเปลี่ยนแปลงของความถี่ซึ่งอย่างชัดเจนในช่วงใกล้กับค่ายอดสูงสุดของสัญญาณกระแสอ้างอิงทั้งสองข้าง ภาพที่ 6.39 (ค) เป็นการควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิคอล แซมปลิงในเงื่อนไขการทำงานสถานะโอเวอร์มอดูเลชัน ลักษณะของกระแสจริงและกระแสอ้างอิงจะคล้ายกับการควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซีตคองที่ ภาพที่ 6.39 (ง) เป็นการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซีต 3 ระดับ เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตที่ ดับบลิว เอ็มมี 3 ระดับ กล่าวคือ มีแรงดัน $+V_{dc}$, 0 และ $-V_{dc}$ เช่นเดิม สัญญาณแรงดันและกระแสติดตามกันอย่างต่อเนื่อง รูปแบบของสัญญาณ error มีลักษณะเบี่ยงเบนไปทางบวกหรือลบเล็กน้อย ไม่อยู่ที่กลาง ดังเช่น 3 เทคนิคที่กล่าวมาทั้งหมด รูปแบบของสัญญาณที่ ดับบลิว เอ็มนั้นจะมีช็อกบวกหรือช็อกลบ ช็อกใดช็อกหนึ่งเป็นไปตามช็อกของสัญญาณกระแสอ้างอิง



(ก) TC-PI



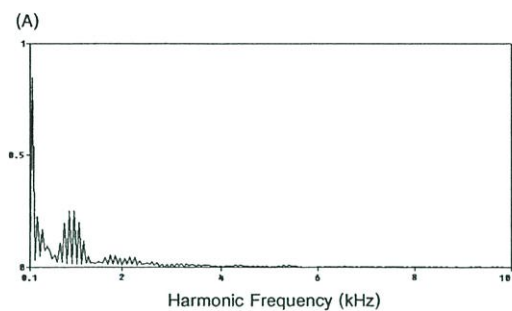
(ข) HB



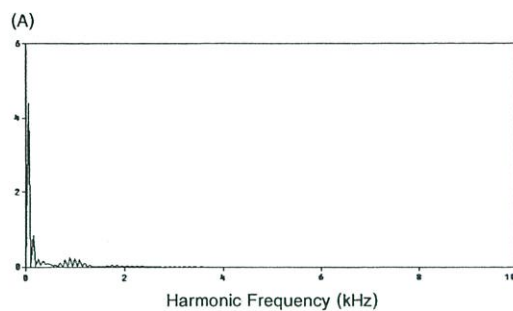
ภาพที่ 6.39 สัญญาณไซน์อ้างอิง สัญญาณกระแสจริง สัญญาณ error และแรงดันเอาต์พุต PWM ที่ได้จากการทดลอง

6.3.1 สเปกตรากะแสในสภาวะโอเวอร์มอดูเลชัน

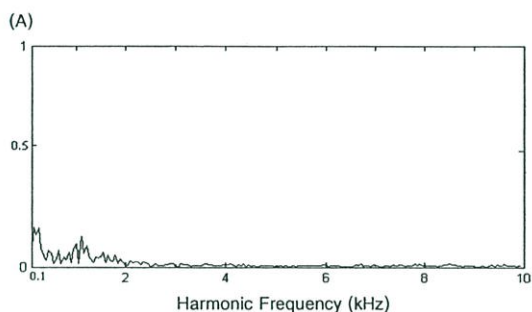
จากภาพที่ 6.40-6.43 เป็นสเปกตรากะแสของการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ แบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซีตคองที่ แบบพีรีโอดิคคอลล แคมป์ลิ่ง และแบบฮีสเตอร์รีซีต 3 ระดับ ตามลำดับ ที่ความถี่สวิตซ์ที่ 1 kHz ในเงื่อนไขการทำงานโอเวอร์มอดูเลชันทุกเทคนิค โดยจะแบ่งเป็นรูป (ก) - (ง) ซึ่งรูป (ก) และ (ค) เป็นการแสดงผลการจำลองและการทดลองสเปกตราในย่านความถี่ 0.1 kHz-10 kHz เพื่อต้องการนำเสนอให้เห็นถึงกลุ่มของความถี่สวิตซ์ซึ่งว่ามีลักษณะเป็นเช่นไรและเกาะกลุ่มกันมากแค่ไหน ส่วนรูป (ข) และ (ง) เป็นการแสดงสเปกตราของผลที่ได้จากการจำลองและทดลองในย่านความถี่ 0 Hz-10 kHz เพื่อต้องการนำเสนอให้เห็นถึงแรงดันมูลฐานว่ามีขนาดเป็นเท่าใดเพื่อนำไปเปรียบเทียบคุณลักษณะ รวมถึงประสิทธิภาพของแต่ละเทคนิค โดยผลที่ได้จากการจำลองสอดคล้องกับผลการทดลอง ซึ่งภาพที่ 6.40 เป็นของแบบพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่สังเกตได้จากสเปกตรากลุ่มแรกจะอยู่ที่ความถี่ 1 kHz แบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่มีลักษณะของสเปกตราเกาะกลุ่มดี แต่จะเห็นได้ว่ามีฮาร์มอนิกอันดับต่ำเข้ามาปะปนจำนวนมาก ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากผลของรูปคลื่นสัญญาณที่มีลักษณะเป็นโอเวอร์มอดูเลชันทำให้มีช่วงคงสภาวะเปิดหรือปิดของสวิตซ์กำลังนานกว่าแบบเชิงเส้น ส่งผลให้สัญญาณมีลักษณะไม่เป็นรูปไซน์จึงมีผลของฮาร์มอนิกอันดับต่ำเข้ามาปะปนเช่นเดียวกับอีก 3 เทคนิคที่มีฮาร์มอนิกอันดับต่ำเพิ่มขึ้นมาเช่นเดียวกัน



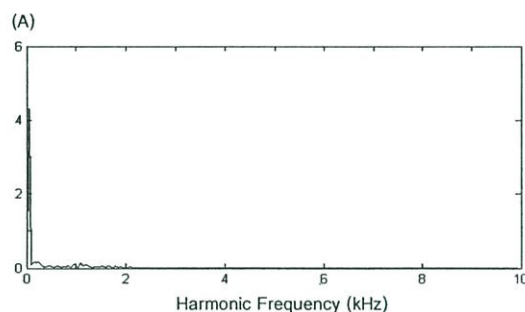
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

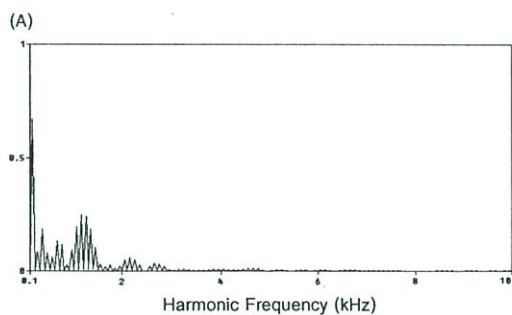


(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)

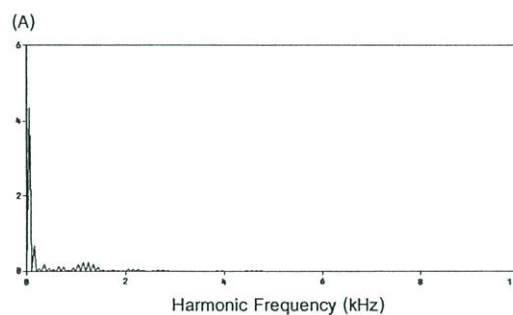


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

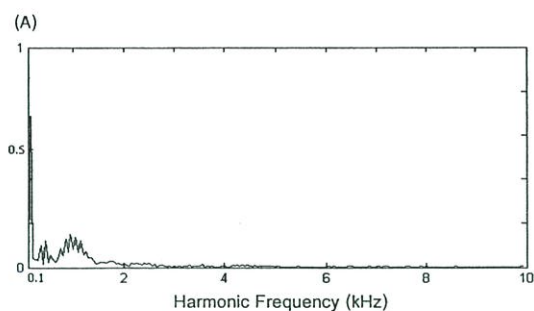
ภาพที่ 6.40 สเปกตรากะแสจริงของ TC-PI ที่ $f_s = 1$ kHz



(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)

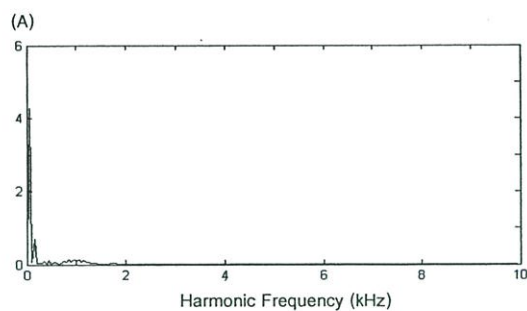


(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)



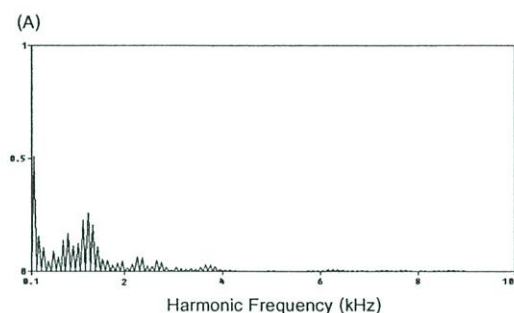
(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่

0.1 kHz-10 kHz)



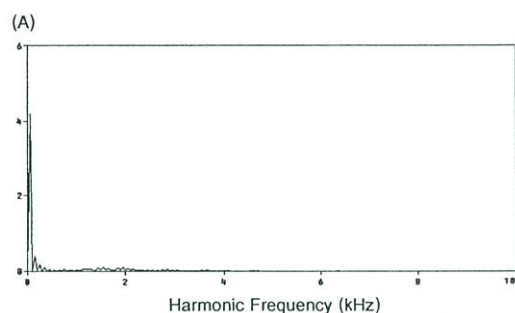
(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่

0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.41 สเปกตรากะแสจริงของ HB ที่ $f_s = 1$ kHz

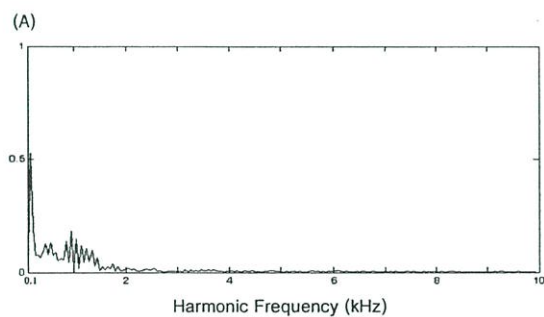
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่

0.1 kHz-10 kHz)



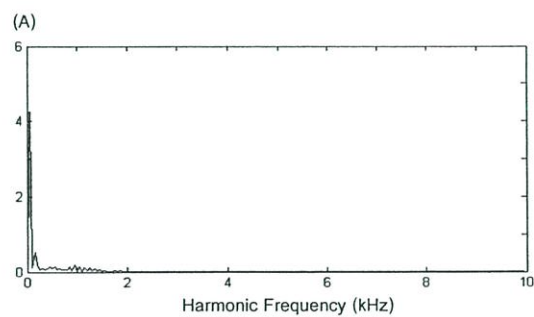
(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่

0 Hz-10 kHz)



(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่

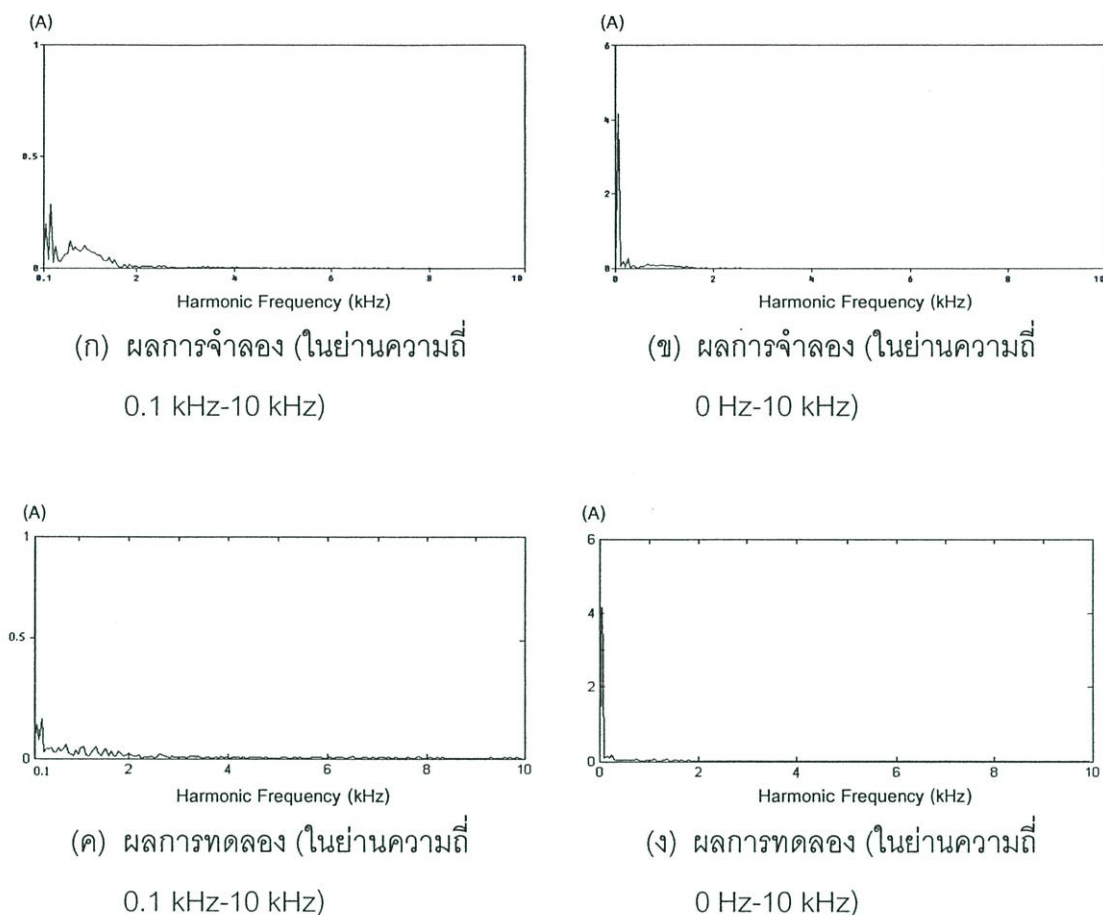
0.1 kHz-10 kHz)



(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่

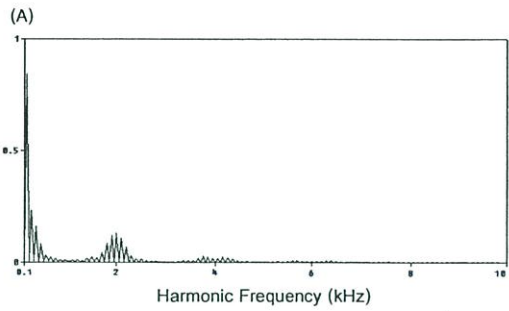
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.42 สเปกตรากะแสจริงของ PS ที่ $f_s = 1$ kHz

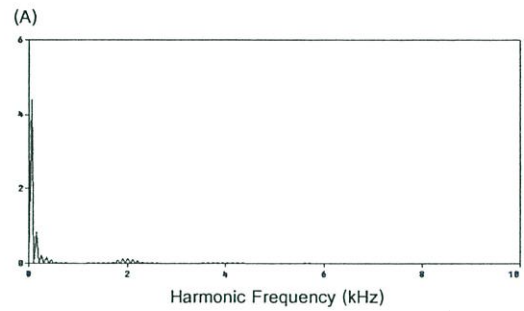


ภาพที่ 6.43 สเปกตรากะแแสจริงของ TH ที่ $f_s = 1$ kHz

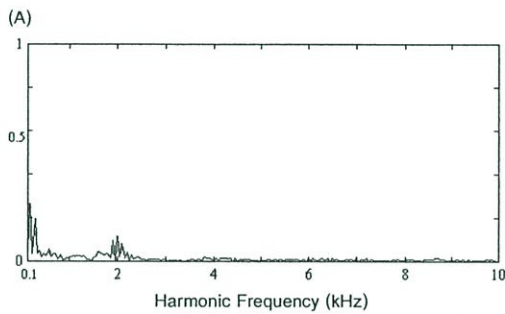
จากภาพที่ 6.44-6.47 เป็นสเปกตราของการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยม ด้วยพีไอคั้งที่ แบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซีคคั้งที่ แบบพีรีโอดิคคอลล แคมป์ลั้ง และแบบฮีสเตอร์รีซีค 3 ระดับ ตามลำดับ ที่ความถี่สวิตซั้ง 2 kHz ทุกเทคนิค ในเงื่อนไขการทำงานโอเวอร์มอดูเลซัน โดยจะแบ่งเป็นรูป (ก) และ (ข) ซึ่งรูป (ก) เป็นการแสดงผลการจำลองสเปกตราในย่านความถี่ 0.1 kHz-10 kHz ส่วนรูป (ข) เป็นการแสดงผลการจำลองสเปกตราในย่านความถี่ 0 Hz-10 kHz เช่นเดิม สำหรับรูป (ค) เป็นการแสดงผลการทดลองสเปกตราในย่านความถี่ 0.1 kHz-10 kHz ส่วนรูป (ง) เป็นการแสดงผลการทดลองสเปกตราในย่านความถี่ 0 Hz-10 kHz เพื่อนำผลที่ได้ไปเปรียบเทียบกับผลการจำลองในรูป (ก) และ (ข) ซึ่งผลการทดลองที่ได้มีค่าสอดคล้องกับผลการจำลองทุกเทคนิค



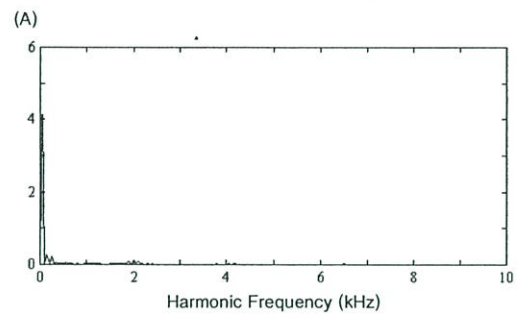
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

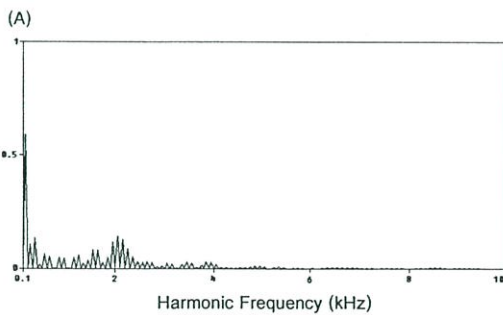


(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)

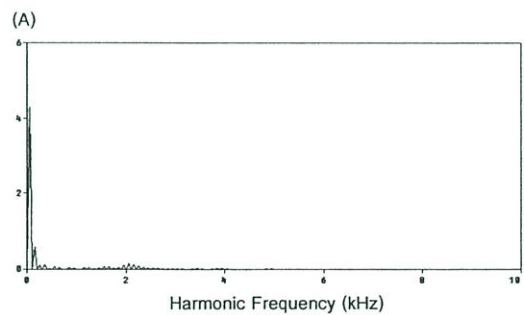


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

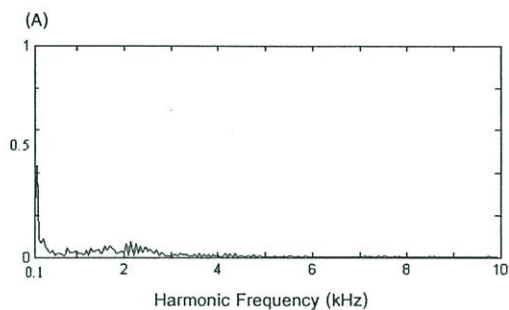
ภาพที่ 6.44 สเปกตรากะแสจริงของ TC-PI ที่ $f_s = 2$ kHz



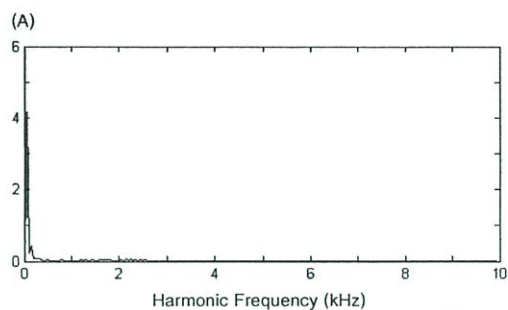
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

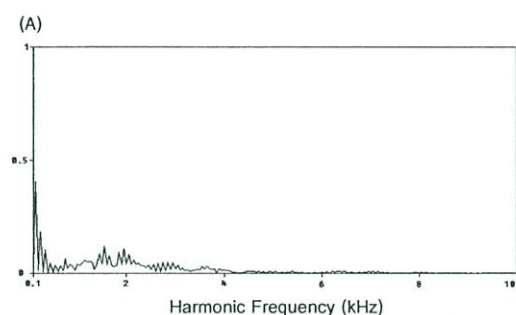


(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)

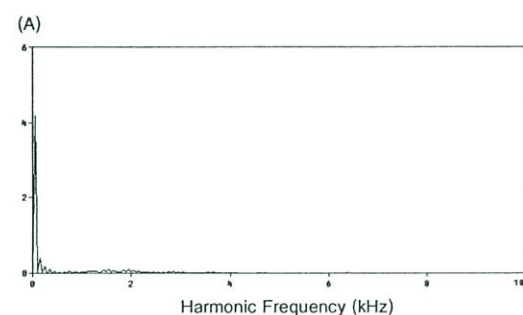


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

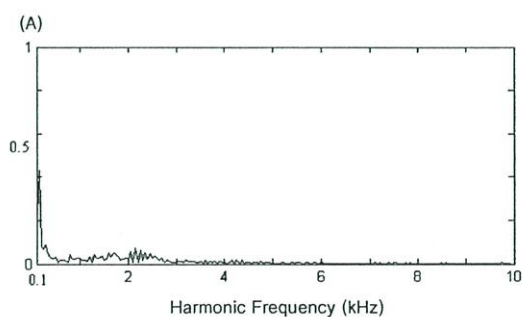
ภาพที่ 6.45 สเปคตรากะแฉงจริงของ HB ที่ $f_s = 2$ kHz



