

เอซีชอปเปอร์ชนิดกลับขั้วได้สำหรับปรับสภาพแรงดันไฟฟ้า  
AC Chopper with reversible voltage control for Line Voltage  
Conditioning



เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 62136  
วัน,เดือน,ปี 31 ก.ค. 2549

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมไฟฟ้าบัณฑิต  
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2547

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

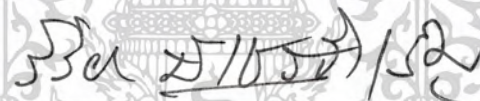
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เเช็ชอปเปอร์ชนิดกลับขั้วได้สำหรับปรับสภาพแรงดันไฟฟ้า

AC Chopper with reversible voltage control for Line Voltage Conditioning

ผู้จัดทำ

นายทิวา	ชำนาญฉัตรเดือน	รหัสประจำตัว 45015100
นายประสิทธิ์	ถาวร	รหัสประจำตัว 45015110
นายเอกวัฒน์	สุขประจันตร์	รหัสประจำตัว 45015136
นายทิพย์รัตน์	เมืองแก้ว	รหัสประจำตัว 45015150



(รศ.ดร.วิริยะ พิเศษจู้จำเริญ)

อาจารย์ที่ปรึกษา



(ดร.สมภพ ผลไม้)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอเชียขอเปอร์ชนิดกลับขั้วได้สำหรับปรับสภาพแรงดันไฟฟ้า

นายทิวา	ชำนาญถิ่นเถื่อน	รหัสประจำตัว 45015100
นายประสิทธิ์	ถาวร	รหัสประจำตัว 45015110
นายเอกวัฒน์	สุขประจันทร์	รหัสประจำตัว 45015136
นายทิพย์รัตน์	เมืองแก้ว	รหัสประจำตัว 45015150

รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา  
 ดร. สมภพ ผลไม้ อาจารย์ที่ปรึกษา  
 ปีการศึกษา 2547

### บทคัดย่อ

ปัจจุบันนี้มีโหลดบางประเภทที่ต้องการระดับแรงดันใช้งานคงที่ เช่นคอมพิวเตอร์ หรือ ระบบสื่อสาร เป็นต้น ดังนั้นเครื่องรักษาระดับแรงดันจึงถูกนำมาใช้งานเพื่อตอบสนองความต้องการนี้ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้เป็น การนำเสนอแนวความคิดใหม่ที่แตกต่างจากวิธีการดั้งเดิมที่เคยมี ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอแนวคิดในการใช้หม้อ แปลงชดเชยแรงดัน ร่วมกับวงจรเอเชียขอเปอร์ชนิดกลับขั้วได้โดยมี IGBT เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งเพื่อจ่ายแรงดันให้ กับขดลวดทางปฐมภูมิของหม้อแปลงชดเชยแรงดัน โดยที่ขดลวดทางด้านทุติยภูมิต่ออนุกรมกับแหล่งจ่ายอยู่เพื่อ จ่ายแรงดันเสริมหรือหักล้างกับแหล่งจ่ายเพื่อให้โหลดมีแรงดันคงที่ตลอดเวลา โดยแรงดันที่จะนำไปชดเชยจะถูก ควบคุมโดยช่วงเวลาการทำงานของ IGBT ที่สามารถปรับได้ดีไซเคิลได้จากวงจรส่วนควบคุม จึงทำให้สามารถ ควบคุมแรงดันที่โหลดให้คงที่ได้ตลอดช่วงการทำงานของเครื่องรักษาระดับแรงดัน ซึ่งวิธีนี้จะมีข้อดีหลายประการ เช่น การบำรุงรักษาต่ำ มีการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงที่รวดเร็ว ขนาดเล็ก มีประสิทธิภาพสูง การสูญเสียที่ เกิดขึ้นมีค่าน้อย

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะเน้นไปที่การเสนอแนวคิดในการออกแบบ อธิบายหลักการทำงานในส่วนต่างๆ มี ผลการทดลองจริง และเก็บผลการทดลองในส่วนต่างๆไว้เพื่อใช้ในการพัฒนาและปรับปรุงให้ดีขึ้นในโอกาสต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## AC Chopper with Reversible Voltage Control for Line Voltage Conditioning

Thiwa	Chamnanthinturn	45015100
Prasit	Thawon	45015110
Akawat	Sugpragun	45015136
Tipparat	Muangkaew	45015150

Asso.Prof.Dr.Viriya Pichetchumroen

Advisor

Dr.Sompob Polmai

Advisor

Year 2547

### ABSTRACT

Recently, some kind of load equipment needs constant voltage for operation such as computer or communication system. So AC chopper with reversible voltage control for line voltage conditioning is proposed for this desire. This thesis presents a novel AC chopper with reversible voltage control. IGBT are used in this switching equipment for supplying voltage to the primary winding of the compensation transformer having secondary winding connected series with the AC voltage supply for voltage addition or subtraction. As a result the load equipment will have constant voltage all the time. The compensating voltage is controlled by duty cycle control of the PWM circuit. The advantages of this method are low maintenance, small size, high efficiency and low losses.

This thesis describes the purposes of the innovation, the design idea, the principle of operation of circuit, The result of experiment are compared with results of computer simulation to confirm the validation of the proposed circuit.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้คงไม่อาจเสร็จได้ด้วยดี หากไม่ได้รับความช่วยเหลือ และร่วมมือจากหลาย ๆ ฝ่ายด้วยกัน บุคคลแรกที่ต้องกล่าวถึงเพราะเป็นส่วนสำคัญที่ทำให้วิทยานิพนธ์นี้เสร็จลงได้ก็คือ รศ.ดร. วริยะ พิเชษฐจำเริญ และ ดร.สมภพ ผลไม้ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้ความเอาใจใส่ แนะนำ และช่วยเหลือเสมอมา ซึ่งต้องขอขอบพระคุณเป็นอย่างมาก

และต้องขอขอบพระคุณบุคคลสำคัญที่สุดที่ทำให้ข้าพเจ้ามีวันนี้ ก็คือ บิดา มารดา อันเป็นที่เคารพรักยิ่ง ซึ่งได้เลี้ยงดูผู้เขียนมาเป็นอย่างดี พร้อมทั้งให้โอกาสในการศึกษาอย่างเต็มที่ และยังให้กำลังใจ เอาใจใส่เสมอมา ในทุก ๆ ด้านอันหาที่เปรียบมิได้ ข้าพเจ้าขอระลึกในพระคุณอันสุดประมาณ และขอกราบขอบพระคุณมา ณ ที่นี้

และท้ายที่สุดนี้ต้องขอขอบพระคุณพี่ๆ นักศึกษาปริญญาโทที่แสนดี ที่เทพ ให้คำปรึกษา อยู่คอยช่วยเหลือตลอดเวลาและเพื่อนๆ ร่วมห้องโปรเจกต์ที่แสนดีทุกคน รวมทั้งเพื่อนดีที่อนุเคราะห์ให้ยืม scope และเพื่อน ๆ ทุกคน



นาย ทิวา

นายประสิทธิ์

นายเอกวัฒน์

นายทิพย์รัตน์

ชานาญถิ่นเดือน

ถาวร

สุขประจันทร์

เมืองแก้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

หน้าที่

บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญภาพ	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาของโครงการ	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ	1
1.3 ขอบเขตโครงการ	2
1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์	2
1.5 หลักการทำงานเบื้องต้น	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 ทฤษฎีของไมโครคอนโทรลเลอร์	4
2.1.1 โครงสร้างและสถาปัตยกรรม	4
2.1.2 หน่วยความจำ	6
2.1.3 ไทม์เมอร์และเคาท์เตอร์	11
2.1.4 โมดูลตรวจจับสัญญาณ เปรียบเทียบสัญญาณและ PWM	16
2.1.5 โมดูล Analog to Digital	22
2.1.6 โมดูลการอินเตอร์รัพท์	26
2.2 ทฤษฎีของ IGBT	26
2.2.1 โครงสร้างและสัญลักษณ์	26
2.2.2 สภาวะการนำกระแส	27
2.2.3 สภาวะการหยุดนำกระแส	28
2.2.4 วงจรสมมูลย์ของ IGBT	28
2.2.5 การแอสต์ของ IGBT	29
2.2.6 พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย	30
2.3 ทฤษฎี HV Floating Mos-Gate Drive Ics	32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1	การกำหนดค่าต่าง ๆ ทางแรงดันสูง	32
2.3.2	บล็อกไดอะแกรมของ IR2110	32
2.3.3	ลอจิกของอินพุท	33
2.3.4	Channel ด้านต่ำ	34
2.3.5	Channel ด้านสูง	34
2.4	ทฤษฎีการออกแบบฟีดแบ็คกรองผ่านความถี่ต่ำ	35
2.5	ทฤษฎีสลับเบรค	40
2.5.1	วงจรสลับเบรคช่วงหยุดนำกระแส	40
2.5.2	วงจรสลับเบรคป้องกันแรงดันเกิน	41
2.5.3	การคำนวณค่า RC สลับเบรค	41
บทที่ 3	หลักการงานและการออกแบบวงจร	43
3.1	บทนำ	43
3.2	หลักการงานของวงจรเอชไอพีเออร์ชนิดกลับขั้วได้	43
3.3	หลักการงานของวงจรเอชไอพีเออร์ชนิดกลับขั้วได้ สำหรับปรับสภาพแรงดันไฟฟ้า	67
3.3.1	หลักการงานของเครื่องรักษาระดับแรงดันในกรณี แรงดันที่โหลดมีค่าต่ำกว่า 220 โวลท์	69
3.3.2	หลักการงานของเครื่องรักษาระดับแรงดันในกรณี แรงดันที่โหลดมีค่ามากกว่า 220 โวลท์	70
3.3.3	หลักการงานของเครื่องรักษาระดับแรงดันในกรณี แรงดันที่โหลดที่แหล่งจ่าย 220 โวลท์	71
3.4	หลักการออกแบบวงจรควบคุมการงาน	72
3.4.1	วงจรสร้างสัญญาณ ZERO CROSSING	73
3.4.2	วงจรตรวจจับแรงดันเกิน แรงดันตก	73
3.4.3	วงจร Drive & Isolate	74
3.4.4	วงจรคอนโทรล	74
บทที่ 4	ผลการทดลอง	75
4.1	บทนำ	75
4.2	วงจรการทดลองและค่าพารามิเตอร์ต่างๆในวงจรทดลองของเอชไอพีเออร์ ชนิดกลับขั้วได้เพื่อปรับสภาพแรงดันไฟฟ้า	75
4.3	การทดลองวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ที่มี Dead time ที่ออกจาก PIC18F458	77

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 สัญญาณที่ออกจากวงจรคอนโทรล	78
4.5 สัญญาณที่ออกจากชุด Isolate & Drive	79
4.6 การทดลองในส่วนของการทำงานของฟิลเตอร์ก่อนและหลังการผ่านฟิลเตอร์	80
4.7 ผลการทดลอง	83
4.8 ผลจากการ simulink จาก matlab	91
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์โครงงาน	92
5.1 สรุปโครงงาน	92
5.2 บทวิจารณ์โครงงาน	92
5.3 ปัญหาอุปสรรคและแนวทางแก้ไข	93
5.4 แนวทางการพัฒนา	94
เอกสารอ้างอิง	95
ภาคผนวก	96



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

	หน้าที่
ตารางที่ 3-1 การเรียงลำดับโหมดการทำงานในกรณีของ โหลด R และ $v_s$ มีเฟสตรงกันกับ $v_c$	51
ตารางที่ 3-2 การเรียงลำดับโหมดการทำงานในกรณีของ โหลด R-L และ $v_s$ มีเฟสตรงกันกับ $v_c$	56
ตารางที่ 3-3 การเรียงลำดับโหมดการทำงานในกรณีของ โหลด R และ $v_s$ ต่างเฟสกับ $v_c$ อยู่ 180 องศา	61
ตารางที่ 3-4 การเรียงลำดับโหมดการทำงานในกรณีของ โหลด R-L และ $v_s$ ต่างเฟสกับ $v_c$ อยู่ 180 องศา	66
ตารางที่ 4-1 แสดงค่า $V_{in}, V_{out}, \% \text{ error}$ ของระบบ	89
ตารางที่ 4-2 แสดงแสดงค่า $V_{in}, V_{out}, P_{in}, P_{out}, n\%$ ของระบบ	90



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญภาพ

	หน้าที่
รูปที่ 1-1 บล็อกไดอะแกรม การทำงานเอซีชอปเปอร์ชนิดกลับขั้วได้	4
รูปที่ 2-1 ตัวถังของ CPU PIC 18F458 และการจัดวางตำแหน่งขาสัญญาณ	5
รูปที่ 2-2 สถาปัตยกรรมภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์	6
รูปที่ 2-3 พื้นที่หน่วยความจำและ stack ของ PIC 18F458	7
รูปที่ 2-4 พื้นที่หน่วยความจำของ PIC 18F458	8
รูปที่ 2-5 การจัดสรรพื้นที่หน่วยความจำของ PIC 18F458	9
รูปที่ 2-6 Block diagram ของ Timer 0 ขนาด 8 บิตและ 16 บิต ตามลำดับ	11
รูปที่ 2-7 Block Diagram ของ Timer 1	13
รูปที่ 2-8 Block Diagram ของ Timer 2	14
รูปที่ 2-9 Block Diagram ของ Timer 3	15
รูปที่ 2-10 Block Diagram ของโหมดครวจับสัญญาณ	17
รูปที่ 2-11 Block Diagram ของโหมดการเปรียบเทียบสัญญาณ	18
รูปที่ 2-12 Block Diagram ของโหมดการสัญญาณ PWM	19
รูปที่ 2-13 สัญญาณเอาต์พุตของ PWM	20
รูปที่ 2-14 ตัวอย่างของการประยุกต์ใช้ของ Direction Chain In Full Bridge Mode	20
รูปที่ 2-15 สัญญาณ PWM พร้อม dead time	21
รูปที่ 2-16 บล็อกไดอะแกรมภายในโมดูล A/D	22
รูปที่ 2-17 แสดงโมดูลของการอินเตอร์รัพท์ในรูปของลอจิกเกต	24
รูปที่ 2-18 สัญลักษณ์และการเรียกชื่อของ IGBT	25
รูปที่ 2-19 ภาพตัดขวาง โครงสร้างพื้นฐานของ IGBT	26
รูปที่ 2-20 (ก) กราฟแสดงคุณสมบัติของกระแสและแรงดันของ IGBT	
(ข) กราฟคุณสมบัติการถ่ายโอนกระแสและแรงดัน	26
รูปที่ 2-21 ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส	27
รูปที่ 2-22 (ก) แสดงโครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์และมอสเฟสแฝงอยู่	29
รูปที่ 2-23 (ก) วงจรสมมูลสำหรับการทำงานสภาพปกติของ IGBT	
(ข) วงจรสมมูลที่แสดงส่วนของไทรสเตอร์ที่แฝงอยู่ใน IGBT	29
รูปที่ 2-24 (ก) ลักษณะของกระแสและแรงดัน	
(ข) ลักษณะของกระแสและแรงดันขณะหยุดนำกระแส	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2-25 (ก) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสตรง	
(ข) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสกลับ	31
รูปที่ 2-26 MOSFET ในด้านแรงดันสูง	32
รูปที่ 2-27 โครงสร้างของ IR2110	33
รูปที่ 2-28 รูปร่างของ IR2110	35
รูปที่ 2-29 รูปวงจรมุมลของวงจรถออปเปอร์	36
รูปที่ 2-30 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าคิวตี้เรโชกับค่า $TH_1$ และ $TH_2$	39
รูปที่ 2-31 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง	40
รูปที่ 2-32 แสดงลักษณะที่เป็นไปได้ในการต่อวงจรสับเบอร์ RC ช่วงหยุดนำกระแส	40
รูปที่ 2-33 วงจรสับเบอร์อย่างง่ายสำหรับอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง	41
รูปที่ 3-1 แสดงบล็อกรวมของวงจรควบคุม	43
รูปที่ 3-2 โพลซาร์ตแสดงการทำงานของวงจรถออปเปอร์ชนิดกลับขั้วได้	
เพื่อปรับสภาพแรงดันไฟฟ้า	44
รูปที่ 3-3 รูปวงจรถออปเปอร์ชนิดกลับขั้วได้ที่ใช้สร้างแรงดันชดเชย	45
รูปที่ 3-4 แสดงรูปคลื่นของแรงดันและ กระแสไฟฟ้าโดยที่ $i_L$	
มีเฟสตรงกันกับ $v_s$ , $v_s$ มีเฟสตรงกันกับ $v_C$ และ $i_L$ มีเฟสตรงกันกับ $v_C$	47
รูปที่ 3-5 แสดงรูปคลื่นของแรงดันและ กระแสไฟฟ้าโดยที่ $i_L$ ล้าหลัง $v_s$ , $v_s$	
มีเฟสตรงกันกับ $v_C$ และ $i_L$ ล้าหลัง	47
รูปที่ 3-6 แสดงรูปคลื่นของแรงดัน กระแสไฟฟ้า และสัญญาณที่ใช้ควบคุมการทำงานของ อุปกรณ์	
สวิตซ์ซึ่ง ในกรณีที่ $v_s$ มีเฟสตรงกันกับ $i_L$ , $v_s$ มีเฟสตรงกันกับ $v_C$ และ $v_C$ มีเฟสตรงกันกับ $i_L$	49
รูปที่ 3-7 แสดงรูปคลื่นของแรงดัน กระแสไฟฟ้า และสัญญาณที่ใช้ควบคุมการทำงานของ	
อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง ในกรณีที่ $i_L$ ล้าหลัง $v_s$ , $v_s$ มีเฟสตรงกันกับ $v_C$ และ $i_L$ ล้าหลัง $v_C$	50
รูปที่ 3-8 แสดงรูปคลื่นแสดงโหมดการการทำงานของวงจรถออปเปอร์	
ในกรณีที่แรงดันไฟฟ้า $v_s$ มีเฟสตรงกันกับกระแสไฟฟ้า $i_L$ และ $v_s$ มีเฟสตรงกันกับ $v_C$	51
รูปที่ 3-9 แสดงการทำงานของสวิตซ์เมื่อ $v_s$ เป็นบวกและ $i_L$ เป็นบวก	52
รูปที่ 3-10 แสดงการทำงานของสวิตซ์เมื่อ $v_s$ เป็นลบและ $i_L$ เป็นลบ	52
รูปที่ 3-11 แสดงการทำงานของสวิตซ์เมื่อ $v_s = 0$ และ $i_L > 0$	53
รูปที่ 3-12 แสดงการทำงานของสวิตซ์เมื่อ $v_s = 0$ และ $i_L < 0$	53
รูปที่ 3-13 แสดงการทำงานของสวิตซ์เมื่อ $v_s > 0$ และ $i_L > 0$	54
รูปที่ 3-14 แสดงการทำงานของสวิตซ์เมื่อ $v_s < 0$ และ $i_L < 0$	55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3-15 แสดงรูปคลื่นแสดงโหมมการการทำงานของวงจรเอซีชอปเปอร์ ในกรณีที่ กระแสไฟฟ้า $i_L$ ล้าหลัง แรงดันไฟฟ้า $v_S$ และ $v_S$ มีเฟสตรงกันกับ $v_C$	56
รูปที่ 3-16 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ $v_S > 0$ และ $i_L < 0$	56
รูปที่ 3-17 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ $v_S < 0$ และ $i_L > 0$	57
รูปที่ 3-18 แสดงรูปคลื่นของแรงดัน และกระแสไฟฟ้า โดยที่ $v_S$ มีเฟสตรงกันกับ $i_L$ , $v_S$ ต่างเฟสกัน $180^\circ$ กับ $v_C$ และ $i_L$ มีเฟสตรงกันกับ $v_C$	58
รูปที่ 3-19 แสดงรูปคลื่น ของแรงดัน และกระแสไฟฟ้า โดยที่ $i_L$ มีเฟสตรงกันกับ $v_S$ , $v_S$ ต่างเฟสกัน $180^\circ$ กับ $v_C$ และ $i_L$ มีเฟสตรงกันกับ $v_C$	58
รูปที่ 3-20 แสดงรูปคลื่นของแรงดัน กระแสไฟฟ้า และสัญญาณที่ใช้ควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ สวิตช์ซึ่ง ในกรณีที่ $v_S$ มีเฟสตรงกันกับ $i_L$ , $v_S$ ต่างเฟสกัน $180^\circ$ กับ $v_C$ และ $i_L$ มีเฟสตรงกันกับ $v_C$	59
รูปที่ 3-21 แสดงรูปคลื่นของแรงดัน กระแสไฟฟ้า และสัญญาณที่ใช้ควบคุมการทำงานของ อุปกรณ์สวิตช์ซึ่ง ในกรณีที่ $i_L$ ล้าหลัง $v_S$ , $v_S$ ต่างเฟสกัน $180^\circ$ กับ $v_C$ และ $i_L$ ล้าหลัง $v_C$	60
รูปที่ 3-22 รูปคลื่นแสดงโหมมการการทำงานของวงจรเอซีชอปเปอร์ ในกรณีที่แรงดันไฟฟ้า $v_S$ มีเฟสตรงกันกับกระแสไฟฟ้า $i_L$ , $v_S$ ต่างเฟสกับ $v_C$ อยู่ $180$ องศา	61
รูปที่ 3-23 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ $v_S$ เป็นบวกและ $i_L$ เป็นบวก	62
รูปที่ 3-24 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ $v_S$ เป็นลบและ $i_L$ เป็นลบ	62
รูปที่ 3-25 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ $v_S = 0$ และ $i_L < 0$	63
รูปที่ 3-26 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ $v_S = 0$ และ $i_L > 0$	63
รูปที่ 3-27 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ $v_S > 0$ และ $i_L < 0$	64
รูปที่ 3-28 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ $v_S < 0$ และ $i_L < 0$	65
รูปที่ 3-29 รูปคลื่นแสดงโหมมการการทำงานของวงจรเอซีชอปเปอร์ในกรณีที่กระแสไฟฟ้า $i_L$ ล้าหลัง แรงดันไฟฟ้า $v_S$ , $v_S$ ต่างเฟสกับ $v_C$ อยู่ $180$ องศา	65
รูปที่ 3-30 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ $v_S > 0$ และ $i_L < 0$	66
รูปที่ 3-31 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ $v_S < 0$ และ $i_L > 0$	67
รูปที่ 3-32 การต่อวงจรวงจรเครื่องรักษาระดับแรงดันแบบเอซี ชอปเปอร์ชนิดกลับขั้วได้สำหรับ สภาพแรงดันไฟฟ้า	68
รูปที่ 3-33 รูปแสดงการกำหนดเฟสของหม้อแปลงเมื่อกระแสไหลเข้าคือท	68
รูปที่ 3-34 รูปแสดงการกำหนดเฟสของหม้อแปลงเมื่อกระแสไหลออกจากคือท	68
รูปที่ 3-35 แสดงทำงานของเครื่องรักษาระดับแรงดันในกรณีที่แรงดันที่โหลด มีค่าต่ำกว่า $220$ โวลต์	69

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3-36 แสดงทำงานของเครื่องรักษาระดับแรงดันในกรณีที่แรงดันที่โหลดมีค่ามากกว่า 220 โวลต์	70
รูปที่ 3-37 แสดงทำงานของเครื่องรักษาระดับแรงดันในกรณีที่แรงดันที่แหล่งจ่ายเท่ากับ 220 โวลต์	71
รูปที่ 3-38 บล็อกแสดงการทำงานในส่วนของการควบคุมการทำงาน	72
รูปที่ 3-39 รูปวงจรสร้างสัญญาณ Zero Crossing	73
รูปที่ 3-40 รูปวงจรตรวจจับแรงดันเกิน / แรงดันตก	73
รูปที่ 3-41 วงจร DRIVE & ISOLATE	74
รูปที่ 3-42 วงจร Control	74
จากรูปที่ 4-1 วงจรการทดลองค่าพารามิเตอร์ต่างๆของอุปกรณ์ภายในวงจรการทดลองและขอบเขตของการทดลองเป็นดังนี้	75
รูปที่ 4-2 วงจร Zero crossing	76
รูปที่ 4-3 สัญญาณ Zero crossing	77
รูปที่ 4-4 สัญญาณพัลส์ที่มี dead time 2.05 $\mu$ S ที่ออกจาก PIC 18F458	77
รูปที่ 4-5 สัญญาณพัลส์ที่มี dead time 2.55 $\mu$ S ที่ออกจาก PIC 18F458	78
รูปที่ 4-6 วงจรคอนโทรล	78
รูปที่ 4-7 วงจร DRIVE และ ISOLATE	79
รูปที่ 4-8 คลื่นที่นำไปขับ Sr1, Sr2 และ Sr3, Sr4 ตามลำดับ	81
รูปที่ 4-9 คลื่นที่นำไปขับ S1 และ S3 ตามลำดับ	81
รูปที่ 4-10 คลื่นที่นำไปขับ S2 และ S4 ตามลำดับ	82
รูปที่ 4-11 รูปคลื่นแรงดัน $v_r$ ที่ยังไม่ผ่านฟิลเตอร์ และ $v_c$ ที่ผ่านฟิลเตอร์แล้ว	83
รูปที่ 4-12 การทำงานกรณีที่แรงดันของแหล่งจ่ายต่ำกว่า 220 โวลต์ กรณีที่ $V_{in}$ เป็นครึ่ง sine บวก	83
รูปที่ 4-13 รูปคลื่นกรณีแรงดันเสริมตอนก่อนเข้าและหลังเข้าฟิลเตอร์ตามลำดับ	84
รูปที่ 4-14 รูปคลื่นกรณีแรงดันเสริมตอนแรงดันชดเชยที่ออกจากหม้อแปลงชดเชยและแรงดันเอาต์พุตที่ได้ตามลำดับ	84
รูปที่ 4-15 รูปคลื่นกรณีแรงดันเสริมตอนแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตตามลำดับ	85
รูปที่ 4-16 การทำงานกรณีที่แรงดันของแหล่งจ่ายเท่ากับ 220 โวลต์ กรณีที่ $V_{in}$ เป็นครึ่ง sine บวก	85
รูปที่ 4-17 รูปคลื่นกรณีแรงดันเท่ากับ 220 โวลต์ก่อนเข้าและหลังเข้าฟิลเตอร์ตามลำดับ	86
รูปที่ 4-18 รูปคลื่นกรณีแรงดันตอนแรงดันเท่ากับ 220 โวลต์ที่ออกจากหม้อแปลงชดเชยและแรงดันเอาต์พุตที่ได้ตามลำดับ	86
รูปที่ 4-19 รูปคลื่นกรณีแรงดันเสริมตอนแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตตามลำดับ	87
รูปที่ 4-20 การทำงานกรณีที่แรงดันของแหล่งจ่ายสูงกว่า 220 โวลต์ กรณีที่ $V_{in}$ เป็นครึ่ง sine บวก	87

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4-21 รูปคลื่นกรณีแรงดันหักล้างตอนก่อนเข้าและหลังเข้าฟิลเตอร์ตามลำดับ	88
รูปที่ 4-22 รูปคลื่นกรณีแรงดันหักล้างตอนแรงดันหักล้างที่ออกจากหม้อแปลงชดเชย และแรงดันเอาต์พุตที่ได้ตามลำดับ	88
รูปที่ 4-22 รูปคลื่นกรณีแรงดันหักล้างตอนแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตตามลำดับ	89
รูปที่ 4-23 แสดงผลการ Simulate ของ THD	91



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาของโครงการ

ในปัจจุบันนี้มีโหลดทางไฟฟ้าหลายชนิดที่ต้องการระดับแรงดันใช้งานคงที่ เพื่อความแม่นยำในการทำงาน เช่น คอมพิวเตอร์, ระบบสื่อสาร หรือระบบควบคุม เป็นต้น ซึ่งการผิดปกติในระบบไฟฟ้าที่เกิดขึ้น เช่น การเกิดไฟตก/ไฟเกิน จะส่งผลโดยตรงต่อโหลดประเภทนี้ ทำให้เครื่องจักรระดับแรงดันถูกนำมาใช้เพื่อรักษาระดับแรงดันและปรับสภาพแรงดันให้มีค่าคงที่ ซึ่งเครื่องจักรระดับแรงดันรุ่นก่อนๆ นั้นเช่น การใช้วิธีการเปลี่ยนแท็ปหม้อแปลง (Tap Change) การใช้วิธีควบคุมมุมตริคัลของไทรสเตอร์ (Phase Control) และ เอชซีชอปเปอร์แบบสวิตช์สองทาง (Bidirectional Switch AC Chopper) ซึ่งในแต่ละวิธีต่างก็มีข้อเสียอยู่บางส่วนดังนี้คือ

1. มีการบำรุงรักษามาก เพราะ การเปลี่ยนแปลงของหม้อแปลงแท็ปทำให้หน้าสัมผัสมีการอาร์คเกิดขึ้น ทำให้ต้องการรักษาอยู่ตลอดเวลา
2. มีการตอบสนองต่อ โหลดช้า เพราะ การตริคัลมุมของไทรสเตอร์และการเปลี่ยนแท็ปของหม้อแปลงช้ากว่าการสวิตช์ของ IGBT
3. มีการสูญเสียมาก เพราะ สัญญาณที่ได้จากไทรสเตอร์ ไม่เป็นรูป Sine และวิธีเปลี่ยนแท็ปจะทำให้เกิดการสูญเสียที่ Core loss และ Copper Loss

แต่โครงการนี้ได้เสนอแนวทางใหม่ในการรักษาระดับแรงดันให้คงที่โดยใช้หลักการของวงจรถอยเอชซีชอปเปอร์แบบสวิตช์ทางเดียว (Unidirectional Switch AC Chopper) และหลักการของหม้อแปลงชดเชยแรงดันรวมเข้าด้วยกัน ทำให้สามารถควบคุมแรงดันที่โหลดให้คงที่ได้ตลอดย่านการทำงานของเครื่องจักรระดับแรงดัน ซึ่งวิธีนี้จะมีข้อดีหลายประการ เช่น มีการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงที่รวดเร็ว ขนาดเล็ก มีประสิทธิภาพสูง การสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าน้อย การบำรุงรักษาต่ำ ซึ่งมีความน่าเชื่อถือมากขึ้นสามารถควบคุมระดับแรงดันได้ค่อนข้างละเอียดจึงเป็นสิ่งที่น่าสนใจที่จะศึกษาต่อไป

### 1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อเป็นการสร้างเครื่องจักรระดับแรงดันต้นแบบ ในการรักษาระดับแรงดันที่ใช้การสวิตช์เป็นแบบสวิตช์ทางเดียว
2. เพื่อสร้างเครื่องจักรระดับแรงดันโดยมีการนำอุปกรณ์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังมาใช้ในการปรับระดับแรงดันให้แรงดันทางด้านเอาต์พุตมีค่าคงที่ตลอดเวลา
3. เพื่อทำให้สามารถทดแทน อุปกรณ์รักษาระดับแรงดันแบบดั้งเดิมที่ใช้กันอยู่
4. เพื่อเป็นการศึกษานำไปเป็นแนวทางในการที่จะนำไปใช้ประโยชน์ในเชิงพาณิชย์ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 1.3 ขอบเขตของโครงการ

เนื่องจากโครงการเป็นการนำมาศึกษาครั้งแรกดังนั้นขอบเขตของโครงการจึงเน้นไปที่ทดสอบหลักการเบื้องต้นว่าการรักษาระดับแรงดันโดยการใช้หม้อแปลงชดเชยนั้นสามารถรักษาระดับแรงดันที่โหลดได้ดีเพียงใด และทดลองว่าเมื่อนำมาต่อใช้งานจริงจะมีระดับเปอร์เซ็นต์เรกูเรชัน (% Regulation) เท่าใด รวมไปถึงการเก็บผลการทดลองในส่วนต่างๆเพื่อรวบรวมข้อมูลของโครงการไว้สำหรับการพัฒนา และ ปรับปรุงให้ดีขึ้นให้โอกาสต่อไป โดยมีขนาดพิกัดของเครื่องรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเป็นดังนี้คือ

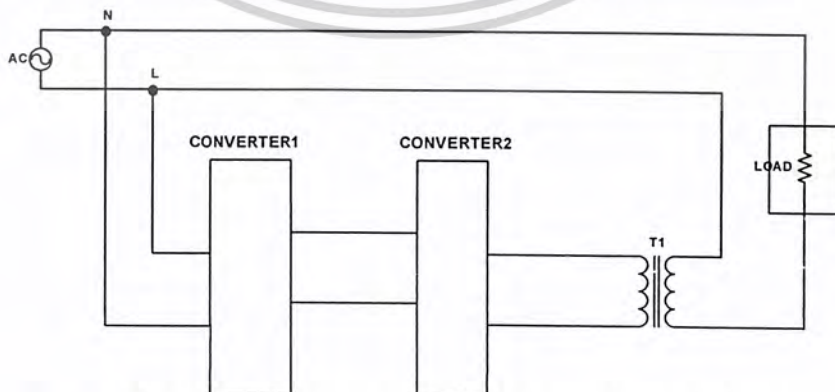
1. แรงดันขาเข้า  $220V \pm 30\%$
2. แรงดันขาออก  $220V \pm 2\%$
3. ความถี่ในการสวิตซ์ซิ่ง 10 กิโลเฮิรท์
4. จ่ายโหลด 210 วัตต์

### 1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

เนื่องจากโครงการนี้เป็นการสร้างเครื่องต้นแบบของเครื่องรักษาระดับแรงดัน โดยใช้การสวิตซ์แบบสวิตซ์ทางเดียวจึงเป็นการเสนอแนวคิดและที่มาของโครงการ ทฤษฎีต่างๆที่ใช้อธิบายเพื่อให้ผู้ที่ต้องการศึกษาสามารถเข้าใจได้ง่ายขึ้น และเพื่อให้สามารถทำความเข้าใจได้ง่ายยิ่งขึ้นจึงจะอธิบายหลักการทำงานวงจรส่วนต่างๆ พร้อมกับการบันทึกค่าจากการทดลองมาอธิบาย

### 1.5 หลักการทำงานเบื้องต้น

ในโครงการนี้ได้ใช้หลักการของเอชชอปเปอร์ชนิดกลับขั้วได้ (AC chopper with reversible voltage control) ร่วมกับการชดเชยแรงดันด้วยหม้อแปลงโดยที่มีวงจรควบคุมทำหน้าที่สร้างสัญญาณขับเกทในรูปของ EPWM (Equal Pulse Width Modulation) ซึ่งก็คือสัญญาณ PWM ที่มีลักษณะรูปคลื่นสัญญาณพัลส์แบบสมมาตร ซึ่งสัญญาณขับเกทนี้จะไปสั่งงานให้วงจรสวิตซ์กำลังที่ใช้ IGBT เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซิ่งและมีการต่อวงจรสวิตซ์แบบสวิตซ์ทางเดียวซึ่งจะต่อสวิตซ์เป็นวงจรแบบฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full Bridge Converter) สามารถทำให้กระแสไหลผ่านได้ทั้งช่วงบวก และลบดังรูปที่ 1-1



รูปที่ 1-1 บล็อกไดอะแกรม การทำงานเอชชอปเปอร์ชนิดกลับขั้วได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในวงจรเอชซีชอปเปอร์ซันดิกลบซ้ำได้ จะใช้คอนเวอเตอร์ 2 ชุด คือ คอนเวอเตอร์ 1 ทำหน้าที่ในการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และคืนพลังงานจากโหลดคืนสู่แหล่งจ่ายในช่วงการเกิดรีเจนเนอเรทีฟ (Regenerative) โดยมีตัวเก็บประจุทำหน้าที่เป็น snubber ( Snubber ) ป้องกันแรงดันเกินที่เกิดจากการเทิร์นออฟ (turn off) ของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง เชื่อมกับคอนเวอเตอร์ 2 ซึ่งทำหน้าที่ในการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ โดยใช้วิธีการช้อปเปอร์ซึ่งก็คือ การสับแรงดันที่ความถี่สูงแบบ PWM และจะสามารถกลับซ้ำของแรงดันได้พร้อมกันไปในช่วงของการทำงานในแต่ละช่วงเวลา (20 mS) เพื่อให้สามารถสร้างแรงดันเสริมหรือหักล้างและคืนพลังงานจากโหลดคืนสู่แหล่งจ่ายในช่วงการเกิดรีเจนเนอเรทีฟและผ่านวงจรกรองความถี่สูงออกไป (Lowpass-filter) และให้ผ่านแต่ความถี่ต่ำที่ความถี่ใช้งานที่ 50 เฮิร์ต ซึ่งแรงดันนี้จะนำไปจ่ายให้กับขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงชดเชยแรงดัน ซึ่งเป็นหม้อแปลงลดระดับแรงดัน (Step down) โดยที่ด้านทุติยภูมิต่ออนุกรมอยู่กับแหล่งจ่าย และ โหลดทางไฟฟ้าเพื่อให้แรงดันทางด้านเอาต์พุตมีค่าคงที่ตลอดเวลาโดยใช้วิธีการควบคุมแบบป้อนกลับ (FeedbackControl) ตรวจสอบแรงดันทางด้านเอาต์พุตเพื่อนำไปควบคุมการทำงานในส่วนของวงจรสร้างแรงดันชดเชย

ดังนั้นการควบคุมแรงดันที่โหลดจึงสามารถทำได้โดยการให้หม้อแปลงชดเชยแรงดันจ่ายแรงดันเสริมกับแหล่งจ่ายหรือหักล้างกับแหล่งจ่าย เพื่อรักษาระดับแรงดันที่จ่ายให้กับโหลดคงที่ โดยการควบคุมแรงดันที่นำไปชดเชยจะขึ้นอยู่กับสัญญาณควบคุมป้อนกลับที่ได้จากชุดตรวจจذبระดับแรงดันที่วัดจากแรงดันแหล่งจ่าย และทำให้ทราบว่าแรงดันตกหรือแรงดันเกิน และจะสั่งงานให้คอนเวอเตอร์ 2 สร้างแรงดันที่จะนำไปจ่ายให้กับหม้อแปลงชดเชยแรงดันจนแรงดันที่โหลดมีค่าคงที่

## บทที่ 2

### ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

#### บทนำ

โครงการเอซีฮอปเปอร์ชนิดกลับขั้วได้สำหรับปรับสภาพแรงดันไฟฟ้าที่มีอุปกรณ์หลัก ๆ ที่ใช้เพียงไม่กี่ตัวดังนั้นจะขอกล่าวทฤษฎีของอุปกรณ์ที่สำคัญที่ใช้ในโครงการนี้

#### 2.1 ทฤษฎีของไมโครคอนโทรลเลอร์

ไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC 18F458 มีความสามารถเชื่อมพร้อมไปด้วยทรัพยากร หรือฟังก์ชันการใช้งานต่าง ๆ มากมาย เช่น โมดูล Analog to Digital, Timer/counter, USART, SPI, I<sup>2</sup>C, PWM และอื่นๆ ซึ่งส่วนต่างๆ เหล่านี้จะถูกสร้างรวมอยู่ภายใน CPU เพียงตัวเดียว ทำให้ CPU เพียงตัวเดียวนี้อาจสามารถทำงานได้หลายอย่าง และสามารถลดในส่วนของฮาร์ดแวร์บางอย่างลง ส่วนในเรื่องของความเร็ว CPU ตระกูลนี้จะใช้เวลากระทำคำสั่งต่างๆ น้อยมาก โดยการทำงานนี้จะเปลี่ยนลักษณะไปรีไลน์ (Pine Line) ทำให้มีความเร็วในการทำงานมากกว่า CPU ทั่วไป (ที่ความเร็วใกล้เคียงกัน)

#### 2.1.1 โครงสร้างและสถาปัตยกรรม

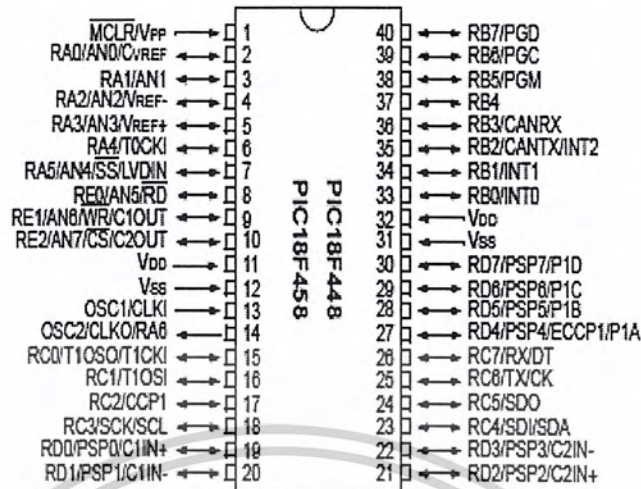
##### คุณสมบัติของ PIC 18F458

- ความถี่สูงสุดที่ทำงานได้คือ 40MHz
- ความกว้างของคำสั่ง 16 บิต, ความกว้างของข้อมูล 8 บิต
- กระแสซิงค์และซอร์สของพอร์ตสูงสุด คือ 25/25 mA
- ขา interrupt 3 ขา
- Timer/Counter จำนวน 4 ตัว คือ Timer0, Timer1, Timer2, Timer3
- PWM ความละเอียด 1-10 บิต
- Analog to Digital Converter มีความละเอียด 10 บิต 8 แชนแนล ภายในตัว
- ทำงานที่ไฟเลี้ยงที่ 2 ถึง 5.5V
- การทำงานเป็นลักษณะ Pipeline ทำให้มีการทำงานเร็วขึ้น
- หน่วยความจำข้อมูล (EEPROM) มีขนาด 256 ไบต์ และ (RAM) มีขนาด 368 ไบต์
- มีพอร์ต I/O จำนวน 5 พอร์ต ประกอบด้วย A,B,C,D,E แต่ละพอร์ตจะมีจำนวนบิตไม่เท่ากันซึ่งรวมแล้วมี I/O จำนวน 33 บิต
- PORTA=RA5-RA0 จำนวน 6 บิต
- PORTB=RB7-RB0 จำนวน 8 บิต
- PORTC=RC7-RC0 จำนวน 8 บิต
- PORTD=RD7-RD0 จำนวน 8 บิต
- PORTE= RE2-RE0 จำนวน 3 บิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## PIN DIAGRAM

PDIP

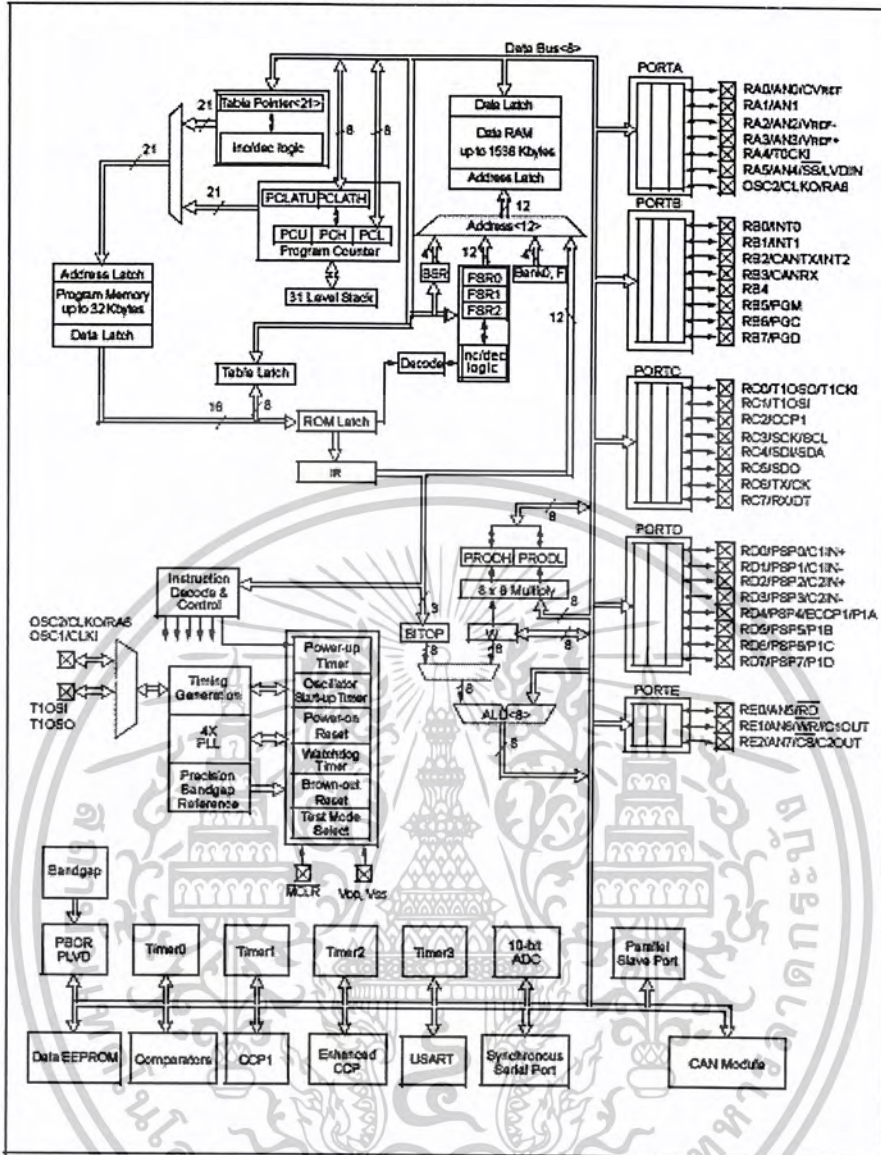


รูปที่ 2-1 ตัวถังของ CPU PIC 18F458 และการจัดวางตำแหน่งขาสัญญาณ

มีพอร์ต อินพุท เอาท์พุท 5 พอร์ต ประกอบด้วย A,B,C,D และ D แต่ละพอร์ตจะมีจำนวนบิตไม่เท่ากัน ซึ่งรวมแล้วจะมี อินพุท เอาท์พุท จำนวน 33 บิต

ขาสัญญาณของ PIC 18F458 นี้จะมีทั้งหมด 40 ขาจะประกอบไปด้วยขาที่ทำหน้าที่ต่างๆ โดยมีขา สัญญาณ อินพุท เอาท์พุท ได้ทั้งหมดทุกขา นอกจากขาสัญญาณ อินพุท เอาท์พุท ยังประกอบไปด้วยขาสัญญาณ อื่นๆ อีกคือ ขาไฟเลี้ยง กราวด์ ขาริเซท และ ขาออสซิลเลเตอร์

FIGURE 1-2: PIC18F448/458 BLOCK DIAGRAM



รูปที่ 2-2 สถาปัตยกรรมภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์

### 2.1.2. หน่วยความจำ

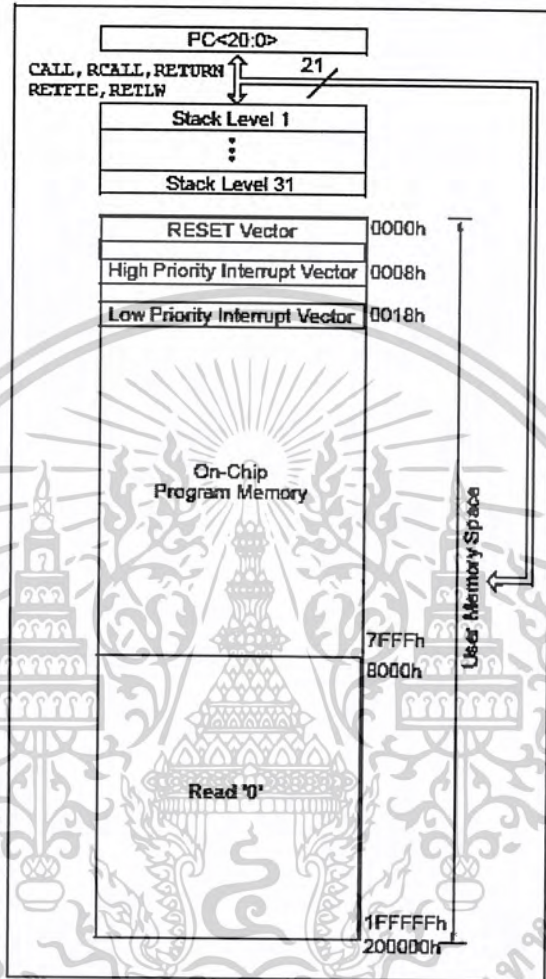
หน่วยความจำเป็นส่วนประกอบสำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นพื้นที่สำหรับเก็บ โคด โปรแกรม และข้อมูลอื่นๆ ซึ่งไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล 18F458 มี 3 หน่วยความจำภายใน โดยจะแบ่งเป็นออกเป็น 3 ส่วนด้วยกัน คือ

1. หน่วยความจำโปรแกรม (Program memory)
2. หน่วยความจำข้อมูล (Data memory)
3. หน่วยความจำ EEPROM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.2.1 หน่วยความจำโปรแกรม ( Program Memory )

เป็นพื้นที่สำหรับใช้ในการเก็บซอร์สโค้ดโปรแกรมโดยที่ ไมโครคอนโทรลเลอร์ ตระกูล 18F458 มีโปรแกรมเคาท์เตอร์ ขนาด 21 บิต รีเซตเวกเตอร์อยู่ที่ตำแหน่ง 0000h และมีอินเตอร์รัปเวกเตอร์อยู่ที่ 0008h และ 0018h โดยโครงสร้างจะเป็นแบบ FLASH MEMORY 32 กิโลไบต์



รูปที่ 2-3 พื้นที่หน่วยความจำและ stack ของ PIC 18F458

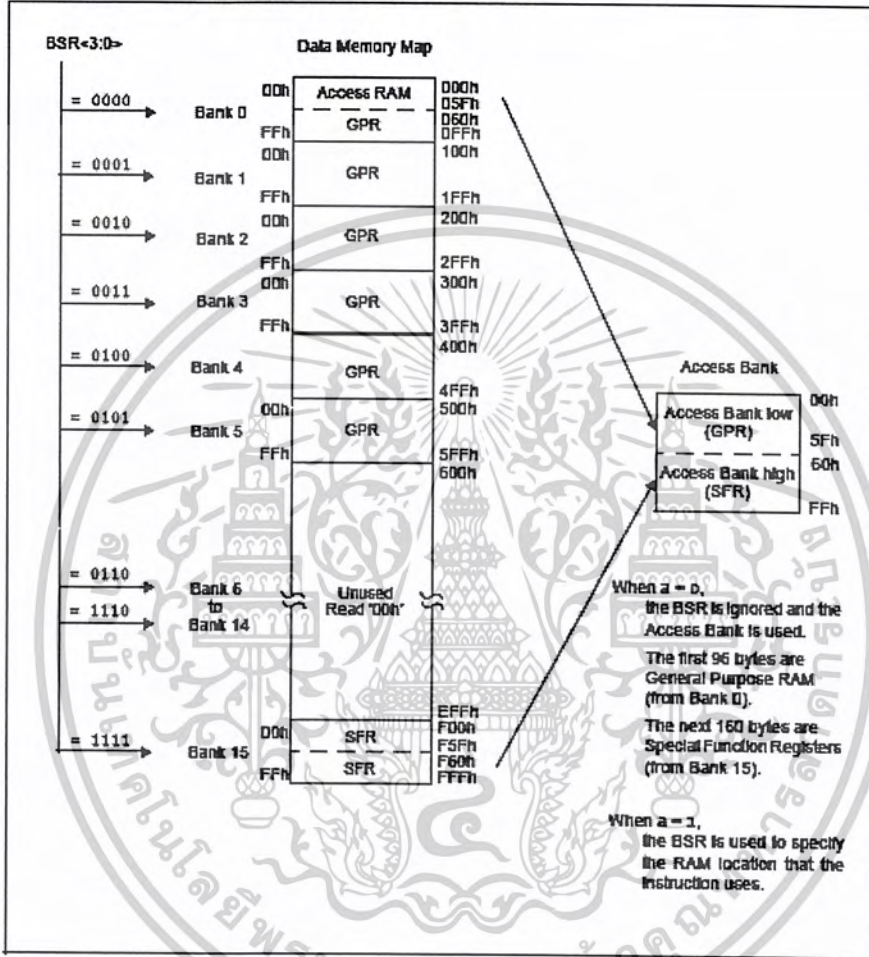
โปรแกรม Counter (PC) ของ CPU PIC18F458 นี้จะมีขนาด 21 บิต โดยจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ในไบต์ล่างจะเป็นรีจิสเตอร์ PCL โดยจะเก็บตำแหน่งของ PC โดยจะเก็บในบิตต่าง ซึ่งรีจิสเตอร์ PCL นี้สามารถอ่านและเขียนข้อมูลได้ปกติ ส่วนในบิตบน PCH ในรีจิสเตอร์ PC นั้น ไม่สามารถทำการอ่านและเขียนได้โดยตรง ซึ่งการอ่านและเขียนข้อมูลในส่วนนี้จะต้องผ่าน PCLATH เมื่อเกิดการรีเซตทุกครั้ง รีจิสเตอร์ PC จะถูกเคลียร์เป็น 0 ทั้งหมด และบิตที่สูงกว่าบิตบนขึ้นไปอีก เรียกว่า PCU ที่อยู่ในรีจิสเตอร์ PC นั้น ไม่สามารถทำการอ่านและเขียนได้โดยตรง ซึ่งการอ่านและเขียนข้อมูลในส่วนนี้จะต้องผ่าน PCLATU รีจิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.2.2 หน่วยความจำข้อมูล (Data Memory)

หน่วยความจำข้อมูลนี้จะประกอบไปด้วยพื้นที่ใช้งานทั่วไป (General Purpose Register) ขนาด 12 บิต 4096 ไบต์มีพื้นที่ของรีจิสเตอร์ทั้งหมด 16 แบนก์ แต่มีพื้นที่รีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ 4 บิต 4 แบนก์ (BSR<3:0>) อยู่ แบนก์ล่าง ส่วน 4 บิตบน จะไม่ค่อยมีความสำคัญเท่าไรการเข้าถึงข้อมูลในแต่ละส่วนเหล่านี้ จะต้องกำหนดแบนค์ข้อมูลที่เราต้องการเข้าถึง โดยการกำหนด

FIGURE 4-6: DATA MEMORY MAP FOR PIC18F258/458



รูปที่ 2-4 พื้นที่หน่วยความจำของ PIC 18F458

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 4-1: SPECIAL FUNCTION REGISTER MAP

Address	Name	Address	Name	Address	Name	Address	Name
FFFh	TOSU	FDfh	INOF2 <sup>(2)</sup>	FBFh	CCPR1H	F9Fh	IPR1
FFEh	TOSH	FDEh	POSTINC2 <sup>(2)</sup>	FBEh	CCPR1L	F9Eh	PIR1
FFDh	TOSL	FDDh	POSTDEC2 <sup>(2)</sup>	FBDh	CCP1CON	F9Dh	PIE1
FFCh	STKPTR	FDCCh	PREINC2 <sup>(2)</sup>	FBCh	ECCPR1H <sup>(6)</sup>	F9Ch	—
FFBh	PCLATU	FDBh	PLUSW2 <sup>(2)</sup>	FBBh	ECCPR1L <sup>(6)</sup>	F9Bh	—
FFAh	PCLATH	FDAh	FSR2H	FBAh	ECCP1CON <sup>(6)</sup>	F9Ah	—
FF9h	PCL	FO9h	FSR2L	FB9h	—	F99h	—
FF8h	TBLPTRU	FO8h	STATUS	FB8h	—	F98h	—
FF7h	TBLPTRH	FO7h	TMR0H	FB7h	ECCP1DEL <sup>(6)</sup>	F97h	—
FF6h	TBLPTRL	FO6h	TMR0L	FB6h	ECCPAS <sup>(6)</sup>	F96h	TRISE <sup>(6)</sup>
FF5h	TABLAT	FO5h	T0CON	FB5h	CVRCON <sup>(6)</sup>	F95h	TRISD <sup>(6)</sup>
FF4h	PRODH	FO4h	—	FB4h	CMCON <sup>(6)</sup>	F94h	TRISC
FF3h	PRODL	FO3h	OSCCON	FB3h	TMR3H	F93h	TRISB
FF2h	INTCON	FO2h	LVDCON	FB2h	TMR3L	F92h	TRISA
FF1h	INTCON2	FO1h	WDTCON	FB1h	T3CON	F91h	—
FF0h	INTCON3	FO0h	RCON	FB0h	—	F90h	—
FEFh	INDF0 <sup>(2)</sup>	FCFh	TMR1H	FAFh	SPBRG	F6Fh	—
FEeh	POSTINC0 <sup>(2)</sup>	FCEh	TMR1L	FAEh	RCREG	F6eh	—
FEDh	POSTDEC0 <sup>(2)</sup>	FCDh	T1CON	FADh	TXREG	F6dh	LATE <sup>(6)</sup>
FEDh	PREINC0 <sup>(2)</sup>	FCCh	TMR2	FACCh	TXSTA	F6Ch	LATD <sup>(6)</sup>
FEbh	PLUSW0 <sup>(2)</sup>	FCBh	PR2	FABh	RCSTA	F6Bh	LATC
FEAh	FSR0H	FCAh	T2CON	FAAh	—	F6Ah	LATE
FE9h	FSR0L	FC9h	SSPBUF	FA9h	EEADR	F69h	LATA
FE8h	WREG	FC8h	SSPADD	FA8h	EEDATA	F68h	—
FE7h	INDF1 <sup>(2)</sup>	FC7h	SSPSTAT	FA7h	ECON2	F67h	—
FE6h	POSTINC1 <sup>(2)</sup>	FC6h	SSPCON1	FA6h	ECON1	F66h	—
FE5h	POSTDEC1 <sup>(2)</sup>	FC5h	SSPCON2	FA5h	IPR3	F65h	—
FE4h	PREINC1 <sup>(2)</sup>	FC4h	ADRESH	FA4h	PIR3	F64h	PORTE <sup>(6)</sup>
FE3h	PLUSW1 <sup>(2)</sup>	FC3h	ADRESL	FA3h	PIE3	F63h	PORTD <sup>(6)</sup>
FE2h	FSR1H	FC2h	ADCON0	FA2h	IPR2	F62h	PORTC
FE1h	FSR1L	FC1h	ADCON1	FA1h	PIR2	F61h	PORTE
FE0h	BSR	FC0h	—	FA0h	PIE2	F60h	PORTA

Note 1: Unimplemented registers are read as '0'.

2: This is not a physical register.

3: Contents of register are dependent on WIN2:WIND bits in CANCON register.

4: CANSTAT register is repeated in these locations to simplify application firmware. Unique names are given for each instance of the CANSTAT register, due to the Microchip Header file requirement.

5: These registers are not implemented on the PIC18F245 and PIC18F258.