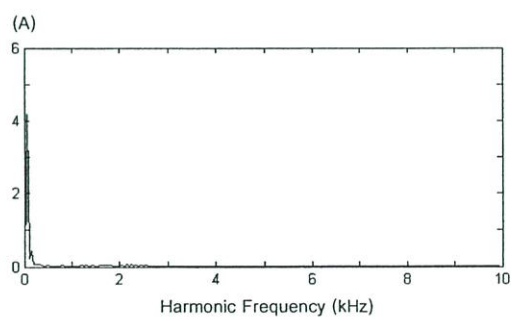
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

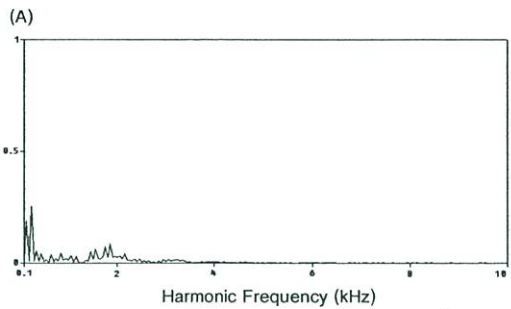


(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)

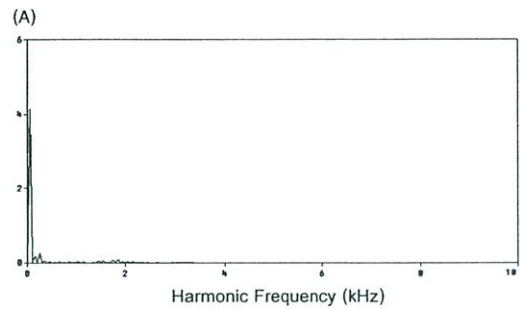


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

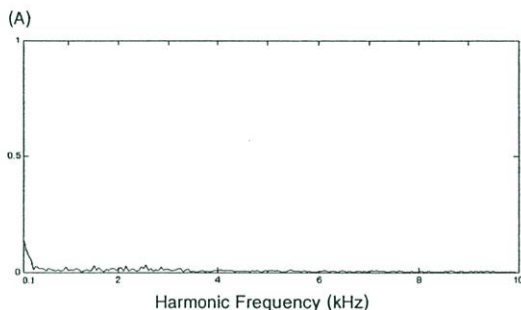
ภาพที่ 6.46 สเปคตรากะแฉงจริงของ PS ที่ $f_s = 2$ kHz



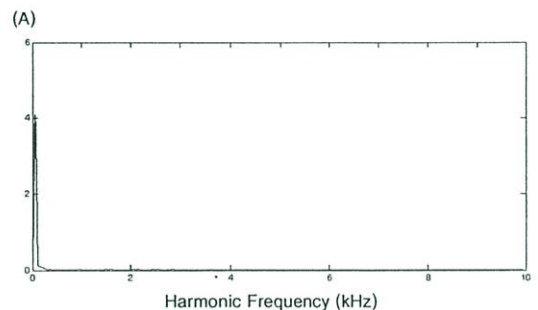
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)



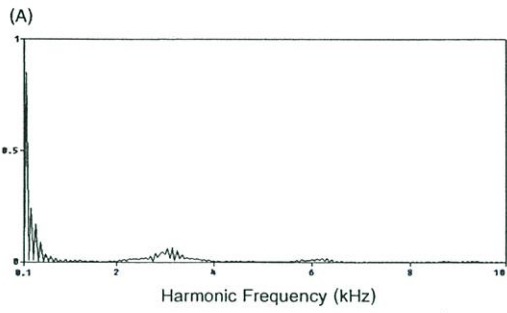
(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



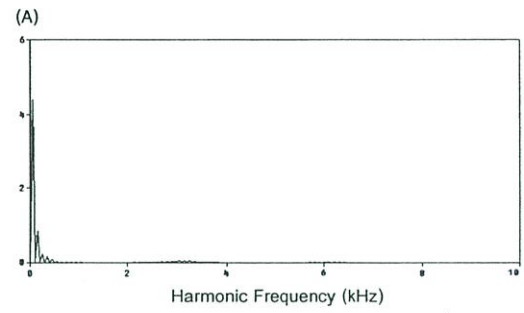
(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.47 สเปกตรากะแสจริงของ TH ที่ $f_s = 2$ kHz

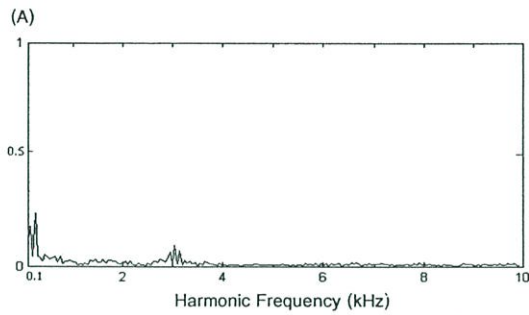
จากภาพที่ 6.48-6.51 เป็นสเปกตราของการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยม ด้วยพีไอคั้งที่ แบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคั้งที่ แบบพีรีโอดิคคอลล แซมปลิ่งและแบบฮีสเตอร์รีซิสคั้ง 3 ระดับ ตามลำดับ ที่ความถี่สวิตซิ่ง 3 kHz ในเงื่อนไขการทำงานโอเวอร์มอดูเลชันทุกเทคนิค โดยจะแบ่งเป็นรูป (ก) - (ง) ซึ่งรูป (ก) และ (ค) เป็นการแสดงผลการจำลองและการทดลองสเปกตราในย่านความถี่ 0.1 kHz-10 kHz สำหรับรูป (ข) และ (ง) เป็นการแสดงผลการจำลองและการทดลองสเปกตราในย่านความถี่ 0 Hz-10 kHz จากผลที่ได้ของทุกเทคนิคเห็นได้ว่ากลุ่มของความถี่สวิตซิ่งมีค่าอยู่บริเวณความถี่ที่ 3 kHz ขนาดของสัญญาณสูงสุดที่ความถี่สวิตซิ่งมีขนาดลดลงเมื่อเทียบกับการทำงานที่ความถี่สวิตซิ่ง 1 kHz และ 2 kHz ในเงื่อนไขการทำงานโอเวอร์มอดูเลชัน



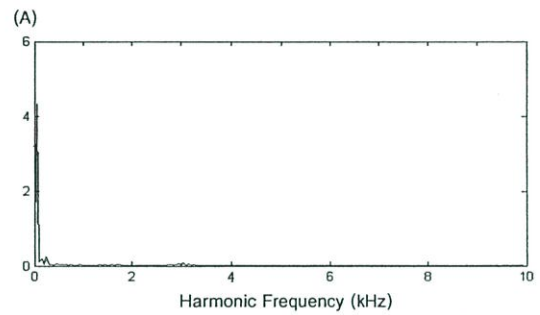
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

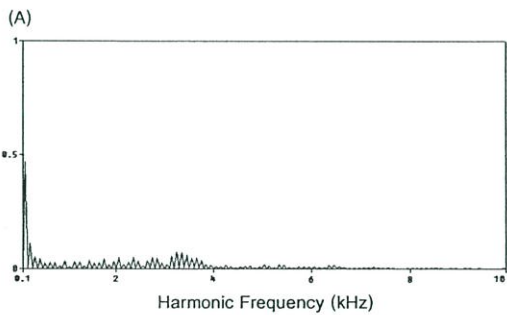


(ก) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)

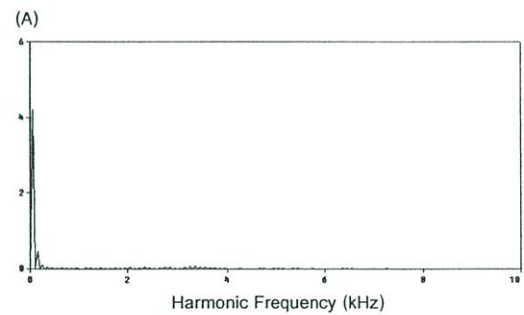


(ข) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

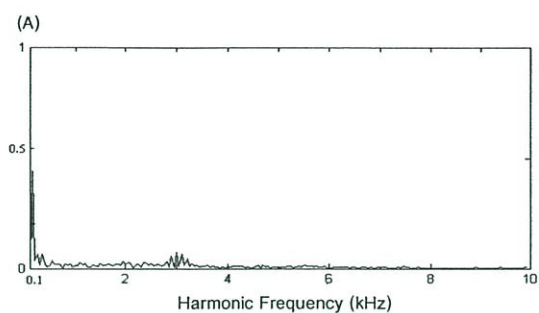
ภาพที่ 6.48 สเปกตรากะแสจริงของ TC-PI ที่ $f_s = 3$ kHz



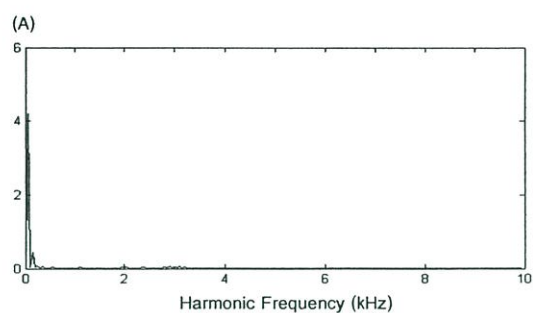
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

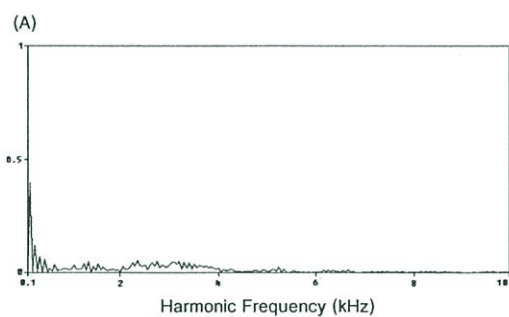


(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)

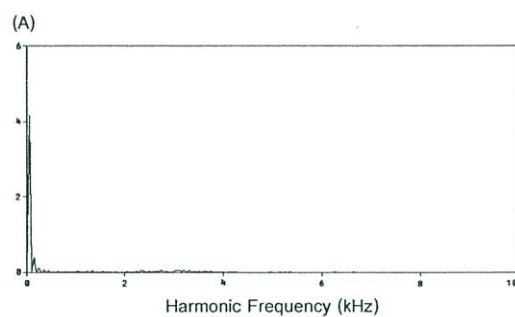


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

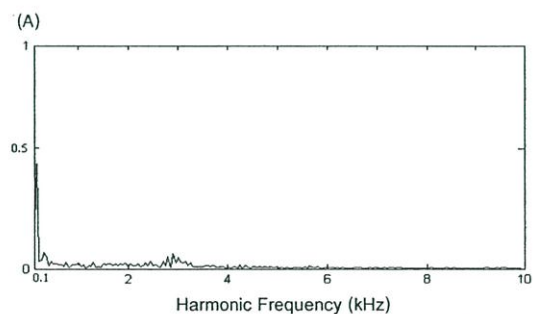
ภาพที่ 6.49 สเปกตรัมกระแสจริงของ HB ที่ $f_s = 3$ kHz



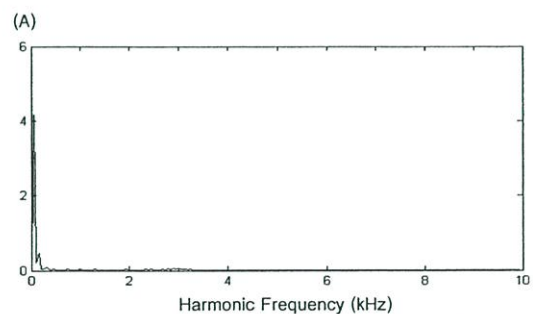
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

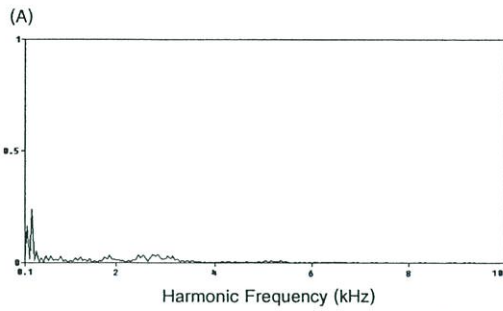


(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)

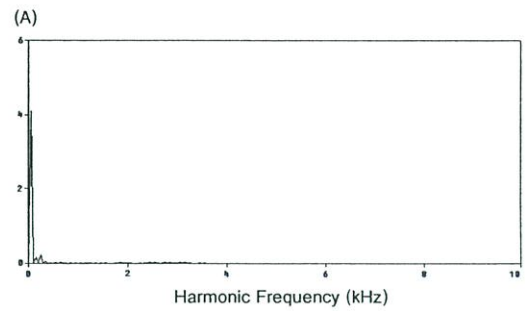


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

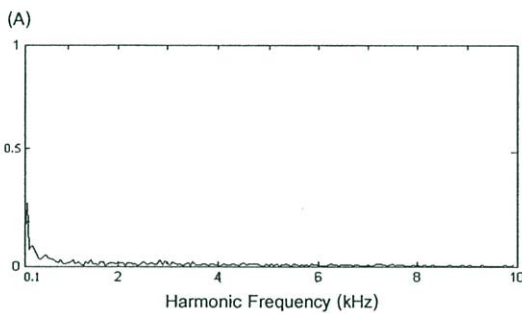
ภาพที่ 6.50 สเปกตรัมกระแสจริงของ PS ที่ $f_s = 3$ kHz



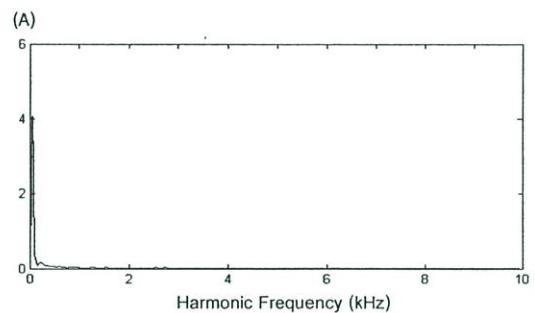
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)



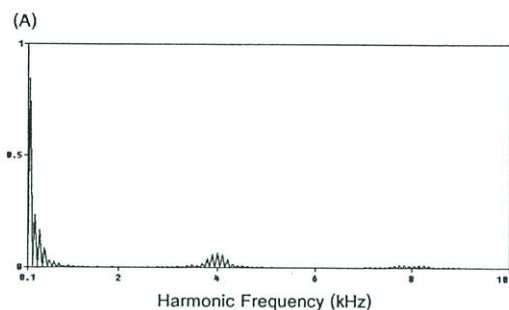
(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



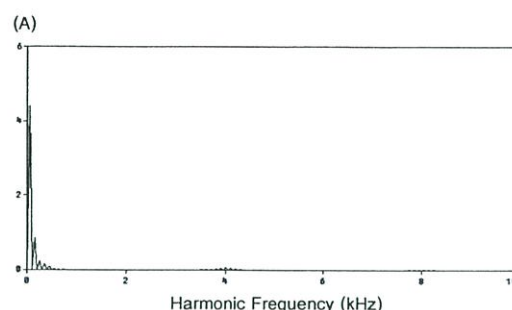
(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.51 สเปกตราระแสจริงของ TH ที่ $f_s = 3$ kHz

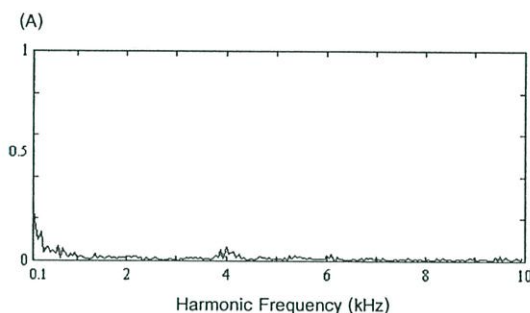
ภาพที่ 6.52-6.55 เป็นสเปกตราของการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ แบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซีตคองที่ แบบพีรีโอดิคคอลล แซมปลิ่งและแบบฮิสเตอร์รีซีต 3 ระดับตามลำดับ ที่ความถี่สวิตซิ่ง 4 kHz ในเงื่อนไขการทำงานโอเวอร์มอดูเลชันทุกเทคนิค โดยจะแบ่งเป็นรูป (ก) และ (ข) ซึ่งรูป (ก) เป็นการแสดงผลการจำลองสเปกตราในย่านความถี่ 0.1 kHz-10 kHz ส่วนรูป (ข) เป็นการแสดงผลการจำลองสเปกตราในย่านความถี่ 0 Hz-10 kHz เช่นเดิม แต่จะเพิ่มในส่วนของรูป (ค) และ (ง) ซึ่งรูป (ค) เป็นการแสดงผลการทดลองสเปกตราในย่านความถี่ 0.1 kHz-10 kHz ส่วนรูป (ง) เป็นการแสดงผลการทดลองสเปกตราในย่านความถี่ 0 Hz-10 kHz เพื่อนำผลที่ได้ไปเปรียบเทียบกับผลการจำลองในรูป (ก) และ (ข) ซึ่งผลการทดลองที่ได้มีค่าสอดคล้องกับผลการจำลอง โดยจะเห็นได้ว่ากลุ่มของความถี่สวิตซิ่งมีค่าอยู่บริเวณความถี่ที่ 4 kHz และมีขนาดของสัญญาณลดลงกว่าความถี่ 1 kHz, 2 kHz และ 3 kHz แต่ก็จะมีฮาร์มอนิกอันดับต่ำเกิดขึ้นใกล้กับความถี่มูลฐานทุกการทดลอง



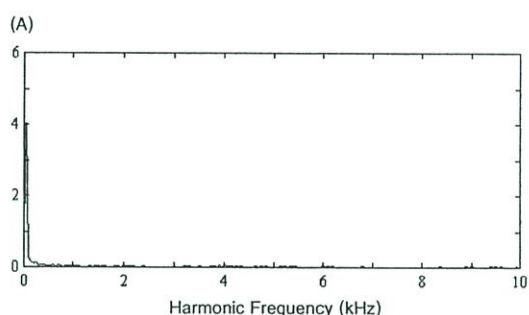
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

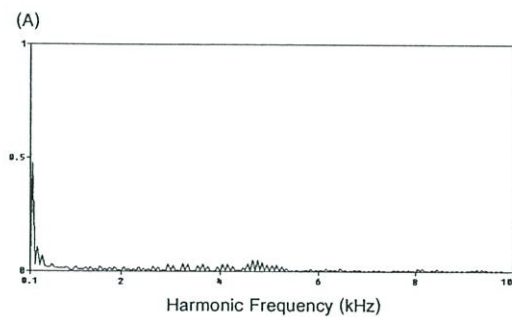


(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)

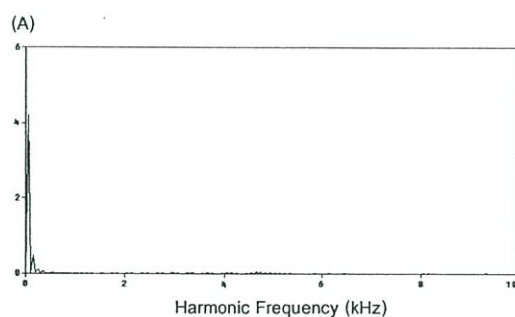


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

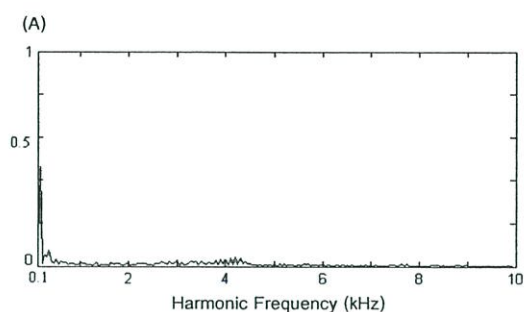
ภาพที่ 6.52 สเปกตรากะแสจริงของ TC-PI ที่ $f_s = 4$ kHz



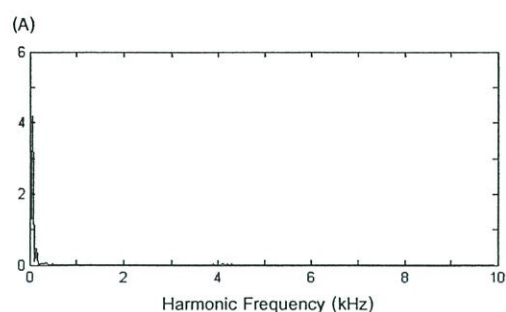
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

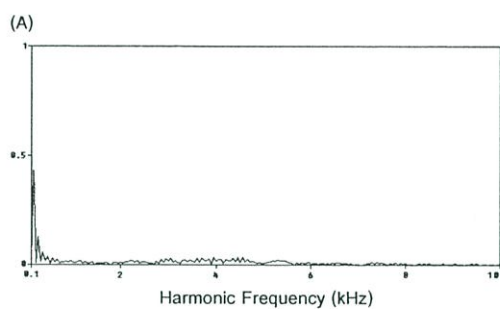


(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)

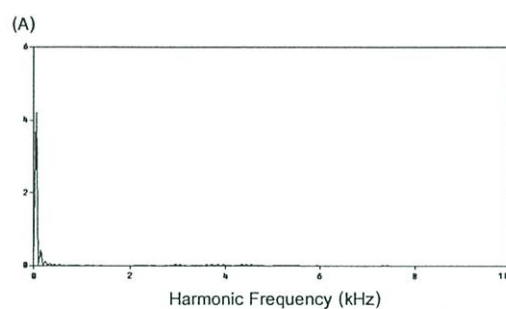


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

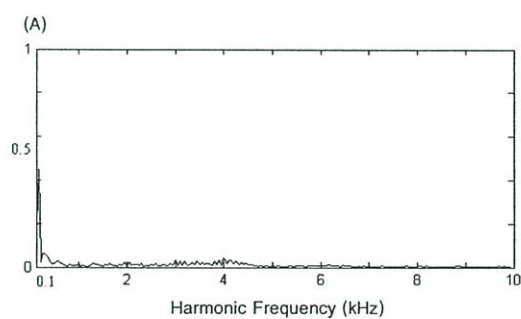
ภาพที่ 6.53 สเปกตรากะแสจริงของ HB ที่ $f_s = 4$ kHz



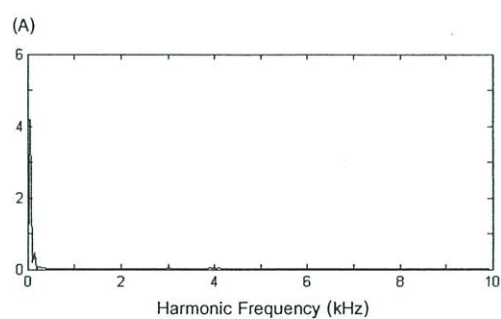
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