### รูปที่ 2-5 การจัดสรรพื้นที่หน่วยความจำของ PIC 18F458

#### 2.1.2.2.1 รีจิสเตอร์ (Registers)

รีจิสเตอร์เป็นส่วนสำคัญในการพัฒนาโปรแกรมซึ่งในการใช้งานฟังก์ชันต่างๆ เราต้องรู้จักและเข้าใจรายละเอียดของรีจิสเตอร์ต่างๆที่เกี่ยวข้องนั้นด้วย โดยจะแยกรีจิสเตอร์ออกเป็น 2 ส่วน คือ รีจิสเตอร์ไฟล์ หรือ รีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไปและรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ

1. รีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไป ( General Purpose Register )
2. เป็นหน่วยความจำทั่วไปโดย โครงสร้างจะเป็นหน่วยความจำชนิด Static Ram สามารถเปลี่ยนแปลงข้อมูลได้โดยตลอดเวลาและข้อมูลจะหายไปเมื่อไม่มีไฟเลี้ยงจ่ายให้กับ CPU หน่วยความจำส่วนนี้ของ CPU PIC 18F458 จะมีขนาด 12 bit 4096 byte เหมาะสำหรับการใช้ข้อมูล หรือใช้ตัวแปรต่างๆ ในการเขียนโปรแกรมโดยการกระจายอยู่ในแบงค์ต่างๆ ทั้ง 4 bank
3. รีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ ( Special Function Register )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. เป็น Register ที่ใช้ในการควบคุมการทำงานในฟังก์ชันต่าง ๆ ของ CPU โดยจะจัดวางลักษณะเดียวกันรีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไปคือจะอยู่ภายในแต่ละแบงก์ทั้ง 4 โดยเราจะแบ่งกลุ่มเป็นหลักและรีจิสเตอร์ที่ใช้งานเป็นฟังก์ชันต่าง
5. รีจิสเตอร์ status เป็นรีจิสเตอร์ที่บรรจุ บิตสถานะทางคณิตศาสตร์ต่าง ๆ และบิตที่ใช้ในการเลือกแบงก์ของหน่วยความจำข้อมูลซึ่งรีจิสเตอร์ตัวนี้ จะมีอยู่ทุกแบงก์ ดังนั้นจึงสามารถเข้าได้จากทุกที่โดยไม่ต้องมีการปรับเปลี่ยนแบงก์ การเปลี่ยนค่าข้อมูลของรีจิสเตอร์ status นี้จะเกิดจากการใช้คำสั่งในการเข้าคำสั่งต่าง ๆ และในบางบิตจะเกิดการเปลี่ยนแปลงโดยอัตโนมัติตามผลลัพธ์ของการกระทำทางคณิตศาสตร์ต่าง ๆ ซึ่งได้แก่ Z,DC,C,OV หรือ N

รีจิสเตอร์ R CON คือ เป็นรีจิสเตอร์รีเซทเมื่อเกิดการแตกต่างกันระหว่างแหล่งจ่ายของอุปกรณ์รีเซทซึ่งได้แก่ TO,PD,POR,BOR และ RI

### 2.1.2.3 หน่วยความจำ EEROM

PIC 18F458 มีหน่วยความจำแบบ EEPROM จำนวน 256 ไบต์ โดยสามารถอ่านและเขียนในขณะที่ทำงานปกติได้แต่ต้อง Enable project bit โดยการเข้าถึงนั้นต้องทำผ่าน รีจิสเตอร์พิเศษ ( Special Function Register ) ซึ่งต้องใช้รีจิสเตอร์ 4 ตัว

#### 2.1.2.3.1. EECON 1 และ EECON 2 Register

เป็นรีจิสเตอร์ที่ใช้ควบคุมการเข้าถึงหน่วยความจำและ EECON 2 ใช้เป็น Sequence ของการเขียนนั้นไม่สามารถอ่านได้โดยวิธีทั่วไป การอ่านค่าจะเกิดขึ้นเฉพาะในขั้นตอนของการเขียนข้อมูลลง EEPROM เท่านั้น

#### 2.1.2.3.2. EEDATA Register

เป็นรีจิสเตอร์ที่ใช้อ่านข้อมูลจากหน่วยความจำ EEPROM ซึ่งมีขั้นตอนการอ่านดังนี้

1. กำหนดตำแหน่งที่ต้องการอ่านลงใน EEADR
2. เคลียร์บิต EEPGD ที่อยู่ในรีจิสเตอร์บิตที่ CFGS (EEON1(7:6))
3. Set bit RD เป็น "1" เพื่อเริ่มต้นการอ่านข้อมูล
4. ข้อมูลที่อ่านข้อมูลออกมาได้อยู่ในรีจิสเตอร์ EEDATA

#### 2.1.2.3.3. EEADR Register เป็นรีจิสเตอร์เขียนข้อมูลลง EEPROM ซึ่งจะมีลำดับการขั้นตอนดังนี้

1. กำหนดตำแหน่งแอดเดรสที่ต้องการเขียนข้อมูลในรีจิสเตอร์ EEADR ไว้
2. กำหนดข้อมูลที่ต้องการเขียนลงในรีจิสเตอร์ EEDATA
3. เคลียร์บิต EEPGD เป็น 0 เมื่อกำหนดให้เป็นการติดต่อกับหน่วยความจำ EEPROM
4. เซ็ทบิต WREN เมื่อ Enable การเขียนข้อมูล
5. ทำการ disable การอินเตอร์รัพท์ทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

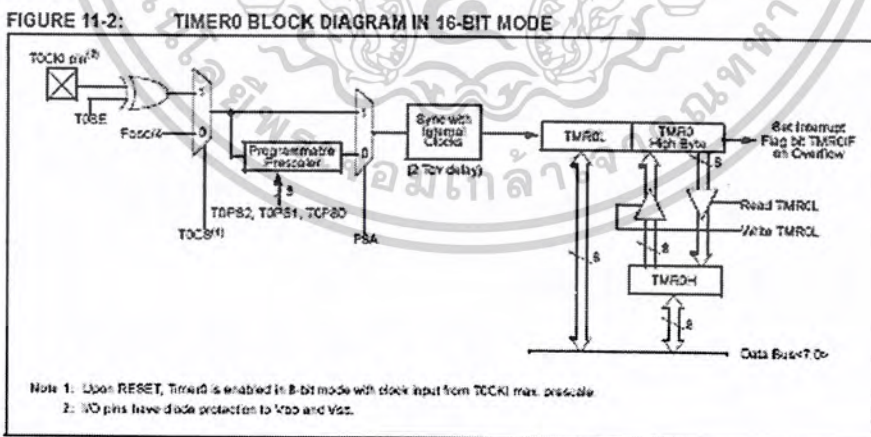
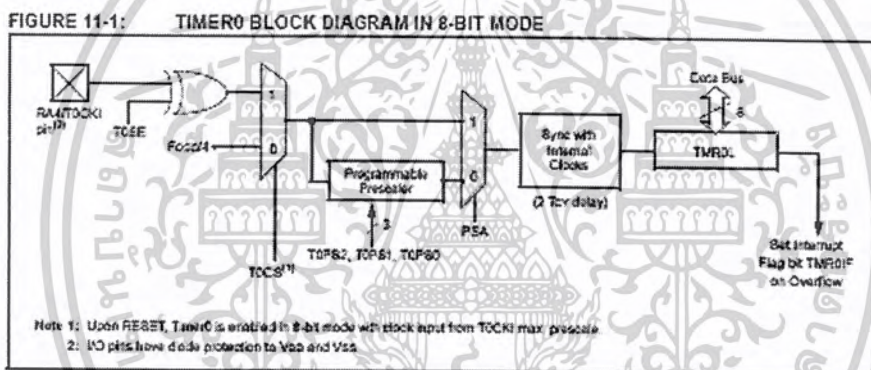
### 2.1.3. ไทเมอร์และเคาน์เตอร์ (Timer /Counter)

ไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC 18F458 จะมี timer counter ทั้งหมดด้วยกัน 4 ตัว คือ Timer 0 ( 8 บิต ) Timer 1 ( 16 บิต ) Timer 2 ( 8 บิต ) Timer 3 ( 16 บิต )

#### 2.1.3.1 Timer 0 ( Timer 0 Module )

Timer 0 สามารถทำงานเป็น ได้ทั้งตัวตั้งเวลา ( Timer ) และตัวนับ ( Counter ) ซึ่งมีคุณสมบัติดังนี้

1. เป็น Timer/Counter 8 บิตและ 16 บิต
2. สามารถอ่านและเขียนข้อมูลการนับของ Timer 0 ได้
3. สามารถเลือกใช้งานร่วมกับ Prescaler ขนาด 8 บิต ได้
4. สามารถเลือกแหล่งกำเนิดของสัญญาณนาฬิกาได้
5. มีฟังก์ชันของการอินเตอร์รัพท์จากการโอเวอร์โฟลว์ เมื่อค่า TMR0 ON เปลี่ยนแปลงจาก FFh ถ้า 00h ใน 8 บิต และอีกโหมดหนึ่งจาก FFFFh ถึง 0000h ใน 16 บิต
6. สามารถกำหนดลักษณะของสัญญาณของนาฬิกาของสัญญาณอินพุตภายนอกได้



รูปที่ 2-6 Block diagram ของ Timer 0 ขนาด 8 บิตและ 16 บิต ตามลำดับ

จากบล็อกไดอะแกรมของ Timer 0 และ WDT (Watchdog Timer) จะใช้ร่วมกันเป็นเป็น Prescaler ขนาด 8 บิต โดยจะทำหน้าที่หารความถี่ที่เข้ามา การทำงานของ Timer 0 จะแบ่งการทำงานออกเป็น 2 โหมด คือ โหมด Counter และ โหมด Timer ซึ่งในการทำงานใน โหมด Counter รีจิสเตอร์ TMR0 จะมีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าเพิ่มขึ้นตามการเปลี่ยนแปลง ของสัญญาณ input ที่ขา RA 4/TOCKI ส่วนในการทำงานใน โหมด Timer รีจิสเตอร์ TMR 0 จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณนาฬิกาภายใน ( $F_{osc}/4$ ) ดังนั้นจะเห็นได้จากรูปเราสามารถเลือกโหมดการทำงานทั้ง 2 ได้จาก Tocs โดยจะเลือกการทำงานเป็นโหมดใดโหมดหนึ่งเท่านั้น

### 2.1.3.2 Timer 1 ( Timer 1 Module )

Timer 1 จะมีลักษณะการทำงานเช่นเดียวกับ Timer 0 คือสามารถทำงานได้ทั้งในส่วนของ Timer และ Counter แต่จะแตกต่างกันตรงขนาดของบิต โดย Timer 1 จะมีขนาดใหญ่กว่า Timer 0

1. เป็น Timer / Counter 16 บิต โดยมีรีจิสเตอร์ 8 บิต 2 ตัว คือ TMR1H และ TMR1L
2. สามารถอ่านและเขียนข้อมูลการนับของ Timer 1 ได้
3. สามารถเลือกแหล่งกำเนิดสัญญาณนาฬิกาได้
4. มีฟังก์ชันการอินเทอร์รัพท์จากการ โอเวอร์โฟลว์จากค่า FFFFh ถึง 0000h
5. สามารถรีเซตจาก CCP ได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 12-1: TIMER1 BLOCK DIAGRAM

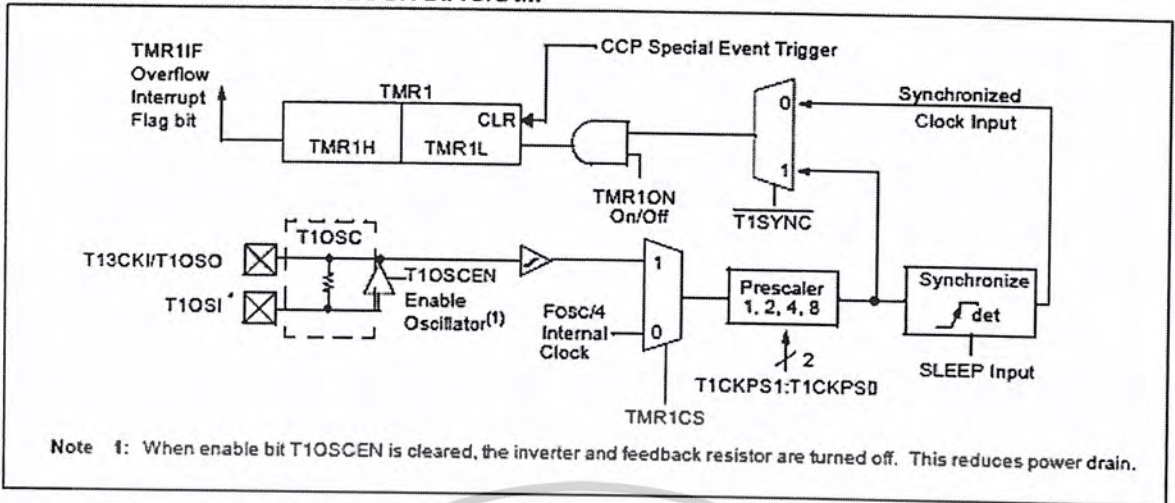
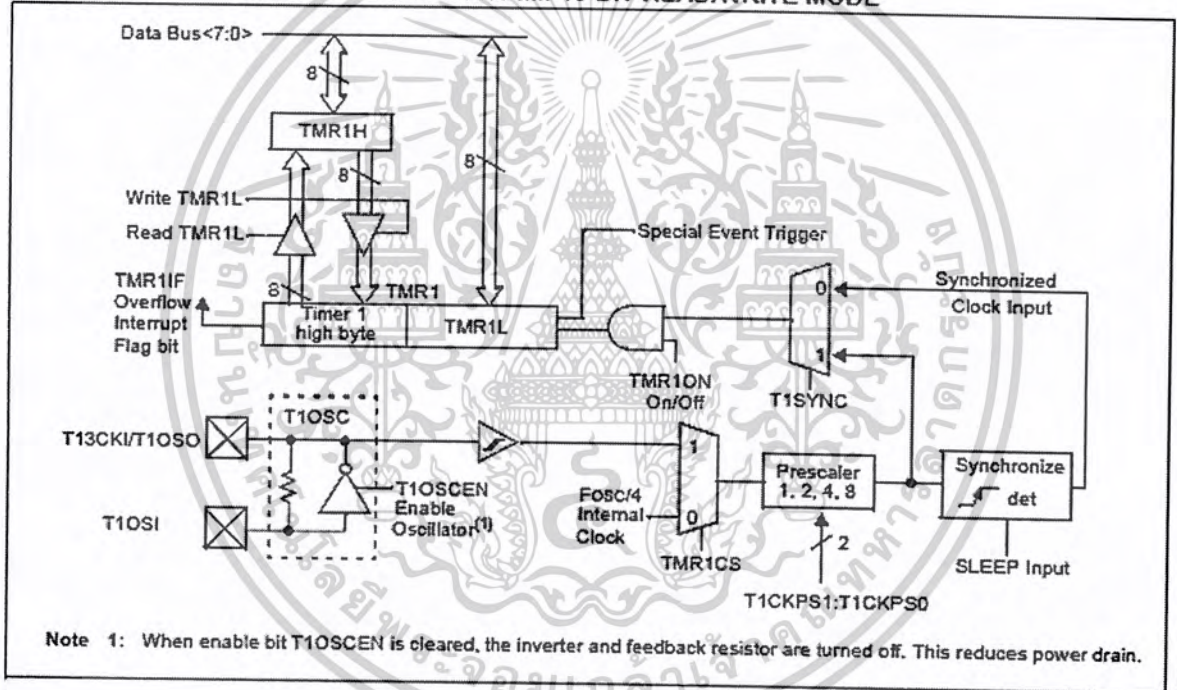


FIGURE 12-2: TIMER1 BLOCK DIAGRAM: 16-BIT READ/WRITE MODE



รูปที่ 2-7 Block Diagram ของ Timer 1

6. โดยขนาดของบิต Timer 1 นี้ จะอยู่ในรีจิสเตอร์ TMR1H และ TMR1L ซึ่งสามารถทำการอ่านและเขียนได้โดยการนับของรีจิสเตอร์ทั้งสองจะอยู่ในช่วง 0000h ถึง FFFFh และจะมีการเกิด Overflow ขึ้นเมื่อค่าการนับของ TMR1H:TMR1L เปลี่ยนแปลงจาก FFFFh มาเป็น 0000h และมีการอินเตอร์รัพท์เกิดขึ้นหากเราเลือก Enable อินเตอร์รัพท์ของ Timer 1 ไว้โดยการ Enable หรือ Disable นี้ จะกำหนดที่บิต TMR1IE ในรีจิสเตอร์ PIE(0) และ TMR1IF จะเป็นแฟลกซ์ แสดงสถานะของการอินเตอร์รัพท์ของ Timer1 นี้จะกำหนดที่รีจิสเตอร์ TICON

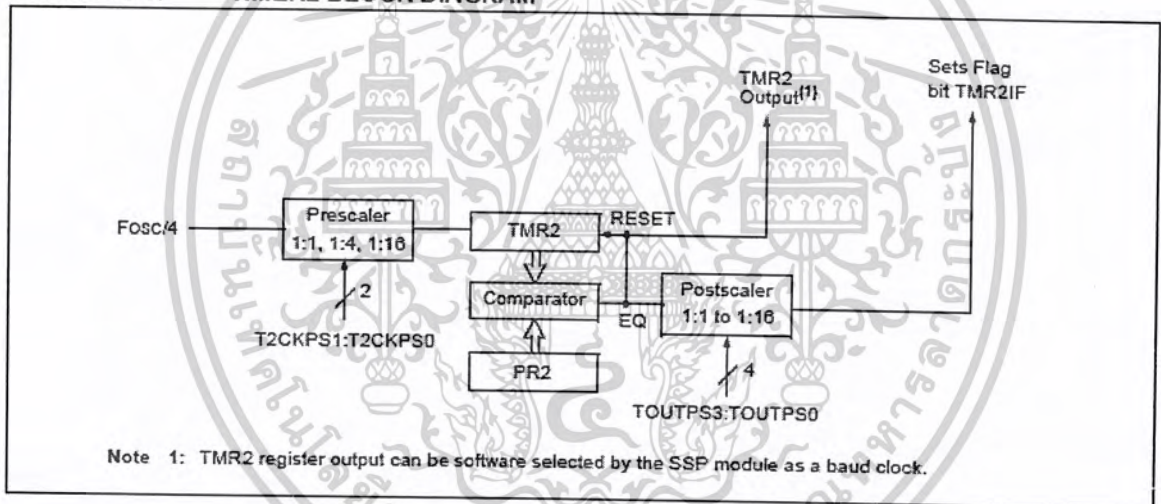
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.3.3 ไทเมอร์ 2 ( Time 2 Module )

ใน Timer2 นี้จะเป็น โมดูลขนาด 8 บิต ซึ่งประกอบไปด้วย Prescaler และ Postscaler โดยโมดูล Timer 2 นี้ สามารถใช้เป็นฐานเวลาให้กับการทำงานในส่วนของโมดูล CCP ในโหมดการสร้างสัญญาณ PWM ซึ่งโมดูล Timer 2 นี้ จะมีรีจิสเตอร์ TMR2 ทำหน้าที่ในการนับค่าสัญญาณ โดยสามารถทำการอ่านและเขียนได้

1. มี timer 8 บิต ( TMR2 )
2. มี period 8 บิต ( PR2 )
3. อ่านและเขียนข้อมูลการนับของ Timer 2
4. มี software โปรแกรม prescaler ( 1:1, 1:4, 1:16 )
5. มี software โปรแกรม prescaler ( 1:1 ถึง 1:16 )
6. มีฟังก์ชันการอินเตอร์รัพท์จากการโอเวอร์โฟลว์เมื่อค่าการนับ TRM2 เกิดการเปลี่ยนแปลง
7. สามารถเลื่อนสัญญาณ Clock

FIGURE 13-1: TIMER2 BLOCK DIAGRAM



รูปที่ 2-8 Block Diagram ของ Timer 2

สัญญาณ อินพุตของ Timer 2 นี้จะมาจากสัญญาณนาฬิกาภายในของ CPU ( $F_{osc}/4$ ) โดยจะผ่านส่วนของ Prescaler ซึ่งจะมีขนาดต่างๆคือ 1:1, 1:4, 1:16 สามารถเลือกอัตราส่วนของ Prescaler นี้ได้จากบิต T2CKPS1:T2CKPS0 ในรีจิสเตอร์ T2 CON (2:0)

### 2.1.3.4 Timer 3 ( Timer 3 Module )

Timer 3 สามารถทำงานได้ 3 โหมด คือ เป็น Timer, เป็น Synchronous counter และ เป็น Asynchronous counter

1. เป็น Timer / Counter 16 บิต ( 2 รีจิสเตอร์ รีจิสเตอร์ละ 8 บิต ) ( TMR3H และ TRM3L )
2. สามารถอ่านและเขียนข้อมูลการนับของ Timer 3
3. สามารถเลือกแหล่งกำเนิดสัญญาณนาฬิกาได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. มีฟังก์ชันการอินเทอร์รัพท์จากการโอเวอร์โฟลว์ เมื่อค่าการนับของ TMR3 เปลี่ยนแปลงจากค่า FFFFh ถึง 0000h
5. รีเซตจาก CCP1/ ECCP1

FIGURE 14-1: TIMER3 BLOCK DIAGRAM

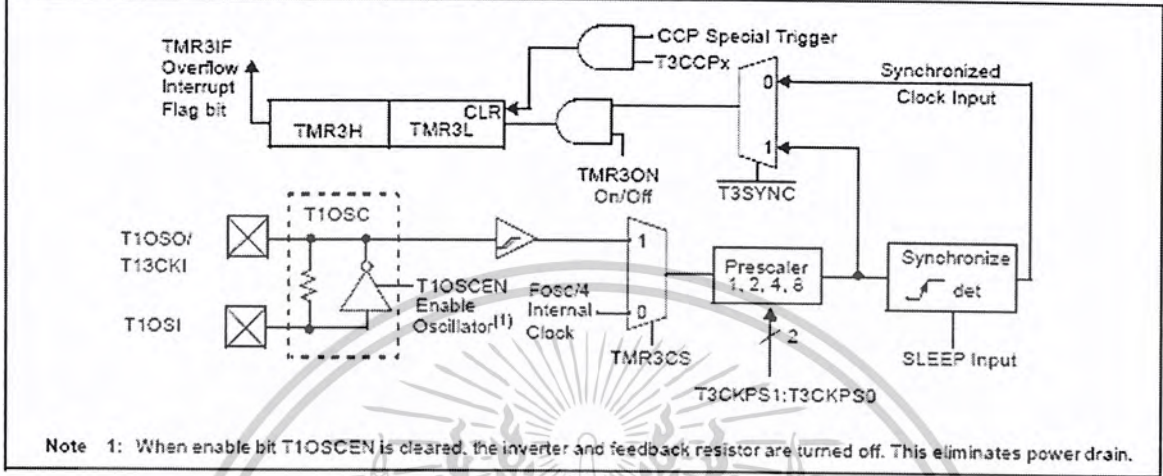
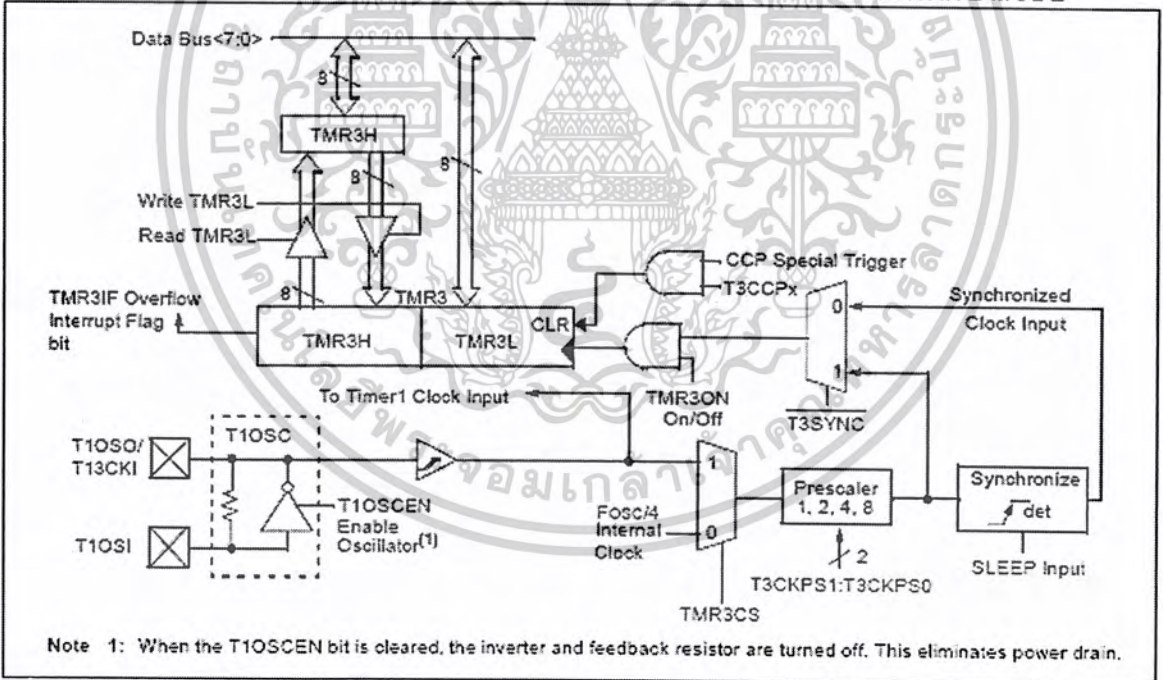


FIGURE 14-2: TIMER3 BLOCK DIAGRAM CONFIGURED IN 16-BIT READ/WRITE MODE



รูป 2-9 Block Diagram ของ Timer 3

การทำงานในโหมดต่างๆ จะต้องกำหนดสัญญาณนาฬิกาที่บิต TMR3CS ( T3CON) เมื่อ TMR3CS = 0 Timer 3 จะเพิ่มขึ้นในทุก Cycle เมื่อ TMR3CS = 1 Timer 3 จะเพิ่มขึ้นในทุกๆ ขาขึ้นของ Timer 1 จากสัญญาณนาฬิกาอินพุตภายนอก หรือ Oscillator ของ Timer 1 ถ้า Enable ไว้ เมื่อ Timer 1 Oscillator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ Enable ไว้ (T10SCEN เซตไว้ ขา RC1/T1OSI และ RC0/T1OS0/T1CKI จะกลายเป็นอินพุตและ Timer 3 จะมีขารีเซตอยู่ภายใน

#### 2.1.4. Capture / Compare / PWM ( CCP ) Module

CPU ในตระกูล PIC 18F458 จะมีโมดูล CCP ( Capture / Compare / PWM ) ทำหน้าที่ในการตรวจจับสัญญาณ เปรียบเทียบสัญญาณและสร้างสัญญาณ มอดูเลตทางความกว้างพัลส์ ( PWM ) โดยภายในโมดูล CCP เหล่านี้จะมีรีจิสเตอร์ขนาด 16 บิต 3 ตัว

1. รีจิสเตอร์ 16 บิต ทำหน้าที่เก็บค่าสัญญาณที่ตรวจจับได้
2. รีจิสเตอร์ 16 บิต ทำหน้าที่เก็บข้อมูลที่ใช้เปรียบเทียบ
3. รีจิสเตอร์ 16 บิต ทำหน้าที่เก็บค่าควิตซ์ไชเคิลของ PWM

TABLE 15-1: CCP1 MODE - TIMER RESOURCE

CCP1 Mode	Timer Resource
Capture	Timer1 or Timer3
Compare	Timer1 or Timer3
PWM	Timer2

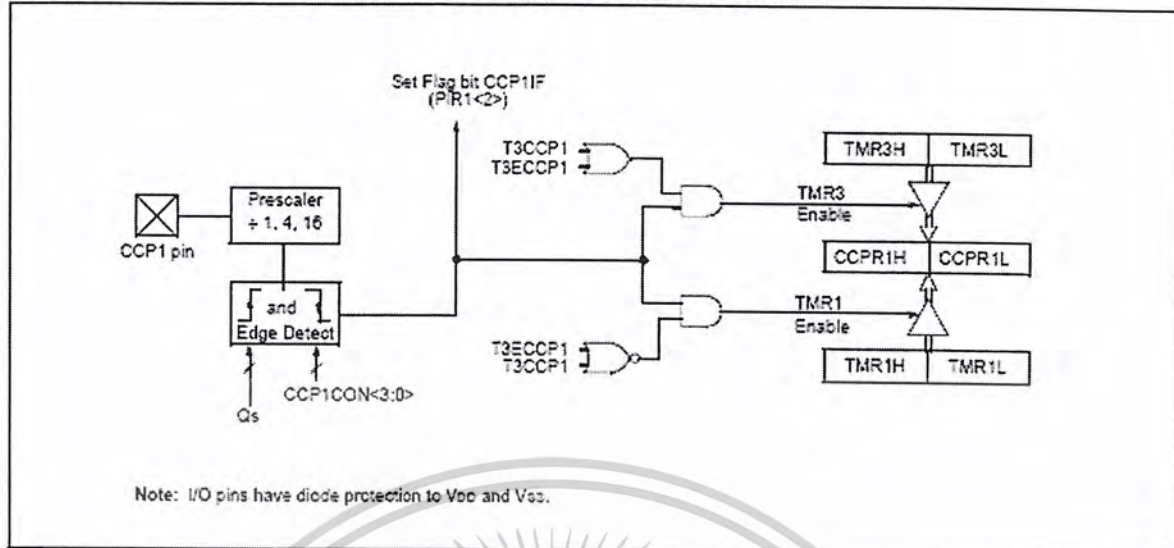
ตารางที่ 2-1 แสดงโหมดของ CCP1 และ Timer

##### 2.1.4.1. Capture Mode. (โหมดตรวจจับสัญญาณ)

ในการทำงานในโหมดตรวจจับสัญญาณนี้จะอาศัย รีจิสเตอร์ขนาด 16 บิต คือ CCPR1H :CCPR12 และรีจิสเตอร์ 16 บิต ใน TMR1 หรือ TMR 3 ซึ่งการตรวจจับสัญญาณนี้จะใช้ได้ทั้ง 2 ตัว คือการตรวจจับสัญญาณนั้นขึ้นอยู่กับเงื่อนไขอย่างใดอย่างหนึ่งที่เรากำหนดดังต่อไปนี้