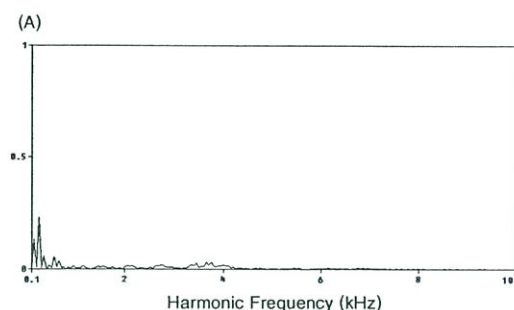


(ก) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)

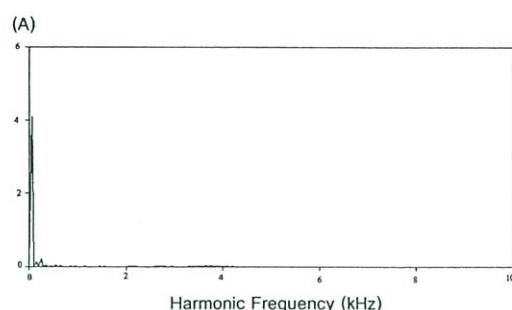


(ข) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

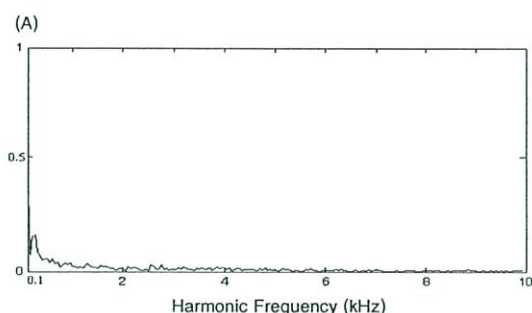
ภาพที่ 6.54 สเปกตรากะแสจริงของ PS ที่ $f_s = 4$ kHz



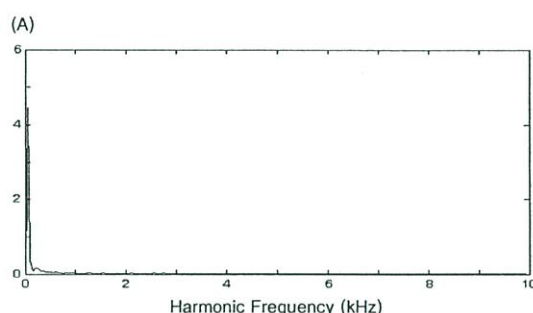
(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



(ข) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)



(ค) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0.1 kHz-10 kHz)



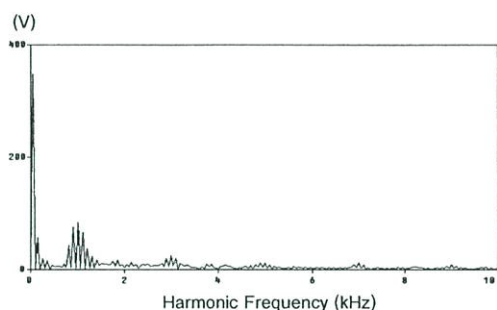
(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.55 สเปกตรากะแแสจริงของ TH ที่ $f_s = 4$ kHz

6.3.2 สเปกตราระงัดในสภาวะโอเวอร์มอดูเลชัน

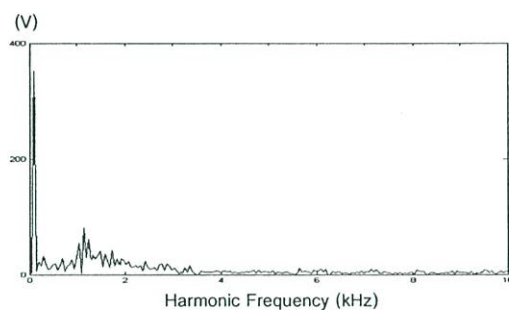
ในหัวข้อนี้เป็นวิเคราะห์เพื่อดูผลของสเปกตราระงัดในสภาวะโอเวอร์มอดูเลชัน ทั้งจากการทดลองและจำลองของการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ แบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคิงที่ แบบพีรีโอดิคคอลล แคมปลิ่งและแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับ ตามลำดับ โดยภาพที่ 6.56-6.59 เป็นผลที่ความถี่สวิตซิง 1 kHz ทุกเทคนิค ภาพที่ 6.60-6.63 เป็นผลที่ความถี่สวิตซิง 2 kHz ภาพที่ 6.64-6.67 เป็นผลที่ความถี่สวิตซิง 3 kHz ภาพที่ 6.68-6.71 เป็นผลที่ความถี่สวิตซิง 4 kHz โดยแบ่งเป็นภาพ (ก) แสดงผลการจำลองและภาพ (ข) ซึ่งแสดงผลการทดลองตามลำดับ ในย่านความถี่ 0 Hz-10 kHz โดยต้องการนำเสนอให้เห็นถึงแรงดันมูลฐานว่ามีขนาดเป็นเท่าใด เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับคุณลักษณะ รวมถึงประสิทธิภาพของแต่ละเทคนิค ซึ่งผลที่ได้จากการจำลองสอดคล้องกับผลการทดลอง จะเห็นได้ว่าของแบบพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ สเปกตรากลุ่มแรกเกิดในตำแหน่งที่สัมพันธ์กับความถี่ของสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมที่ตั้งไว้ แบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่มีลักษณะของสเปกตราระงัดในเกาะกลุ่มดีกว่าการควบคุมทั้ง 3 แบบ ฮาร์มอนิก สเปกตรากลุ่มแรกจะมีขนาดลดต่ำลงเมื่อเทียบกับสภาวะเชิงเส้น

เนื่องมาจากขนาดของแรงดันมูลฐานเพิ่มขึ้นนั่นเอง แบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคงที่สเปคตราแรงดันมีลักษณะการกระจายแต่มีขนาดต่ำกว่าแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคงที่และขนาดของฮาร์มอนิกในกลุ่มความถี่สวิตชิ่งก็ลดลงต่ำกว่าการทำงานในสภาวะเชิงเส้น สำหรับผลที่ได้จากแบบพีรีโอดิคอล แคมป์ลิ่งนั้น สเปคตราแรงดันมีการกระจายมากกว่าแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคงที่และมีฮาร์มอนิกที่ความถี่อันดับต่ำเข้ามาเกี่ยวข้องเพิ่มมากขึ้นจากการทำงานในสภาวะเชิงเส้น ซึ่งในส่วนของความถี่สูงก็ยังคงถูกกำจัดทิ้งไป ส่วนการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับนั้นจะมีขนาดของแรงดันฮาร์มอนิกโดยรวมต่ำกว่าแบบอื่น โดยขนาดของแรงดันที่ความถี่มูลฐานที่ได้มีค่าเท่ากับประมาณ $180 V_{peak}$ รวมถึงมีการกระจายน้อยกว่าการควบคุมกระแสแบบอื่น ดังนั้นการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับจึงมีคุณลักษณะของแรงดันโดยรวมที่ดีกว่า



(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่

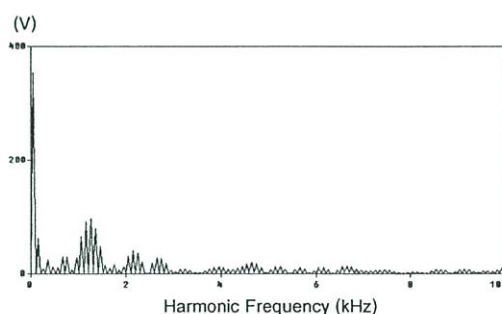
0 kHz-10 kHz)



(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่

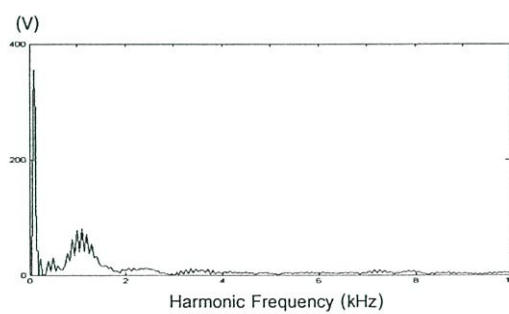
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.56 สเปคตราแรงดันเอาต์พุตของ TC-PI ที่ $f_s = 1$ kHz



(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่

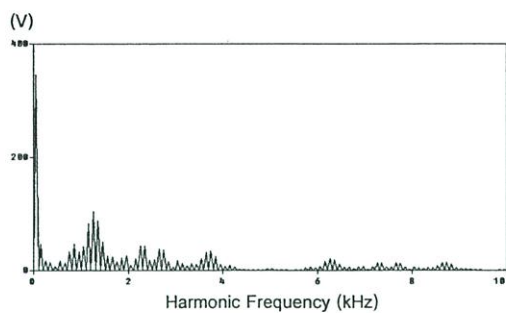
0 kHz-10 kHz)



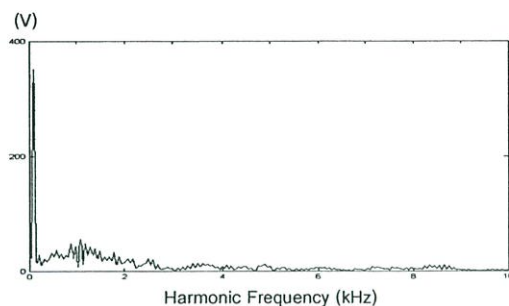
(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่

0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.57 สเปคตราแรงดันเอาต์พุตของ HB ที่ $f_s = 1$ kHz

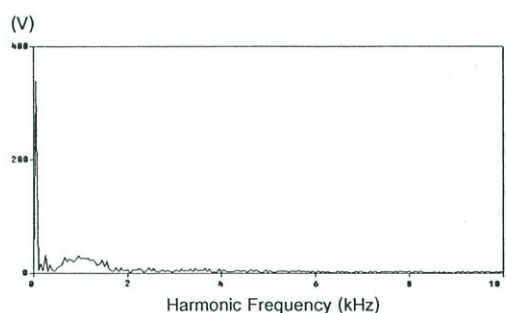


(ก) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

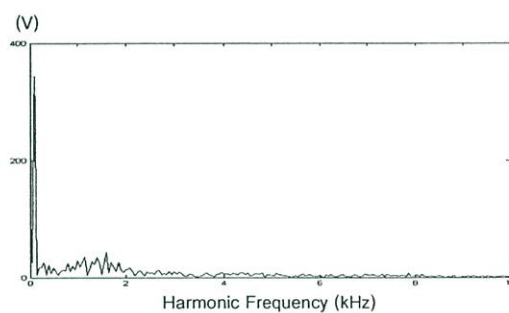


(ข) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.58 สเปกตรัมแรงดันแอมพลิจูดของ PS ที่ $f_s = 1$ kHz

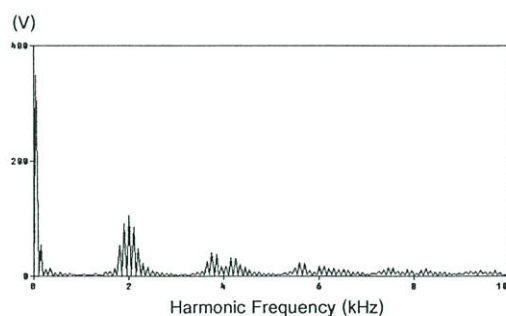


(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

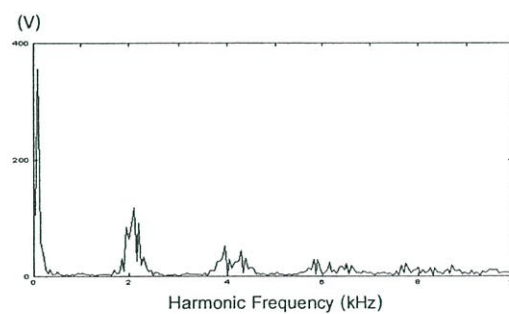


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.59 สเปกตรัมแรงดันแอมพลิจูดของ TH ที่ $f_s = 1$ kHz

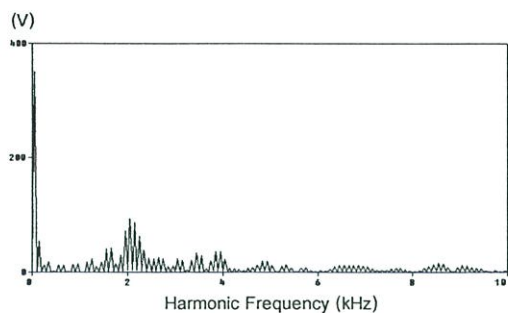


(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

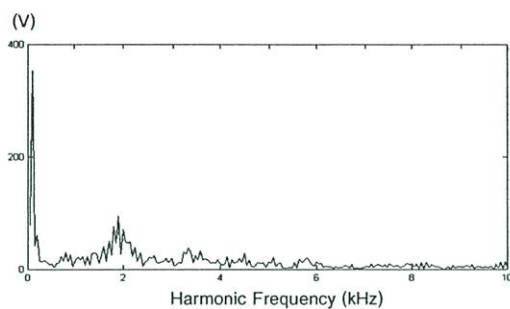


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.60 สเปกตรัมแรงดันแอมพลิจูดของ TC-PI ที่ $f_s = 2$ kHz

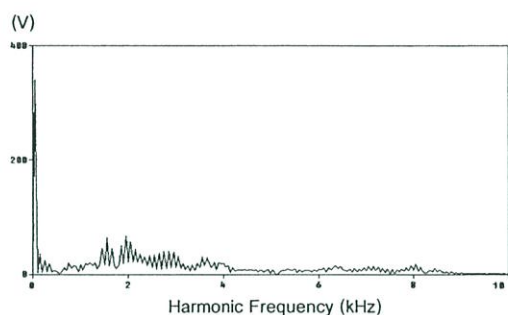


(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

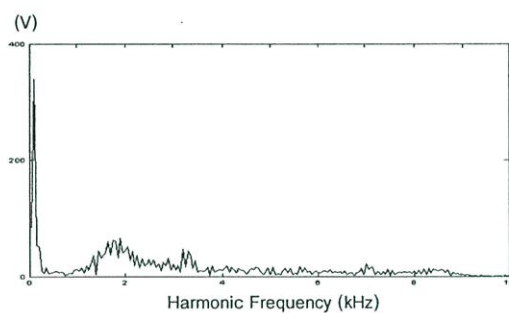


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.61 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ HB ที่ $f_s = 2$ kHz

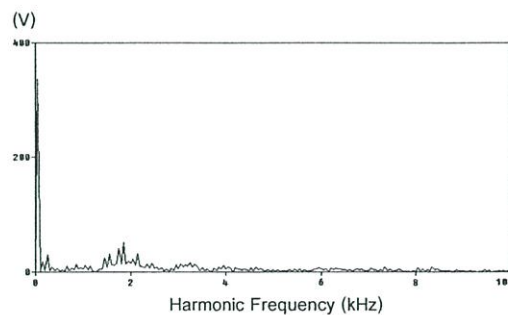


(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

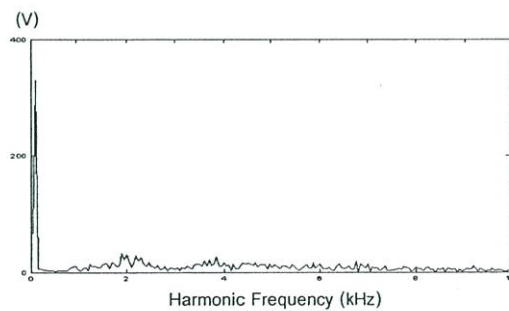


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.62 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ PS ที่ $f_s = 2$ kHz

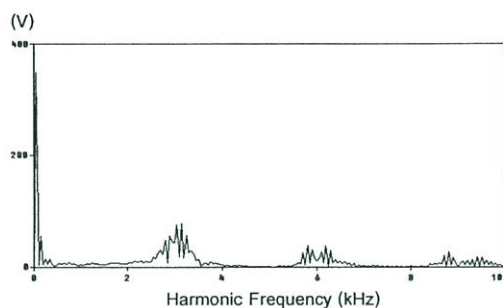


(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

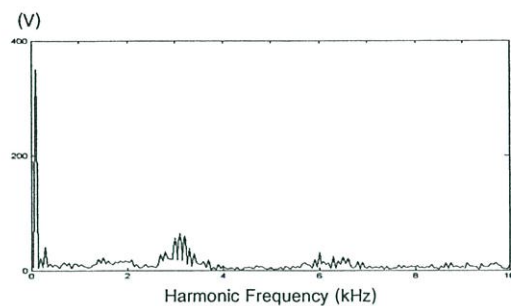


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.63 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ TH ที่ $f_s = 2$ kHz

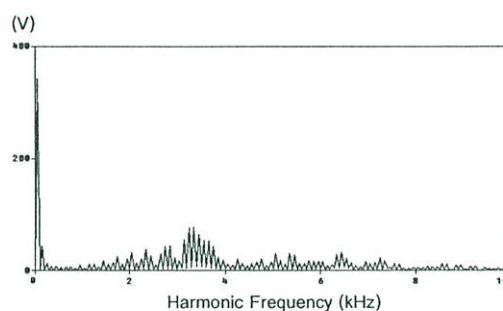


(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

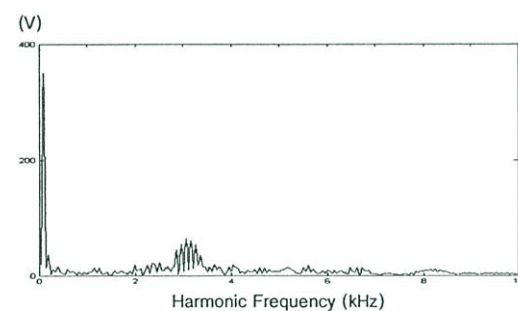


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.64 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ TC-PI ที่ $f_s = 3$ kHz

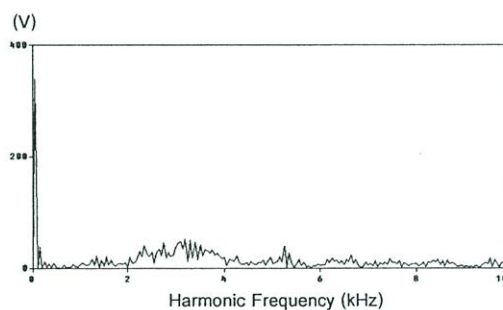


(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

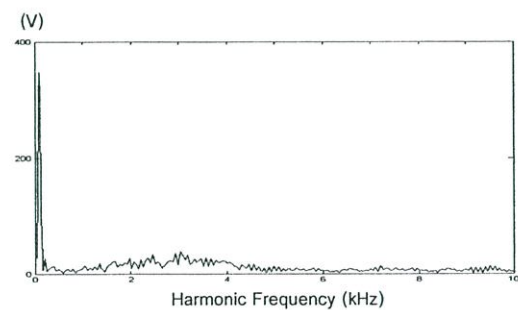


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.65 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ HB ที่ $f_s = 3$ kHz

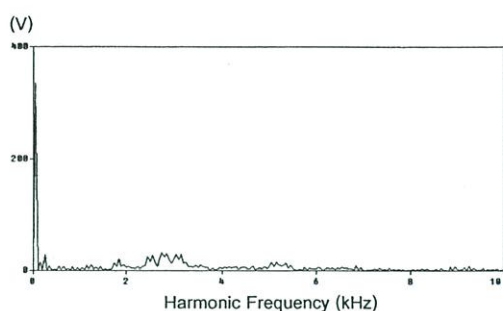


(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

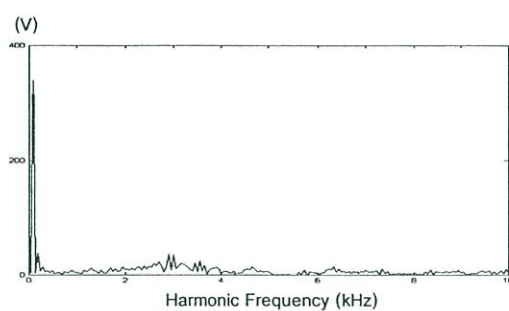


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.66 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ PS ที่ $f_s = 3$ kHz

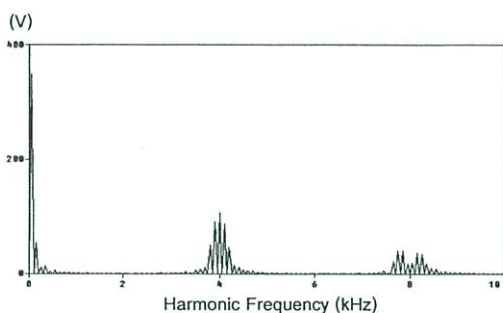


(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

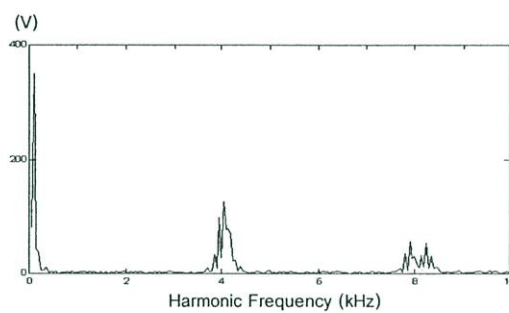


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.67 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ TH ที่ $f_s = 3$ kHz

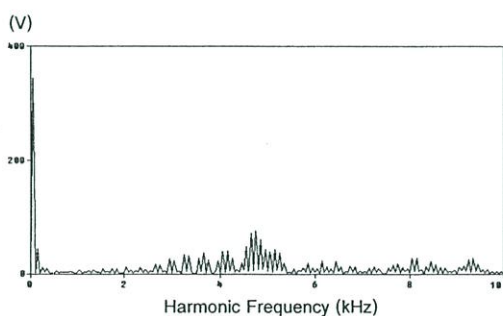


(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

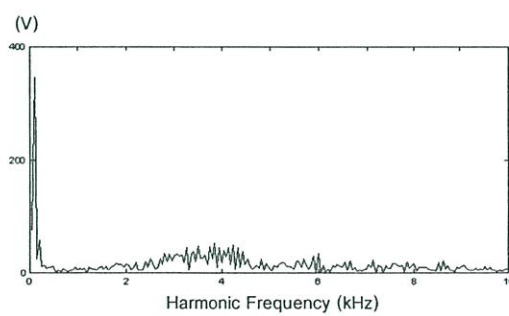


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.68 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ TC-PI ที่ $f_s = 4$ kHz