1. ตรวจจับทุก ๆ ขอบขาลงของสัญญาณ
2. ตรวจจับทุก ๆ ขอบขาขึ้นของสัญญาณ
3. ตรวจจับทุก ๆ 4 ครั้งของสัญญาณขอบขาขึ้น
4. ตรวจจับทุก ๆ 16 ครั้งของสัญญาณขอบขาขึ้น

FIGURE 15-1: CAPTURE MODE OPERATION BLOCK DIAGRAM



รูปที่ 2-10 Block Diagram ของโหมดตรวจจับสัญญาณ

โดยเงื่อนไขการตรวจจับสัญญาณต่างๆ เหล่านี้สามารถกำหนดได้จากบิต CCP1M3:CCP1M0 ซึ่งอยู่ในรีจิสเตอร์ CCP1CON (3:0) เมื่อมีการตรวจจับสัญญาณได้ทุกครั้ง บิตร้องขอการอินเทอร์รัพท์ CCIF(PIR (2)) จะเซตเป็น 1 หากไม่ต้องการให้เกิดการอินเทอร์รัพท์ก็ควรทำการเคลียร์บิตนี้ก่อนเสมอ โดยสามารถทำได้ทางซอฟต์แวร์เท่านั้น ค่าที่ได้จากการตรวจจับสัญญาณ จะอยู่ในรีจิสเตอร์ CCPR1 ประกอบด้วย (CCPR1H:CCPR1L) เมื่อเกิดการตรวจจับสัญญาณในครั้งต่อไป ค่าที่ได้ใหม่นี้จะถูกเขียนทับใน CCTR1 ที่เก็บไว้ก่อนหน้านี้ เมื่อใช้งานในโหมด CCP ในโหมดการตรวจจับสัญญาณ เราจะต้องกำหนดขา RC2/CCP1 เป็นอินพุตโดยการเซตบิต TRIS(2) ให้เป็น 1 และในการใช้งานในโหมดการตรวจจับสัญญาณนี้ Timer 1 กับ Timer 3 จะต้องกำหนดให้อยู่ในโหมด Timer หรือ โหมดการนับแบบซิงโครไนต์ หากกำหนดเป็นโหมดการนับแบบอะซิงโครไนต์ จะไม่สามารถทำงานในโหมดนี้ได้

#### 2.11.4.2 โหมดเปรียบเทียบข้อมูล (Capture Mode)

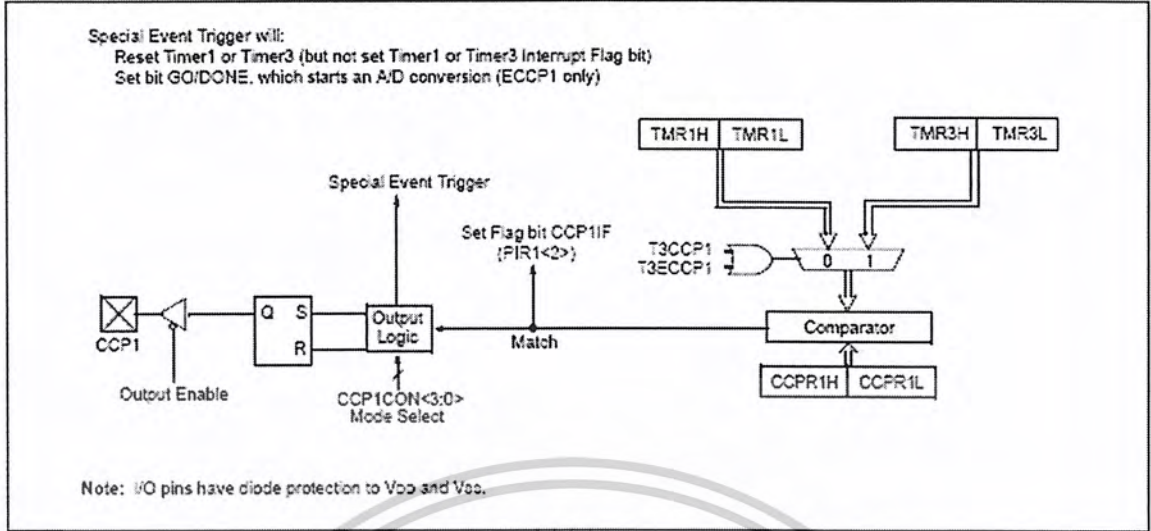
ในโหมดการเปรียบเทียบข้อมูลนี้ จะเป็นการนำเอาข้อมูลที่อยู่ในรีจิสเตอร์ CCPR1 และ ECCPR1 16 บิต ไปเปรียบเทียบกับข้อมูลที่อยู่ในรีจิสเตอร์ TMR1 หรือ TMR3 โดยเมื่อค่าที่นำมาเปรียบเทียบมีค่าเท่ากับจะเกิดการเปลี่ยนแปลงที่ CCP1 ในหลายรูปแบบดังนี้

1. สถานะของขาสัญญาณเอาต์พุต CCP1 เป็น ลอจิก " 1 "
2. สถานะของขาสัญญาณเอาต์พุต CCP1 เป็น ลอจิก " 0 "
3. สถานะของสัญญาณเอาต์พุตเกิดการ Toggle จาก 1 เป็น 0 และจาก 0 เป็น 1
4. สถานะของขาสัญญาณเอาต์พุต CCP1 เปลี่ยนแปลง

โดยรูปแบบของการเกิดการเปลี่ยนแปลงของทั้ง 4 กรณี ในขั้นต้นจะขึ้นอยู่กับที่กำหนดในรีจิสเตอร์ควบคุม CCP1M3:CCP1M0 ผลจากการเปรียบเทียบสัญญาณนี้สามารถทำให้เกิดอินเทอร์รัพท์ขึ้นได้ เมื่อผลของการเปรียบเทียบเท่ากันโดยบิต CCPIIF จะเซตเป็น 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 15-2: COMPARE MODE OPERATION BLOCK DIAGRAM



รูปที่ 2-11 Block Diagram ของโหมดการเปรียบเทียบสัญญาณ

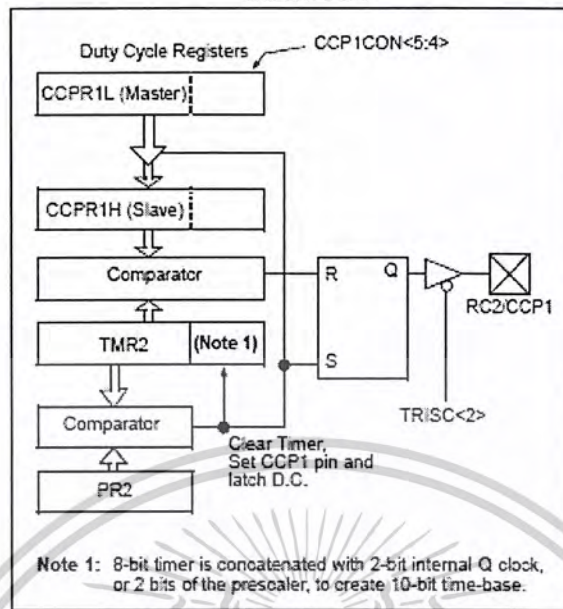
ในการใช้งานในโหมดนี้จะต้องกำหนดให้ขาสัญญาณ PC 2/CCP1 เป็นเอาต์พุต โดยการเคลียร์บิต TRISC(2) เป็น 0 และจะต้องกำหนดการทำงานของ Timer 1 หรือ Timer 3 ให้ทำงานในโหมด Timer หรือ โหมด Counter แบบซิงโครไนต์เท่านั้น หากกำหนดให้อยู่ในโหมดการนับในแบบอะซิงโครไนต์ โหมดการเปรียบเทียบข้อมูลจะไม่สามารถทำงานได้

#### 2.1.4.3 โหมดการสร้างสัญญาณ PWM (Pulse Width Modulation)

ในโหมดนี้จะเป็นการกำเนิดสัญญาณทางความถี่พัลส์ โดยจะมีความละเอียด 10 บิต ขาสัญญาณเอาต์พุต CCP1 (RC2) ในการสร้างสัญญาณ PWM จะประกอบด้วย 2 ส่วน คือคาบเวลา (period) และ ดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) โดยค่าคาบเวลา (Period) นี้จะถูกกำหนดโดยรีจิสเตอร์ PR2 ส่วนค่าของดิวตี้ไซเคิลมีความละเอียด 10 บิต โดย 8 บิต บนจะกำหนดรีจิสเตอร์ CCPR12 ส่วนอีก 2 บิต ล่างจะอยู่ในรีจิสเตอร์ CCP1CON( 5: 4)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 15-3: SIMPLIFIED PWM BLOCK DIAGRAM



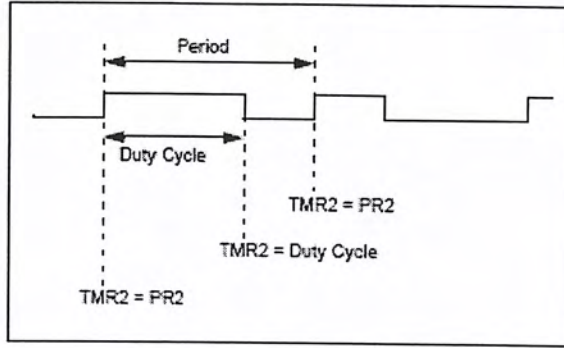
รูปที่ 2-12 Block Diagram ของโหมดการสัญญาณ PWM

กระบวนการสร้างสัญญาณ PWM มีขั้นตอนดังนี้

1. เมื่อเริ่มทำงานค่าของ TMR 2 จะมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ ในระหว่างที่เพิ่มขึ้นนี้ จะมีการเปรียบเทียบค่ารีจิสเตอร์ PR2 ด้วยค่าของ TMR 2 เพิ่มขึ้นจนเท่ากับ PR 2 แล้วจะเกิดการ ทำงาน 3 ส่วน คือ
  - 1.1 รีจิสเตอร์ TMR 2 จะถูกเคลียร์เป็น 0
  - 1.2 ขาสัญญาณเอาต์พุต CCP1 จะเซตเป็น 1 ( ถ้า Duty Cycle = 0% ขานี้จะไม่เซต)
  - 1.3 ค่า Duty Cycle ที่อยู่ในรีจิสเตอร์ CCPR1L: CCP1CON ( 5:4) ขนาด 10 บิต จะถูกโอนย้ายไปยังรีจิสเตอร์ CCPR1H ร่วมกับอีก 2 บิต ในหน่วยความจำพิเศษ
2. สถานะที่ขาสัญญาณเอาต์พุต CCP1 จะยังคงสถานะเป็น 1 อยู่ ในขณะที่ค่ารีจิสเตอร์ TMR2 ร่วมกับอีก 2 บิตใน Prescaler รวมเป็น 10 บิต จะเริ่มเพิ่มค่าขึ้นจาก 0 อีกครั้ง โดยค่าที่เพิ่มจะเอาไปเปรียบเทียบกับรีจิสเตอร์ CCPR1H ร่วมกับหน่วยความจำพิเศษ 2 บิต เป็น 10 บิต ซึ่งเมื่อค่าทั้งสองเพิ่มขึ้นจนเท่ากัน จะเกิดการ ทำงานดังนี้
  - 2.1 รีจิสเตอร์ TMR 2 = 0
  - 2.2 ขาสัญญาณเอาต์พุต CCP1 = 0
  - 2.3 ค่าของ TMR 2 จะเพิ่มจาก 0 อีกครั้ง และจะถูกนำไปเปรียบเทียบกับ PR 2 อีกครั้ง เมื่อเท่ากันก็จะทำให้ขาสัญญาณ CCP 1 เท่ากับ 1 เหมือนกับการทำงาน ข้อที่ 1 จะวนไปอย่างนี้เรื่อยๆ จนกว่าจะมีการปิดการทำงาน และในขณะที่ PWM ยังทำงานอยู่ เราสามารถทำการเปลี่ยนแปลงค่า Duty Cycle ได้ตลอดเวลา โดยการกำหนดค่าใหม่ให้กับ รีจิสเตอร์ CCPR1L: CCP1CON(5:4) ส่วนค่า Period หรือค่าความถี่จะคงที่ตลอด นอกจากจะมีการปิดการทำงานในโหมดนี้ แล้วกำหนดค่า Period ให้กับ PR 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 15-4: PWM OUTPUT



รูปที่ 2-13 สัญญาณเอาต์พุตของ PWM

การคำนวณหาค่า Period ที่กำหนดให้กับรีจิสเตอร์ PR2

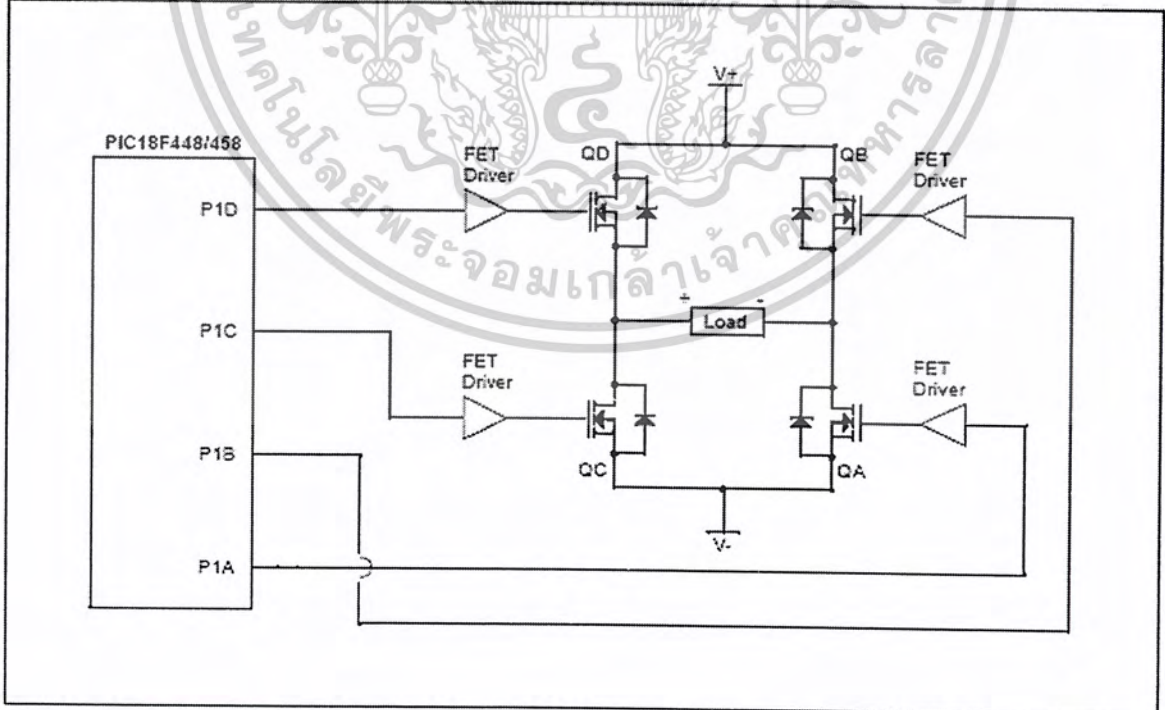
$$\text{PWM Period} = [PR2 + 1] \times 4 \times T_{osc} \times \text{TMR2 prescale value}$$

$$\text{PWM Duty Cycle} = (\text{CCPR1L} : \text{CCP1CON} (5:4)) \times T_{osc} \times \text{TMR2 prescale value}$$

$$\text{PWM Resolution (Max)} = \frac{\log\left(\frac{F_{osc}}{F_{pwm}}\right)}{\log 2} \text{ xbits}$$

2.1.4.3.1 Direction Chain In Full Bridge Mode

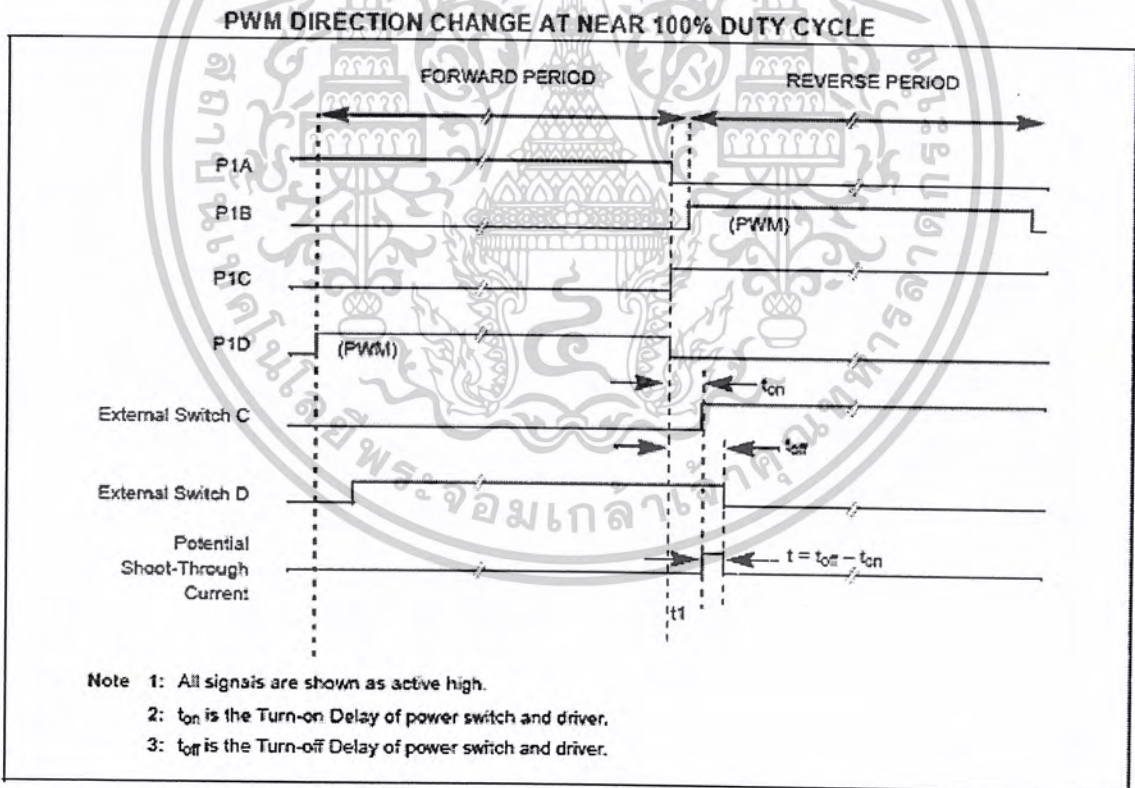
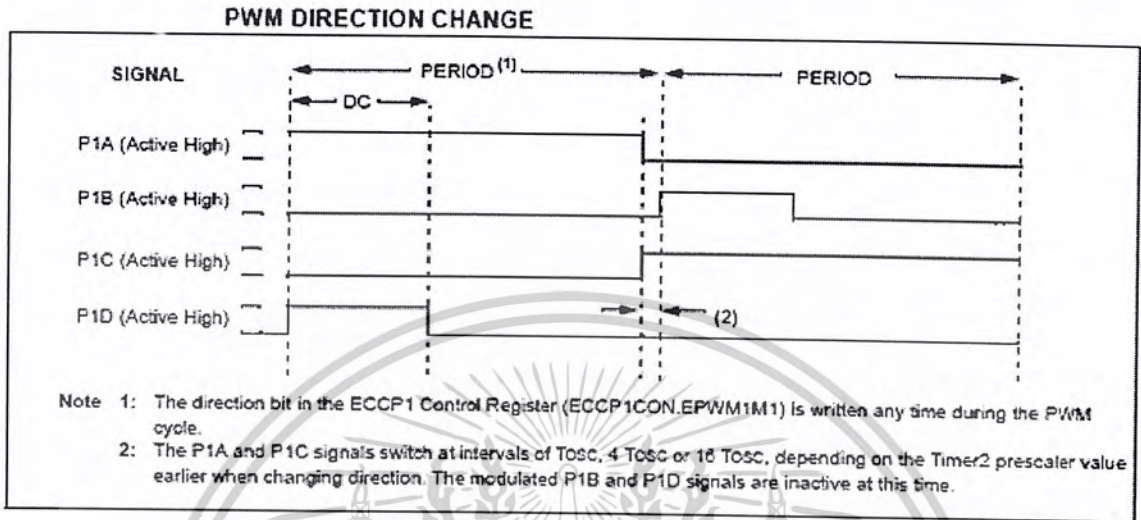
FIGURE 16-6: EXAMPLE OF FULL-BRIDGE APPLICATION



รูปที่ 2-14 ตัวอย่างของการประยุกต์ใช้ของ Direction Chain In Full Bridge Mode

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใน Full bridge เอาต์พุตโมดูล ECCP ซึ่งการทำงานของอุปกรณ์หลายตัว จะต้องมีการ dead band delay ซึ่งปกติ หากมีอุปกรณ์เพียง 1 ตัว dead band delay ก็ไม่ใช่สิ่งจำเป็นที่ต้องใช้ แต่ถ้ามีอุปกรณ์หลายตัว การทำงานของอุปกรณ์จึงจำเป็นอย่างมากที่ต้องมีค่า dead band delay เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการช็อตกันของอุปกรณ์ ที่นำไปใช้เป็น Switching



รูปที่ 2-15 สัญญาณ PWM พร้อม dead time

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ข้อคำนึงในการสร้าง dead band delay

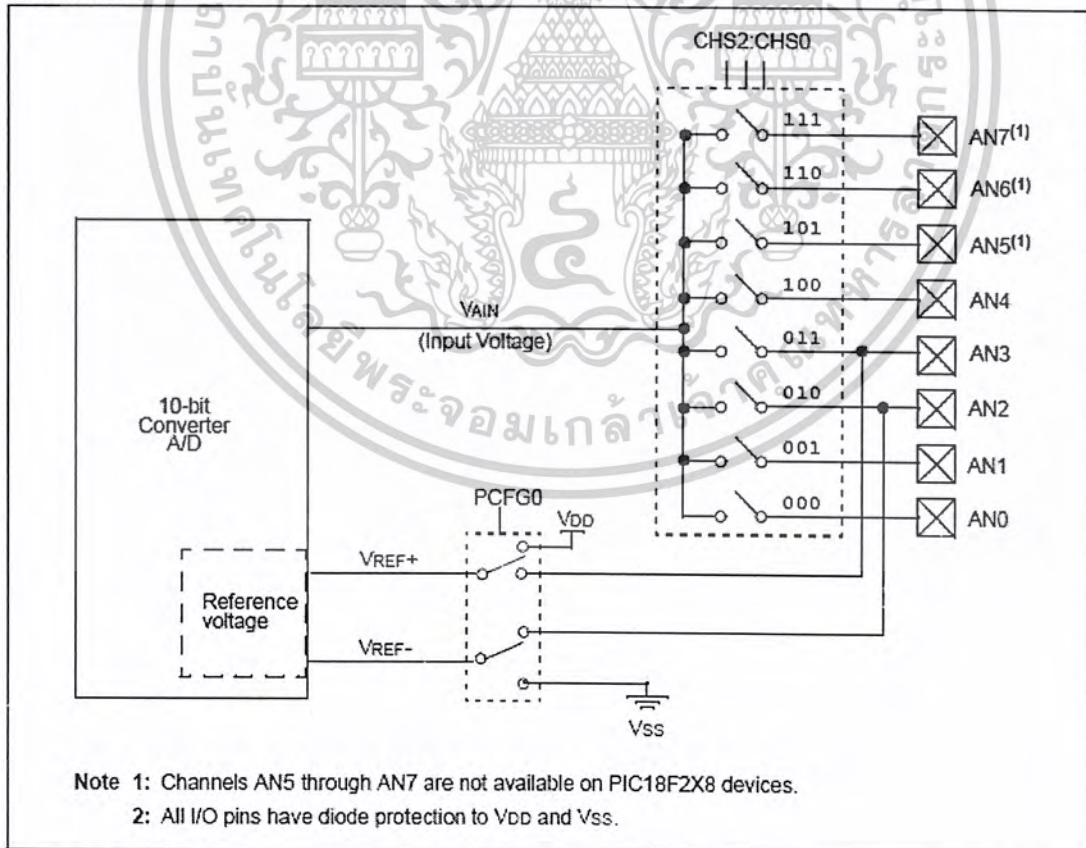
1. PWM ของเอาต์พุต เปลี่ยนเมื่อค่า Duty Cycle อยู่ใกล้ 100%
2. การหยุดการทำงานของอุปกรณ์ Switching ซึ่งรวมไปถึงอุปกรณ์ต่างๆ ในชุดกำลัง จะมีความปลอดภัย และมีประสิทธิภาพมากกว่าอุปกรณ์ที่ทำงานอยู่ตลอดเวลา

### 2.1.5. Module Analog to Digital Converter

โมดูลแปลงสัญญาณ อนาล็อกเป็นดิจิทัล ซึ่งเป็นโมดูลที่อยู่ในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC 18F458 จะมี 8 แชนเนล และจะประกอบไปด้วย 2 รีจิสเตอร์ คือ ADCON0 และ ADCON1 และความละเอียดโมดูล A/D นี้จะมีความละเอียด 10 บิต และยังสามารถเลือกแรงดันอ้างอิงในการแปลงสัญญาณได้ทั้งจากแรงดันไฟเลี้ยงภายใน CPU หรือแรงดันภายนอก โดยการใช้งานในโมดูล A/D นั้นจะมีรีจิสเตอร์ใช้งานหลักๆ 4 ตัว คือ

1. ADRESH : เป็นรีจิสเตอร์เก็บผลลัพธ์จากการแปลงสัญญาณ A/D ในไบท์สูง
2. ADRESL : เป็นรีจิสเตอร์เก็บผลลัพธ์จากการแปลงสัญญาณ A/D ในไบท์ต่ำ
3. ADCON0 : เป็นรีจิสเตอร์เก็บควบคุมการทำงาน A/D ในตัวที่ 1
4. ADCON1 : เป็นรีจิสเตอร์เก็บควบคุมการทำงาน A/D ในตัวที่ 2

FIGURE 20-1: A/D BLOCK DIAGRAM



### รูปที่ 2-16 บล็อกไดอะแกรมภายในโมดูล A/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อผ่านกระบวนการในการแปลงสัญญาณ Analog to digital แล้วผลลัพธ์ที่ได้ขนาด 10 บิต จะถูกเก็บในรีจิสเตอร์ ADRESH: ADRESL และหลังจากการแปลงสัญญาณเสร็จสิ้น บิต GO/DONE (ADCON0(2)) จะถูกเคลียร์เป็น 0 โดยอัตโนมัติ ดังนั้นเราสามารถที่จะทราบว่าผลการแปลงสัญญาณเสร็จสิ้นแล้วหรือไม่ โดยการตรวจสอบที่บิตนี้ หรืออาจใช้วิธีการอินเตอร์รัพท์ เนื่องจากเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงข้อมูลเสร็จสิ้น บิต ADIF จะถูกเซตเป็น 1 และมีการอินเตอร์รัพท์เกิดขึ้นหากมีการอนุญาตอินเตอร์รัพท์

ขั้นตอนในการใช้งานโมดูลแปลงสัญญาณ A/D จะเป็นดังนี้

1. กำหนดค่าการทำงานต่าง ๆ ของโมดูล A/D ดังนี้
  - กำหนดหน้าที่การทำงานของขาสัญญาณต่าง ๆ ADCON 1
  - กำหนดแกนเนลหรือขาสัญญาณที่ใช้เป็นขาอินพุตอนาล็อกในรีจิสเตอร์ ADCON0
  - กำหนดค่าเวลาในการแปลงสัญญาณ A/D ในรีจิสเตอร์ ADCON0
  - เปิดการทำงานของโมดูล A/D ในรีจิสเตอร์ ADCON0 ที่บิต ADON
2. กำหนดค่าการทำงานในส่วนของการอินเตอร์รัพท์
  - เคลียร์บิตสถานะของการอินเตอร์รัพท์ ADIF เป็น 0
  - เซตบิต ADIE เพื่อให้การอินเตอร์รัพท์จาก โมดูล A/D
  - เซตบิต PEIE เพื่อให้การอินเตอร์รัพท์แบบ Peripheral interrupt
  - เซตบิต GIE เพื่อให้การอินเตอร์รัพท์ทั้งหมด
3. รอเวลาให้โมดูล A/D พร้อมทำงาน
4. เริ่มการเปลี่ยนแปลงด้วยการเซตบิต GO/DONE
5. รอการเปลี่ยนแปลงสัญญาณเนื่องจากการแปลงสัญญาณ A/D
6. เมื่อกระบวนการแปลงสัญญาณเสร็จ ผลลัพธ์ที่อยู่ในรีจิสเตอร์ ADRESH:ADRESL จะต้องเคลียร์บิต ADIF