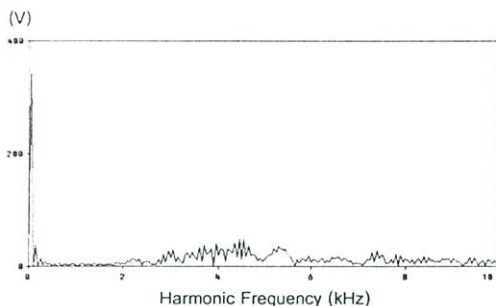


(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

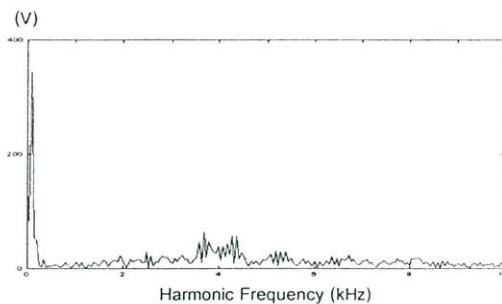


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.69 สเปกตรัมแรงดันจริงของ HB ที่ $f_s = 4$ kHz

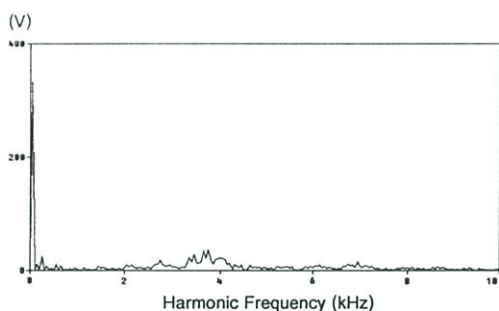


(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

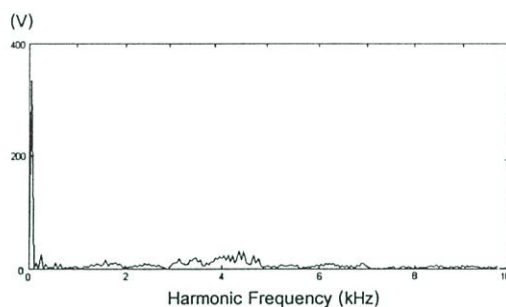


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.70 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ PS ที่ $f_s = 4$ kHz



(ค) ผลการจำลอง (ในย่านความถี่
0 kHz-10 kHz)

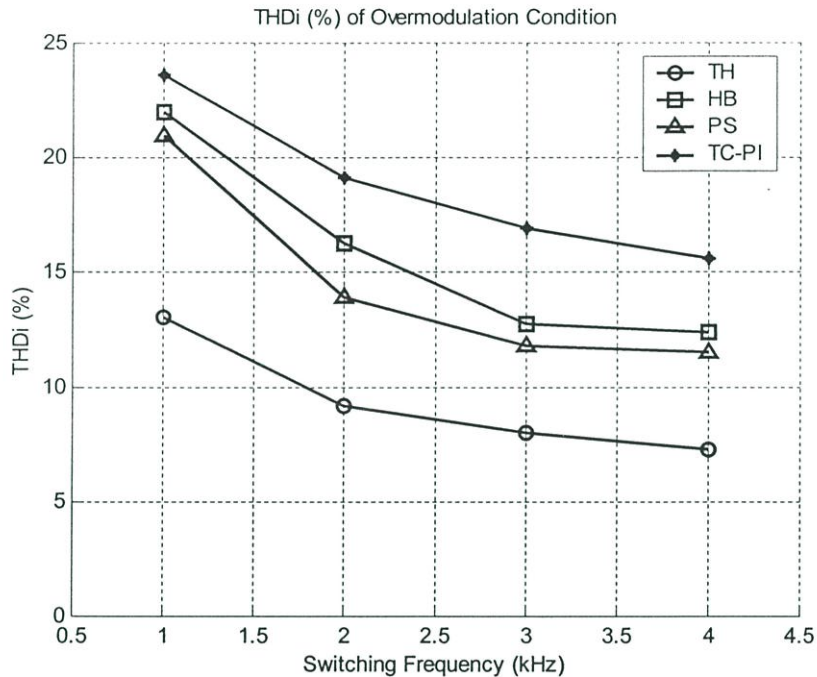


(ง) ผลการทดลอง (ในย่านความถี่
0 Hz-10 kHz)

ภาพที่ 6.71 สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตของ TH ที่ $f_s = 4$ kHz

ภาพที่ 6.72 เป็นกราฟแสดงผลการทดลองของความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส ($THD_i(\%)$) และความถี่สวิตซ์ค่าต่างๆในสถานะโอเวอร์มอดูเลชันโดยวิธีการทดลองนั้นสามารถทำจากการวิเคราะห์ในโปรแกรม MATLAB ได้เช่นเดียวกับการทดลองในสถานะเชิงเส้น จากผลการทดลองเห็นได้ว่าการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่มีค่ามีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสมากที่สุด เนื่องมาจากการออกแบบตัวควบคุมพีไอนั้นจะเหมาะสมที่ค่าสภาวะโหลดค่าหนึ่งๆเท่านั้น เมื่อเปลี่ยนแปลงโหลดไปก็ควรที่จะเปลี่ยนพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอไปด้วย ถ้าใช้ค่าพารามิเตอร์ไม่เหมาะสมแล้วจะทำให้ได้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสไม่ดีเท่าที่ควร แต่สำหรับเทคนิคพีรีโอดิคอล แคมป์ลิงเห็นได้ว่าในช่วงสภาวะโอเวอร์มอดูเลชันนั้นมีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสน้อยกว่าเทคนิคการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่และแบบขอบเขตฮีสเตอร์ซิสคองที่ ซึ่งถือได้ว่าเป็นข้อได้เปรียบที่เห็นได้ชัดจากเทคนิคพีรีโอดิคอล แคมป์ลิง สำหรับ

การควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับก็ยังคงมีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสน้อยที่สุด เนื่องจากรูปสัญญาณแรงดันพี ดับบลิว เอ็ม ไม่มีสัญญาณในช่วงลบนั่นเอง เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นทุกเทคนิคจะมีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสลดลงเพราะว่ารูปคลื่นของกระแสใกล้เคียงกับไซน์มากยิ่งขึ้น

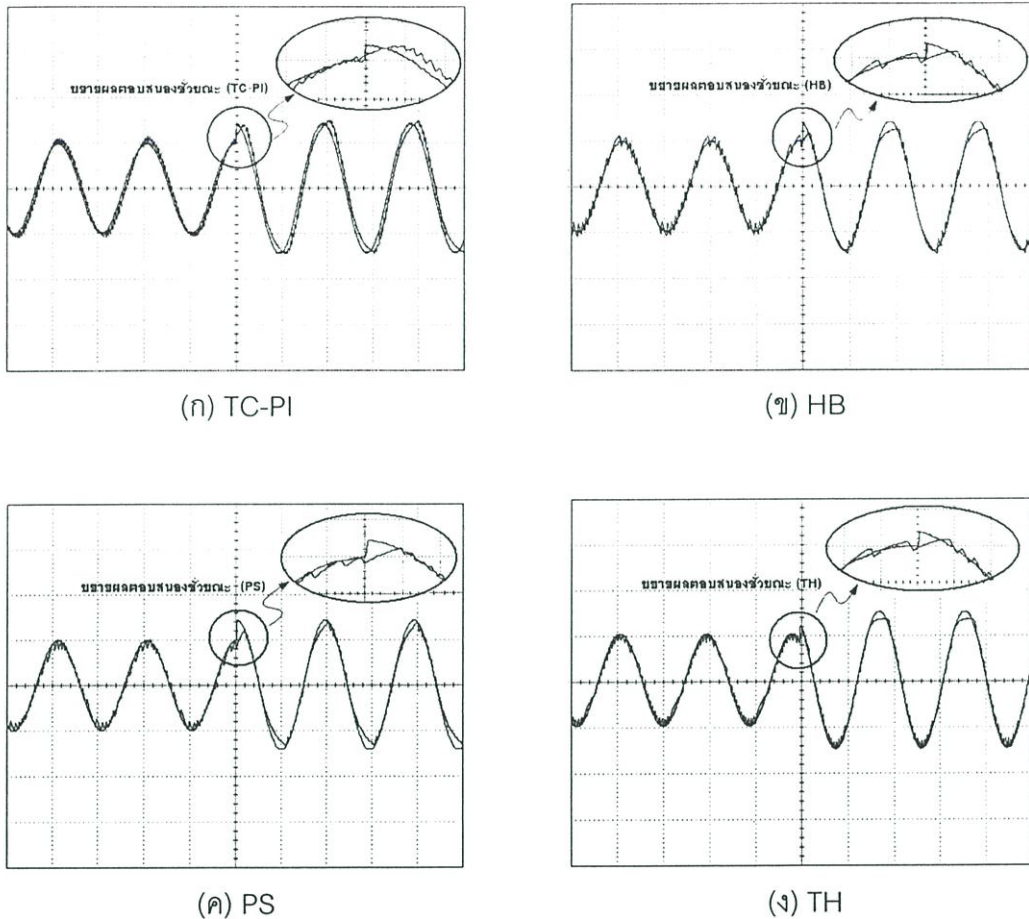


ภาพที่ 6.72 กราฟแสดงผลการทดลองของความสัมพันธ์ระหว่าง THD_i (%) และความถี่สวิตชิงค่าต่างๆในสภาวะโอเวอร์มอดูเลชั่น

6.4 ผลของการตอบสนองต่อการเพิ่มกระแสอ้างอิงอย่างฉับพลัน

จากภาพที่ 6.73 จะเป็นการทดลองเพิ่มกระแสอ้างอิงจาก $5 A_{peak}$ เป็น $7 A_{peak}$ เมื่อทำการขยายผลการตอบสนองเพื่อให้สามารถสังเกตพฤติกรรมได้อย่างชัดเจนดังภาพ เห็นได้ว่าการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับนั้นมีผลการตอบสนองที่ดีที่สุด รองลงมาคือ การควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคงที่ เนื่องจากว่าเป็นการควบคุมขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสแบบอิสระจึงทำให้สามารถติดตามสัญญาณกระแสอ้างอิงได้อย่างรวดเร็ว ส่งผลให้มีผลการตอบสนองชั่วขณะดีกว่า ส่วนการควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิคคอล แคมปลิ่งนั้นเป็นการควบคุมที่ถูกจำกัดทางด้านความถี่ ดังนั้นในการติดตามกระแสอ้างอิงก็就会被จำกัดทางด้านเวลาบางส่วน จึงทำให้ใช้เวลาในการติดตามกระแสมากกว่า แต่อย่างไรก็ดีการควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิคคอล แคมปลิ่งสามารถให้การตอบสนองได้ดีกว่าการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีโคคที่

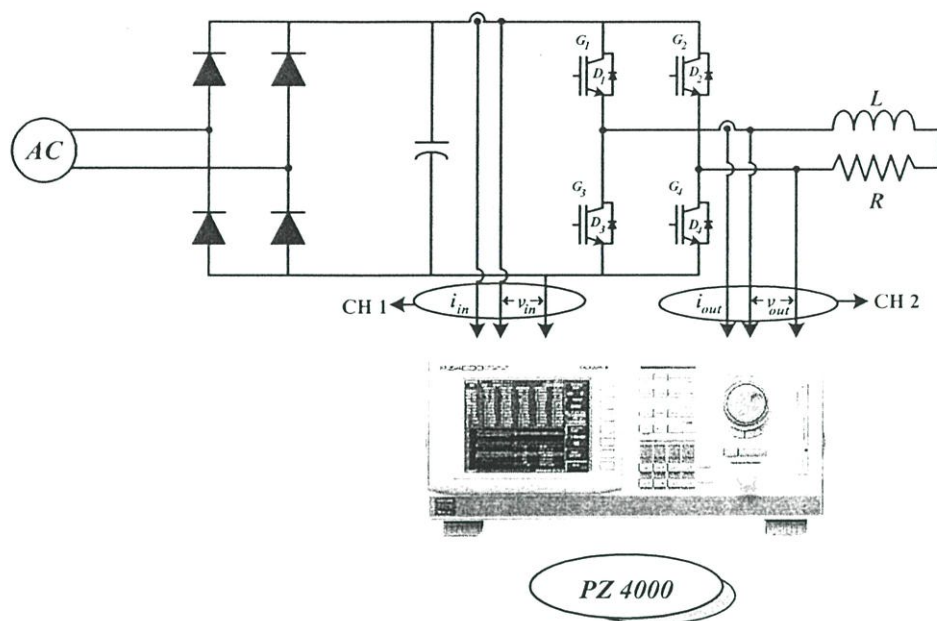
มาก เนื่องจากการควบคุมแบบนี้มีผลของการอินทิเกรตที่เกิดจากการควบคุมแบบพีไอ มีผลของตัวเก็บประจุเข้ามาในระบบ จึงทำให้การตอบสนองอย่างฉับพลันไม่ดีเท่าที่ควร



ภาพที่ 6.73 ผลการทดลองของการตอบสนองเมื่อมีการเพิ่มกระแสอ้างอิง
อย่างฉับพลันที่ $f_s = 2$ kHz

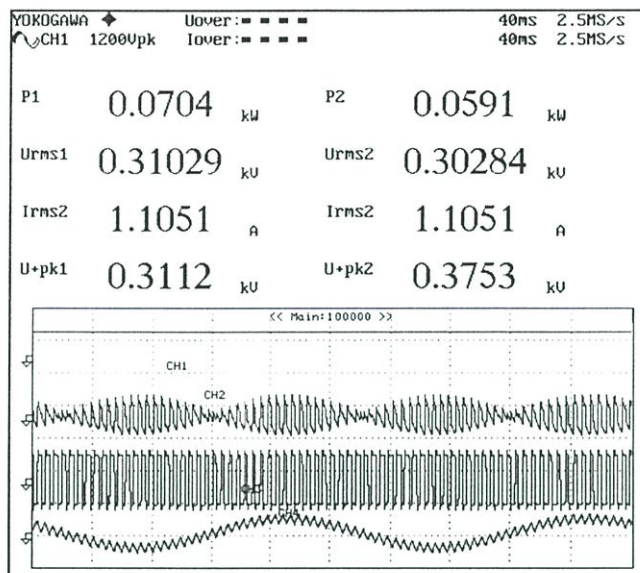
6.5 ผลการหาประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์

เป็นการวัดหาค่าประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์จากการควบคุมทั้ง 4 วิธีโดยแบ่งการทดสอบเป็น 2 เงื่อนไขคือ เงื่อนไขการทำงานในสถานะเชิงเส้นและเงื่อนไขการทำงานในสถานะโอเวอร์มอดูเลชัน โดยการทดสอบจะทำการเปลี่ยนความถี่สวิตชิงเป็น 1 kHz, 2 kHz, 3 kHz และ 4 kHz ในการวัดหาประสิทธิภาพของระบบได้ทำการบันทึก 2 วิธี เพื่อนำผลที่ได้มาเปรียบเทียบกัน นั่นคือ วิธีที่ 1 ได้ใช้ Power Meter ของ YOKOGAWA รุ่น PZ4000 มาทำการวัดกำลังงานทางด้านเอาต์พุตและอินพุตในเวลาจริง (Real Time) ดังภาพที่ 6.74 เปรียบเทียบกับวิธีที่ 2 โดยใช้ Digital Oscilloscope ของ YOGOKAWA รุ่น DL1520 บันทึกข้อมูลของกระแสและแรงดันในรูปแบบ .csv แล้วใช้โปรแกรม Matlab ในการคำนวณหาประสิทธิภาพของระบบดังภาพที่ 6.75

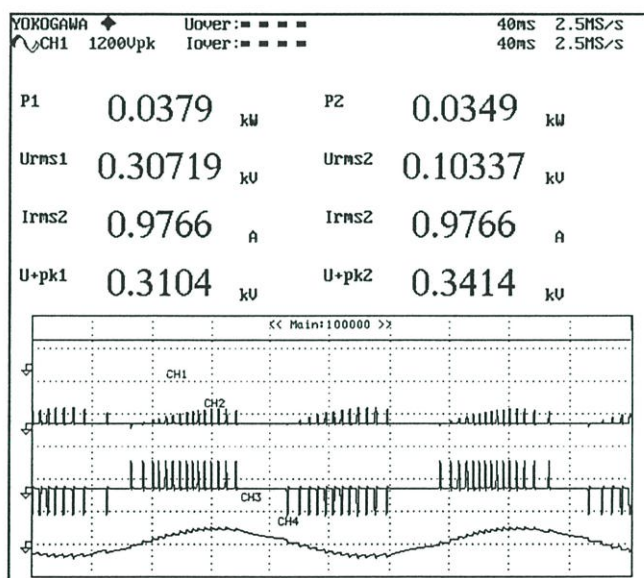


ภาพที่ 6.74 แสดงการใช้ Power Meter เพื่อทำการวัดค่าประสิทธิภาพ

วิธีที่ 1 เป็นการวัดกำลังงานอินพุตโดยใช้ Power Meter ของ YOKOGAWA รุ่น PZ4000 (แสดงในภาคผนวก ค.) ในช่องสัญญาณที่ 1 เพื่อวัดแรงดันดีซี (CH1) และกระแสดีซี (CH1) ทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์ การวัดจะทำการวัดหลังวงจรเรียงกระแสตรงตำแหน่งดีซีลิงค์ก่อนเข้าสู่ตัวสวิตช์กำลังทั้งแรงดันและกระแส ในส่วนของกำลังงานทางด้านเอาต์พุตได้ใช้ Power Meter ของ YOKOGAWA รุ่น PZ4000 ในช่องสัญญาณที่ 2 เพื่อวัดแรงดันพี ดับเบิลยู เอ็ม (CH2) และกระแสไหล (CH2) ทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งมัลติมิเตอร์โดยทั่วไปนั้นไม่สามารถอ่านค่าแรงดันและกระแสที่มีความถี่สวิตช์สูงๆได้อย่างถูกต้อง จึงต้องนำค่าที่ได้จาก Power Meter ที่มีอัตราการสุ่ม (Sampling Rate) สูงทำการบันทึกแทน แสดงการวัดดังภาพที่ 6.74 คุณสมบัติของ Power Meter รุ่น PZ4000 นั้นมี 4 ช่องสัญญาณซึ่งแต่ละช่องสัญญาณสามารถวัดได้ทั้งสัญญาณกระแสและแรงดันจึงทำให้การวัดค่าประสิทธิภาพมีความสะดวก รวดเร็วและมีความน่าเชื่อถือมาก เพราะค่ากำลังงานที่ทำการบันทึกในเงื่อนไขนั้นๆเกิดขึ้นพร้อมกัน ทั้งนี้ยังเหลือช่องสัญญาณอีก 2 ช่องสัญญาณที่ยังไม่ได้ใช้ซึ่งสามารถนำไปวิเคราะห์ในกรณีอื่นๆได้อีกมากมาย



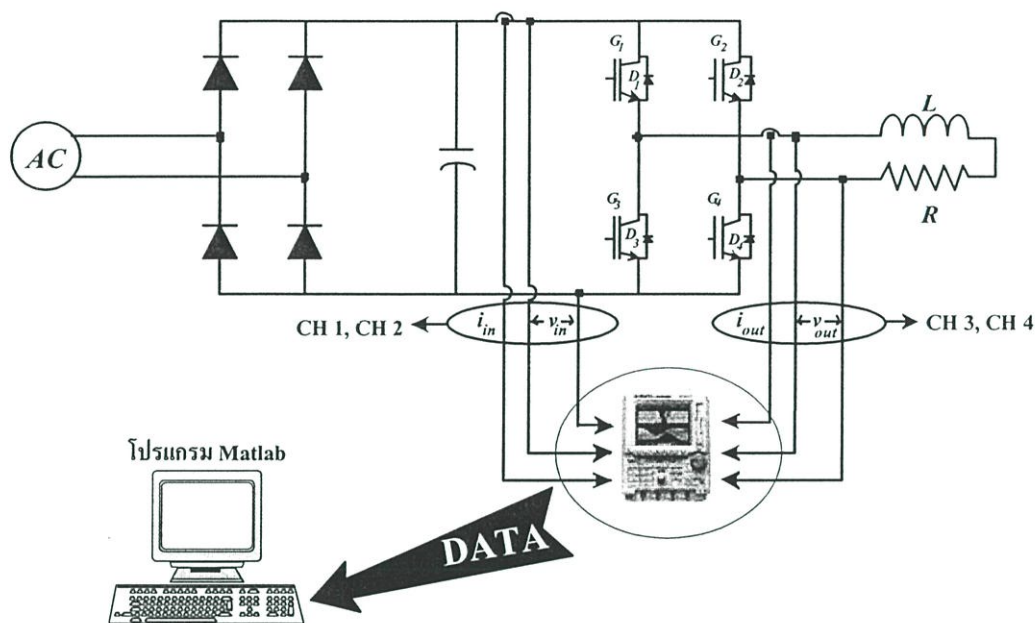
ภาพที่ 6.75 ตัวอย่างการใช้ Power Meter วัดกำลังงานอินพุตและเอาต์พุตเพื่อหาประสิทธิภาพของการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิสคังที่ความถี่สวิตซ์ 2 kHz



ภาพที่ 6.76 ตัวอย่างการใช้ Power Meter วัดกำลังงานอินพุตและเอาต์พุตเพื่อหาประสิทธิภาพของการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิสคัง 3 ระดับที่ความถี่สวิตซ์ 2 kHz

จากภาพที่ 6.75 - 6.76 เป็นตัวอย่างการใช้ Power Meter วัดค่ากำลังงานอินพุตและเอาต์พุตเพื่อหาประสิทธิภาพของการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิสคังที่ความถี่สวิตซ์ 2 kHz และการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิสคัง 3 ระดับที่ความถี่สวิตซ์ 2 kHz ตามลำดับ Power Meter นั้นสามารถเลือกการทำงานในการแสดงผลได้หลายอย่างไม่ว่าจะเป็นการแสดงรูปภาพอย่างเดียว