### 2.1.6. การอินเตอร์รัพท์ ( Interrupts )

การอินเตอร์รัพท์ คือ การขัดจังหวะการทำงานของ CPU ในขณะที่ทำงานในตำแหน่งอื่น ๆ อยู่นำมาทำงานในตำแหน่งแอดเดรสของอินเตอร์รัพท์ซึ่ง CPU แบบ PIC 18F458 มีรีจิสเตอร์ 13 ตัว ใช้ในการ Interrupts คือ

- RCON
- INTCON
- INTCON2
- INTCON3
- IPR1 , IPR2 , IPR3
- PIR1, PIR2 , PIR3
- PIE1, PIE2 , PIE3

มี interrupt vector 2 เวกเตอร์ คือ 000008h คือด้าน high และ 000018h ด้าน low

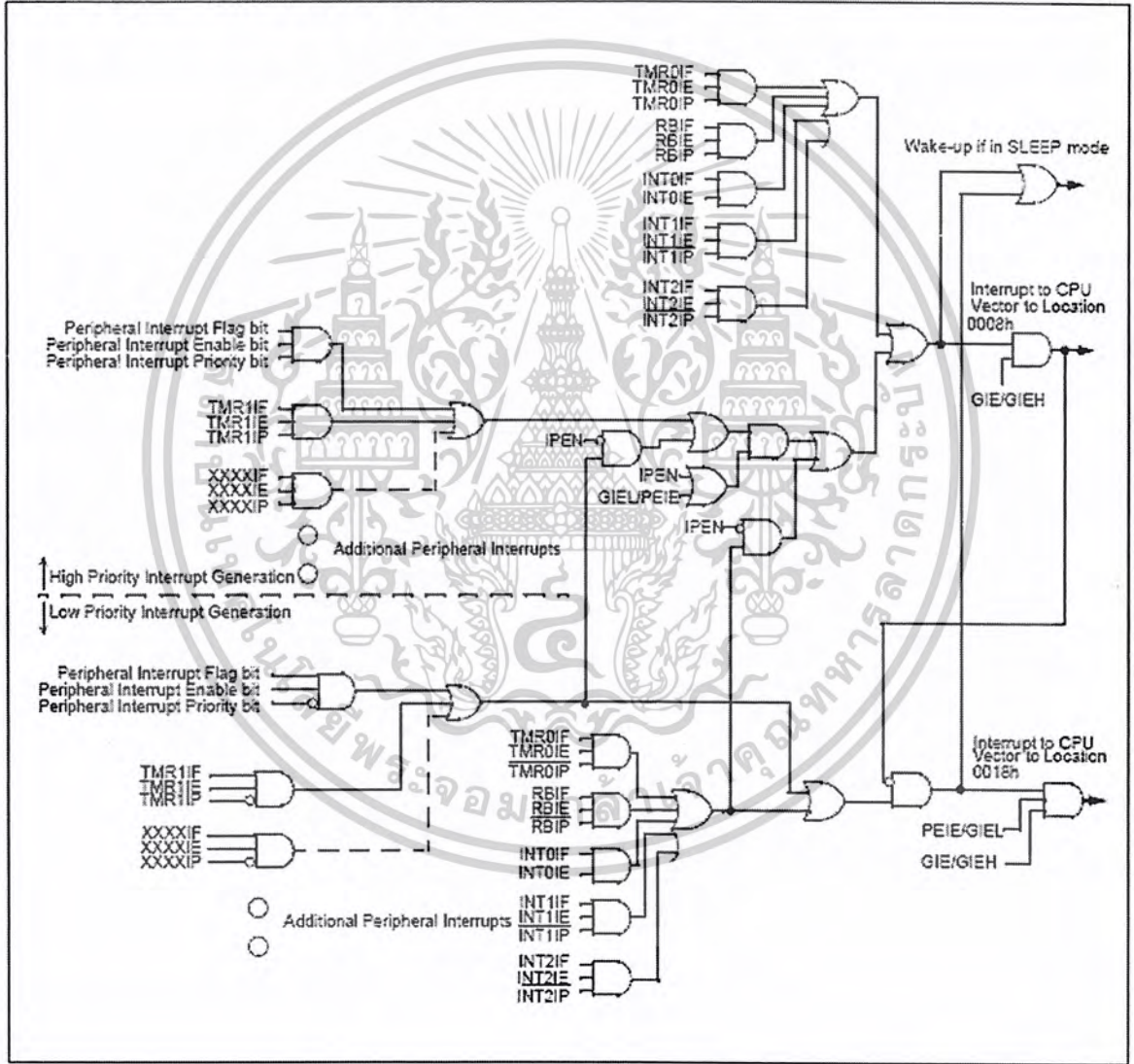
จากรูปจะเห็นว่าบิตที่มีความสำคัญสูงสุดในการควบคุมให้เกิดการอินเตอร์รัพท์ก็คือ บิต GIE ( INTCON(7) ) ซึ่งถ้าบิตนี้เป็น 0 เรียกว่า Disable Interrupt และในการอินเตอร์รัพท์ในส่วนต่าง ๆ จะเกิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขึ้นได้หรือไม่ขึ้นขึ้นอยู่กับบิตควบคุมของแต่ละส่วน เมื่อเกิดการอินเทอร์รัพท์ไม่ว่าจากแหล่งใดก็ตาม CPU จะกระโดดไปทำงานในตำแหน่งเวกเตอร์ของการอินเทอร์รัพท์นั่นคือ ที่แอดเดรส 000008h หรือ 000018h

ในการใช้งานอินเทอร์รัพท์จำเป็นต้องมีอย่างหนึ่งคือพื้นที่สำหรับใช้เขียนโปรแกรมรองรับอินเทอร์รัพท์ โดยเมื่อมีการอินเทอร์รัพท์เกิดขึ้นค่าของรีจิสเตอร์ PC ในขณะนั้นจะถูกเก็บไว้ในหน่วยความจำสแตคก่อนที่ PC จะมาทำงานในตำแหน่ง 000008h และ 000018h และเมื่อทำงานในส่วนของโปรแกรมบริการอินเทอร์รัพท์เสร็จเรียบร้อยแล้ว เราสามารถออกจากโปรแกรมในส่วนของอินเทอร์รัพท์นี้ เพื่อกลับไปยังโปรแกรมหลัก ในตำแหน่งที่ถูกขัดจังหวะจากการอินเทอร์รัพท์ โดยใช้คำสั่ง RETFIE

FIGURE 8-1: INTERRUPT LOGIC



รูปที่ 2-17 แสดงโมดูลของการอินเทอร์รัพท์ในรูปแบบของลอจิกเกต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเขียนโปรแกรมรองรับอินเทอร์รัพท์ ( Interrupt Service Routine) มีขั้นตอนดังนี้

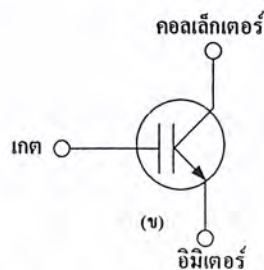
1. ตรวจสอบสถานะของเบงค์ข้อมูล
2. เก็บค่ารีจิสเตอร์ W ไว้ในหน่วยความจำข้อมูล Ram
3. เก็บค่าของรีจิสเตอร์ STATUS ไว้ในหน่วยความจำ RAM
4. กระทำคำสั่งต่างๆ ในโปรแกรมบริการอินเทอร์รัพท์
5. คืนค่าจากหน่วยความจำข้อมูล RAM ให้กับรีจิสเตอร์ STATUS
6. คืนค่าจากหน่วยความจำข้อมูล RAM ให้กับรีจิสเตอร์ W

## 2.2 ทฤษฎีของ IGBT

Bipolar Junction Transistors (BJT) และ MOSFETS มีลักษณะที่ คล้ายๆ กัน ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กันในแต่ละส่วน ๆ ทรานซิสเตอร์ จะมีการสูญเสียทางความร้อนน้อยกว่า MOSFETS ในสภาวะปกติ โดยเฉพาะอุปกรณ์ที่มีตัวต้านทานแรงดันสูงกว่า แต่มีช่วงเวลา Switching ที่ยาวนานกว่า โดยเฉพาะการปิด (turn off) MOSFETS สามารถที่จะ turn on และ turn off ได้เร็วกว่ามาก แต่ในการสูญเสีย ในขณะที่ความร้อนจะมากกว่าทรานซิสเตอร์ โดยเฉพาะอุปกรณ์ที่มีแรงดันที่สูง จากการสังเกตนี้จะนำไปสู่การทดลองที่เชื่อมรวมกันระหว่างทรานซิสเตอร์และมอสเฟส ซึ่งมันจะรวมเอาคุณสมบัติที่ดีของทั้งสองประเภทไว้ในอุปกรณ์ หรือที่เรียกว่า monolithically ที่ได้ประสบความสำเร็จเกี่ยวกับการทดลองอุปกรณ์ไฟฟ้าตัวใหม่ การทดลองนี้จะนำไปสู่การพัฒนา Insulate Gate Bipolar Transistors (IGBT) ซึ่งได้กลายมาเป็นอุปกรณ์ที่มีการประยุกต์ใช้หลากหลายในปัจจุบัน อุปกรณ์ตัวนี้มีหลายชื่อด้วยกัน เช่น GEMFET , COMFET, ( conductivity-modulated field effect transistor), IGT (insulate gate transistor) และ Bipolar mode MOSFET หรือ Bipolar MOS transistor ในบทนี้ได้อธิบายเกี่ยวกับโครงสร้างพื้นฐาน และการปฏิบัติทางกายภาพของ IGBT และข้อจำกัดเกี่ยวกับการปฏิบัติ และการสังเกตเกี่ยวกับการใช้อุปกรณ์ตัวใหม่นี้

### 2.2.1 โครงสร้างและสัญลักษณ์

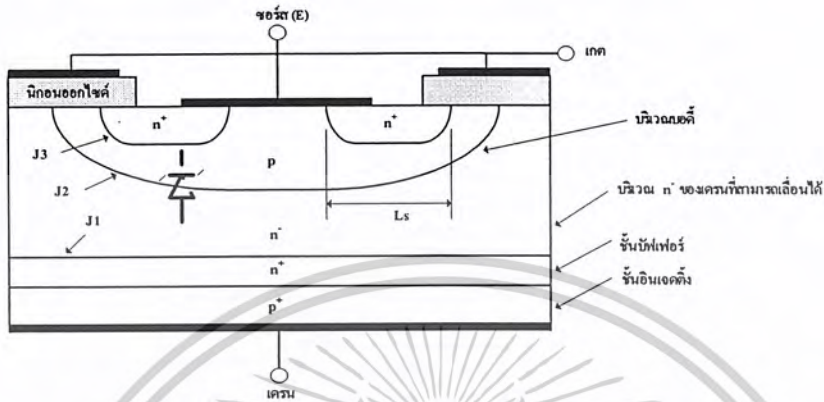
IGBT ก่อนข้างจะเป็นอุปกรณ์ชนิดใหม่อยู่ โดยเฉพาะในตลาดอิเล็กทรอนิกส์ในประเทศไทย ซึ่งก็พอใช้กันบ้าง และมีกันจำหน่ายหลายเบอร์ด้วยกันจากความเป็นอุปกรณ์หน้าใหม่จึงมีสัญญาณแทนชนิดและตัว IGBT อยู่หลายรูปแบบด้วยกัน ขึ้นอยู่กับผู้ผลิตว่าจะใช้สัญลักษณ์ใดเป็นสัญลักษณ์ประจำสินค้าที่ผลิตขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2-1 ซึ่งเป็นสัญลักษณ์และเรียกขานต่างๆ ของ IGBT ชนิดเอ็นแซนเนล จากรูปที่2-1 (ก)จะเห็นว่า มีลักษณะคล้ายกับสัญลักษณ์ของมอสเฟตมาก เพียงแต่ว่าสัญลักษณ์ของ IGBT



รูปที่ 2-18 สัญลักษณ์และการเรียกชื่อของ IGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

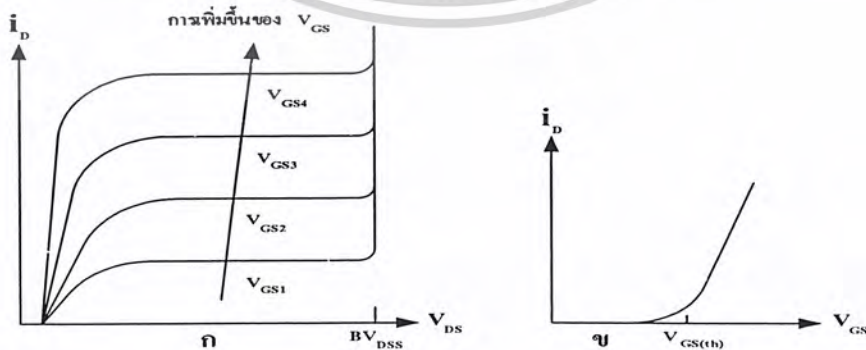
นั่นจะมีลูกศรเพิ่มขึ้นมาตรงขาเดรน ลักษณะของลูกศรจะชี้เข้าหาตัวหรือชี้เข้าหาชั้นขยของซิลิคอนภายในตัว IGBT ซึ่งในการกล่าวอธิบายถึง IGBT ในบทความนี้จะใช้สัญลักษณ์รูป (ก) นี้ ส่วนสัญลักษณ์รูป (ข) จะเหมือนสัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์ แต่ตรงขาเกต (หรือเบสของทรานซิสเตอร์) จะเพิ่มขีดขึ้นมาอีกหนึ่งขีดเพื่อชี้ให้เห็นว่าขีดที่เพิ่มขึ้นมานี้ไม่ได้ต่อถึงกัน โดยตรงกับขาที่ต่อออกมาภายนอก



รูปที่ 2-19 ภาพตัดขวางโครงสร้างพื้นฐานของ IGBT

โครงสร้างของ IGBT ชนิดเอ็นเจเนอเรชันแสดงได้เป็นภาพตัดขวางได้ดังรูปที่ 2-2 โครงสร้างส่วนรวมส่วนใหญ่จะเป็นลักษณะคล้ายกับ โครงสร้างมอสเฟตมาก จะแตกต่างตรงที่ IGBT จะมีชั้น P+ หรือชั้นอินเจคติ้ง (INJECTING) ต่ออยู่ระหว่างขาเดรน ซึ่งในมอสเฟตไม่มี จากการที่ขาเดรนถูกกั้นด้วยชั้นของซิลิคอนออกไซด์ เป็นผลทำให้ความต้านอินพุตที่ขาเกตมีค่าสูงเหมือนกับเพาเวอร์มอสเฟต โดยทั่วไปจะมีค่าในช่วง  $10^9$  โอห์ม

จากผลดังกล่าวทำให้ลักษณะของกราฟแสดงคุณสมบัติของกระแสและแรงดันของ IGBT มีลักษณะคล้ายกับกราฟของทรานซิสเตอร์ แต่การควบคุมกระแสเดรนจะอาศัยการควบคุมแรงดันระหว่างขาเกตกับขาขอรส์มากกว่า การควบคุมกระแสที่ขานี้เหมือนกับทรานซิสเตอร์ ซึ่งกราฟแสดงคุณสมบัติของกระแสและแรงดันของ IGBT แสดงไว้ในรูปที่ 2-20 (ก) และสำหรับรูปที่ 2-20 (ข) เป็นกราฟคุณสมบัติการถ่ายโอนกระแสและแรงดัน



รูปที่ 2-20 (ก) กราฟแสดงคุณสมบัติของกระแสและแรงดันของ IGBT

(ข) กราฟคุณสมบัติการถ่ายโอนกระแสและแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

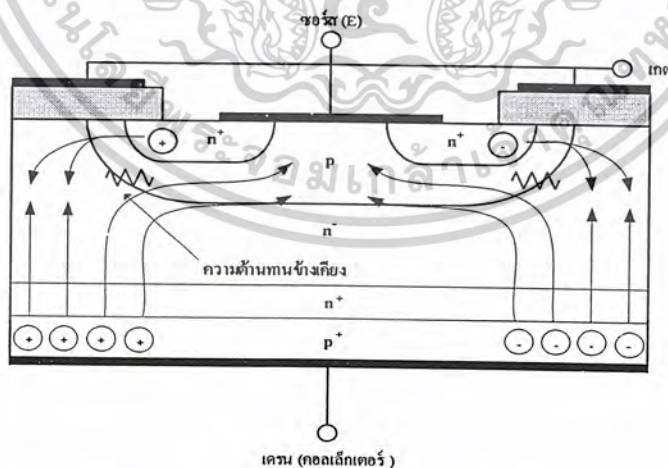
รูปกราฟแสดงให้เห็นว่าส่วนใหญ่ของกราฟจะมีลักษณะเป็นเส้นตรงแต่จะเริ่มโค้งที่มีกระแสเดรนต่ำ ๆ นั้น ก็คือจุดที่แรงดันระหว่างขาเกตและขาซอร์สต่ำลงใกล้แรงดันจุดเริ่มเปลี่ยนสภาวะการทำงาน (จุด threshold voltage :  $V_{GS(th)}$ ) โดยถ้าแรงดันระหว่างเกตและซอร์สนี้ต่ำกว่าแรงดันที่จุด  $V_{GS(th)}$  แล้ว IGBT จะอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแสหรือคัตออฟ ในกรณีของ IGBT ชนิดพีแชนแนลนั้น คุณสมบัติจะคล้ายกับเอ็นแชนแนล แต่โครงสร้างและสัญลักษณ์จะมีลักษณะตรงข้ามกับเอ็นแชนแนล เช่น ชนิดของสารที่โด้ไปจากเอ็นแชนแนลก็จะเปลี่ยนเป็นตรงกันข้ามกัน สัญลักษณ์ของลูกศรก็จะกลับหัวลูกศรกลับในทางตรงกันข้าม

## 2.2.2 สภาวะนำกระแส

เมื่อขาเดรนได้รับแรงดันไบแอสตรงคือเป็นบวกเมื่อเทียบกับซอร์ส และแรงดันระหว่างเกตกับซอร์สมีค่าเกิน  $V_{GS(th)}$  ประจุไฟฟ้าบวกที่เกิดจากแรงดันที่ขาเกตจะดึงเอาอิเล็กตรอนให้มารวมกันในบริเวณภายใต้เกต ทำให้ชั้นของบอดี (body layer) ตรงส่วนใต้เกตแปรสภาพเป็น n ทำให้เกิดการต่อกันของบริเวณ n - (drift region) เข้ากับบริเวณซอร์ส n<sup>+</sup> (source region) ซึ่งลักษณะเช่นนี้เหมือนกับการทำงานของมอสเฟต

กระแสอิเล็กตรอนไหลจากขาซอร์สผ่านบริเวณใต้เกตมายังบริเวณลอยเลื่อน n - จะรวมกับโฮลที่เป็นพาหะข้างน้อยที่ถูกฉีดมาจากชั้นอินเจกต์นิง p<sup>+</sup> (ดูรูปโครงสร้างในรูปที่ 2-2) เพราะรอยต่อ J1 ได้รับแรงดันไบแอสตรง ทำให้ IGBT อยู่ในสภาวะนำกระแส เกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าจากเดรนไปซอร์สได้ การรวมกันของโฮลและอิเล็กตรอนภายในบริเวณ n - เรียกว่า การมอดูเลตสภาพนำ (conductivity modulation)

ผลของการมอดูเลตนี้จะทำให้ความต้านทานบริเวณ n - มีค่าต่ำลงเป็นการเพิ่มความสามารถในการขับผ่านกระแสได้สูงขึ้น ซึ่งจะมีลักษณะเหมือนทรานซิสเตอร์กำลัง ผลของความต้านทานที่ลดลง ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมที่สภาวะนำกระแสลดลง การสูญเสียกำลังงานขณะนำกระแสก็ลดลงไปด้วย ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลแสดงดังรูปที่ 2-21



รูปที่ 2-21 ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.2.3 สภาวะหยุดนำกระแส

เมื่อแรงดันระหว่างเกตและซอร์สลดลงต่ำกว่าแรงดัน  $V_{GS(th)}$  จะทำให้ไม่มีแรงดันเพียงพอสำหรับการแปรสภาพชั้นบอดี้  $p$  เป็น  $n$  ทำให้บริเวณ  $n$  – ไม่ต่อกับบริเวณซอร์ส  $n^+$  IGBT จึงอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส ในสภาวะรอยต่อของ  $J_2$  ที่ได้รับการไบแอสกลับจะทำให้เกิดกระแสรั่วไหลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น นอกจากนี้ยังทำให้เกิดบริเวณปลอดพาหะ (depletion region) ขึ้นที่รอยต่อ  $J_2$  ด้วย

บริเวณปลอดพาหะนี้จะขยายบริเวณกว้างขึ้นจนเกินเข้ามายังบริเวณ  $n$  – มากกว่าที่จะขยายไปยังชั้นบอดี้  $p$  มีความหนาแน่นในการโด๊ปมากกว่า ถ้าความหนาแน่นของสารที่โด๊ปในบริเวณลอยเลื่อน  $n$  – มากเพียงพอ ก็จะทำให้การขยายของบริเวณปลอดพาหะไม่สามารถแตะถึงชั้นอินเจกต์ดิง  $p^+$  ได้ ชั้นบัฟเฟอร์  $n^+$  (buffer layer) (ดังรูปที่ 2-2) ก็ไม่จำเป็นต้องทำให้เกิดขึ้น หรือ ไม่จำเป็นต้องโด๊ปสาร

ทั้งนี้เพราะการแตะกันบริเวณทั้งสองจะทำให้เกิดการพังทลายทางด้านไบแอสตรง สำหรับ IGBT ที่ไม่มีการโด๊ปสารในชั้นบัฟเฟอร์  $n^+$  นี้ จะเรียกว่า IGBT แบบสมมาตร ซึ่งจะมีแรงดันทนแรงดันย้อนกลับ (VRM หรือ BVSDSD) สูงพอ ๆ กับค่าทนแรงดันไหลตรง (BVSDSD) เหมาะสำหรับการนำไปประยุกต์ในวงจรกระแสสลับ

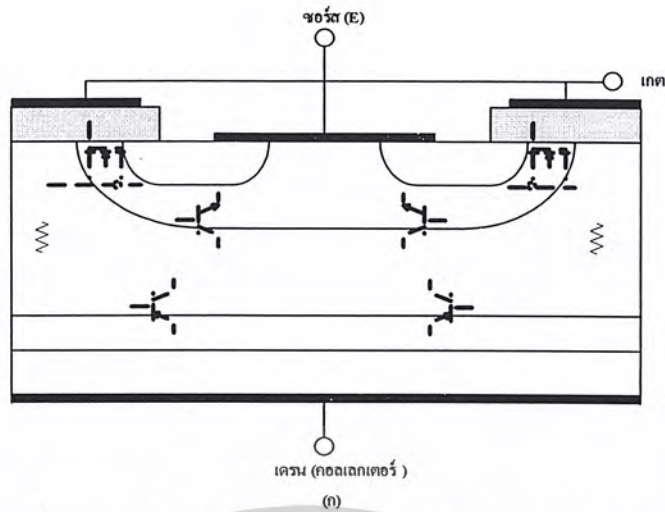
การลดความหนาแน่นของ  $n$  – ลงแต่ยังคงความสามารถของอัตราพาหะแรงดันไหลตรงไว้ได้ สามารถทำได้โดยการเพิ่มชั้นบัฟเฟอร์  $n^+$  เข้าไป เพื่อป้องกันการแตะกันของบริเวณปลอดพาหะกับบริเวณอินเจกต์ดิง  $p^+$  ซึ่งจะเรียก IGBT ชนิดว่า IGBT แบบไม่สมมาตร และจากการลดความสามารถของบริเวณลอยเลื่อน  $n$  – ลง จะช่วยเกิดผลดีสองประการ

- ทำให้แรงดันขดนะนำกระแสต่ำลง เป็นผลให้การสูญเสียกำลังงานลดน้อยลงด้วย
- ช่วยลดช่วงเวลาหยุดนำกระแสให้สั้นลง

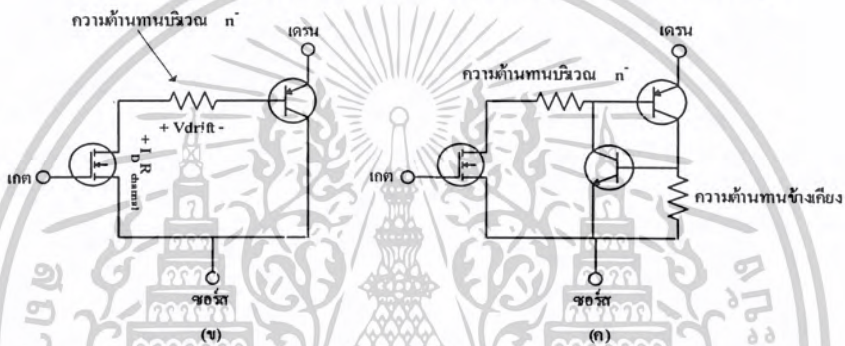
แต่ข้อเสียของการเพิ่มชั้นบัฟเฟอร์  $n^+$  ก็มี จะลดความสามารถของอัตราพาหะแรงดันย้อนกลับให้น้อยลง ไม่กี่สิบ โวลต์ ทั้งนี้เพราะเมื่อ IGBT ได้รับแรงดันกลับที่ขาเดรน รอยต่อ  $J_1$  ซึ่งทั้งสองข้างมีความหนาแน่นในการโด๊ปของสารมาก จะไม่สามารถทนแรงดันย้อนกลับได้สูง ดังนั้น IGBT ชนิดจึงไม่เหมาะสำหรับวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

### 2.2.4 วงจรสมมูลของ IGBT

วงจรสมมูลของ IGBT แสดงไว้ในรูปที่ 2- 22 (ก) นั้นจะเห็นว่าในบริเวณบอดี้  $p$  ชั้นบริเวณ  $n$  – และชั้นอินเจกต์ดิง  $p^+$  จะคล้ายกับทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี โดยแทนได้ด้วยขาคอลเล็กเตอร์ , เบส และอิมิตเตอร์ ตามลำดับ และบริเวณภายใต้เกตก็จะแทนด้วยมอสเฟตซึ่งจะมีความต้านทานบริเวณ  $n$  – เชื่อมขาเบสของทรานซิสเตอร์พีเอ็นพีเชื่อมกับขาเดรนของมอสเฟต ซึ่งเมื่อวงจรสมมูลจะออกมาเหมือนวงจรดังรูปที่ 2- 22 (ข)



รูปที่ 2-22 (ก) แสดงโครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์และมอสเฟตแฝงอยู่



รูปที่ 2-23 (ก) วงจรสมมูลสำหรับการทำงานสภาพปกติของ IGBT

(ข) วงจรสมมูลที่แสดงส่วนของไทริสเตอร์ที่แฝงอยู่ใน IGBT

จากรูปที่ 2-23 (ก) จะเห็นว่าเป็นวงจรอาร์ลิงตัน โดยมีมอสเฟตเป็นตัวขับเคลื่อนพีเอ็นพี แต่มีจุดพิเศษจากวงจรทั่วไป คือกระแสเดรนส่วนใหญ่จะไหลจากอิมิตเตอร์มายังเบส ผ่านความต้านทานบริเวณลอยเลื่อน และผ่านขาเดรนของมอสเฟตมาจากที่ขาซอร์ส จะมีกระแสส่วนน้อยเท่านั้นที่ไหลจากอิมิตเตอร์มายังคอลเล็กเตอร์และขาซอร์สสำหรับวงจรสมมูลในรูปที่ 2-23 (ค) จะแสดงให้เห็นว่าภายใน IGBT มีไทริสเตอร์แฝงอยู่ด้วย โดยดูได้จากการที่ทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นและพีเอ็นพีต่อเข้าด้วยกันในลักษณะที่มีการป้อนกลับ ทำให้เห็นได้ชัดถึงเหตุที่ทำให้เกิด

### 2.2.5 การแลตซ์ของ IGBT

โดยถ้ากระแสส่วนน้อยที่ไหลผ่านจากอิมิตเตอร์มายังคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์พีเอ็นพี ผ่านความต้านทานข้างเคียงแล้วทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมความต้านทานสูงกว่า 0.7 โวลต์ ทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นจะนำกระแส ส่งผลทำให้เกิดการแลตซ์ขึ้นใน IGBT สำหรับแรงดันตกคร่อมขาเดรนและซอร์สของ IGBT ขณะนำกระแส

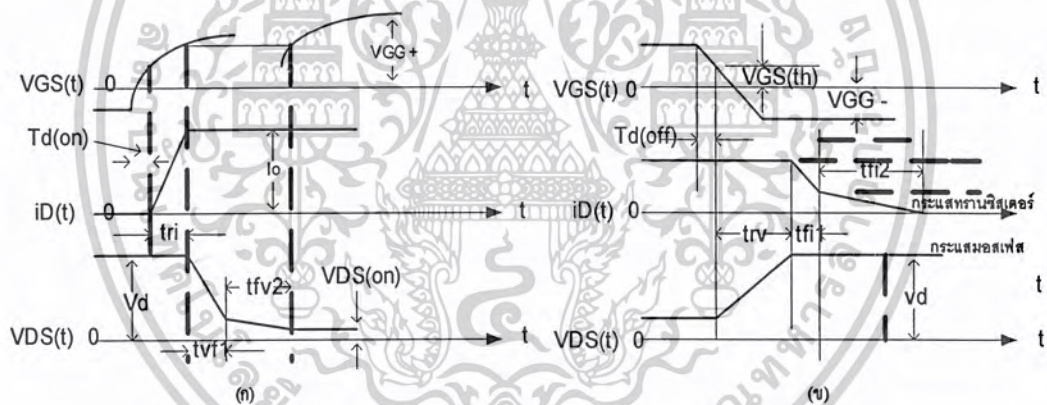
ดังนั้นจึงพอสรุปได้ว่า  $V_{DS(on)}$  จะมีค่าสูงมากขึ้นตามค่ากระแสเดรนที่สูงขึ้น โดยทั่วไป IGBT จะสามารถทำงานได้ในอุณหภูมิรอยต่อสูงจนถึง 150 องศาเซลเซียส และผลของการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิจากค่าอุณหภูมิห้องไปถึงค่าสูงสุดนี้ จะส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงค่า  $V_{DS(on)}$  เพียงเล็กน้อยเท่านั้น เพราะเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IGBT มีค่า  $V_{DS(on)}$  เป็นผลรวมระหว่างแรงดันตกคร่อมมอสเฟตที่มีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเป็นบวก (หมายถึงอุณหภูมิสูงขึ้นแรงดันตกคร่อมจะสูงขึ้นตาม) กับแรงดันตกคร่อมความต้านทานบริเวณลอยเลื่อนที่มีสัมประสิทธิ์ที่มีอุณหภูมิลบ