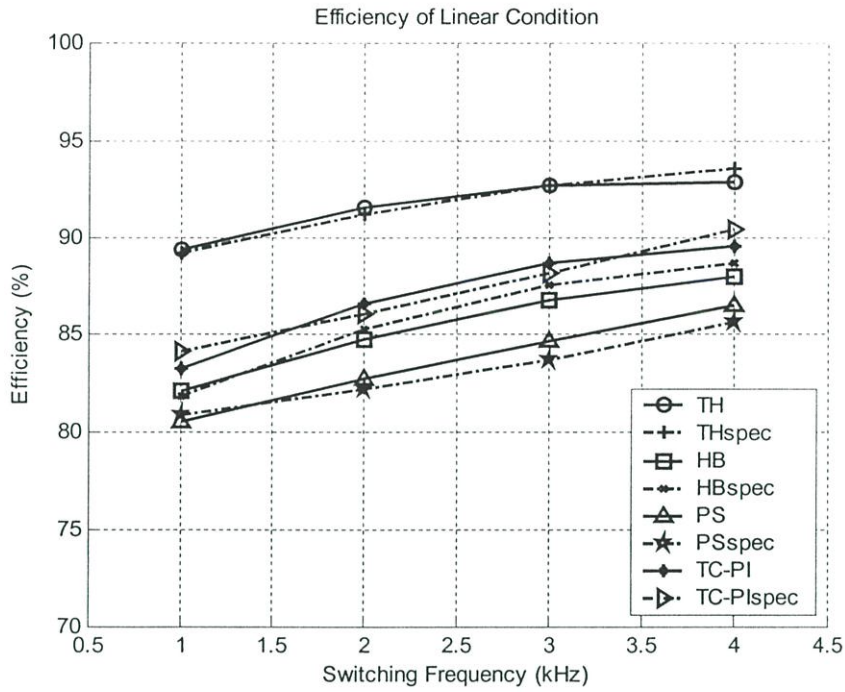
หรือแสดงข้อมูลตัวเลขอย่างเดียว หรือแสดงรูปภาพพร้อมทั้งข้อมูลตัวเลขก็ได้ จึงได้ใช้การแสดงรูปภาพพร้อมทั้งข้อมูลตัวเลขเพื่อให้สามารถบันทึกผลและดูผลตอบสนองของรูปสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงไป ข้อมูลตัวเลขที่ได้แสดงไว้บอกถึงกำลังงาน แรงแดันอาร์เอ็มเอส กระแสอาร์เอ็มเอส แรงแดันค่ายอดสูงสุดทางอินพุตและเอาต์พุต ทำให้สามารถหาค่าประสิทธิภาพของระบบได้จากการคำนวณกำลังงานเอาต์พุตต่อกำลังงานอินพุต



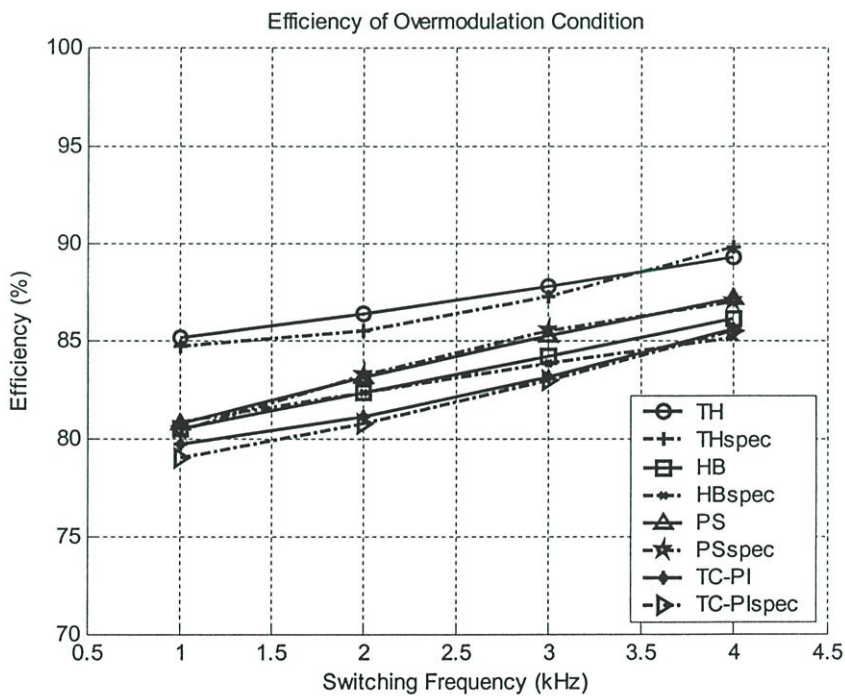
ภาพที่ 6.77 แสดงการใช้ Digital Oscilloscope ร่วมกับโปรแกรม Matlab ในการวัดหาค่าประสิทธิภาพ

วิธีที่ 2 นั้นเป็นการวัดหาค่าประสิทธิภาพโดยใช้ Digital Oscilloscope แบบ 4 ช่องสัญญาณ ร่วมกับโปรแกรม Matlab ในช่องสัญญาณที่ 1 (CH1) ใช้วัดสัญญาณกระแสและช่องสัญญาณที่ 2 (CH2) ใช้วัดสัญญาณแรงดัน เพื่อหากำลังงานอินพุตโดยทำการวัดตรงตำแหน่งหลังตัวเก็บประจุ ก่อนเข้าไอจีบีทีโมดูล รูปแบบข้อมูลที่ได้เป็นนามสกุล .csv สำหรับกำลังงานเอาต์พุตก็เช่นเดียวกัน ใช้ช่องสัญญาณที่ 3 (CH3) วัดสัญญาณกระแส และช่องสัญญาณที่ 4 (CH4) วัดสัญญาณแรงดัน ซึ่งรูปแบบข้อมูลที่ได้จะเป็นนามสกุล .csv เช่นเดียวกัน จากนั้นนำข้อมูลที่ได้มาคำนวณหาค่าประสิทธิภาพโดยใช้โปรแกรม Matlab การคำนวณจะทำการนำผลรวมของสัญญาณกระแสและแรงดันมาคูณกันจุดต่อจุด ผลรวมที่ได้เมื่อนำมาหารด้วยจำนวนข้อมูลจะกลายเป็นกำลังงานดังสมการที่ (6.1)

$$Power = \frac{\sum(v_n \times i_n)}{\text{amount of data}} \quad (6.1)$$



ภาพที่ 6.78 ผลการทดลองหาค่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ทั้ง 4 เทคนิค สำหรับเงื่อนไขการทำงานในสภาวะเชิงเส้น



ภาพที่ 6.79 ผลการทดลองหาค่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ทั้ง 4 เทคนิค สำหรับเงื่อนไขการทำงานในสภาวะโอเวอร์มอดูเลชั่น

จากภาพที่ 6.78 เป็นผลการทดลองหาค่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ทั้ง 4 เทคนิค เปรียบเทียบผลที่ได้จากการใช้ Power Meter (เส้นทึบ) และผลที่ได้จากวิธีการใช้โปรแกรม Matlab คำนวณ (เส้นประ) เห็นได้ว่าผลการวัดและการคำนวณทั้ง 2 วิธีมีผลที่ใกล้เคียงกัน สำหรับเงื่อนไขการทำงานในสภาวะเชิงเส้นของเทคนิคควบคุมกระแสแบบต่างๆนั้นจะเห็นได้ว่าการทำงานของเทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์ซิส 3 ระดับมีค่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์สูงสุด และมีค่าเพิ่มขึ้นตามความถี่สวิตชิ่งที่เพิ่มขึ้น เมื่อเทียบกับการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพหุสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ การควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮีสเตอร์ซิสคงที่และการควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิคคอล แคมป์ลิ่ง ซึ่งประสิทธิภาพของอีก 3 เทคนิคดังกล่าวนี้มีค่าใกล้เคียงกัน แต่การควบคุมกระแสแบบสัญญาณพหุสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่จะมีค่าประสิทธิภาพสูงกว่าการควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮีสเตอร์ซิสคงที่และการควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิคคอล แคมป์ลิ่ง ตามลำดับ โดยจะเห็นได้อย่างชัดเจนในช่วงความถี่สวิตชิ่งที่สูงขึ้น ซึ่งประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการวัดโดย Power Meter ของเทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์ซิส 3 ระดับมีค่าสูงถึง 93 % สำหรับเทคนิคการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพหุสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ แบบขอบเขตฮีสเตอร์ซิสคงที่และแบบพีรีโอดิคคอล แคมป์ลิ่งมีค่า 89.67%, 88.07%, 86.51% ตามลำดับ และค่าที่ได้จากการคำนวณด้วยโปรแกรม Matlab ของเทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์ซิส 3 ระดับมีค่า 93.5 % สำหรับเทคนิคการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพหุสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ แบบขอบเขตฮีสเตอร์ซิสคงที่และแบบพีรีโอดิคคอล แคมป์ลิ่งมีค่า 89.67%, 90.37%, 85.51% ตามลำดับ

จากผลการทดลองเห็นได้ว่าเทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์ซิส 3 ระดับมีค่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์สูงนั้นก็เนื่องมาจากสัญญาณสวิตชิ่งซึ่งเกิดจากรูปคลื่นมีเพียงซีกใดซีกหนึ่ง ทำให้อินเวอร์เตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียเพียงซีกเดียว โดยจะเห็นได้อย่างชัดเจนในช่วงความถี่สวิตชิ่งต่ำ สำหรับภาพที่ 6.79 เป็นผลการทดลองหาค่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ในเงื่อนไขการทำงานที่สภาวะโอเวอร์มอดูเลชันทั้ง 4 เทคนิค โดยเปรียบเทียบผลที่ได้จากการใช้ Power Meter (เส้นทึบ) และผลที่ได้จากวิธีการใช้โปรแกรม Matlab คำนวณ (เส้นประ) จะเห็นได้ว่าผลการวัดและการคำนวณทั้ง 2 วิธีมีผลที่ใกล้เคียงกัน โดยประสิทธิภาพของทุกเทคนิคจะลดลงซึ่งประสิทธิภาพสูงสุดของระบบอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการวัดโดย Power Meter ของเทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์ซิส 3 ระดับมีค่า 89.25% เทคนิคการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพหุสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ แบบขอบเขตฮีสเตอร์ซิสคงที่และแบบพีรีโอดิคคอล แคมป์ลิ่งมีค่า 85.33%, 85.84%, 87.02% ตามลำดับ ส่วนค่าที่ได้จากการคำนวณด้วยโปรแกรม Matlab ของเทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์ซิส 3 ระดับมีค่า 89.77% สำหรับเทคนิคการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพหุสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ แบบขอบเขตฮีสเตอร์ซิสคงที่และแบบ

พีรีโอดีคอลล แคมป์ลิงมีค่า 85.77%, 84.90%, 86.77% ตามลำดับ ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากในช่วงที่เกิดสภาวะโอเวอร์มอดูเลชันสวิตช์จะมีช่วงที่ค้างสภาวะนานกว่าช่วงสภาวะเชิงเส้น ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในอุปกรณ์สวิตช์ (Conduction Loss) มากกว่า จึงเป็นผลให้ประสิทธิภาพในเงื่อนไขการทำงานนี้ลดลง จากผลที่ได้จะเห็นได้ว่าการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์ซิส 3 ระดับยังคงมีค่าประสิทธิภาพสูงสุด รองลงมาคือ การควบคุมกระแสแบบพีรีโอดีคอลล แคมป์ลิง ตามด้วยการควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮีสเตอร์ซิสคงที่และการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคงที่ ตามลำดับ โดยเมื่อความถี่สวิตช์สูงขึ้นประสิทธิภาพก็จะเพิ่มขึ้น ซึ่งที่ความถี่สวิตช์ 4 kHz ประสิทธิภาพที่ได้จากการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์ซิส 3 ระดับนั้นมีค่าน้อยกว่าในสภาวะเชิงเส้นประมาณ 3 %

บทที่ 7

บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

ในงานวิจัยฉบับนี้ได้ออกแบบและวิเคราะห์เทคนิคการควบคุมกระแสสำหรับอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน 4 แบบคือ ประกอบด้วยการควบคุมแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ (Triangular Carrier with Proportional Integral Gain, TC-PI) แบบขอบเขตฮีสเตอร์ซิสคองที่ (Fixed Hysteresis Band, HB) แบบพีรีโอดิคคอลล แซมปลิง (Periodical Sampling, PS) และแบบฮีสเตอร์ซิส 3 ระดับ (Three Level Hysteresis, TH) โดยได้ทำการวิเคราะห์เป็น 2 ย่านการทำงานคือ ในสถานะเชิงเส้นและโอเวอร์มอดูเลชัน การทำงานทั้ง 2 ย่านได้วิเคราะห์ถึงคุณลักษณะฮาร์มอนิก สเปคตร้าของเทคนิคการควบคุมกระแสแบบต่างๆ โดยได้วิเคราะห์ถึงองค์ประกอบของฮาร์มอนิกอันดับต่ำ การกระจายของกลุ่มสวิตซิงซึ่งได้ทำการทดลองที่ความถี่สวิตซิง 1 kHz, 2 kHz, 3 kHz และ 4 kHz สำหรับทุกๆเทคนิคการทดลอง ตัวบ่งชี้คุณภาพของรูปคลื่นสัญญาณนั้นๆได้เปรียบเทียบกับค่า $THD_i(\%)$ ผลตอบสนองเมื่อเพิ่มกระแสอ้างอิงอย่างฉับพลันและประสิทธิภาพของระบบ ขั้นตอนในการทดลองในช่วงแรกได้ทำการศึกษาข้อดีและข้อด้อยของแต่ละเทคนิค จากนั้นได้ทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice เพื่อเป็นการยืนยันความเข้าใจในทฤษฎีนั้นๆและวิเคราะห์ดูผลขั้นต้นก่อนนำไปทำการทดลองจริง ซึ่งจะเห็นได้ว่าแต่ละวิธีก็มีคุณสมบัติที่ดีและด้อยแตกต่างกันไปโดยสามารถสรุปผลได้ดังต่อไปนี้

7.1 สรุปผลการวิจัย

7.1.1 จากผลการจำลองและการทดลองเพื่อเปรียบเทียบสเปคตร้ากระแสจริงของการควบคุมทั้ง 4 แบบที่ความถี่สวิตซิงตั้งแต่ 1 kHz ถึง 4 kHz ซึ่งในสถานะเชิงเส้นนั้นปรากฏว่าการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์ซิส 3 ระดับนั้นให้คุณลักษณะที่ดีกว่าการควบคุมกระแสแบบอื่น โดยสังเกตได้จากขนาดของฮาร์มอนิกที่ต่ำและมีการกระจายน้อยกว่า รองลงมาคือแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ เนื่องจากเป็นการควบคุมแบบคงค่าความถี่สวิตซิง ทำให้สเปคตร้ามีลักษณะที่เกาะกลุ่มกันดีกว่า โดยเฉพาะอย่างยิ่งดีกว่าแบบขอบเขตฮีสเตอร์ซิสคองที่และแบบพีรีโอดิคคอลล แซมปลิง ซึ่งแบบขอบเขตฮีสเตอร์ซิสคองที่และแบบพีรีโอดิคคอลล แซมปลิงมีลักษณะการกระจายของสเปคตร้าเหมือนกัน แต่สเปคตร้าของแบบพีรีโอดิคคอลล แซมปลิงมีการกระจายมากกว่าคือ เป็นแบบที่มีการกระจายมากที่สุดก็คือ จะมีค่าของ $THD_i(\%)$ มากที่สุด โดยรองลงมาคือ แบบขอบเขตฮีสเตอร์ซิสคองที่ ตามด้วยแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ ส่วนแบบ

ฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับนั้นมีค่า $THD_i(\%)$ น้อยที่สุด โดยเมื่อพิจารณาค่าประสิทธิภาพของ อินเวอร์เตอร์สำหรับเงื่อนไขการทำงานที่เป็นเชิงเส้นนี้นั้นปรากฏว่าการควบคุมกระแส แบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับมีค่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์สูงที่สุด รองลงมาคือ แบบ สัญญาณพหุสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ ตามด้วยแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคงที่และแบบ พีรีโอดิคคอลล แซมปลิ่ง ตามลำดับ

7.1.2 ในส่วนของการควบคุมกระแสในสภาวะโอเวอร์มอดูเลชันนั้น จะเห็นได้ว่าสำหรับทุก เทคนิคฮาร์มอนิกอันดับต่ำมีขนาดสูงขึ้น แต่ฮาร์มอนิกอันดับสูงมีขนาดลดลงทำให้ค่า $THD_i(\%)$ สูงขึ้นเมื่อเทียบกับในสภาวะเชิงเส้น ซึ่งการควบคุมกระแสแบบสัญญาณ พหุสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่มีค่า $THD_i(\%)$ มากที่สุด โดยสามารถสังเกตได้จาก ฮาร์มอนิก สเปคตรามีการกระจายมากขึ้นและมีองค์ประกอบของฮาร์มอนิกอันดับต่ำ สำหรับ $THD_i(\%)$ ของแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคงที่นั้นมีค่ารองลงมา ตามด้วยแบบ พีรีโอดิคคอลล แซมปลิ่ง ส่วนแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับมีค่า $THD_i(\%)$ น้อยที่สุด ซึ่งจากผล การทดลองหาค่าประสิทธิภาพพบว่าแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับมีประสิทธิภาพมากที่สุด ตามด้วยแบบพีรีโอดิคคอลล แซมปลิ่ง แบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคงที่และแบบสัญญาณ พหุสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่ ตามลำดับ

7.1.3 เมื่อพิจารณาผลตอบสนองต่อการเพิ่มกระแสอ้างอิงอย่างฉับพลัน เห็นได้ว่าการควบคุม กระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับนั้นให้ผลการตอบสนองที่ดีที่สุด รองลงมาคือ แบบ ขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคงที่ เนื่องจากว่าเป็นการควบคุมขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสแบบอิสระจึงทำ ให้สามารถติดตามสัญญาณกระแสอ้างอิงได้อย่างรวดเร็ว ส่งผลให้มีการตอบสนอง ช่วงขณะดีกว่า ส่วนการควบคุมแบบพีรีโอดิคคอลล แซมปลิ่งนั้นเป็นการควบคุมที่ถูกจำกัด ทางด้านความถี่ ดังนั้นในการติดตามกระแสอ้างอิงก็就会被จำกัดทางด้านเวลาบางส่วน จึง ทำให้ใช้เวลาในการติดตามกระแสมากกว่า แต่อย่างไรก็ดีการควบคุมกระแสแบบ พีรีโอดิคคอลล แซมปลิ่งสามารถให้การตอบสนองได้ดีกว่าการควบคุมกระแสแบบสัญญาณ พหุสามเหลี่ยมด้วยพีไอคองที่มาก เนื่องจากการควบคุมแบบนี้มีผลของการอินทิเกรตที่ เกิดจากการควบคุมแบบพีไอ (PI) จึงทำให้การตอบสนองอย่างฉับพลันไม่ดีเท่าที่ควร

ดังนั้นจากที่กล่าวมาทั้งหมดข้างต้นสามารถสรุปผลเป็นตารางได้ดังนี้

ตารางที่ 7.1 สรุปการเปรียบเทียบเทคนิคการควบคุมกระแสทั้ง 4 เทคนิคในสภาวะการทำงานต่างๆ

สภาวะในการทำงาน	เทคนิคการควบคุมกระแส			
	TC-PI	HB	PS	TH
1. สภาวะเชิงเส้น	B	C	D	A
2. สภาวะโอเวอร์มอดูเลชัน	D	C	B	A
3. การตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของกระแสอ้างอิงอย่างฉับพลัน	D	B	C	A

A หมายถึง ดีมาก

B หมายถึง ดี

C หมายถึง ปานกลาง

D หมายถึง ไม่ดี

7.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาต่อไป

7.2.1 งานวิจัยนี้เป็นการสร้างสัญญาณควบคุมต่างๆแบบอนาล็อก ซึ่งจะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนได้ง่าย ดังนั้นจึงควรพัฒนามาใช้การควบคุมแบบดิจิทัลแทน อาทิเช่น ไมโครคอนโทรลเลอร์หรือ Digital Signal Processor: DSP เป็นต้น เพื่อช่วยลดปัญหาดังกล่าว โดยจะช่วยทำให้ขนาดของวงจร นั่นคือ วงจรควบคุมกระแส วงจรสร้างสัญญาณไซน์ วงจรคูณและวงจรเดคไทม์เล็กกลง นอกจากนี้ยังมีผลทำให้ประหยัดค่าใช้จ่ายมากขึ้น วงจรมีการทำงานที่ถูกต้องและมีเสถียรภาพที่ดีขึ้นด้วย

7.2.2 เนื่องจากในวิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอเทคนิคการควบคุมกระแสสำหรับพีดับบลิว เอ็มอินเวอร์เตอร์แบบ 1 เฟส โดยทำการทดสอบกับโหลด RL ดังนั้นจึงควรมีการนำไปทดสอบกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟสและพัฒนาให้เป็นการควบคุมกระแสสำหรับพีดับบลิว เอ็มอินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส เพื่อนำไปทดสอบกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสซึ่งเป็นโหลดที่ใช้กันอยู่แพร่หลายในภาคอุตสาหกรรมต่างๆต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] J. Dixon, S. Tepper and L. Moran "Practical evaluation of different modulation techniques for current-controlled voltage source inverters" *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol.143, Jul. 1996. pp. 301-306
- [2] Ajay Tripathi and Paresh C. Sen "Comparative Analysis of Fixed and Sinusoidal Band Hysteresis Current Controllers for Voltage Source Inverters" *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.39, Feb. 1992. pp. 63-73
- [3] Bimal K. Bose "An Adaptive Hysteresis-Band Current Control Technique of a Voltage-Fed PWM Inverter for Machine Drive System" *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.37, Oct. 1990. pp. 402-408
- [4] M. Azizur Rahman, Tawfik S. Radwan and Ali M. Osheiba "Analysis of Current Controllers for Voltage-Source Inverter" *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.44, Aug. 1997. pp. 477-485
- [5] G.H. Bode and D.G. Holmes "Implementation of Three Level Hysteresis Current Control for a Single Phase Voltage Source Inverter" *PESC 00*, vol.1, 2000. pp. 42-48
- [6] G.H. Bode and D.G. Holmes "Load Independent Hysteresis Current Control of a Three Level Single Phase Voltage Source Inverter" *PESC 00*, vol.1, 2001. pp. 14-19
- [7] S.R. Bode and D.G. Holmes "Load Independent Hysteresis Current Control of a Three Level Single Phase Inverter with Constant Switching Frequency" *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol.146, Nov. 1999
- [8] M. Lafoz, I.J. Iglesias, C. Vaganzones and M. Visiers "A Novel Double Hysteresis-Band Current Control for a Three-Level Voltage Source Inverter" *PESC 00*, vol.1, 2000. pp. 18-23
- [9] Ned Mohan, Tore M. Undeland and William P. Robbins *Power Electronics Converters, Applications and Design*. second edition: John Wiley and sons, Inc. 1995.

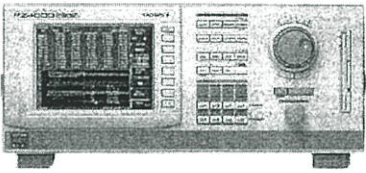
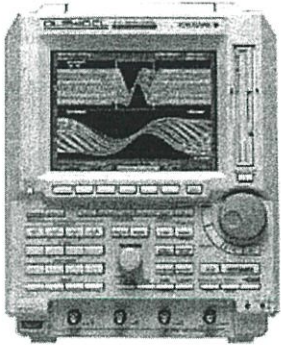
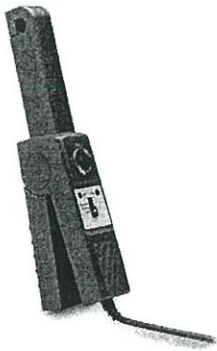
เอกสารอ้างอิง (ต่อ)



- [10] วิจิตร กิณเรศ. "สามเฟสเดลต้ามีอดดูเลตที่ดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2534.
- [11] สมยศ เกียรติวนิชวิไล. "การวิเคราะห์และออกแบบสัญญาณควบคุมที่ดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสโดยใช้โปรแกรม MATLAB." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2542.
- [12] ชาญวิทย์ ตั้งสิริวรกุล. "การวิเคราะห์และประเมินคุณสมบัติของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่นที่มีขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสแบบต่างๆสำหรับอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน." วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2544.
- [13] ชานินทร์ จุฉิม. "การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส แบบความถี่สลิปเหมาะสมที่ให้ประสิทธิภาพสูง." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2546.
- [14] Marian P. Kazmierkowski and Maciej A. Dzieńkowski "Review of Current Regulation Techniques For Three-Phase PWM Inverters" IECON'94, vol.1,5-9 Sept 1994, pp. 567-575.
- [15] Marian P. Kazmierkowski and Luigi Malesani "Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey" IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.5, Oct. 1998. No. 5
- [16] Marian P. Kazmierkowski, R. Krishnan and Frede Blaabjerg Control in Power Electronics ; Selected Problems. Academic Press, 2002.
- [17] Moran L., Godoy P., Wallace R. and Dixon J. "A new current control strategy for active power filters using three PWM voltage source inverters" IEEE PESC'93, Scattle, Washington, Jun. 1993
- [18] ถาวร อมตกิตติ. ระบบกำลังไฟฟ้าต่อเนื่อง (ยูทีเอส) และเครื่องควบคุมคุณภาพไฟฟ้า. พิมพ์ครั้งที่ 1 : สำนักพิมพ์ บริษัทเอ็มแอนดีดี จำกัด (สมาคมวิศวกรรมออกแบบและปรึกษาเครื่องกลและไฟฟ้าไทย : MECT). ธันวาคม 2543.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

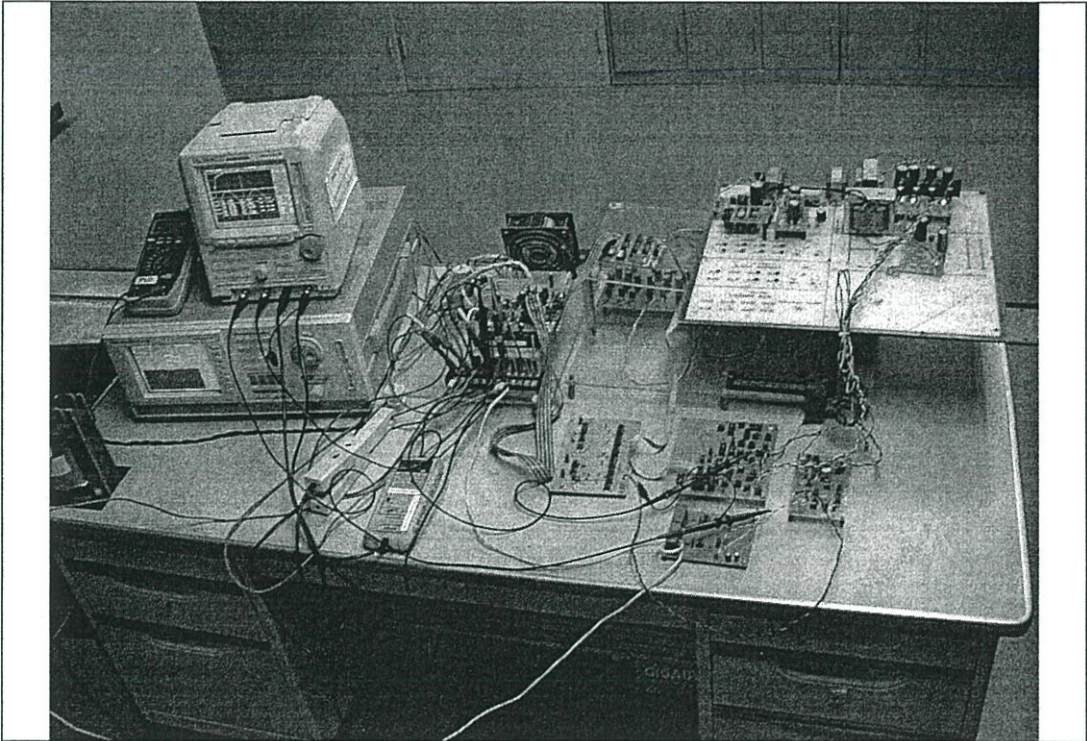
- [19] ไชยะ แซ่มซ้อย. รวมบทความวารสารเทคนิคไฟฟ้า ชุดที่ 7. พิมพ์ครั้งที่ 1 : สำนักพิมพ์ บริษัทเอ็มแอนดีอี จำกัด. ธันวาคม 2546.
- [20] J.M.D. Murphy and F.G. Turnbull Power Electronic Control of AC Motors. Pergamon Press, 1988.
- [21] Andrea Tilli and Alberto Tonielli "Sequential Design of Hysteresis Current Controller for Three-Phase Inverter" IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol.45 Oct. 1998. No. 5
- [22] วัฒนา แก้วดุก. การออกแบบเบ็ดจิตอลวิศกรรม. พิมพ์ครั้งที่ 1 : สำนักพิมพ์ ส.ส.ท. (สมาคมส่งเสริมไทย-ญี่ปุ่น). 1 มีนาคม 2546.
- [23] คมสัน กลีบบัว. "การออกแบบและวิเคราะห์ 1- ϕ เดลต้ามีอดดูลิต พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ ที่มีการป้อนกลับทางแรงดัน พี ดับบลิว เอ็ม เอาร์ทพุท สำหรับแหล่งจ่ายแรงดัน."วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2546.
- [24] อรพดี สารมาศ, ชานินทร์ จุฑิม และวิจิตร กิณเรศ. "การประเมินสมรรถนะของการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับสำหรับ 1 เฟสอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน" ประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 27, 11-12 พฤศจิกายน 2547 มหาวิทยาลัยขอนแก่น
- [25] O. Saramart and V. Kinnares, "Performance Comparison of Hysteresis Current Control for Single Phase Full Bridge Voltage Source Inverter" IPEC2003, vol.1, 27-29 Nov 2003, pp.187-192.

ภาคผนวก ก
อุปกรณ์เครื่องมือที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

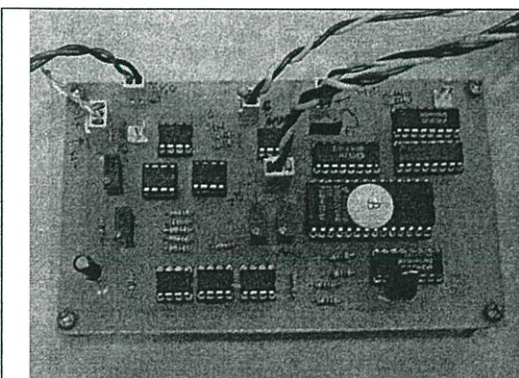
	<p>ผลิตภัณฑ์ Power Analyzer (YAKOGAWA) รุ่น PZ4000 รายละเอียด Wide Measurement Bandwidth (DC to 2 MHz) Accurately Sampling 5 MS/s Harmonic Analysis (up to 500th Order)</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ Digital Oscilloscope (YOKOGAWA) รุ่น DL1520/L (4 Channel) รายละเอียด 150 MHz bandwidth 200 MS/s sampling rate on one channel or 100 MS/s on two channels (DL1520/L) 8 bit vertical resolution DC to 30 MHz, 850V (DC + AC peak) 2% DC accuracy, Internal low pass filter</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ Current Probe (CHAUVIN ARNOUX) รุ่น E3N รายละเอียด Current Probe 10 – 100 Ampere / 1 Volt Input 100 A Peak Max Frequency: DC to 100 kHz. (@ 3 db) Output 10 mV/A, 100 mV/A CAT III</p>

	<p>ผลิตภัณฑ์ Multi Meter (Hewlett Packard)</p> <p>รุ่น 973A</p> <p>รายละเอียด True RMS 20 kHz Accuracy = 0.1% Vac or Vdc : 0 to 1000 Volts. Iac or Idc : 0 to 10 Amperes.</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ Band Differential Probe</p> <p>รุ่น 700924</p> <p>รายละเอียด 100 MHz</p> <p>A Probe Lets You Make Wide-Band Differential Input Measurements</p>

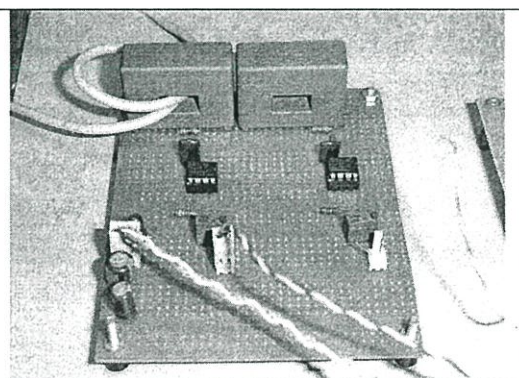
ภาคผนวก ข
ภาพโดยรวมของโครงงานวิจัย



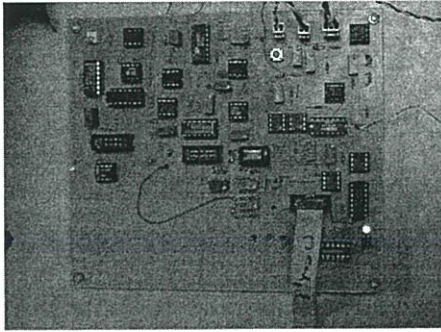
ภาพที่ ข.1 ภาพโดยรวมของวงจรทั้งหมด



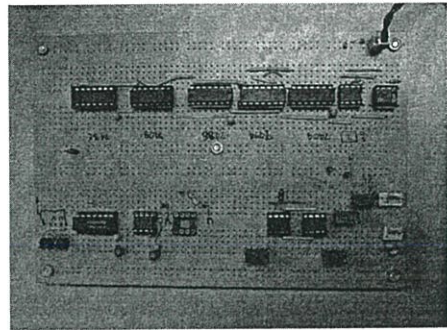
ภาพที่ ข.2 วงจรสร้างสัญญาณไซน์อ้างอิง



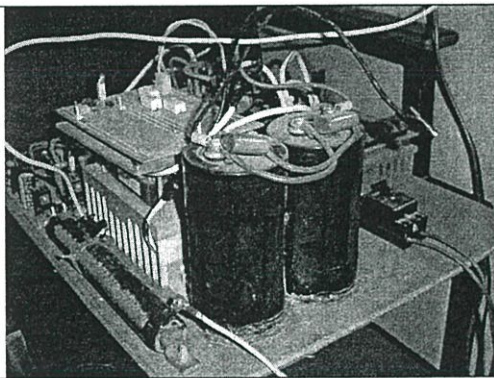
ภาพที่ ข.3 วงจรตรวจจับกระแส (LEM)



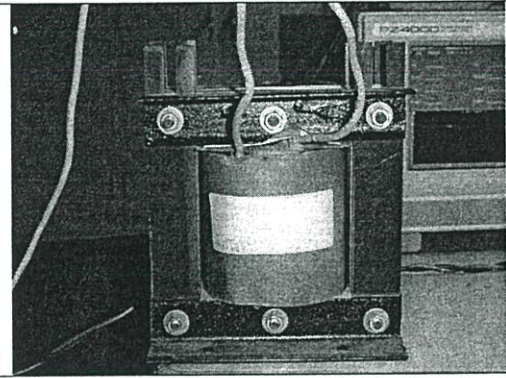
ภาพที่ ข.4 ชุดวงจรควบคุม 3 เทคนิค
(TC-PI, HB และ PS)



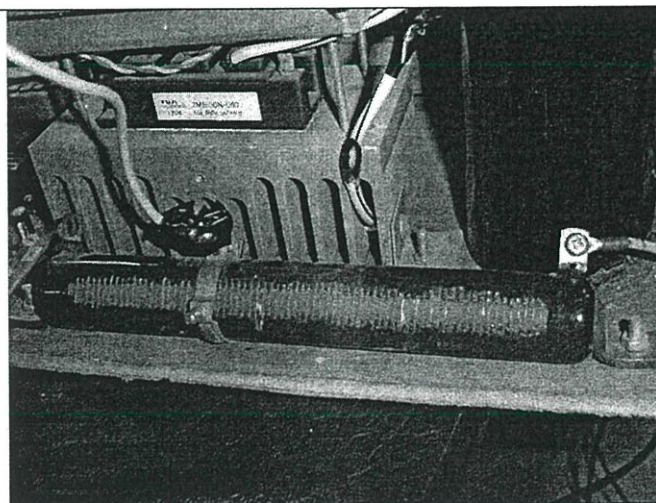
ภาพที่ ข.5 ชุดวงจรควบคุมของเทคนิค TH



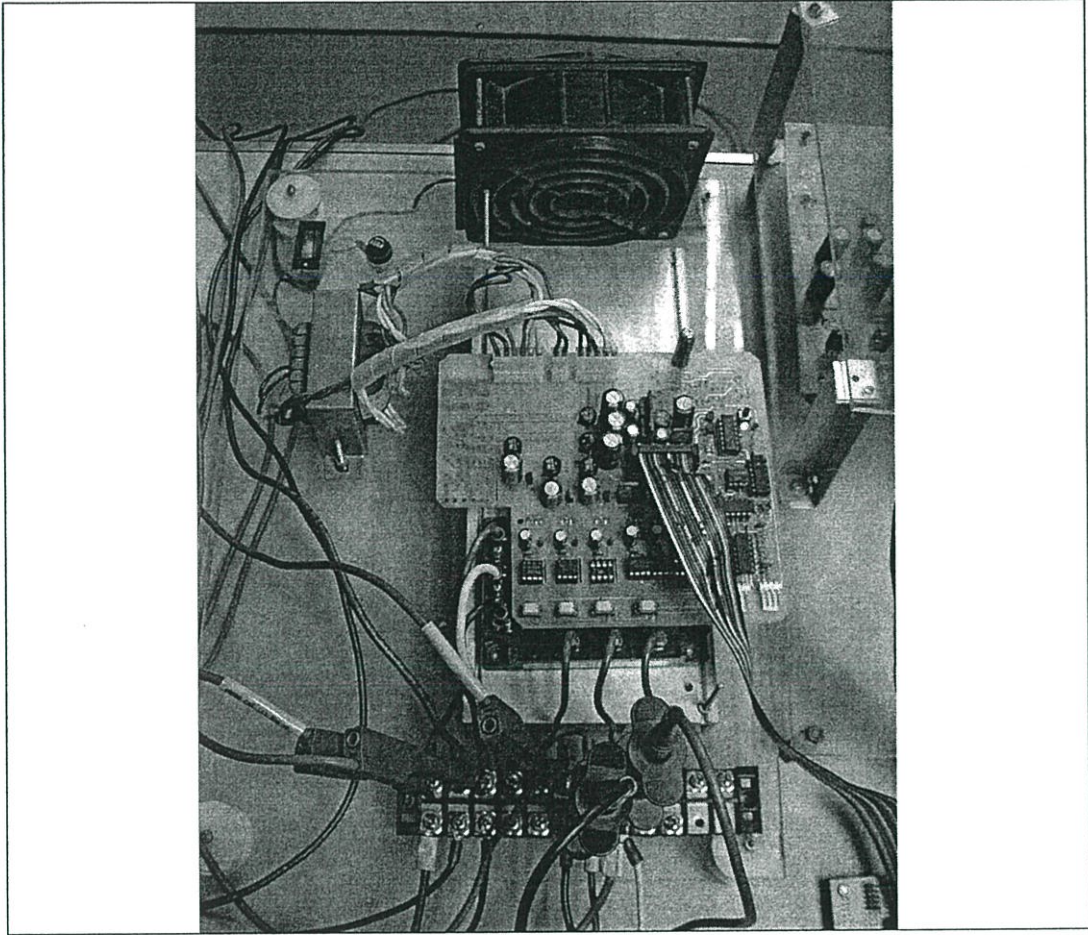
ภาพที่ ข.6 ตัวเก็บประจุที่ใช้เป็นดีซีลิงค์



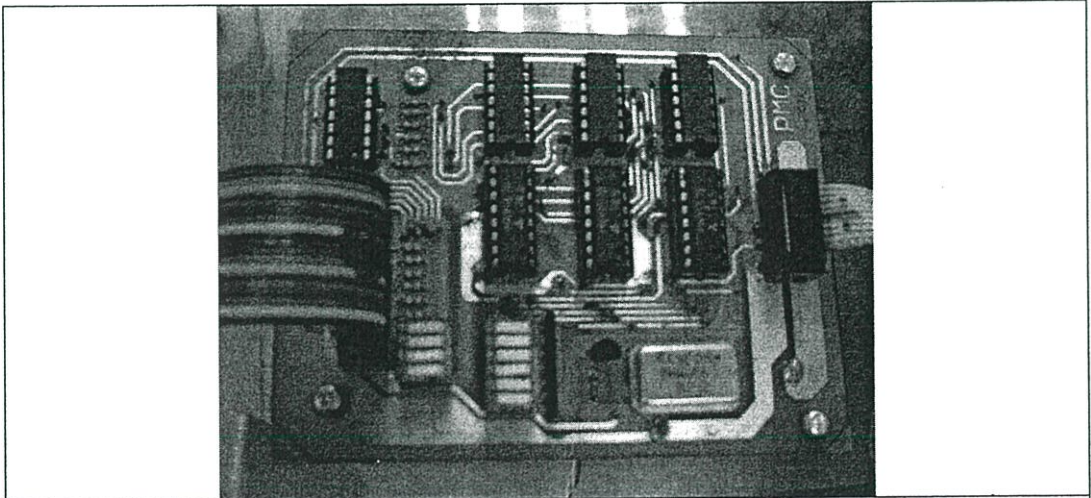
ภาพที่ ข.7 โหลดตัวเหนี่ยวนำ



ภาพที่ ข.8 โหลดความต้านทาน



ภาพที่ ข.9 ชุดวงจรกำลัง



ภาพที่ ข.10 วงจรสร้างช่วงการประวิงเวลา

ภาคผนวก ค

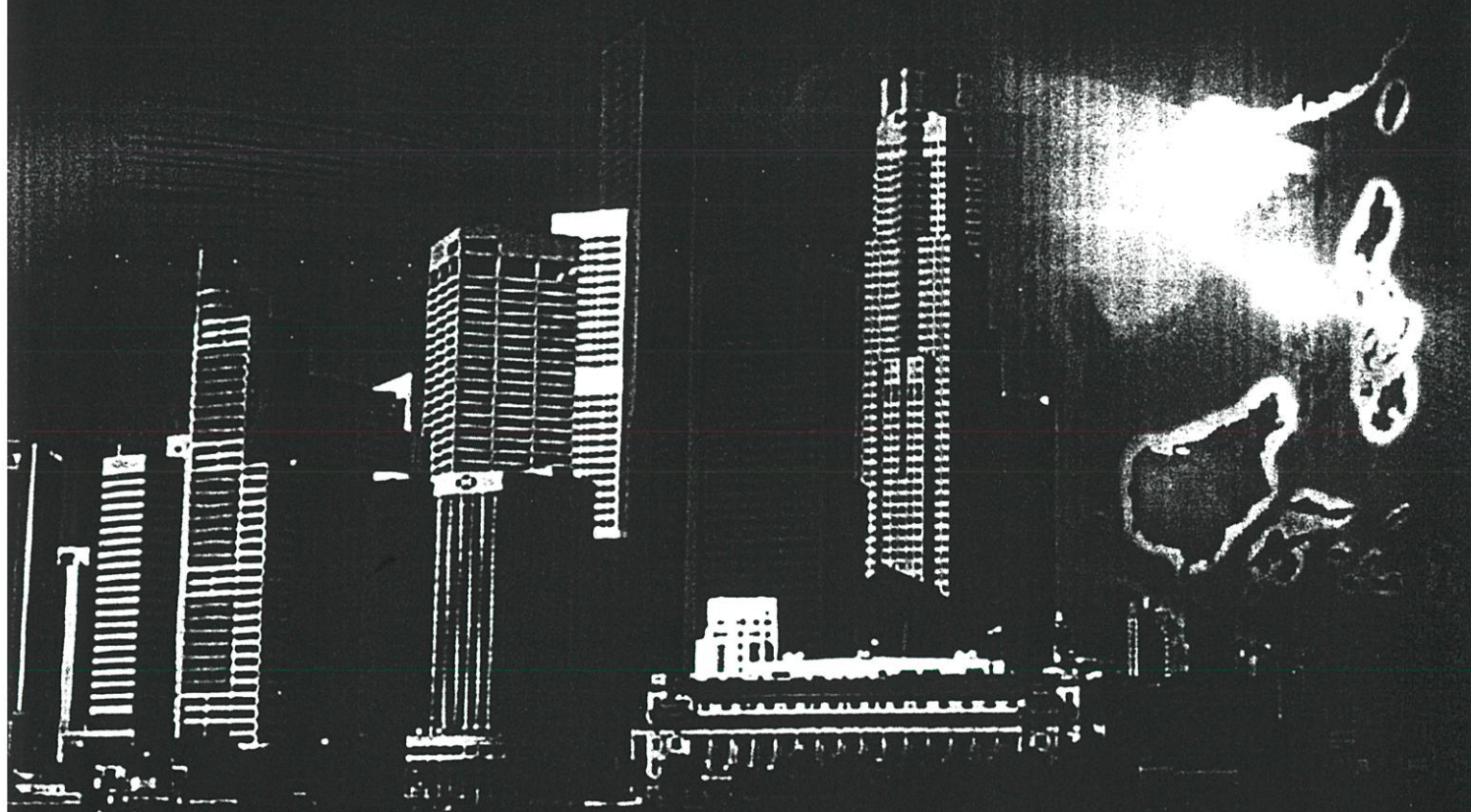
ผลงานวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่ในงานประชุมวิชาการ

1. O.Saramart and V. Kinnares, "Performance Comparison of Hysteresis Current Control for Single Phase Full Bridge Voltage Source Inverters", The 6th International Power Engineering Conference (IPEC2003)., 27-29 November 2003, The Pan Pacific, Singapore.
2. อรพดี สารมาศ, ชานินทร์ จุฑิม, และ วิจิตร กิณเรศ, "การประเมินสมรรถนะของการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส 3 ระดับสำหรับ 1 เฟสอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน", การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 27. ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น, 11-12 พฤศจิกายน 2547

IPEC2003

The 6th International
Power Engineering Conference

PROCEEDINGS Volume I



27-29 Nov 2003
The Pan Pacific, Singapore

Nanyang



PERFORMANCE COMPARISON OF HYSTERESIS CURRENT CONTROL FOR SINGLE PHASE FULL BRIDGE VOLTAGE SOURCE INVERTERS

O. Saramart

V. Kinnares

Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology, Ladkrabang, Bangkok, Thailand

Abstract

This paper presents the performance comparison of hysteresis current control for a single phase full bridge voltage source inverter. Three types of modulation techniques for hysteresis current control are proposed, namely fixed hysteresis band (HB), periodical sampling (PS) and triangular carrier with proportional-integral gain (TC-PI). In this paper, the simulation and experimental results are compared and evaluated in order to verify the circuit operation in terms of ripple, harmonic spectra and %THD_i of output current waveform. Besides, the transient response of the proposed hysteresis current control schemes for a step change in current command has been made.