### 2.2.6 ลักษณะการสวิตช์

ลักษณะของสัญญาณกระแสและแรงดันในช่วงเวลาที่เกิดการนำกระแสและหยุดนำกระแส แสดงไว้ในรูปที่ 2-24 โดยช่วงเวลาในการนำกระแสของ IGBT แสดงไว้ในรูปที่ 2-24(ก) ซึ่งจะมีลักษณะคล้ายกับการนำกระแสของมอสเฟต คือ จะมีเวลาก่อนนำกระแส ( $t_d(on)$ ) นับตั้งแต่เวลาที่แรงดันระหว่างเกตกับซอร์สอยู่ในช่วง  $V_{GG-}$  จนถึง  $V_{GS(th)}$  ความจริงแล้วการป้อนแรงดันนี้จะมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดจากค่า  $V_{GG-}$  เป็น  $V_{GG+}$  แต่กลับมีลักษณะเป็นเอ็กซ์โปเนนเชียล

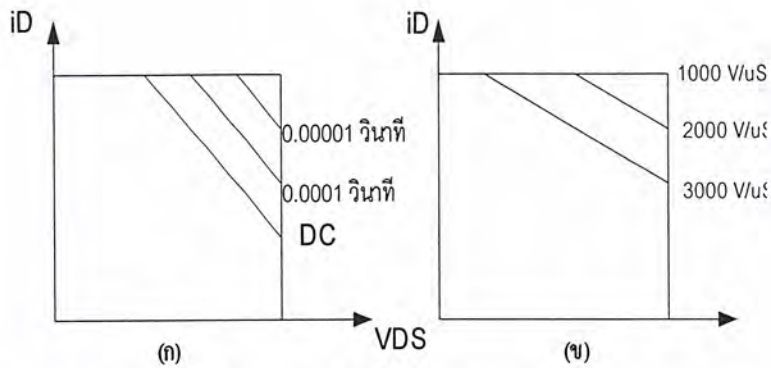
เหตุที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากผลการซาร์ทีประจุของตัวเก็บประจุระหว่างเกตกับซอร์สและเกตกับเดรนภายใน IGBT แรงดันที่ขาเดรนจะยังคงที่ในช่วงเวลาขาขึ้น ( $t_{ri}$ ) หรือในช่วงเวลาที่กระแสเดรนยังไม่ถึงค่ากระแสทำงาน ( $I_o$ ) หลังจากนั้นกระแสเดรนยังคงที่ แต่แรงดันจะตกลงสู่ค่า  $V_{DS(on)}$  โดยแบ่งช่วงเวลาลงเป็นสองช่วง คือช่วง  $t_{fv1}$  เป็นช่วงที่ทำงานอยู่ในย่านความต้านทานสูง ( $R_{channel}$ ) ส่วน  $t_{fv2}$  ช่วงที่ทำงานอยู่ในย่านความต้านทานต่ำ ( $R_{channel}$ )



รูปที่ 2-24 (ก) ลักษณะของกระแสและแรงดันขณะนำกระแส

(ข) ลักษณะของกระแสและแรงดันขณะหยุดนำกระแส

ในรูปที่ 2-24 (ข) จะเป็นรูปแสดงลักษณะของกระแสและแรงดันในช่วงเวลาที่ IGBT หยุดนำกระแส จะเห็นว่ากระแสเดรนยังคงที่อยู่ตลอดช่วงเวลาที่แรงดันขาเดรนเพิ่มขึ้น และมีเวลาลงของกระแสเดรนที่แตกต่างชัดเจนสองช่วง โดยช่วงแรก  $t_{fv1}$  จะเป็นช่วงหยุดนำกระแสของมอสเฟตภายใน IGBT และในช่วง  $t_{fv2}$  จะเป็นช่วงหยุดนำกระแสของทรานซิสเตอร์ที่เอ็นพี ซึ่งจะช้ากว่ามอสเฟต ทำให้ช่วงเวลานี้นานกว่าช่วงแรกและมีการสูญเสียกำลังงานมากในช่วงนี้



รูปที่ 2-25 (ก) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสตรง

(ข) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสกลับ

### 2.2.7 พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย

IGBT มีพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยทั้งในระหว่างการนำกระแสและหยุดนำกระแส โดยมีพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในขณะที่ไบแอสตรง (forward bias safe operating area : FBSOA) ที่กว้างมากเปรียบได้กับเกือบเป็นสี่เหลี่ยมสำหรับเวลาในการสวิตช์ที่สั้น ๆ แต่จะแคบลงเมื่อเวลาในการสวิตช์ยาวนานขึ้น ซึ่งถ้าเทียบกับเพาเวอร์มอสเฟตแล้ว IGBT จะทำงานในช่วงพื้นที่ที่กว้างกว่าเมื่อเวลาในการสวิตช์เท่ากัน

ในช่วงระหว่างเริ่มนำกระแสและขณะที่นำกระแสแล้ว จุดการทำงานของ IGBT จะต้องมีความเข้มของแรงดันและกระแสที่ขาเดรนอยู่ภายในพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในช่วงไบแอสเสมอ ดังแสดงในรูปที่ 2-25 (ก) หากไม่เช่นนั้นแล้วจะทำให้เกิดการเสียหายขึ้นที่ IGBT จากรูปพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยของ IGBT นี้จะแสดงถึงขีดจำกัดของกระแสเดรน, อัตราทันแรงดันไหลตรง และอุณหภูมิรอยต่อของ IGBT ตามลำดับ

สำหรับพื้นที่การทำงานปลอดภัยในช่วงไบแอสกลับ (reverse bias safe operating area : RBSOA) จะแตกต่างจากช่วงไบแอสตรง โดยในรูปที่ 2-25 (ข) จะแสดงค่าจำกัดของอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขาเดรนต่อเวลา ( $dv_{DS}/dt$ ) ซึ่งจะเกิดขึ้นในช่วงระหว่างหยุดนำกระแส แทนขีดจำกัดทางด้านอุณหภูมิรอยต่อ และจะมีพื้นที่แคบลงถ้า  $dv_{DS}/dt$  มีค่าสูงมากขึ้น ส่วนเหตุผลที่ถูกจำกัดโดยค่านี้เพราะไม่ต้องการให้เกิดการแลตซ์ขึ้นที่ IGBT

ค่า  $dv_{DS}/dt$  นี้จะผลโดยตรงกับช่วงเวลาการหยุดนำกระแส หมายความว่าถ้ามีอัตราการเปลี่ยนแปลงเร็วจะทำให้ช่วงเวลาการหยุดนำกระแสสั้น แต่ถึงอย่างนั้นขีดจำกัด  $dv_{DS}/dt$  ของ IGBT มีค่าสูงมาก เมื่อเทียบกับอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์ตัวอื่น ๆ ดังนั้นความจำเป็นในการใช้วงจร snubber เพื่อป้องกันการแลตซ์ก็ไม่จำเป็นต้องใช้ และการควบคุมค่า  $dv_{DS}/dt$  ที่เกิดขึ้นทำได้ง่ายขึ้นด้วยการออกแบบวงจรจับเกตที่มีค่าความต้านทานที่ต่อกับขาเกตและค่า VGG- ที่เหมาะสม

จากที่กล่าวมา คงพอจะทราบถึงแนวทางในการนำเอา IGBT ไปใช้งานได้ถูกต้องและมีประสิทธิภาพ เพราะถ้าไม่อย่างนั้นแล้วหากนำไปใช้งานอย่างสุ่ม ๆ จะเป็นผลเสียมากกว่าผลดี แล้วไปโทษว่าไม่เหมาะสมกับเทคโนโลยีใหม่

## 2.3 HV Floating MOS-Gate Driver ICs

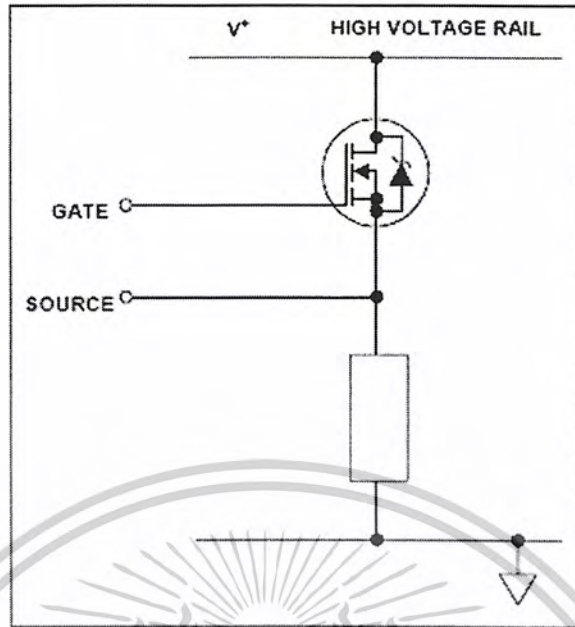


Figure 1. Power MOSFET in high side configuration

### รูปที่ 2-26 MOSFET ในด้านแรงดันสูง

#### 2.3.1. การกำหนดค่าต่างๆ ทางแรงดันสูง

การ Drive นี้ต้องมี Power Mosfet หรือ IGBT เป็น switching ซึ่งแรงดันที่ตกคร่อมขั้วของ Gate มีค่าน้อยมาก ซึ่งเราสามารถสรุปได้ดังนี้

1. แรงดันที่ขา Gate จะต้องมีแรงดันสูงกว่าขาเดรน 10 – 15 โวลต์
2. แรงดันที่ขา Gate จะถูกควบคุมด้วย logic
3. การสูญเสียของกำลังไฟฟ้าไม่มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบ

International Rectifier เป็นครอบครัวของ MOS – gate drive ซึ่งมีความสนใจที่ศึกษาและพัฒนาเกี่ยวกับการขับของอุปกรณ์ต่างๆ เช่น Power Mosfet หรือ IGBT ของทางด้าน High และ Low ซึ่งพวกเขาได้พัฒนาส่วนต่างๆ ที่ทำให้อุปกรณ์นั้นๆ มีการสวิตช์ ที่มีความเร็วและมีประสิทธิภาพ

#### 2.3.2. บล็อกไดอะแกรมของ IR2110

บล็อกไดอะแกรมของ IR2110 จะเห็นโครงสร้างต่างๆ ทั้งหมดของ MGDs (รูปที่ ) มันประกอบด้วยวงจร Drive เพื่อขับ Power transistor นอกจากนั้นยังมีแรงดันทางด้านสูง 1 channel และทางแรงดันด้านอินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

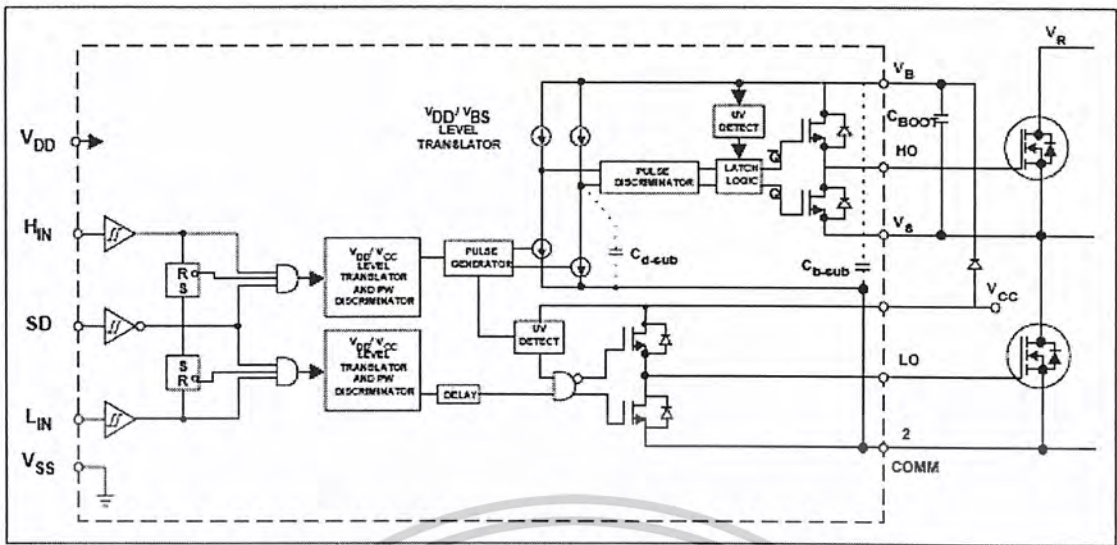


Figure 2. Block Diagram of the IR2110

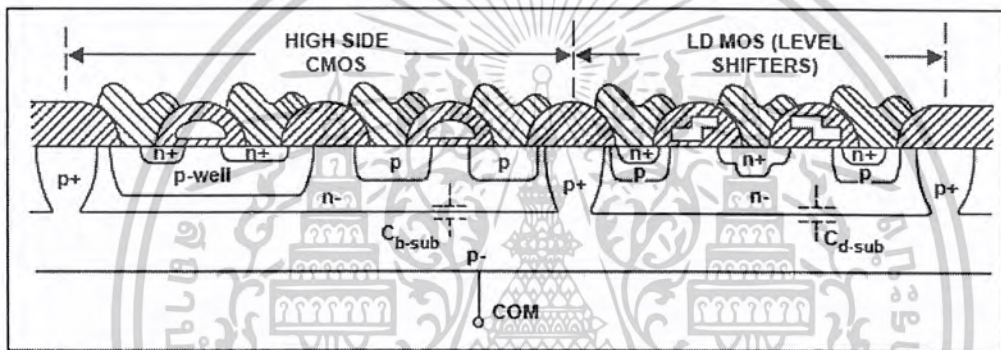


Figure 3. Silicon crosssection showing the parasitic capacitances.

รูปที่ 2-27 โครงสร้างของ IR2110

2.3.3. logic ของอินพุท

อินพุทประกอบด้วย 2 channel ซึ่งจะมี TTL/CMOS เป็นตัวควบคุม MGDS บางตัว (IR21X และ IR215X) มีอัตราส่วนที่เท่ากัน มีแหล่งจ่ายเป็น logic (3 ถึง 20 V) และมี Schmitt trigger buffer ต่ออยู่ทางด้านอินพุทและการสูญเสียทางด้านความร้อนประมาณ 10% ของ Vdd และทางด้านอินพุทขอขาขึ้นยาวนานมาก ส่วน MGDs ตัวอื่น ๆ (IR210X, IR212X, IR213X) มีการเปลี่ยนแปลงจาก logic จาก 0 ไปยัง logic 1 มีแรงดันระหว่าง 1.5-2 โวลต์ บาง MGDs สามารถขับ full 3 เฟส bridge บางตัวสามารถขับด้าน high ได้ด้านเดียว บางตัวสามารถขับได้ทั้งด้าน high และ Low MGDs บางตัวมี 2 drive channel ซึ่งทำงานเป็นคู่ เพราะฉะนั้นมันเป็นอิสระต่อกัน อินพุทจะถูกควบคุมโดยชุด drive และชุด dead time

ซึ่งทั้งหมดนี้มีความเกี่ยวข้องกับ dead time ทั้งหมด เราควรใช้ MGDs ให้ทำงานไม่พร้อมกัน เพราะถ้าทำงานพร้อมกันจะทำให้อุปกรณ์เสียหาย ซึ่งชุด drive จะมี relay เล็กน้อยซึ่งเป็นตัว dead time การเพิ่ม delay ระหว่างอินพุทและ gate drive ของ output ซึ่ง output จะมี 2 channel จะมีการ turn on 120 ns และมีการ turn off 95 ns กับอุณหภูมิที่เหมาะสม การหยุดทำงานของระบบเราต้องจ่าย logic 1

ให้กับอินพุท หลังจากสัญญาณเคลียร์ระบบหยุดการทำงานแล้ว สัญญาณจากอินพุททั้งคู่ จะมีสัญญาณรบกวนเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้เข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กวนอยู่สูง เพราะฉะนั้นเราต้องต่อกราวด์อ้างอิงของแหล่งจ่าย ( Vss ขา13 ) สัญญาณรบกวนจะแกว่งประมาณ  $\pm 5$  V กับกราวด์ ( COM ) รูปแบบของมินคัลยหินครอบบนกำแพง

### 2.3.4.channel ด้าน Low

ชั้นเอาต์พุตของ MOSFETs จะมี 2 N Channel ในโครงสร้างของ MOSFETs หรือมี N Channel และ P Channel ของ CMOS MOSFETs มีกระแสเทพประมาณ 0.12 – 2 A

ในสภาวะแรงดันต่ำจะทำให้ Channel นั้นจะมีความปลอดภัยสูง ถ้า Vcc ต่ำกว่าค่าที่กำหนดไว้ สัญญาณพัลส์ทุกสัญญาณป้อนให้กับอินพุตทางด้าน Low เหมือนกัน จะทำให้ทรานซิสเตอร์เกิดการดำเนินงาน ซึ่งการทำงานนี้จะแตกต่างกับ Channel ด้าน high

### 2.3.5. Channel ด้าน High

Channel ด้าน High จะสร้างมาจาก “ Isolation tub ” ซึ่งสามารถทนแรงดันได้ 500 หรือ 600 ถึง -5 V และกราวด์ ( COM ) ส่วนขาที่ลอยอยู่คือขา Vs ซึ่งแรงดันแรงดันที่ถูกสร้างขึ้นมานี้เรียกว่า VB ขาของ source นี้จะอยู่ทางด้าน high ของอุปกรณ์ แหล่งจ่ายที่แยกออกจากกัน โดยเราต้องต่อขา Vs ทางด้านสูง

แหล่งจ่ายที่แยกออกจากกันนี้เราเรียกว่า Vs และ Switch ที่อยู่ด้าน output อยู่ระหว่างบวกของแหล่งจ่ายกับกราวด์ของอินพุตและมีส่วนหนึ่งที่มีความสำคัญต่อ MOS-gate transistor คือตัวเก็บประจุที่อินพุตมันทำงานโดยแหล่งจ่ายโดยจะทำการ charge ที่ gate ซึ่งเป็นกระแสต่อเนื่อง ซึ่งค่าด้านสูงจะใช้ขั้วอุปกรณ์หม้อแปลงที่แยกกราวด์นี้จะแทนที่ตัวเก็บประจุ

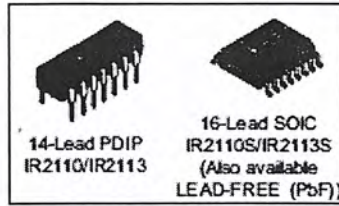
#### คุณสมบัติ MGDs

1. การทำงานสูงสุดสามารถทนแรงดันได้ 500-600 โวลต์ และสามารถทนแรงดันที่เกิดขึ้นทันทีทันใด หรือ dv/dt ได้
2. แรงดันเอาต์พุตมีค่า 10-20 V
3. แรงดันอินพุตเปลี่ยนค่าได้ 3.3-20 V และมี ground offset =  $\pm 5$  V
4. อินพุตเป็นแบบ Schmitt-triggered กับ pull -down
5. เอาต์พุตทั้งสองมี delay ที่เหมาะสมซึ่งกันและกัน
6. ช่วงขอบขาลงของแต่ละ cycle จะทำให้ logic หลุดการทำงาน

IR2110 คือ อุปกรณ์ที่มีแรงดันสูงจะขับพวกอุปกรณ์ต่างๆ เช่น MOSFET กำลังและ IGBT ซึ่งแยกกันของเอาต์พุตทั้งสองมีด้านต่ำกับด้านสูง Logic ของอินพุตกับ CMOS หรือ LSTTL ของทางด้านอินพุตจะมีความสัมพันธ์กัน แรงดันทางด้านอินพุต การขับเอาต์พุตมีลักษณะเฉพาะคือ มีกระแสที่สูง cross conduction ต่ำสุด การเพิ่มช่วง delay ให้เหมาะสมกัน ทำให้ได้ความถี่ที่สูงในการนำไปประยุกต์ใช้งาน Channel ที่ลอยอยู่ สามารถใช้ขั้วมอสเฟตกำลังชนิด N Channel หรือ IGBT ที่มีการทำงานแรงดันสูง 500-600 V ดังรูปที่2-28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Packages



รูปที่ 2-28 รูปร่างของ IR2110

- $V_{\text{OFFSET}} = 500\text{V}$
- $V_{\text{OUT}} = 10\text{-}20\text{V}$
- $t_{\text{ON}}/t_{\text{OFF}}(\text{typ}) = 120$  และ  $94\text{ ns}$
- เวลาหน่วงสูงสุดเท่ากับ  $10\text{ns}$

### 2.4 การออกแบบฟิลเตอร์กรองผ่านความถี่ต่ำ

ในการออกแบบฟิลเตอร์กรองผ่านความถี่ต่ำ (Low pass Filter) เพื่อที่จะกรองผ่านแรงดันที่ความถี่ใช้งานที่ 50 เฮิร์ต (Fundamental Component) ส่งไปยังด้านเอาต์พุตเราจะกำหนดเงื่อนไขของสมการเพื่อที่จะใช้ในการออกแบบฟิลเตอร์โดยจะกำหนดให้

$$\omega L \ll R_L \ll \frac{1}{\omega C} \quad (2-1)$$

$$\frac{1}{\omega C} \ll R_L \ll \omega S L \quad (2-2)$$

เมื่อ  $\omega = 2\pi f$  และ  $\omega_S = 2\pi f_S$  ซึ่งเป็นค่าความถี่เชิงมุมของแรงดันด้านอินพุต และค่าความถี่เชิงมุมของการสวิตซ์ซิ่ง (Switching frequency) ของวงจรถอเข้าเปอร์ ตามลำดับ ในการกำหนดค่าเฉลี่ยของส่วนประกอบความถี่ใช้งานที่ 50 เฮิร์ต ซึ่งส่วนใหญ่จะถูกส่งผ่านไปยังโหลดด้านเอาต์พุต คือ โหลด  $R_L$  และส่วนประกอบของฮาร์โมนิกส์ (Harmonics Component) ซึ่งจะไม่ถูกส่งผ่านไปยังโหลดด้านเอาต์พุต โดยที่แรงดันด้านอินพุตที่จ่ายให้วงจรถอเข้าเปอร์ ถูกกำหนดให้เป็นไปตามสมการต่อไปนี้

$$v_S(t) = \sqrt{2} V_S \cos(\omega t) \quad (2-3)$$

เมื่อ  $V_S$  คือ ค่า RMS ของแรงดันด้านอินพุต โดยที่สวิตซ์ซิ่งฟังก์ชัน (Switching function) หาได้จากสมการดังต่อไปนี้ คือ

$$S(\omega_S t) = D + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2 \sin(kD\pi)}{k\pi} \cos(k\omega_S t) \quad (2-4)$$

เมื่อ  $D$  คือ ค่า ดิวตี้เรโซ ซึ่งค่าของ แรงดัน PWM  $v_r(t)$  หาได้จากการใช้สมการ (3.3) และ (3.4)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_r(t) = S(\omega_s t) v_s(t) \\ = \sqrt{2} D V_S \cos(\omega t) + V_{rk} \cos[(k\omega_s \pm \omega)t] \quad (2-5)$$

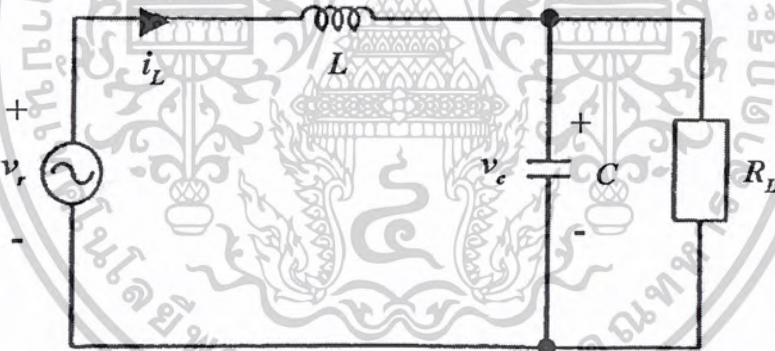
เมื่อ  $S(\omega_s t)$  คือ สวิตช์ซิงฟังก์ชัน,  $k$  คือ ค่าอันดับที่ของฮาร์โมนิกส์ (Order of harmonics Component) และ  $V_{rk}$  คือ ค่าแรงดัน RMS ของส่วนประกอบฮาร์โมนิกส์ ของแรงดัน PWM  $V_{rk}$  หาได้จากสมการดังต่อไปนี้ คือ

$$V_{rk} = \frac{V_s \sin(Dk\pi)}{k\pi} \quad (2-6)$$

การใส่ฟิลเตอร์ทางด้านเอาต์พุตจะช่วยลดฮาร์โมนิกส์ ซึ่งมาจากผลของกระแสที่เกิดตัวเหนี่ยวนำ และแรงดันเอาต์พุตที่ตัวเก็บประจุ โดยที่ผลรวมของตัวประกอบความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ (Total Harmonics distortion factor : THD) จะถูกนิยามได้ด้วยสมการเป็นดังต่อไปนี้

$$THD_v = \frac{100}{V_{ef}} \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} V_{ck}^2} [\%] \quad (2-7)$$

$$THD_i = \frac{100}{I_{Lf}} \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_{Lk}^2} [\%] \quad (2-8)$$



รูปที่ 2-29 รูปวงจรมูลของวงจรเอชอปเปอร์

เมื่อ  $f$  คือ ค่าองค์ประกอบที่ความถี่ใช้งาน,  $V_{cf}$  และ  $V_{ck}$  คือ ขนาดของค่าของส่วนประกอบความถี่ใช้งานที่ 50 เฮิรต์ และส่วนประกอบฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุต  $v_c$ ,  $I_{Lf}$  และ  $I_{Lk}$  คือ ขนาดของค่าของส่วนประกอบความถี่ใช้งานที่ 50 เฮิรต์ และส่วนประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแสจากตัวเหนี่ยวนำ  $i_L$  ตามลำดับ จากวงจรมูลของวงจรเอชอปเปอร์ ดังแสดงในรูปที่ 2-69 ทำให้สามารถหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของแรงดันเอาต์พุต  $V_c(s)$  ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับแรงดัน PWM  $V_r(s)$  ซึ่งจะหาได้จาก

$$\frac{V_c(s)}{V_r(s)} = \frac{R_L}{sL + (1 + s^2 LC)R_L} \quad (2-9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหาค่าของแรงดันที่ความถี่ใช้งานที่ 50 เฮิรต์  $V_{cf}$  ของแรงดันเอาต์พุต  $v_c$  หาได้โดยวิธีการประมาณค่าสมมติให้สมการ (3.1) เป็นไปตามสมการดังต่อไปนี้

$$V_{cf} = \frac{R_L DV_s}{\sqrt{\omega^2 L^2 + (1 - \omega^2 LC)^2 R_L^2}} \approx DV_s \quad (2-10)$$

และจากสมการ (3.2) และให้  $k\omega \pm \omega \approx k\omega_s$ , ส่วนประกอบฮาร์โมนิกส์ของแรงดัน  $V_{ck}$  ของแรงดันเอาต์พุตมีค่าโดยประมาณได้ดังนี้คือ

$$V_{ck} \approx \frac{\sqrt{2} R_L V_{ck}}{\sqrt{k^2 \omega_s^2 L^2 + (1 - k^2 \omega_s^2 LC)^2 R_L^2}} \approx \frac{\sqrt{2} V_{ck}}{k^2 \omega_s^2 LC} \quad (2-11)$$

จากสมการ (3-10) และ (3-11)  $THD_v$  จะหาได้จาก

$$THD_v \approx \frac{100\sqrt{2}}{\pi \omega_s^2 LC} TH_1 \quad (2-55)$$

เมื่อ

$$TH_1 = \frac{1}{D} \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin^2(kD\pi)}{k^6}} \quad (2-12)$$

ดังนั้นผลรวมของตัวประกอบความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกส์  $THD_v$  ของแรงดันเอาต์พุต  $v_c$  จะขึ้นอยู่กับโหลดความต้านทาน  $R_L$  อย่างไรก็ตามตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ จะมีผลอย่างมากต่อ  $THD_v$ , ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของกระแสของตัวเหนี่ยวนำ  $I_L(s)$  ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับแรงดัน PWM  $V_r(s)$  หาได้จาก

$$\frac{I_L(s)}{V_r(s)} = \frac{1 + sCR_L}{sL + (1 + s^2 LC)R_L} \quad (2-13)$$

การหาค่าของกระแสที่ความถี่ใช้งานที่ 50 เฮิรต์  $I_{Lf}$  ได้โดยวิธีการประมาณค่าสมมติให้สมการ (3.1) เป็นไปตามสมการดังต่อไปนี้ ส่วนประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแส  $I_{Lk}$  ของกระแสตัวเหนี่ยวนำหาโดยวิธีการประมาณค่าได้ดังต่อไปนี้

$$I_{Lf} = \frac{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R_L^2}}{\sqrt{\omega^2 L^2 + (1 - \omega^2 LC)^2 R_L^2}} DV_s \approx \frac{DV_s}{R_L} \quad (2-14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{Lk} \approx \frac{\sqrt{2}V_n}{k\omega_s L} \quad (2-59)$$

จากสมการ (3.15) และ (3.16) ผลรวมของตัวประกอบความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกส์  $THD$ , หาได้จาก

$$THD_i \approx \frac{100\sqrt{2}R_L}{\pi\omega_s L} TH_2 \quad (2-15)$$

เมื่อ

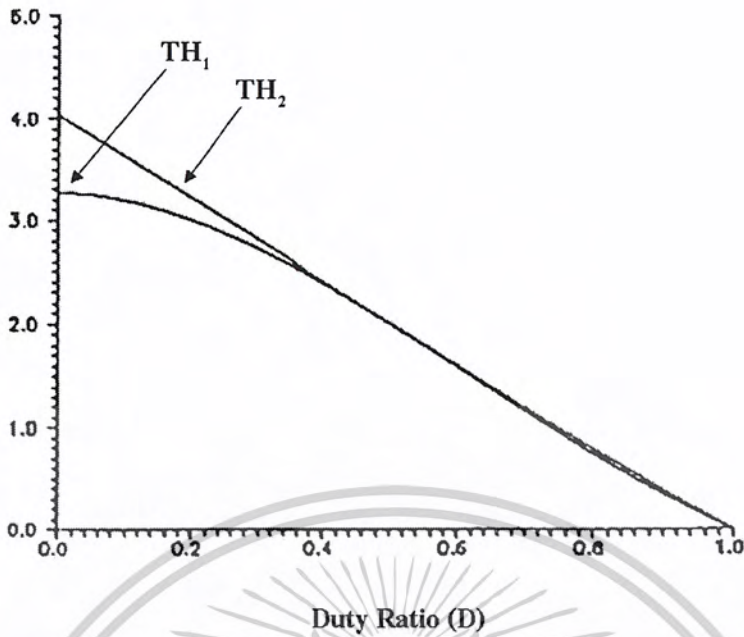
$$TH_2 \approx \frac{1}{D} \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin^2(kD\pi)}{k^4}} \quad (2-16)$$

ดังนั้นผลรวมของตัวประกอบความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกส์  $THD$ , ของกระแสตัวเหนี่ยวนำจะไม่ได้ขึ้นอยู่กับตัวเก็บประจุ  $C$  ทางด้านเอาต์พุต โดยที่ค่าพารามิเตอร์ของตัวฟิลเตอร์สามารถที่จะออกแบบให้สอดคล้องกับค่า  $THD$  ที่ต้องการใช้ในระบบโดยใช้สมการที่ (3.13) และ (3.18) ขนาดของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุจะหาได้โดยใช้สมการดังต่อไปนี้

$$L = \frac{100\sqrt{2}R_L}{\pi\omega_s} \frac{TH_2}{THD_i} \quad (2-17)$$

$$C = \frac{100\sqrt{2}}{\pi\omega_s^2 L} \frac{TH_1}{THD_i} \quad (2-18)$$

การแทนค่าเชิงตัวเลขเพื่อคำนวณค่าของ  $TH_1$  และ  $TH_2$  ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับค่าคิวดีเรโซ  $D$  ที่ใช้ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุแสดงในรูปที่ 3-33



รูปที่ 2-30 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวตรีโกณมิติกับค่า  $TH_1$  และ  $TH_2$

การใช้วงจรเอชอปเปอร์ซิงคัลกลับขั้วได้สำหรับปรับสภาพแรงดันไฟฟ้าดังในรูปที่ 3-34 แรงดันเอาต์พุตจะถูกควบคุมผ่านทางหม้อแปลงชดเชยแรงดันที่ต่ออนุกรมกับแรงดันทางด้านอินพุต  $v_s$  ซึ่งเราจะได้ค่าเฉลี่ยโมเดลเบื้องต้นของช่วงเวลาของการแซมปลิง (Sampling period) ค่าแรงดัน ของส่วนประกอบฮาร์โมนิกส์ของแรงดัน PWM  $v_r$  จะถูกตัดทิ้งไปดังนั้นจะได้สมการดิฟเฟอเรนเชียล (Differential Equations) ของระบบเป็นดังต่อไปนี้

$$L \frac{di_i(t)}{dt} = DV_o - v_c(t) \quad (2-19)$$

$$C \frac{dv_c(t)}{dt} = i_i(t) - n \frac{v_o(t)}{R_L} \quad (2-20)$$

$$v_o(t) = v_{com}(t) + v_r(t) \quad (2-21)$$

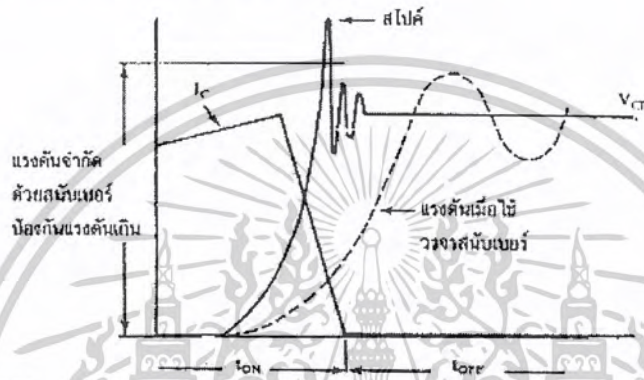
$$v_{com}(t) = n v_c(t) \quad (2-22)$$

เมื่อ  $v_{com}(t)$  คือค่า แรงดันชดเชย และ  $n$  คือค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงชดเชย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.5 วงจร snubber เบอร์ ( Snubber Circuit )

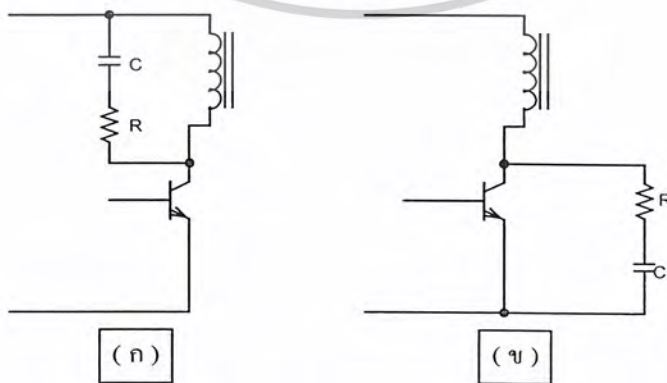
วงจร snubber เบอร์เป็นส่วนจำเป็นและใช้ควบคู่ไปกับการใช้งานอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งเพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเกิดความเสียหายที่จะเกิดกับอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง ในวงจรขณะทำงานปกติวงจร snubber เบอร์อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ (1) วงจร snubber เบอร์ช่วงหยุดนำกระแส ( turn – off Snubber) และ (2) วงจร snubber เบอร์ป้องกันแรงดันเกิน (clamp snubber) การใช้ อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งเป็นสวิตซ์ในวงจรจะพบปัญหาที่สำคัญอยู่ 2 ประการคือ การเกิดการสูญเสียช่วงหยุดนำกระแสเนื่องจากแรงดันตกคร่อมที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วและยังคงมีกระแสไหลอยู่ แรงดันสไปรท์เกิดขึ้นเนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำแฝงที่เกิดขึ้นในสายไฟของวงจรและค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง สวิตซ์ซิ่งหรือ ไซค์



รูปที่ 2-31 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของอุปกรณ์สวิตซ์ซิ่ง

### 2.5.1 วงจร snubber เบอร์ช่วยหยุดนำกระแส

วงจร snubber เบอร์ช่วยหยุดนำกระแสและช่วยหน่วงการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์สวิตซ์ซิ่ง เมื่อเริ่มหยุดนำกระแสให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ในขณะที่กระแสไหลผ่านอุปกรณ์สวิตซ์ซิ่ง ยังมีค่ามาก (เส้นประในรูปที่ 2-31 ) ทำให้เกิดการสูญเสียของอุปกรณ์สวิตซ์ซิ่งในช่วงนี้ลดลงได้ การต่อวงจร snubber เบอร์ช่วยหยุดนำกระแสที่นิยมใช้อาจทำได้ดังรูปที่ 2-32

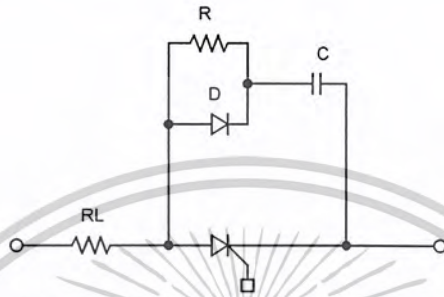


รูปที่ 2-32 แสดงลักษณะที่เป็นไปได้ในการต่อวงจร snubber เบอร์ RC ช่วงหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.5.2 วงจรสแนบเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

การเกิดสไปรท์ขณะที่อุปกรณส์วิตซ์ซึ่งเริ่มหยุดนำกระแส อาจทำให้เกิดการเสียหายขึ้นที่อุปกรณส์วิตซ์ซึ่งได้ เนื่องจากสไปรท์ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวมันมีค่าสูงขณะที่มีกระแสไหล มีผลทำให้อุปกรณส์วิตซ์ซึ่งทำงานเกินกำลังจากพิคคัลลอคคัยของมัน วงจรสแนบเบอร์ป้องกันแรงดันเกินจะทำหน้าที่หยุดแรงดันสไปรท์ที่เกิดขึ้นไม่ให้มีค่าเกินพิคคัลลอคคัยของอุปกรณส์วิตซ์ซึ่ง การต่อสแนบเบอร์ป้องกันแรงดันเกินที่นิยมใช้ทั่วไปมีดังรูปที่ 2-33



รูปที่ 2-33 วงจรสแนบเบอร์อย่างง่ายสำหรับอุปกรณส์วิตซ์ซึ่ง

### 2.5.3 การคำนวณค่า RC snubber

จากวงจรค่าเวลาคงที่เนื่องจากค่า  $R_L$  และ  $C$  ซึ่งจะเป็นตัวพิจารณาอัตราการเพิ่มขึ้นของแรงดันขณะหยุดจ่ายแรงดันให้กับอุปกรณส์วิตซ์ซึ่ง โดยที่  $R_L$  คือค่าความต้านทานโหลดต่ำสุดไม่ว่าจะเป็นโหลดไฟหรือขดลวดความร้อนขดลวดความต้านทานของมอเตอร์หรือขดลวดไพรมารีของหม้อแปลงไฟฟ้าโดยมีค่าความต้านทาน  $R$  เป็นตัวจำกัดกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณส์วิตซ์ซึ่งขณะนำกระแสโดยการดิสชาร์จผ่าน  $C$  สำหรับไดโอดนั้น จะเป็นตัวลัดวงจรค่าความต้านทาน  $R$  ในจังหวะแรงดันที่จ่ายให้กับอุปกรณส์วิตซ์ซึ่งมีค่าเพิ่มขึ้นอาจจะเป็นจังหวะที่หยุดจ่ายแรงดันพอดีหรือแรงดันที่อัตราเพิ่มขึ้นในปริมาณที่สูงในระยะเวลาที่สั้นจากผลกระทบต่อโหลดภายนอก แต่ไดโอดนี้ไม่สามารถจะละออกไปได้หากค่าความต้านทาน  $R$  มีค่าน้อยกว่าหรือมีค่าเท่ากับความต้านทานโหลด  $R_L$  และสำหรับวงจรที่ใช้ไทรแอกเป็นอุปกรณส์วิตซ์ซึ่งไดโอดจำเป็นต้องเปลี่ยนเป็น บริดจ์ไดโอดเสียก่อน

ค่าตัวเก็บประจุสามารถคำนวณได้จากสูตร

$$C = \frac{I_{p(pk)} T_{off}}{2V_{in(max)}} \quad (2-19)$$

สำหรับค่าความต้านทาน  $R$  สามารถคำนวณได้จาก

$$R = T_{ON} / (2*3C) \quad (2-20)$$

$$P_O = C*(2V_{in})^2/2T \quad (2-21)$$

เมื่อ  $I_{p(pk)}$  คือ กระแสโหลดสูงสุดที่ไหลผ่านมอสเฟต

$T_{ON}, T_{OFF}$  คือ ค่าพารามิเตอร์ของมอสเฟต (เปิดจาก Data Sheet)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

T คือ คาบเวลาที่มอสเฟททำงานมีค่าเท่ากับ ( $1/f_s$ )

สำหรับเลขแฟคเตอร์ 0.5 ที่ใส่เข้าไปในสมการนั้นเพื่อไว้ก่อนเพื่อความปลอดภัยและอย่าลืมคำนวณค่าอัตราทรานส์กึ่งของค่าความต้านทาน R ด้วย ส่วนการเลือกใช้ไดโอดให้เลือกใช้พิกัดเดียวกับอุปกรณ์สวิทซ์ซึ่ง แต่ควรเพื่อให้อัตราทดได้ของกระแสสูงสุดสูงกว่า  $I_L$  ประมาณ 2-3 เท่าเพราะว่าไดโอดจะนำกระแสในช่วงเวลาสั้นๆ ขณะที่อุปกรณ์สวิทซ์ซึ่งหยุดนำกระแสอาจเกิดความเสียหายได้ หากเกิดความเครียดที่รอยต่อมากเกินไป



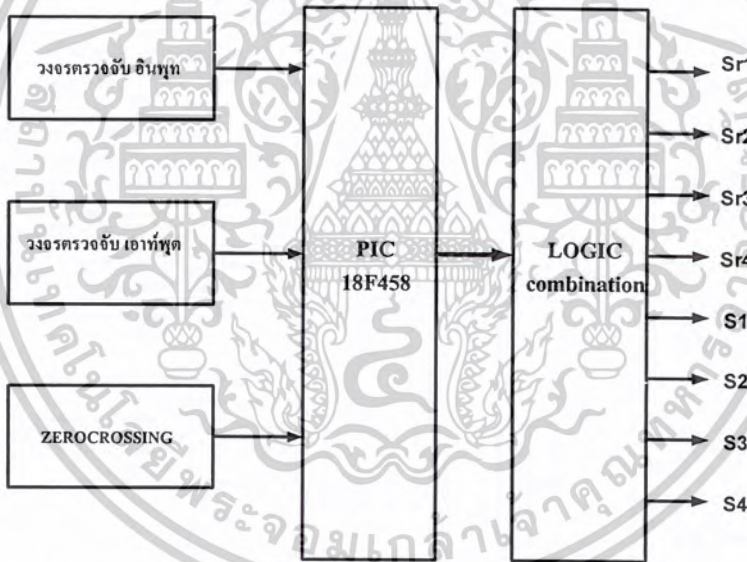
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีก้ารนำไปใช้

## บทที่ 3

### หลักการงานและการออกแบบวงจร

#### 3.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นการอธิบายการทำงานในส่วนต่างๆของวงจรเอชไอซีชอปเปอร์ซันดิคกลับขั้วได้เพื่อปรับสภาพแรงดันไฟฟ้า โดยจะเป็นการอธิบายหลักการงานของวงจรเอชไอซีชอปเปอร์ซันดิคกลับขั้วได้ซึ่งจะประกอบไปด้วยโหมดการทำงาน 3 โหมดที่แตกต่างกันคือโหมดแอกทีฟ โหมดบายพาส โหมดฟรีวีลลิ่ง ทิศทางการไหลของกระแสที่ไหลในวงจรเพื่อนำไปใช้ในการประยุกต์ใช้ในการปรับสภาพแรงดันไฟฟ้า การออกแบบตัวฟิลเตอร์กรองผ่านความถี่ต่ำเพื่อทำหน้าที่กรองส่วนประกอบฮาร์โมนิกส์ไว้และส่งผ่านเฉพาะส่วนประกอบความถี่ใช้งานไปยังโหลด การทำงานของวงจรเอชไอซีชอปเปอร์ซันดิคกลับขั้วได้เพื่อปรับสภาพแรงดันไฟฟ้าในการทำงานที่เกิดขึ้น 3 กรณีคือ กรณีที่แรงดันที่โหลดมีค่าต่ำกว่า 220 โวลต์, กรณีที่แรงดันที่โหลดมีค่ามากกว่า 220 โวลต์ และกรณีที่แรงดันที่แหล่งจ่ายเท่ากับ 220 โวลต์ การออกแบบการควบคุมแบบป้อนกลับดังมีบล็อกแสดงดังรูปที่ 3-1และในโพลวชาร์ตดังในรูปที่ 3-2



รูปที่ 3-1 แสดงบล็อกของวงจรควบคุม

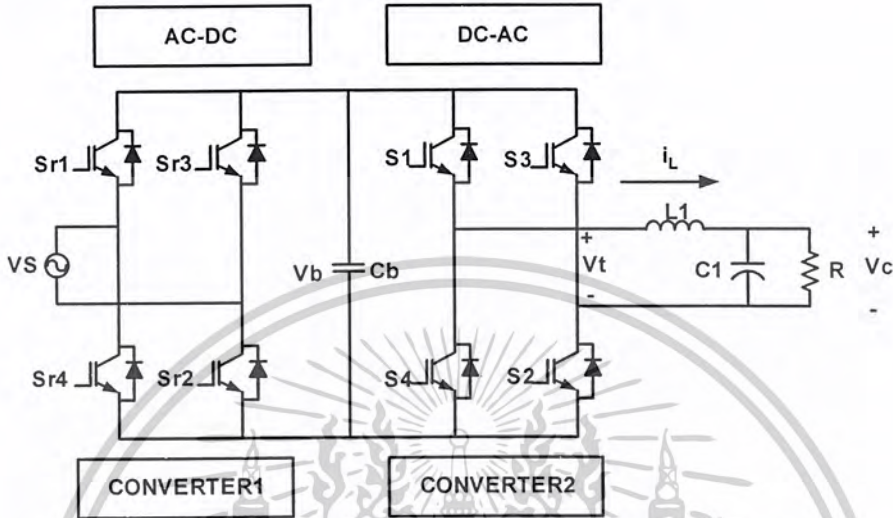
การออกแบบวงจรเพื่อให้ได้มาซึ่งการควบคุมตามที่ต้องการ โดยจะเริ่มจากการสร้างวงจรตรวจ จับระดับแรงดันเพื่อใช้ในการตรวจจับระดับแรงดันเอชไอซีชอป วงจรควบคุมการกลับเฟสสัญญาณที่ใช้ในการกลับขั้วแรงดัน วงจรสร้างสัญญาณ PWM ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตที่สามารถปรับคิวดัซไกเกิดได้แล้วนำสัญญาณนี้ไปทำให้เป็นสัญญาณ 2 สัญญาณที่มีเฟสตรงกันข้ามกันและมีช่วงเวลาตายของสัญญาณ (Dead time) ซึ่งกันและกันก่อนที่จะนำสัญญาณที่ได้นี้ไปรวมกับสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 50 เฮิร์ตที่มีเฟสตรงกันกับแหล่งจ่ายไฟของการไฟฟ้าเพื่อให้ได้เอาท์พุทออกมาและนำเอาท์พุทนี้ไปเข้าวงจรขับเกทและแยกกราวด์เพื่อนำไปสั่งให้มอส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### 3.2 หลักการทำงานของวงจรเอชไอพีเออร์ชนิดกลับขั้วได้

ส่วนวงจรสวิตช์กำลังได้มีการใช้งานในแบบของวงจรสวิตช์ทางเดียวโดยใช้ IGBT เป็นอุปกรณ์สวิตช์ หลักการทำงานต้นเบื่องของวงจรเอชไอพีเออร์ชนิดกลับขั้วได้ ที่นำมาประยุกต์ใช้เป็นเครื่องรักษาระดับแรงดันซึ่งลักษณะของวงจรที่นำมาใช้งานคือ



รูปที่ 3-3 รูปวงจรถ่ายเอชไอพีเออร์ชนิดกลับขั้วได้ที่ใช้สร้างแรงดันชดเชย

- ชุดคอนเวอร์เตอร์ 1 ที่ใช้ IGBT ชนิดที่มี ฟรีวีลิ่งไดโอด (Freewheeling Diode) ต่ออยู่ด้วยภายในตัวต่อวงจรกันแบบ บริดจ์โดยวงจรในส่วนของ คอนเวอร์เตอร์ 1 นี้จะทำหน้าที่อยู่ 2 อย่างคือ ทำหน้าที่ในการเรียงกระแส แรงดันกระแสสลับเป็นกระแสตรง โดยผ่านทางไดโอด และทำหน้าที่ในการรีเจนเนอเรทีฟ คืนพลังงานจากโหลดคืนกลับไปยังด้านอินพุตโดยผ่านทาง IGBT ในกรณีของโหลด R – L

- ชุดตัวเก็บประจุสนับสนุนเบอร์เป็นตัวป้องกันแรงดันเกินที่เกิดจากผลของ  $V_L = L_s \frac{di_L}{dt}$  ซึ่งจะทำให้เกิดแรงดันสไปร์ทแรงสูงเกิดขึ้นจากการเทิร์นออฟ (การเปิดวงจรของสวิตช์) จากคอนเวอร์เตอร์ 2 โดยที่ตัวเก็บประจุสนับสนุนเบอร์จะทำหน้าที่ในการขลิบแรงดันสไปร์ทไว้ไม่ให้เกินพิกัดที่ IGBT ทนได้

- ชุดคอนเวอร์เตอร์ 2 ที่ใช้มอสเฟตกำลังแบบเดียวกันต่อวงจรกันแบบฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ โดยวงจรในส่วนของ ชุดคอนเวอร์เตอร์ 2 นี้จะทำหน้าที่อยู่ 2 อย่างคือ ทำหน้าที่ในการกลับขั้วแรงดันและเปลี่ยนแรงดันจากกระแสตรงเป็นกระแสสลับ โดยที่จะทำโดยใช้การสับแบบ PWM แรงดันทางด้านเอาท์พุทสามารถกลับขั้วแรงดันกับด้านอินพุตได้ และทำหน้าที่ในการรีเจนเนอเรทีฟพลังงานจากโหลดคืนกลับไปยังอินพุตในกรณีของโหลด R – L โดยผ่านทางไดโอด

- ชุด L – C Filter ทำหน้าที่ในการกรองแรงดันเอาเฉพาะในส่วนของแรงดันที่ความถี่ใช้งานที่ 50 เฮิร์ต (Fundamental) ให้ส่งผ่านไปยังด้านโหลดแต่เพียงอย่างเดียว โดยที่ส่วนประกอบฮาร์โมนิกส์จะกำจัดออกไป

จากรูปที่ 3-3 รูปวงจรถ่ายเอชไอพีเออร์ชนิดกลับขั้วได้ที่ใช้สร้างแรงดันชดเชยแรงดันในส่วนต่างๆ ภาย

ในวงจรจะมี เอกสารเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- แรงดัน  $v_s$  เป็นแรงดันทางด้านอินพุต

- แรงดัน  $v_b$  เป็นแรงดันที่ได้จากการการเรียงกระแสแรงดันด้านอินพุต ( $v_s$ ) โดยไดโอด ชุต คอนเวอเตอร์ 1

- แรงดัน  $v_r$  เป็นแรงดัน PWM ที่ได้จากการการสับที่ความถี่ที่สูง 20 กิโลเฮิร์ตโดย ชุต คอนเวอเตอร์

2  
- แรงดัน  $v_c$  เป็นแรงดันที่ได้จากการผ่าน L-C Filter ภายหลังจากการ สับที่ความถี่ที่สูง 20 กิโลเฮิร์ต โดย ชุต คอนเวอเตอร์ 2

โดยที่การทำงานในส่วนของ คอนเวอเตอร์ 2 นี้ซึ่งมันจะสามารถกลับขั้วของแรงดันทางด้านเอาต์พุต กับด้านอินพุตได้จากหลักการดังกล่าวข้างต้นนี้เอง เราจึงนำเอาวงจรนี้มาใช้ในการสร้างแรงดันเสริมใน กรณีที่แรงดันทางด้านอินพุตมีค่าต่ำกว่า 220 โวลต์ และ สร้างแรงดันหักล้างใน กรณีที่แรงดันทางด้านอินพุตมีค่าสูงกว่า 220 โวลต์ ซึ่งในที่นี้จะยังไม่อธิบายในเนื้อหาในส่วนนี้ ซึ่งในการทำงานของ ชุต คอนเวอเตอร์ 2 นี้จะสามารถพิจารณาวิเคราะห์การทำงาน ที่เกิดขึ้นเนื่องจากผลของโพลที่ต่ออยู่ในวงจร เพราะโพลที่ต่ออยู่ในวงจรจะส่งผลต่อการทำงานของวงจร ซึ่งรูปแบบการทำงานของวงจรจะพิจารณาผลของโพลที่ใช้ 2 แบบคือ โพล R และ โพล R - L ซึ่งจากผลของโพลที่แตกต่างกัน นี้จะส่งผลต่อการทำงานของวงจรซึ่งสามารถสรุปการทำงานที่เกิดจากโพลได้ดังนี้คือ

- กรณีของโพล R คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลอยู่ในวงจรจะมีเฟสตรงกัน (in phase) กับแรงดัน ไฟฟ้าทางด้านอินพุตซึ่งในที่นี้คือ  $i_L$  เฟสตรงกับ  $v_s$

- กรณีของโพล R - L คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลอยู่ในวงจรจะล่าหลัง (lagging) กับแรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุต ซึ่งในที่นี้คือ  $i_L$  ล่าหลัง  $v_s$

และผลของการทำงานในส่วนของขั้วแรงดันที่สามารถควบคุมการทำงานได้ ซึ่งเราสามารถแบ่งการทำงานออกได้เป็น 2 รูปแบบคือ

- กรณีที่แรงดันทางด้านอินพุต ( $v_s$ ) มีเฟสตรงกัน กับแรงดันทางด้านเอาต์พุต ( $v_c$ )

- กรณีที่แรงดันทางด้านอินพุต ( $v_s$ ) ต่างเฟสกัน 180 องศา ( Out of phase) กับแรงดันทางด้านเอาต์พุต ( $v_c$ )

เมื่อเรานำผลของโพลและขั้วของแรงดันทางด้านอินพุตกับด้านเอาต์พุตมาพิจารณาร่วมกันครบองค์ประกอบที่เกิดขึ้นจะสามารถแยกรูปแบบการทำงานทั้งหมดที่เกิดขึ้นได้เป็น 4 รูปแบบคือ

1) กรณีของโพล R กระแสไฟฟ้าที่ไหลอยู่ในวงจรจะมีเฟสเดียวกับแรงดันซึ่งในที่นี้คือ  $i_L$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_s$  โดยที่แรงดันทางด้านอินพุต ( $v_s$ ) มีเฟสตรงกันกับแรงดันทางด้านเอาต์พุต ( $v_c$ )

$i_L$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_s$  ,  $v_s$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_c$  และ  $i_L$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_c$

2) กรณีของโพล R - L กระแสไฟฟ้าที่ไหลอยู่ในวงจรจะล่าหลังกับแรงดันซึ่งในที่นี้คือ  $i_L$  ล่าหลัง  $v_s$  โดยที่แรงดันทางด้านอินพุต ( $v_s$ ) มีเฟสตรงกันกับแรงดันทางด้านเอาต์พุต ( $v_c$ )

$i_L$  ล่าหลัง  $v_s$ ,  $v_s$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_c$  และ  $i_L$  ล่าหลัง  $v_c$

3) กรณีของโพล R กระแสไฟฟ้าที่ไหลอยู่ในวงจรจะมีเฟสเดียวกับแรงดันซึ่งในที่นี้คือ  $i_L$  in phase  $v_s$  โดยที่แรงดันทางด้านอินพุต ( $v_s$ ) ต่างเฟสกัน 180 องศา ชุต คอนเวอเตอร์ กับแรงดันทางด้านเอาต์พุต ( $v_c$ )

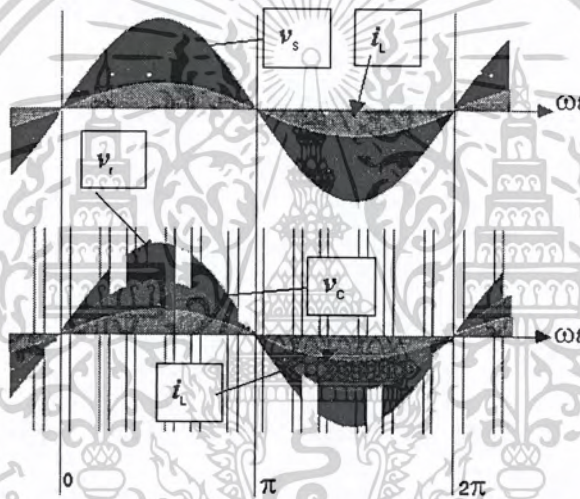
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$i_L$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_s$ ,  $v_s$  ต่างเฟสกัน  $180^\circ$  กับ  $v_C$  และ  $i_L$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_C$