Keywords

Hysteresis current control, voltage source inverter

1 INTRODUCTION

A variety of current control methods have been investigated and reported in the literature [1]. Among the various current control PWM techniques, hysteresis current control, shown in Figure 1, is focus on used method because of its simplicity of implementation, fast-response current loop and inherent-peak current limiting capability [1-3]. However, the waveform quality of the current generated by using a current-controlled voltage source inverter (CCVSI) depends basically on the switching frequency of the PWM modulator and modulation technique used [4]. In preceding researches [1-4], the operation of hysteresis current control for voltage source inverter is analysed in the linear condition but only a few papers analysis comparison of the results in the overmodulation and stepping current command conditions. A single phase voltage source inverter which has hysteresis current control is benefit to many things such as switch mode converters and active filters etc.

In this paper, three different types of modulation techniques for hysteresis current control analysed by simulations and experiments are: hysteresis band (HB), periodical sampling (PS) and triangular carrier with proportional-integral gain (TC-PI) in order to improve

the quality of output current waveform for appropriate application. These three types of modulation techniques have been tested with sinusoidal current waveform (SCW).

The organization of this paper is as follows. For both linear and overmodulation operations, this paper initially focuses on the comparison in terms of the ripple and harmonic spectra of the current waveforms generated by the current control methods for the same switching frequency. Then, the comparison, analysis and evaluation of characteristics of output current waveforms for the effects of changing switching frequency and modulation techniques based on quality index of output current of inverter with percentage of total harmonic distortion of current (%THD_i) have been performed. Finally, the transient response of the proposed hysteresis current control schemes for a step change in current command has been made.

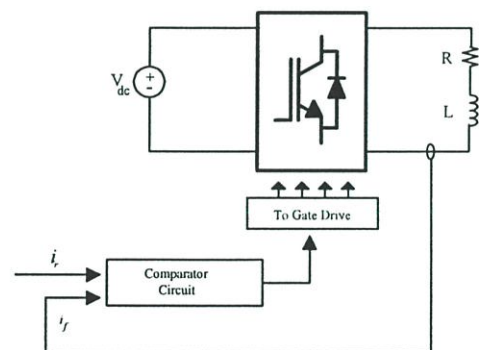


Figure 1: Block diagram of conventional hysteresis current control

2 PRINCIPLE AND THEORY OF HYSTERESIS CURRENT CONTROL

In this section, the principle and theory of three different types of modulation techniques for hysteresis current control are analysed: hysteresis band (HB), periodical sampling (PS) and triangular carrier with proportional-integral gain (TC-PI). The block diagram of operation of HB technique is shown in Figure 2.

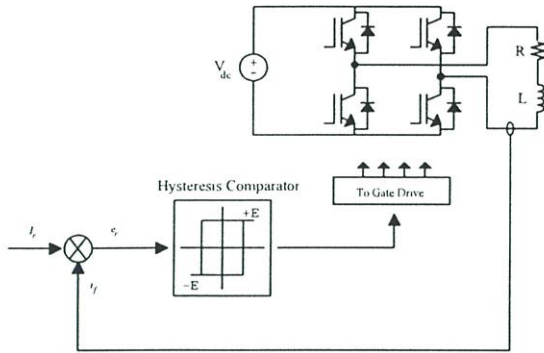


Figure 2: Block diagram of hysteresis band (HB)

The HB technique operates by comparing current error signal (i.e. the difference between the output feedback current (i_f) and the reference current (i_r)) against fixed hysteresis bands. When the error signal exceeds the upper hysteresis band, the inverter output is switched to $-V_{dc}$ and when the error signal falls below the lower hysteresis band, the inverter output switches to $+V_{dc}$ [5]. The process is illustrated in figure 3.

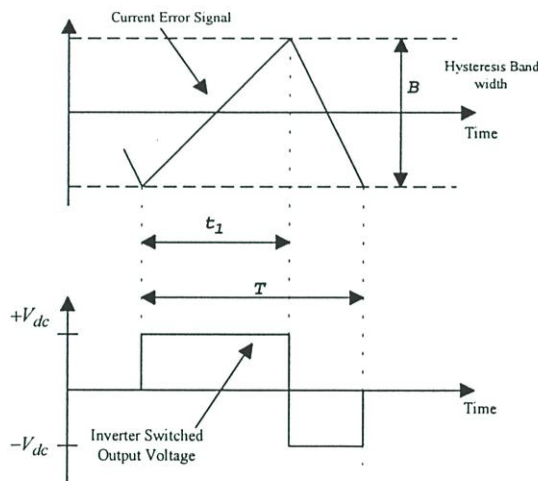


Figure 3: Modulation control of conventional hysteresis band

At any point time, the rate of change of output feedback current is given by:

$$\frac{dI}{dt} = \frac{\Delta I}{\Delta t} = \frac{V_I - \varepsilon}{L} \rightarrow \Delta t = \frac{\Delta I L}{V_I - \varepsilon} \quad (1)$$

where $V_I = \pm V_{dc}$, depending on inverter switching state.

A complete switching cycle goes from $0 \rightarrow t_1 \rightarrow T$.

For the period $0 \rightarrow t_1$, $V_I = +V_{dc}$, $\Delta I = +B$, $\Delta t = t_1$ and therefore:

$$t_1 = \frac{+BL}{V_{dc} - \varepsilon} \quad (2)$$

For the period $t_1 \rightarrow T$, $V_I = -V_{dc}$, $\Delta I = -B$, $\Delta t = T - t_1$ and therefore:

$$T - t_1 = \frac{-BL}{-V_{dc} - \varepsilon} \quad (3)$$

The total switching frequency (f_s) is then obtained by combining Equation (2) and (3), to give:

$$f_s = \frac{1}{T} = \frac{(V_{dc}^2 - \varepsilon^2)}{BLV_{dc}} \quad (4)$$

The maximum switching frequency occurs when backemf $\varepsilon = 0$ and given by:

$$f_{max} = \frac{V_{dc}}{BL} \quad (5)$$

The variation in switching frequency depends on V_{dc} , B and L .

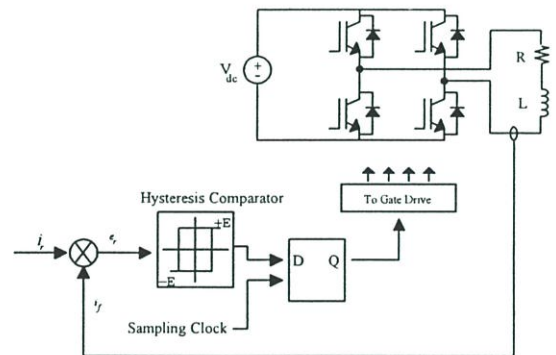


Figure 4: Block diagram of periodical sampling (PS)

The PS technique, shown in figure 4, is very simple to implement. The basic principle of PS is similar to HB: only the hysteresis current control, as a comparator, connected with a D flip-flop is needed. The main advantage of this technique is that the minimum time between switching transitions is limited to the period of the sampling clock. However, the actual switching frequency is not clearly defined [4]. The D flip-flop with the sampling clock has been used to limit the switching frequency.

The actual current generated by hysteresis current control is forced to track the reference current within the hysteresis bands with the frequency of highest lockout time: the maximum switching frequency. If the lockout time is reduced permitting the higher switching frequency, the current can be more closely confined within the bands. On the other hand, if the lockout is not

employed at all, the current can be confined within the hysteresis bands. This will result in a very high switching frequency [1]. The maximum switching frequency would be given as

$$f_{max} = \frac{10^{-3}}{2(\text{lockout time})} \text{ kHz} \quad (6)$$

Figure 5 shows the block diagram of triangular carrier with proportional-integral gain (TC-PI) which compares the output current error with a fixed amplitude and frequency triangular wave, i.e., the triangular carrier. The switching frequency is fixed, depending upon the triangular carrier frequency (ω_c). From the block diagram, the error is processed through a proportional-integral (PI) gain before comparing with the triangular carrier. This technique is more complex than HB and PS. The values for k_p and k_i defined as Equation (7) and (8) determine the transient response and steady state error of the TC-PI technique. In addition, they give a good dynamic performance under several operating conditions [4].

$$k_p = \frac{L \cdot \omega_c}{2 \cdot V_{dc}} \quad (7)$$

$$k_i = \omega_c \cdot k_p \quad (8)$$

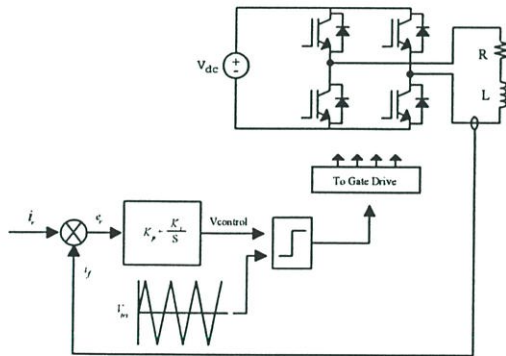


Figure 5: Block diagram of triangular carrier with proportional-integral gain (TC-PI)

3 SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

The proposed three types of modulation techniques have been tested with sinusoidal current waveform (SCW) for both simulation and experimental investigation. Figures 6 through 8 show the output current signal and error signal generated by HB, PS and TC-PI, respectively. As shown in Figures 6-8, the output current generated by TC-PI has the lowest ripple compared with HB and PS. In PS, the output current has the highest distortion, followed by HB and TC-PI, consequently.

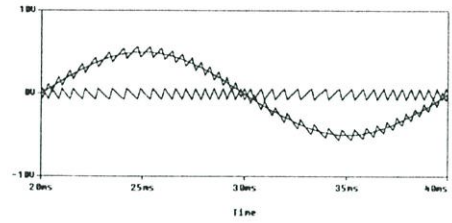


Figure 6: Output current signal and error signal generated by hysteresis band (HB)

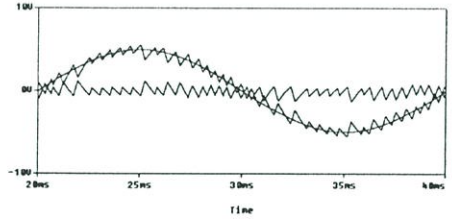


Figure 7: Output current signal and error signal generated by periodical sampling (PS)

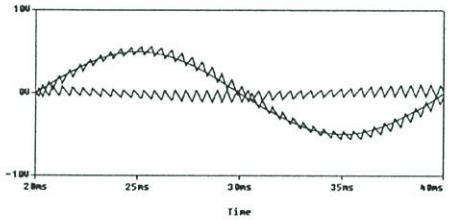
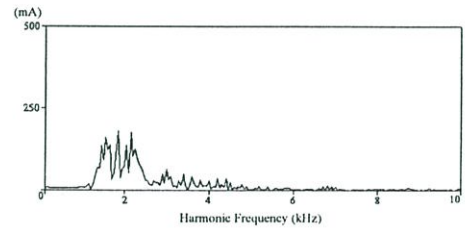


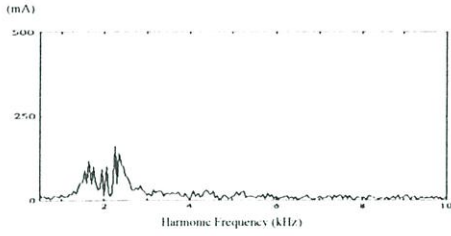
Figure 8: Output current signal and error signal generated triangular carrier with proportional-integral gain (TC-PI)

3.1 Linear Operation

In order to investigate the effective linear operation, the single phase full bridge inverter having dc link voltage $V_{dc}=310$ V, and RL load with $R=32 \Omega$ and $L=50$ mH is used. The fundamental frequency=50 Hz.

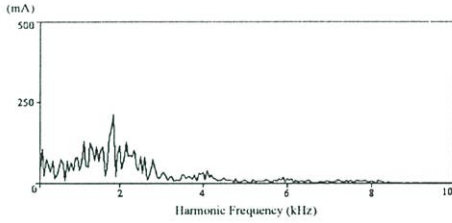


(a) Simulation result

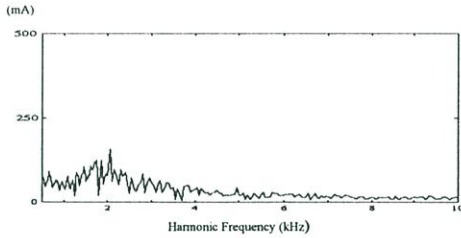


(b) Experimental result

Figure 9: Output current spectra of HB in linear operation at $f_s=2$ kHz

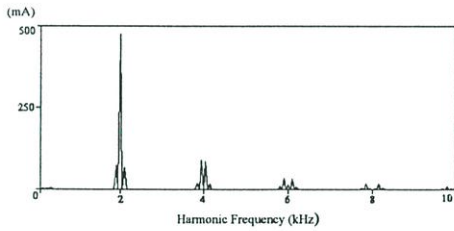


(a) Simulation result

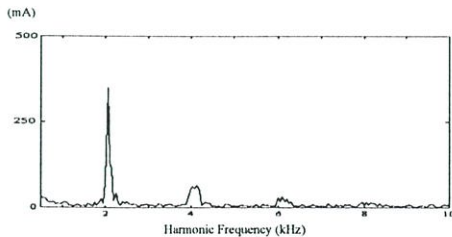


(b) Experimental result

Figure 10: Output current spectra of PS in linear operation at $f_s=2$ kHz



(a) Simulation result



(b) Experimental result

Figure 11: Output current spectra of TC-PI in linear operation at $f_s=2$ kHz

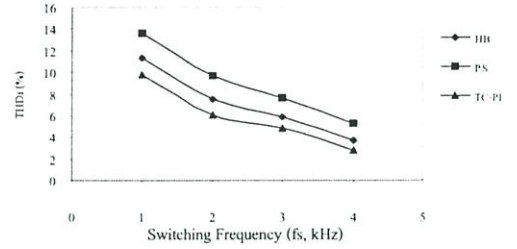


Figure 12: A comparison of percentage of THD_i between HB, PS and TC-PI in linear operation

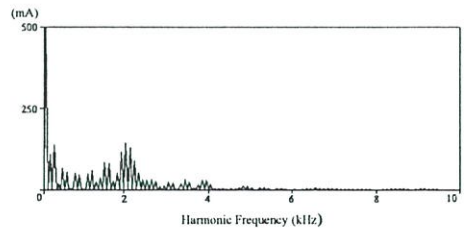
Figures 9, 10 and 11 illustrate the output current spectra (in the range of 0.1kHz - 10 kHz i.e. excluding fundamental component) of HB, PS and TC-PI, respectively. The results show that output current spectra of PS contains odd and even harmonics. Also, they are not clearly related to the switching frequency. The spectra of HB and PS are similarity but the magnitude of harmonics of HB are lower than PS. The spectra of TC-PI is the best which are concentrated in sidebands around 2, 4 and 6 kHz, etc., corresponding to the triangular carrier frequency.

The comparison of HB, PS and TC-PI in terms of percentage of total harmonic distortion of current (%THD_i) versus switching frequency are shown in Figure 12. The best method is TC-PI followed by HB and PS.

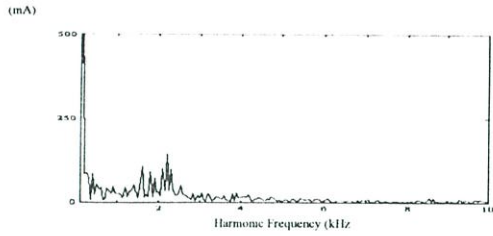
3.2 Overmodulation Operation

In operation for voltage reference control such as in SPWM technique is well defined. The peak of the control voltages is allowed to exceed the peak of the triangular waveform. For the current control technique, the overmodulation operation is generated with a high reference current and low output feedback current or low dc link voltage. As a result, the output current can not be tracked the reference current.

Three types of modulation techniques tested in overmodulation operation have been performed on the dc link voltage $V_{dc}=310$ V, $R=80 \Omega$ and $L=50$ mH. The fundamental frequency is set to 50 Hz.

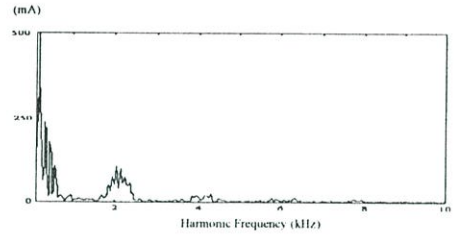


(a) Simulation result



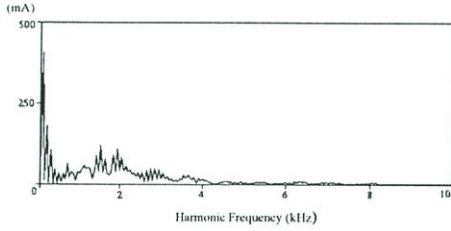
(b) Experimental result

Figure 13: Output current spectra of HB in overmodulation operation at $f_s=2$ kHz

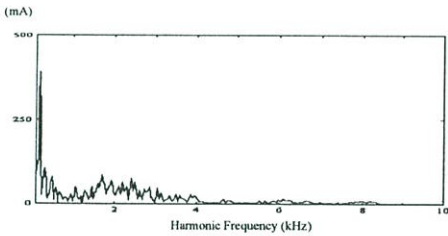


(b) Experimental result

Figure 15: Output current spectra of TC-PI in overmodulation operation at $f_s=2$ kHz

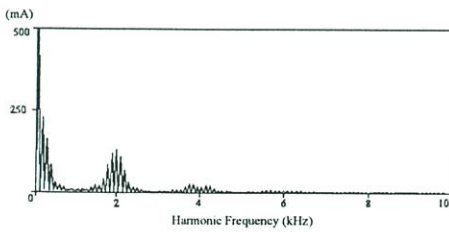


(a) Simulation result



(b) Experimental result

Figure 14: Output current spectra of PS in overmodulation operation at $f_s=2$ kHz



(a) Simulation result

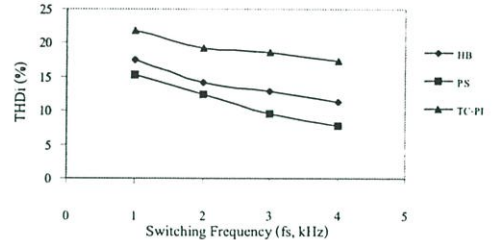


Figure 16: A comparison of percentage of THD_i between HB, PS and TC-PI in overmodulation operation

For overmodulation operation, the output current spectra (in the range of 0.1 kHz-10 kHz i.e. excluding fundamental component) of HB, followed by PS and TC-PI are illustrated in Figure 13-15 and the comparison of three types of modulation techniques in terms of percentage of total harmonic distortion of current (% THD_i) versus switching frequency is shown in Figure 16. As it can be seen for all of three techniques that the lower order harmonics have a higher magnitude as well as the higher order harmonics have a lower magnitude resulted in larger % THD_i when compared to the linear operation. The TC-PI gives the largest of % THD_i because the distribution of output current spectra is quite wide, followed by HB and PS.

3.3 Transient Response of a Step Change in Current Command

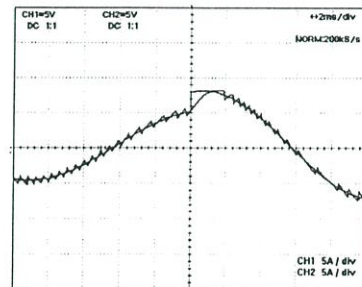


Figure 17: Transient response of HB for a step change in current command

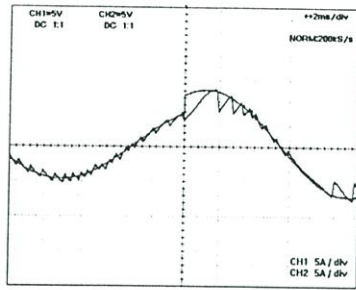


Figure 18: Transient response of PS for a step change in current command

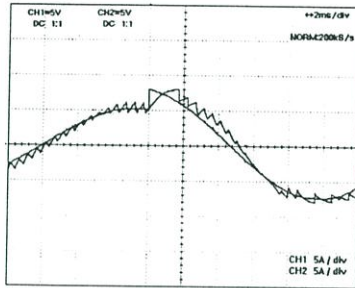


Figure 19: Transient response of TC-PI for a step change in current command

Figures 17-19 show the experimental transient response of the current control schemes for a step change in amplitude of the reference signal (from 5 A_{peak} to 8 A_{peak}). The experimental results of the current control schemes have demonstrated the effectiveness of the proposed current control schemes in tracking the amplitude and phase of the reference current. It can be seen that HB is the best under this condition because of its independent hysteresis current control, closely followed by PS since it is controlled by sampling clock. Finally, TC-PI is clearly worst caused by proportional-integral gain.

4 COMPARATIVE PERFORMANCE EVALUATION

Table 1: Summary of performance evaluation between HB, PS and TC-PI

Operation	Best	Reasonable	Worst
Linear operation	TC	HB	PS
Overmodulation operation	PS	HB	TC
Transient Response for a Step Change in Current Command	HB	PS	TC

In summary, the performance comparison of three modulation techniques are shown in Table 1. The results show that the triangular carrier with proportional-integral gain is the best technique in the linear operation followed by the hysteresis band and periodical sampling, respectively. On the contrary, in the overmodulation operation, the best technique is the periodical sampling followed by the hysteresis band and triangular carrier

with proportional-integral gain. In the applications that must generate stepping currents the hysteresis band technique is the best but the triangular carrier with proportional-integral gain is not recommended.

5 CONCLUSION

This paper has described the comparative performance evaluation of HB, PS and TC-PI techniques for the single phase full bridge voltage source inverter in terms of output current ripple, output current spectra, %THD, and transient response for a step change in current command. The results have proved the advantage and disadvantage of each technique for appropriate application. The experimental results validate the simulated performance.

REFERENCES

- [1] Ajay Tripathi and Paresh C. Sen, "Comparative Analysis of Fixed and Sinusoidal Band Hysteresis Current Controllers for Voltage Source Inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 39, pp. 63-73, Feb. 1992.
- [2] Bimal K. Bose, "An Adaptive Hysteresis-Band Current Control Technique of a Voltage-Fed PWM Inverter for Machine Drive System," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 37, pp. 402-408, Oct. 1990.
- [3] M. Azizur Rahman, Tawfik S. Radwan and Ali M. Osheiba, "Analysis of Current Controllers for Voltage-Source Inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, pp. 477-485, Aug. 1997.
- [4] J. Dixon, S. Tepper and L. Moran, "Practical Evaluation of Different Modulation Techniques for Current-Controlled Voltage Source Inverters," *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 143, pp. 301-306, Jul. 1996.
- [5] G.H. Bode and D.G. Holmes, "Implementation of Three Level Hysteresis Current Control for a Single Phase Voltage Source Inverter," *PESC-00*, pp.42- 48. 2000.

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 27
27th Electrical Engineering Conference

Volume 1

สาขาบทความ

- ไฟฟ้ากำลัง (PW)
- อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
- งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า (GN)

11-12 พฤศจิกายน 2547

โรงแรมโซฟิเทล ราชา ออคิด ขอนแก่น



ดำเนินการจัดประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยขอนแก่น



การประเมินสมรรถนะของการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส 3 ระดับ
สำหรับ 1 เฟสอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน
Performance Evaluation of Three Level Hysteresis Current Control
for a Single Phase Voltage Source Inverter

อรพดี สารมาศ* ชานินทร์ จุฬิม** วิจิตร กิณเรศ*

*ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ถนนฉลองกรุง แขวงลาดกระบัง เขตลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520

โทร 02-737-3000 ต่อ 3519 E-mail: kkwijit@kmitl.ac.th

**ภาควิชาเครื่องกล วิทยาลัยเทคโนโลยีอุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

1518 ถนนพินุบลย์สงคราม เขตบางซื่อ กรุงเทพมหานคร 10800

โทร 02-913-2500-24 ต่อ 6438 E-mail: cjch@kmitnb.ac.th

PE47

บทคัดย่อ

บทความนี้กล่าวถึงการประเมินสมรรถนะของการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส 3 ระดับ สำหรับ 1 เฟสอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน เปรียบเทียบกับการควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสคงที่ ในงานวิจัยนี้ได้มีการจำลองและการทดลองโดยพิจารณาคุณลักษณะของฮาร์มอนิก สเปกตรัมและค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนทั้งหมดของกระแส (THD_i (%)) แอ็คทิวที่เกิดขึ้น พร้อมทั้งทำการทดสอบเมื่อมีการเปลี่ยนกระแสอ้างอิงทันทีทันใด ซึ่งจากผลที่ได้แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของระบบที่ดีขึ้นหลังจากใช้การควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส 3 ระดับ

คำสำคัญ : การควบคุมกระแส, ขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส

Abstract

This paper describes a performance evaluation of three level hysteresis current control for a single phase voltage source inverter. The comparison of the proposed current control and fixed hysteresis band current control has been made. In this research, the simulation and experimental results are compared in terms of characteristics of harmonic spectra and percentage of total harmonic distortion of current (THD_i (%)). Also, the transient response for a step change in current command is given. The results show that for the use of the three level hysteresis current control, the performance of system is better.

Keywords: current control, hysteresis band

1. คำนำ

ปัจจุบันเทคนิคการควบคุมกระแสสำหรับอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน เป็นวิธีที่ได้รับความนิยมมากขึ้นและเป็นอีกทางเลือก

หนึ่งของการใช้งานด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งเทคนิคการควบคุมกระแสก็มีหลายวิธีแต่วิธีที่ได้รับความนิยมมากที่สุดคือ การควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส เนื่องจากการควบคุมซึ่งง่ายต่อการสร้างและนำไปใช้งาน มีสมรรถนะทางไดนามิกที่ดี รูปคลื่นกลับของกระแสมีการตอบสนองที่รวดเร็ว [1-2] ดังนั้นจึงมีประโยชน์อย่างมากสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้กับงานด้านต่างๆ อาทิเช่น ระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับสมรรถนะสูง ตัวกรองแบบแอคทีฟและสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์

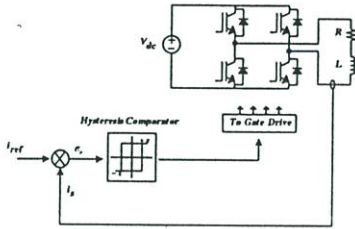
ในอดีตที่ผ่านมานิยมใช้การควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส 2 ระดับ (Two Level Hysteresis) เนื่องจากรูปแบบการสวิตช์ของแรงดันแอ็คทิวจะเป็นไปตามสัญญาณอ้างอิง โดยเมื่อแรงดันแอ็คทิวบวกและลบมีค่าเท่ากัน จะทำให้แรงดันแอ็คทิวเฉลี่ยมีค่าเป็นศูนย์ อย่างไรก็ตามคุณลักษณะของฮาร์มอนิก สเปกตรัมที่ได้ยังไม่ดีพอ เนื่องจากมีฮาร์มอนิก Sideband จำนวนมากรอบๆกลุ่มฮาร์มอนิกความถี่สวิตช์ [3-4] สำหรับการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส 3 ระดับนั้นในกรณีที่แรงดันแอ็คทิวมีค่าเป็นศูนย์จะไม่มีสัญญาณพัลส์ทั้งซีกบวกและลบ นั่นคือ สัญญาณพัลส์ทั้ง 2 กิ่งจะหักล้างกันพอดี ทำให้ไม่มีกำลังงานสูญเสียเกิดขึ้นในระบบ

ดังนั้นบทความนี้จึงได้นำเสนอการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส 3 ระดับ เพื่อปรับปรุงกระแสแอ็คทิว โดยรวมถึงผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด ซึ่งจะช่วยให้สมรรถนะโดยรวมของระบบดีขึ้น

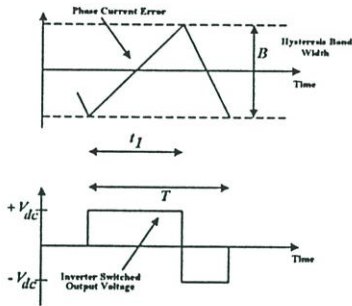
2. การควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสคงที่ (Fixed Hysteresis Band, HB)

การควบคุมกระแสแบบนี้เป็นวิธีการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส 2 ระดับดั้งเดิม สร้างโดยการเปรียบเทียบกระแส error ซึ่งก็คือ ความแตกต่างของกระแสจริง (i_s) และกระแสอ้างอิง (i_{ref}) โดยนำไป

เปรียบเทียบแบบฮิสเตอร์รีซิสที่มีขอบเขตคงที่ เมื่อกระแส error ถึงขอบเขตบน แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะมีค่าเป็น $-V_{dc}$ และเมื่อกระแส error ถึงขอบเขตล่าง แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะมีค่าเป็น $+V_{dc}$ [4] ดังแสดงในรูปที่ 1



รูปที่ 1 การควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสคงที่ (HB)



รูปที่ 2 การควบคุมการมอดูเลตแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสคงที่

ในการวิเคราะห์ความถี่สวิทช์ซึ่งสามารถคำนวณได้โดยพิจารณาจากรูปที่ 1 ซึ่งที่ตำแหน่งใดๆของเวลาอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแส คือ

$$\frac{dI}{dt} = \frac{\Delta I}{\Delta t} = \frac{V_I - \varepsilon}{L} \rightarrow \Delta t = \frac{\Delta I L}{V_I - \varepsilon} \quad (1)$$

เมื่อ $V_I = \pm V_{dc}$ ขึ้นอยู่กับสถานะการสวิทช์ของอินเวอร์เตอร์ สำหรับคาบที่ $0 \rightarrow t_1, V_I = +V_{dc}, \Delta I = +B, \Delta t = t_1$ ดังนั้น

$$t_1 = \frac{+BL}{+V_{dc} - \varepsilon} \quad (2)$$

สำหรับคาบที่ $t_1 \rightarrow T, V_I = -V_{dc}, \Delta I = -B, \Delta t = T - t_1$ ดังนั้น

$$T - t_1 = \frac{-BL}{-V_{dc} - \varepsilon} \quad (3)$$

โดยความถี่สวิทช์ (f_s) หาได้โดยรวมสมการที่ (2) และ (3) จะได้

$$f_s = \frac{1}{T} = \frac{V_{dc}^2 - \varepsilon^2}{2BLV_{dc}} \quad (4)$$

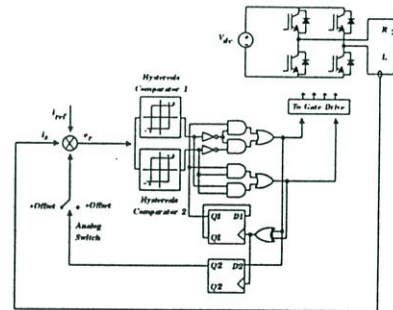
เมื่อ $\varepsilon = 0$ จะได้ความถี่สวิทช์สูงสุด ($f_{s \max}$) ดังสมการ

$$f_{s \max} = \frac{V_{dc}}{2BL} \quad (5)$$

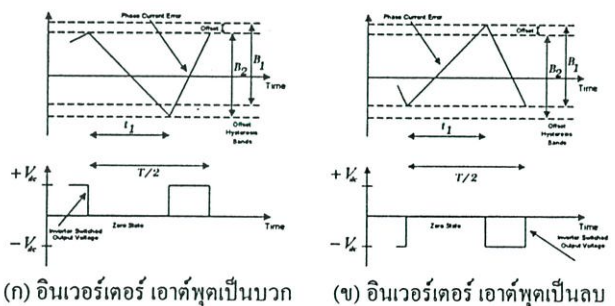
ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของความถี่สวิทช์ขึ้นอยู่กับค่า V_{dc}, B และ L

3. การควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส 3 ระดับ (Three Level Hysteresis, TH)

การควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส 3 ระดับจะใช้ตัวเปรียบเทียบแบบฮิสเตอร์รีซิส 2 ตัวดังแสดงในรูปที่ 3 ซึ่งมีขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสที่เหลื่อม (Overlap) กันด้วยระยะออฟเซตดังรูปที่ 4 จากรูปจะเห็นได้ว่าเมื่อกระแส error ถึงขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสนอก แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะมีค่าเป็น $+V_{dc}$ หรือ $-V_{dc}$ แต่เมื่อไรก็ตามที่กระแส error ผ่านขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสใน แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะมีค่าเป็นศูนย์



รูปที่ 3 การควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส 3 ระดับ (TH)



(ก) อินเวอร์เตอร์ เอาต์พุตเป็นบวก (ข) อินเวอร์เตอร์ เอาต์พุตเป็นลบ

รูปที่ 4 การควบคุมการมอดูเลตแบบฮิสเตอร์รีซิส 3 ระดับ

ความถี่สวิทช์ซึ่งได้จากการควบคุมกระแสแบบนี้สามารถคำนวณหาได้ในแนวทางเดียวกันกับการควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสคงที่ นั่นคือ สมการที่ (1) ยังคงใช้ได้ซึ่งที่ตำแหน่งใดๆของเวลา โดยไม่เกี่ยวกับว่าจะเป็นการควบคุมฮิสเตอร์รีซิสแบบไหน [4] พิจารณารูปที่ 4 สำหรับ คาบที่ $0 \rightarrow t_1, V_I = 0, \Delta I = -B, \Delta t = t_1$ ดังนั้น

$$t_1 = \frac{-BL}{-\varepsilon} \quad (6)$$

สำหรับ $t_1 \rightarrow T/2, V_I = +V_{dc}, \Delta I = +B, \Delta t = T/2 - t_1$ ดังนั้น

$$T/2 - t_1 = \frac{+BL}{+V_{dc} - \varepsilon} \quad (7)$$

ความถี่สวิตช์ (f_s) หาได้โดยรวมสมการที่ (6) และ (7) จะได้

$$f_s = \frac{\varepsilon(V_{dc} - \varepsilon)}{2BLV_{dc}} \quad (8)$$

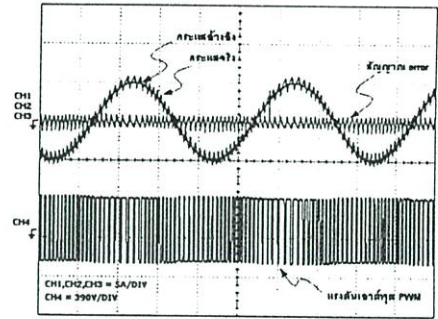
เมื่อ $\varepsilon = V_{dc}/2$ จะได้ความถี่สวิตช์สูงสุด ($f_{s \max}$) ดังสมการ

$$f_{s \max} = \frac{V_{dc}}{8BL} \quad (9)$$

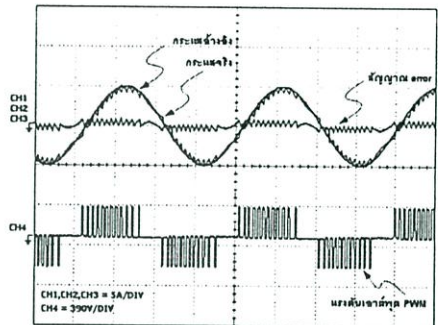
เมื่อเปรียบเทียบสมการที่ (5) และ (9) จะเห็นว่าความถี่สวิตช์สูงสุดลดลงถึง 4 เท่า จึงมีผลทำให้ช่วงของกลุ่มฮาร์โมนิก (Harmonic Bandwidth) ลดลงไปมากเมื่อเทียบกับการควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสตงที่ (ที่ความถี่สวิตช์เดียวกัน) ดังนั้นคุณลักษณะของฮาร์โมนิก สเปกตราก็ดีขึ้น

4. ผลการจำลองและผลการทดลอง

งานวิจัยนี้ออกแบบและสร้างระบบควบคุมโดยใช้สัญญาณไซน์เป็นสัญญาณกระแสอ้างอิง ซึ่งในการจำลองได้ใช้โปรแกรม Pspice แรงดันคิซีลิงค์ 310 V ง่ายโหลด RL ที่ประกอบด้วย $L = 50 \text{ mH}$ และ $R = 32 \Omega$ รูปที่ 5 และ 6 เป็นสัญญาณที่ได้จากการทดลองของแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสตงที่และแบบฮิสเตอร์รีซิสตง 3 ระดับ ตามลำดับ ซึ่งเห็นได้ว่าแบบฮิสเตอร์รีซิสตง 3 ระดับแรงดันเอาต์พุตจะมีสัญญาณซิกโคซิกหนึ่ง (Unipolar PWM) ตามค่าของกระแส ต่างกับแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสตงที่ที่มีแรงดันทั้งสองซิกโค (Bipolar PWM)

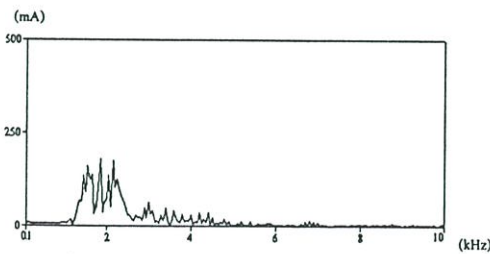


รูปที่ 5 ผลการทดลองของแบบ HB ที่ความถี่สวิตช์ 2 kHz

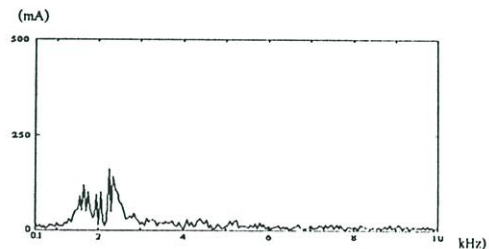


รูปที่ 6 ผลการทดลองของแบบ TH ที่ความถี่สวิตช์ 2 kHz

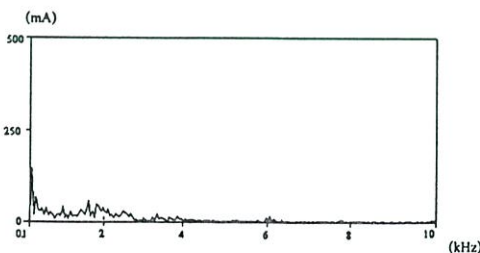
รูปที่ 7-10 แสดงผลฮาร์โมนิก สเปกตรากของกระแสเอาต์พุตสำหรับการควบคุมกระแสทั้ง 2 แบบ จากการจำลองและการทดลอง โดยควบคุมให้กระแสมูลฐานมีค่าเท่ากับ $5 A_{peak}$ เห็นได้ว่าสเปกตรัมของแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสตงที่มีการกระจายและสัมพันธ์กับความถี่สวิตช์น้อยกว่าแบบฮิสเตอร์รีซิสตง 3 ระดับและมีขนาดของฮาร์โมนิกสูงกว่าอีกด้วย เป็นผลให้การควบคุมแบบนี้มีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนทั้งหมดของกระแส (THD_i (%)) เอาต์พุตมากกว่า ดังแสดงเป็นกราฟความสัมพันธ์กับความถี่สวิตช์ที่เปลี่ยนไปดังรูปที่ 11



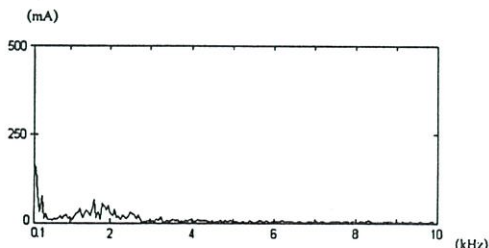
รูปที่ 7 ผลการจำลองของแบบ HB ที่ความถี่สวิตช์ 2 kHz



รูปที่ 8 ผลการทดลองของแบบ HB ที่ความถี่สวิตช์ 2 kHz

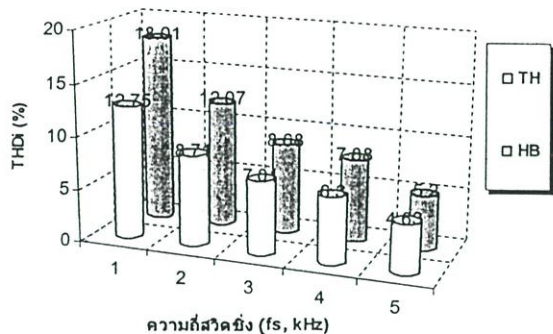


รูปที่ 9 ผลการจำลองของแบบ TH ที่ความถี่สวิตช์ 2 kHz

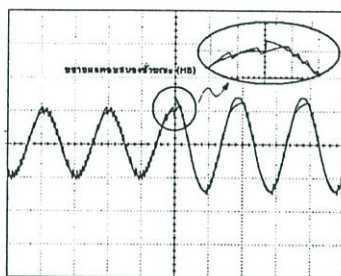


รูปที่ 10 ผลการทดลองของแบบ TH ที่ความถี่สวิตช์ 2 kHz

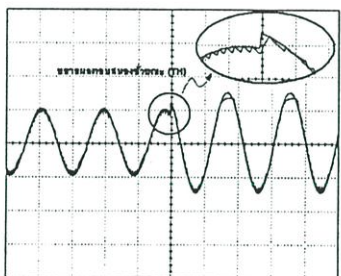
รูปที่ 12-13 เป็นการทดสอบผลตอบสนองชั่วขณะของระบบเมื่อมีการเปลี่ยนกระแสอ้างอิงทันทีทันใด จะเห็นได้ว่าแบบฮิสเตอร์รีซิส 3 ระดับ มีผลตอบสนองทางไดนามิกที่ดีกว่าแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสสองที่



รูปที่ 11 ผลการทดลองเปรียบเทียบ THD_i (%) ของกระแสเอาต์พุตจากการควบคุมทั้ง 2 แบบ เมื่อมีการเปลี่ยนความถี่สวิตซ์



รูปที่ 12 การทดลองผลตอบสนองชั่วขณะเมื่อเปลี่ยนกระแสอ้างอิงทันทีทันใดของแบบ HB ที่ความถี่สวิตซ์ 2 kHz



รูปที่ 13 การทดลองผลตอบสนองชั่วขณะเมื่อเปลี่ยนกระแสอ้างอิงทันทีทันใดของแบบ TH ที่ความถี่สวิตซ์ 2 kHz

5. สรุป

จากผลการจำลองและผลการทดลองได้แสดงให้เห็นว่า การควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส 3 ระดับ สามารถให้สมรรถนะที่ดีกว่าเมื่อเทียบกับการควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสสองที่ โดยจะดูได้จากคุณลักษณะฮาร์มอนิก สเปกตรัมของกระแสที่ดีกว่าและการลดลงของค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนทั้งหมดของกระแส (THD_i (%)) เอาต์พุตเนื่องจากเป็นเทคนิคที่ลดการสูญเสียซึ่งเกิดจากการสวิตซ์ นอกจากนี้ยัง

สามารถตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดได้ดีกว่าอีกด้วย โดยผลการทดลองที่ได้มีความสอดคล้องกับผลการจำลอง

เอกสารอ้างอิง

[1] J. Dixon, S. Tepper and L. Moran, "Practical Evaluation of Different Modulation Techniques for Current-Controlled Voltage Source Inverters", IEE Proc. Electr. Power Appl., vol. 143, pp. 301-306, Jul.1996.

[2] Ajay Tripathi and Paresh C. Sen, "Comparative Analysis of Fixed and Sinusoidal Band Hysteresis Current Controllers for Voltage Source Inverters", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 39, pp. 63-73, Feb. 1992.

[3] O. Saramart and V. Kinnares, "Performance Comparison of Hysteresis Current Control for Single Phase Full Bridge Voltage Source Inverters", IPEC 2003, vol 1, pp.182-192, Nov 2003.

[4] G.H. Bode and D.G. Holmes, "Implementation of Three Level Hysteresis Current Control for a Single Phase Voltage Source Inverter", PESC 00, vol.1, pp. 42-48, 2000.



อรพดี สารามศ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าจากมหาวิทยาลัยอัสสัมชัญ ปัจจุบันกำลังศึกษาต่อระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



ชานินทร์ จุฉิม สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำภาควิชาเครื่องกล วิทยาลัยเทคโนโลยีอุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ



วิจิตร กิณเรศ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี (เกียรตินิยมอันดับ 2) และปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง Ph.D. จาก University of Nottingham, UK. ปัจจุบันดำรงตำแหน่งรองศาสตราจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง งานวิจัยที่สนใจ Power Electronics and Electric Drives.

ประวัติผู้เขียน

นางสาวอรพดี สารมาศ เกิดเมื่อวันที่ 17 กรกฎาคม พ.ศ. 2518 จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยอัสสัมชัญ ปีการศึกษา 2541 เข้าศึกษาในหลักสูตรวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2543