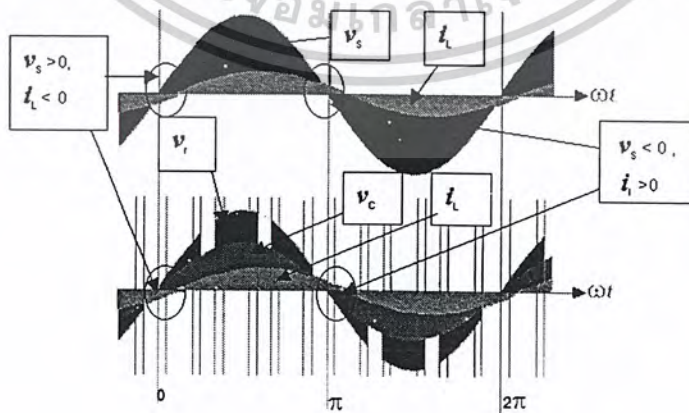
4) กรณีของโหลด R - L กระแสไฟฟ้าที่ไหลอยู่ในวงจรจะล่าหลัง กับแรงดันซึ่งในที่นี้คือ  $i_L$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_s$  โดยที่แรงดันทางด้านอินพุต ( $v_s$ ) ต่างเฟสกัน  $180^\circ$  กับแรงดันทางด้านเอาต์พุต ( $v_C$ )

$i_L$  ล่าหลัง  $v_s$ ,  $v_s$  ต่างเฟสกัน  $180^\circ$  กับ  $v_C$  และ  $i_L$  ล่าหลัง  $v_C$

จากรูปแบบการทำงานทั้ง 4 รูปแบบการทำงานที่เกิดขึ้นนี้เราจะนำเงื่อนไขของการทำงานที่เกิดขึ้นไปพิจารณาการทำงานของวงจรซึ่งในส่วนนี้เราจะพิจารณาโหมดการทำงานของวงจรที่จะมีความสัมพันธ์กัน ในส่วนของวงจร คอนเวอเตอร์ 1 และ คอนเวอเตอร์ 2 ซึ่งการพิจารณาการทำงานเราจะต้องพิจารณา จากรูปคลื่นของแรงดันไฟฟ้าในส่วนต่างๆประกอบ รวมถึงทิศทางการไหลของกระแสโดยจะพิจารณาในส่วนของรูปแบบที่ 1 และ 2 การทำงานของวงจร ในส่วนของรูปแบบที่ 1 กับ 2 จะแตกต่างกันอยู่ในช่วงการทำงานในช่วงการทำงานในโหมดบายพาส ซึ่งก็คือช่วงเวลาตายของสัญญาณในรูปที่ 3-4 และ รูปที่ 3-5 และ ซึ่งเป็นรูปที่แสดงรูปคลื่นของแรงดันไฟฟ้าในส่วนต่างๆ ของวงจรกระแส  $i_L$



รูปที่ 3-4 แสดงรูปคลื่นของแรงดันและ กระแสไฟฟ้าโดยที่  $i_L$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_s$ ,  $v_s$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_C$  และ  $i_L$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_C$



รูปที่ 3-5 แสดงรูปคลื่นของแรงดันและ กระแสไฟฟ้าโดยที่  $i_L$  ล่าหลัง  $v_s$ ,  $v_s$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_C$  และ  $i_L$  ล่าหลัง  $v_C$

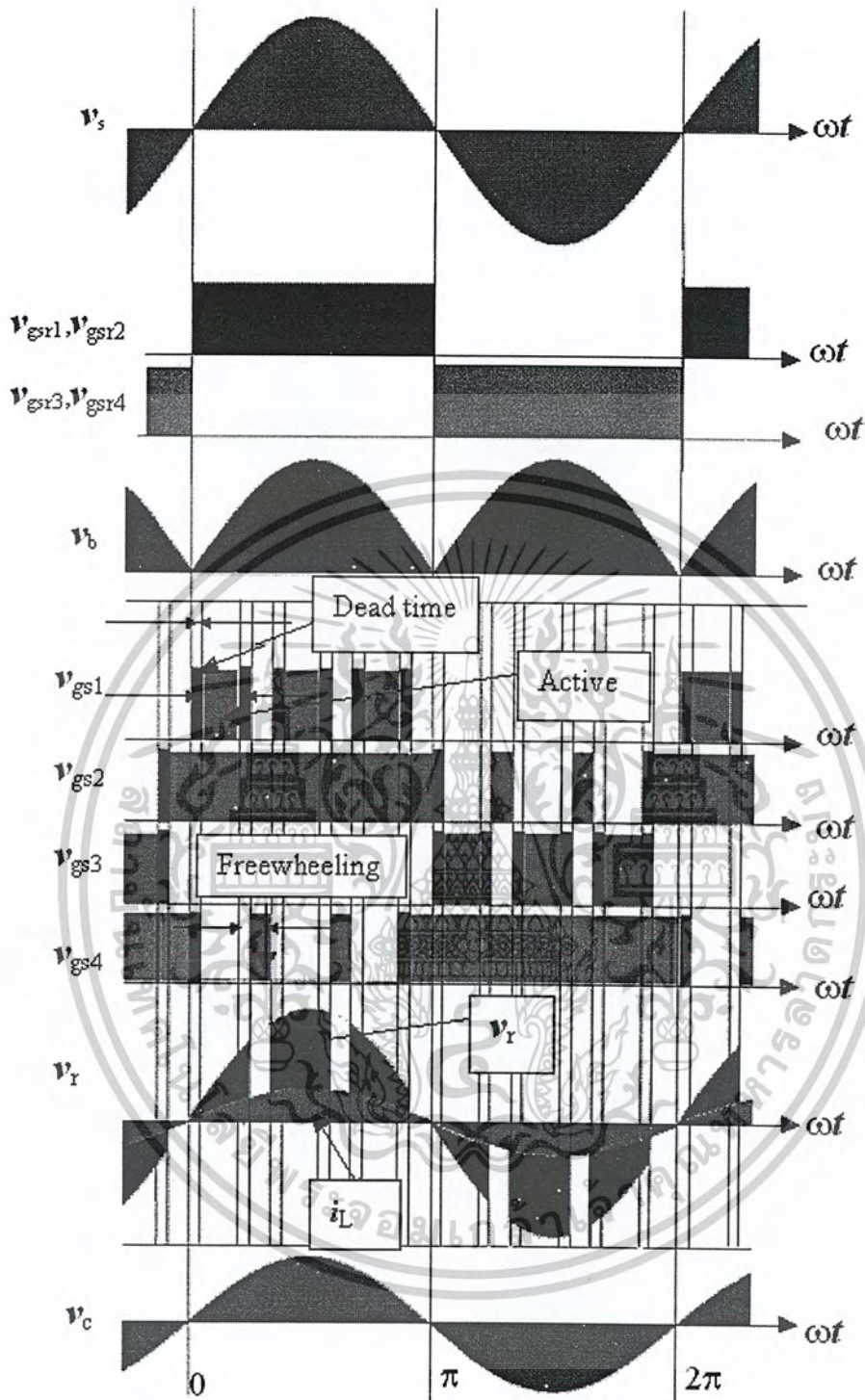
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3-6 และรูปที่ 3-7 แสดงรูปคลื่นของแรงดัน กระแสไฟฟ้า และสัญญาณที่ใช้ควบคุมการทำงานของ อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งโดยที่ โดยดูจากวงจรในรูปที่ 3-3 ประกอบ

- $v_s$  : แรงดันอินพุตที่รับมาจากแหล่งจ่าย
- $v_{gsr1}, v_{gsr2}$  : สัญญาณควบคุมการขับเคลื่อนของสวิตซ์  $S_{r1}$  และ  $S_{r2}$  ตามลำดับ ในการรีเจนเนอเรทีฟกินพลังงาน
- $v_{gs3}, v_{gs4}$  : สัญญาณควบคุมการขับเคลื่อนของสวิตซ์  $S_{r3}$  และ  $S_{r4}$  ตามลำดับ ในการรีเจนเนอเรทีฟกินพลังงาน
- $v_b$  : แรงดันที่ได้จากการการเรียงกระแสแรงดันด้านอินพุต
- $v_{gs1}$  : สัญญาณควบคุมการขับเคลื่อนของสวิตซ์  $S_1$
- $v_{gs2}$  : สัญญาณควบคุมการขับเคลื่อนของสวิตซ์  $S_2$
- $v_{gs3}$  : สัญญาณควบคุมการขับเคลื่อนของสวิตซ์  $S_3$
- $v_{gs4}$  : สัญญาณควบคุมการขับเคลื่อนของสวิตซ์  $S_4$
- $v_r$  : แรงดัน PWM ที่ได้จากการการสับ
- $i_L$  : กระแสไฟฟ้าที่ไหลในวงจร
- $v_c$  : แรงดันที่ได้จากการผ่านฟิลเตอร์

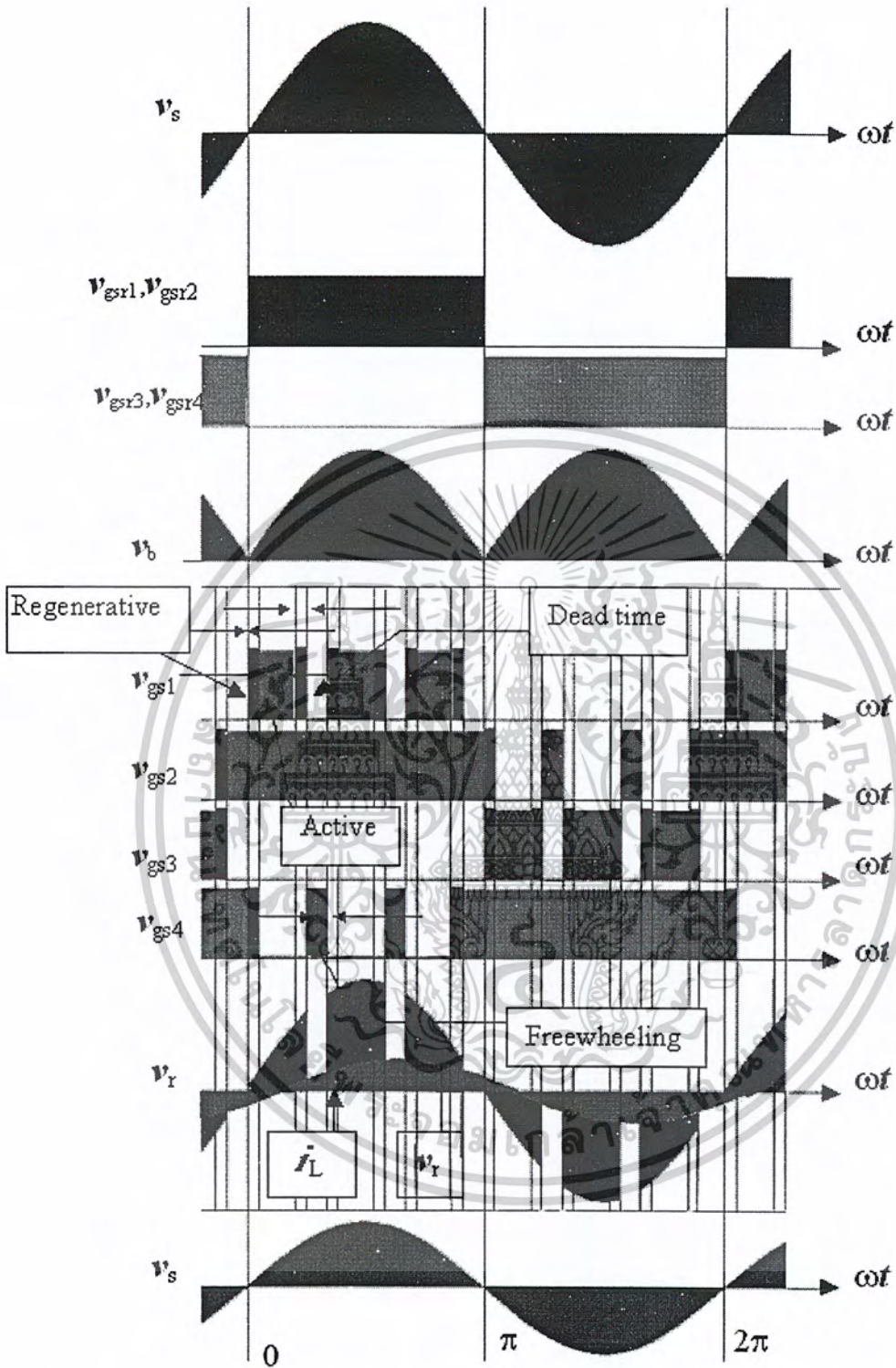


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



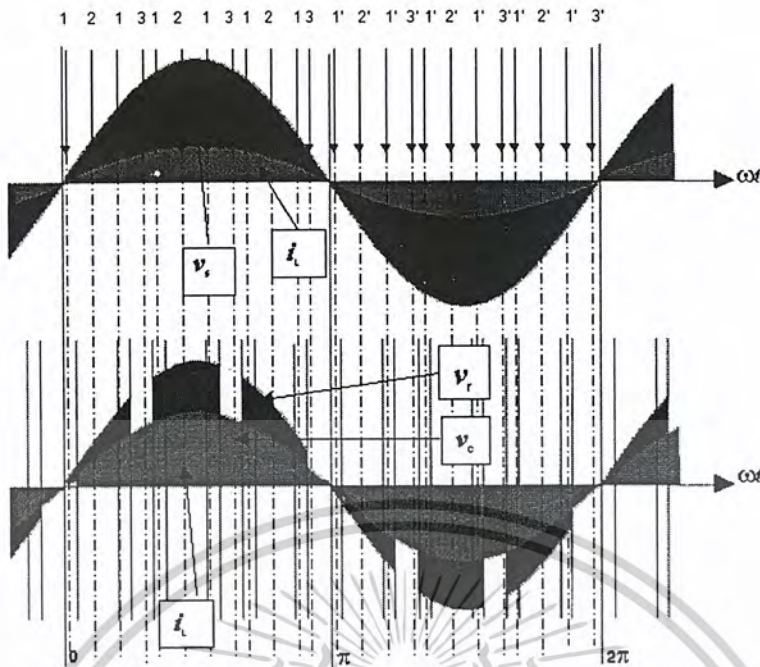
รูปที่ 3-6 แสดงรูปคลื่นของแรงดัน กระแสไฟฟ้า และสัญญาณที่ใช้ควบคุมการทำงานของ อุปกรณ์ สวิตซ์ซึ่ง ในกรณีที่  $v_s$  มีเฟสตรงกันกับ  $i_L$ ,  $v_s$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_c$  และ  $v_c$  มีเฟสตรงกันกับ  $i_L$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3-7 แสดงรูปคลื่นของแรงดัน กระแสไฟฟ้า และสัญญาณที่ใช้ควบคุมการทำงานของ อุปกรณ์ สวิตซ์ซึ่ง ในกรณีที่  $i_L$  ล้าหลัง  $v_s$ ,  $v_s$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_c$  และ  $i_L$  ล้าหลัง  $v_c$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3-8 แสดงรูปคลื่นแสดงโหมดการทำงานของวงจร เอชซีชอปเปอร์ ในกรณีที่แรงดันไฟฟ้า  $v_s$  มีเฟสตรงกันกับกระแสไฟฟ้า  $i_L$  และ  $v_s$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_c$

จากรูปที่ 3-8 แสดงการเรียงลำดับโหมดการทำงานของวงจรเอชซีชอปเปอร์ในกรณีที่แรงดันไฟฟ้า  $v_s$  มีเฟสตรงกันกับกระแสไฟฟ้า  $i_L$  ในกรณีของ โหลด R โดยที่ตัวเลขที่กำหนดขึ้นแสดง โหมดการทำงานที่เกิดขึ้นเป็นดังนี้คือ

ลำดับที่	โหมดการทำงาน	แรงดัน ไฟฟ้า $v_s$	แรงดัน ไฟฟ้า $v_c$	กระแสไฟฟ้า $i_L$
1	Bypass	$+(v_s > 0)$	$+(v_c > 0)$	$+(i_L > 0)$
2	Active	$+(v_s > 0)$	$+(v_c > 0)$	$+(i_L > 0)$
3	Freewheeling	0	$+(v_c > 0)$	$+(i_L > 0)$
1'	Bypass	$-(v_s < 0)$	$-(v_c < 0)$	$-(i_L < 0)$
2'	Active	$-(v_s < 0)$	$-(v_c < 0)$	$-(i_L < 0)$
3'	Freewheeling	0	$-(v_c < 0)$	$-(i_L < 0)$

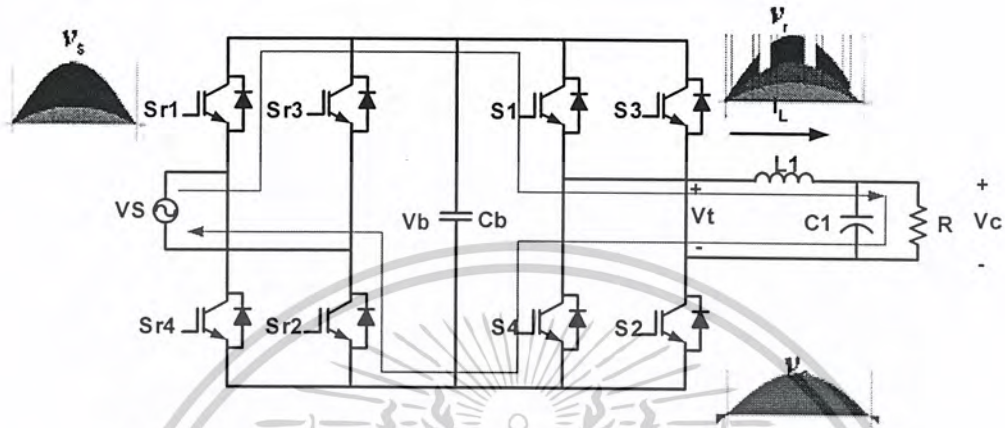
ตารางที่ 3-1 การเรียงลำดับโหมดการทำงานในกรณีของ โหลด R และ  $v_s$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_c$

จากรูปที่ 3-8 เมื่อนำค่าลำดับโหมดการทำงานมาเขียนเป็นตารางในตารางที่ 3-1 จะเห็นได้ว่าในกรณีนี้จะมีลักษณะการทำงานเป็นรอบ ๆ ซึ่งในแต่ละรอบจะมีโหมดการทำงานที่สัมพันธ์กัน 3 โหมดการทำงานที่แตกต่างกันซึ่งในแต่ละโหมดการทำงานสามารถอธิบายได้ดังนี้

1) โหมดแอคทีฟ (Active Mode ในตารางที่ 3-1คือหมายเลข 2 และ 2') การทำงานในส่วนของโหมดนี้จะเป็นการทำงานเพื่อจ่ายพลังงานให้กับโหลด โดยจะจ่ายพลังงานทั้งในช่วงแรงดันบวกและแรงดันลบ ดังนั้นในการทำงานในโหมดนี้จะแบ่งช่วงการทำงานในส่วนของวงจรออกได้เป็น 2 ส่วนด้วยกันคือส่วนแรกเป็นส่วนของวงจรที่ทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแส และทำหน้าที่เป็นตัวรีเจนเนอเรทีฟพลังงานคืนสู่แหล่งจ่าย เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ขึ้นต้นการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีที่ผลของโหลด R-L ซึ่งในส่วนนี้จะยังไม่กล่าวถึง และในส่วนที่สองจะทำหน้าที่ในการสับ แรงดัน และทำหน้าที่ในการกลับขั้วแรงดันไฟฟ้าด้วยซึ่งในการทำงานในส่วนโหมดแอกทีฟ จะมีรูปแบบการทำงานซึ่งจะสามารถอธิบายได้ในรูปวงจรดังต่อไปนี้

-การทำงานเมื่อ  $v_s$  เป็นบวก และ  $i_L$  เป็นบวก (ในตารางที่ 3-1คือหมายเลข 2)

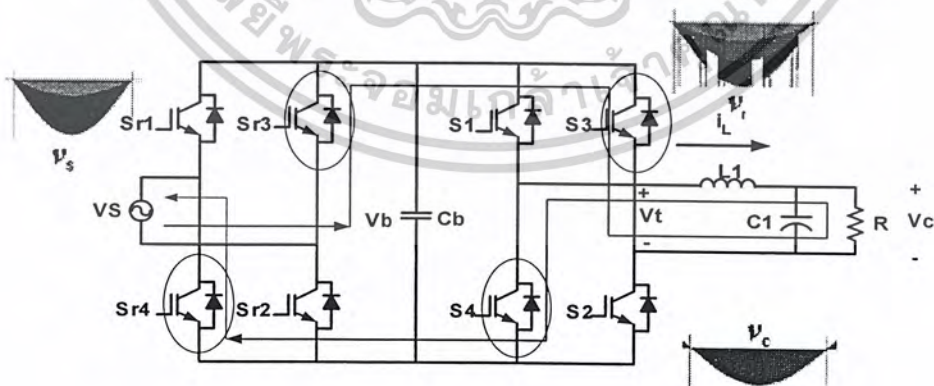


รูปที่ 3-9 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ  $v_s$  เป็นบวกและ  $i_L$  เป็นบวก

จากรูปที่ 3-9 วงจรการทำงาน ไดโอดที่สวิตช์  $S_{r1}$  และ  $S_{r2}$  ทำหน้าที่เป็นตัวเรียงกระแส ส่วนสวิตช์ IGBT  $S_1$  และ  $S_2$  จะทำงาน (On) พร้อมกันโดยมีทิศทางการเคลื่อนที่ของกระแสดังรูป

-การทำงานเมื่อ  $v_s$  เป็นลบ และ  $i_L$  เป็นลบ (ในตารางที่ 3-1คือหมายเลข 2')

จากรูปที่ 3-10 วงจรการทำงาน ไดโอดที่สวิตช์  $S_{r3}$  และ  $S_{r4}$  ทำหน้าที่เป็นตัวเรียงกระแส ส่วนสวิตช์ IGBT  $S_3$  และ  $S_4$  จะทำงาน พร้อมกันโดยมีทิศทางการเคลื่อนที่ของกระแสดังรูป



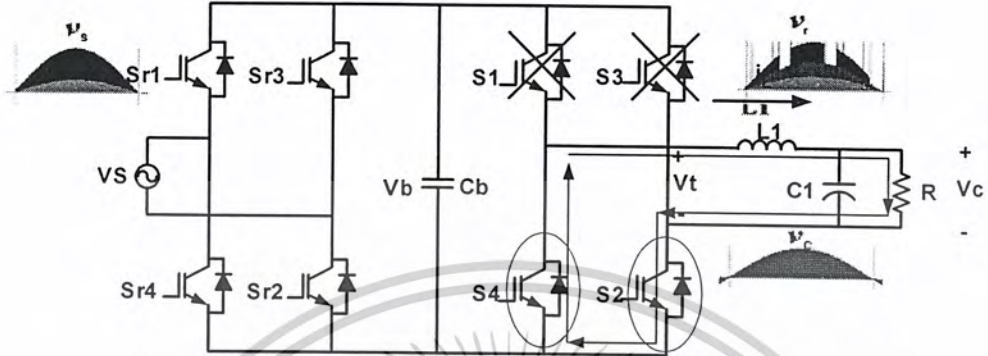
รูปที่ 3-10 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ  $v_s$  เป็นลบและ  $i_L$  เป็นลบ

2) โหมดฟรีวีลิ่ง (Freewheeling Mode ในตารางที่ 3-1คือหมายเลข 3 และ 3') การทำงานในส่วนนี้จะเป็นการทำงานในช่วงเวลาที่ตรงกันข้ามกับ โหมดแอกทีฟโดยในโหมดนี้จะทำให้พลังงานเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปเผยแพร่ในทางใดๆ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ระสมในขดลวดเกิดการคายพลังงานไปทางด้านโหลดต่อเนื่องจากช่วง แอกทีฟ โหมด ดังนั้นในโหมดนี้จะมี การทำงานเป็นดังนี้

- เมื่อ  $i_L > 0$  และ  $v_s = 0$  ( $i_L$  มีค่าเป็นบวก ในตารางที่ 3-1คือหมายเลข 3)

ในการทำงานในช่วงโหมดฟรีวีลลิ่ง เมื่อ  $i_L > 0$  จะมีรูปแบบการทำงานของวงจรเป็นดังนี้

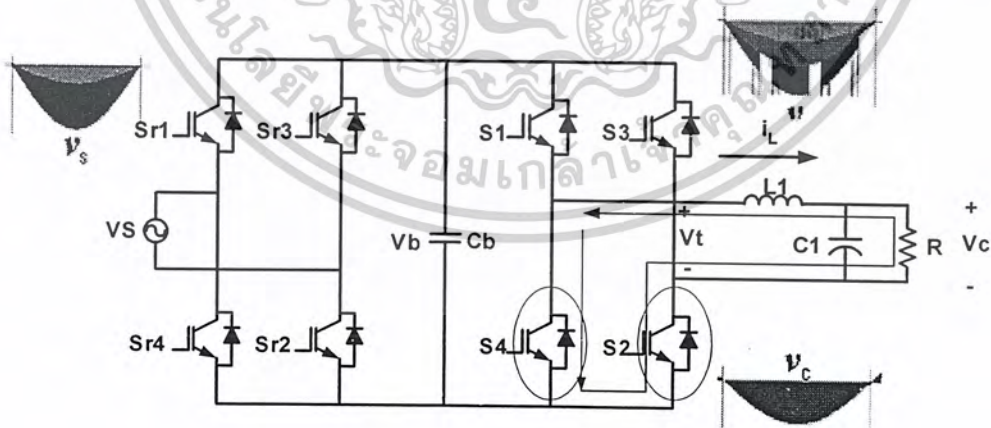


รูปที่ 3-11 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ  $v_s = 0$  และ  $i_L > 0$

จากวงจรในรูปที่ 3-11แสดงทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าในช่วงที่  $v_s = 0$  ,  $i_L > 0$  โดยที่สวิตช์  $S_2$  จะทำงานทำให้กระแสไหลผ่านไดโอดของสวิตช์  $S_4$  ซึ่งจะทำให้เกิดการครบรูปกระแสและกระแสจะยังคง ไหลไปในทิศทางเดิมอย่างต่อเนื่องผ่านทางด้านเอาต์พุต

-เมื่อ  $i_L < 0$  และ  $v_s = 0$  ( $i_L$  มีค่าเป็นลบ ในตารางที่ 3-1คือหมายเลข 3')

ในการทำงานในช่วงฟรีวีลลิ่ง โหมด เมื่อ  $i_L < 0$  จะมีรูปแบบการทำงานของวงจรเป็นดังนี้



รูปที่ 3-12 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ  $v_s = 0$  และ  $i_L < 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรในรูปที่ 3-12 แสดงทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าในช่วงที่  $v_s = 0$  ,  $i_L < 0$  โดยที่สวิตช์  $S_4$  จะทำงานทำให้กระแสไหลผ่านไดโอดของสวิตช์  $S_2$  ซึ่งจะทำให้เกิดการครบรูปกระแสและกระแสจะยังคงไหลไปในทิศทางเดิมอย่างต่อเนื่องผ่านทางด้านเอาต์พุต

3) โหมดบายพาส (Bypass Mode ตารางที่ 3-1คือหมายเลข 1 และ1') โดยช่วงเวลาของการทำงานในโหมดบายพาสจะใช้ช่วงเวลาของ ตายของสัญญาณ ของสวิตช์เพื่อสร้างไหลของกระแสไฟฟ้าไว้ล่วงหน้า เพื่อป้องกันการเกิด สไปร์ท (Spike) อันเนื่องมาจากการทำงานของสวิตช์ ในกรณีนี้จะมีการทำงานในโหมดนี้ ซึ่ง  $v_s$  มีเฟสตรงกันกับ  $i_L$  จึงมีรูปแบบการทำงานการทำงานเป็น 2 รูปแบบ

- เมื่อ  $i_L > 0$  และ  $v_s > 0$  (ในตารางที่ 3-1คือหมายเลข 1 )

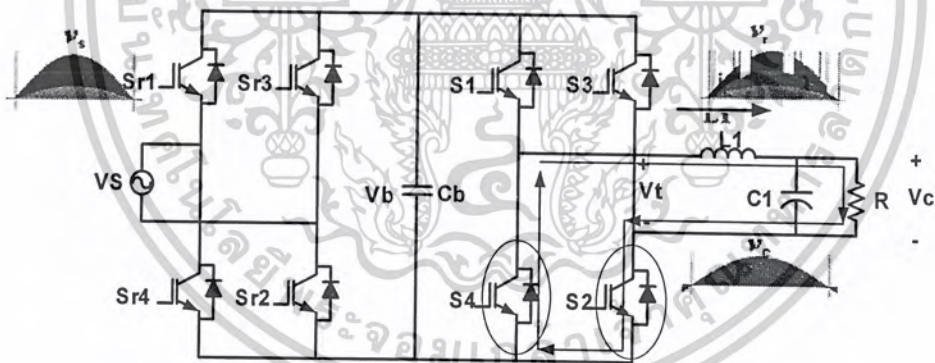
ในการทำงานในช่วงโหมดบายพาส เมื่อ  $i_L > 0$  จะมีรูปแบบการทำงานของวงจรเป็นดังนี้

จากวงจรในรูปที่ 3-13 แสดงทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าในช่วงที่  $v_s > 0$  ,  $i_L > 0$  โดยที่สวิตช์  $S_2$  จะทำงานทำให้กระแสไหลผ่านไดโอดของสวิตช์  $S_4$  ซึ่งจะทำให้เกิดการครบรูปกระแสและกระแสจะยังคงไหลไปในทิศทางเดิมอย่างต่อเนื่องผ่านทางด้านเอาต์พุต

เมื่อ  $i_L < 0$  และ  $v_s < 0$  ( ในตารางที่ 3-1คือหมายเลข 1' )

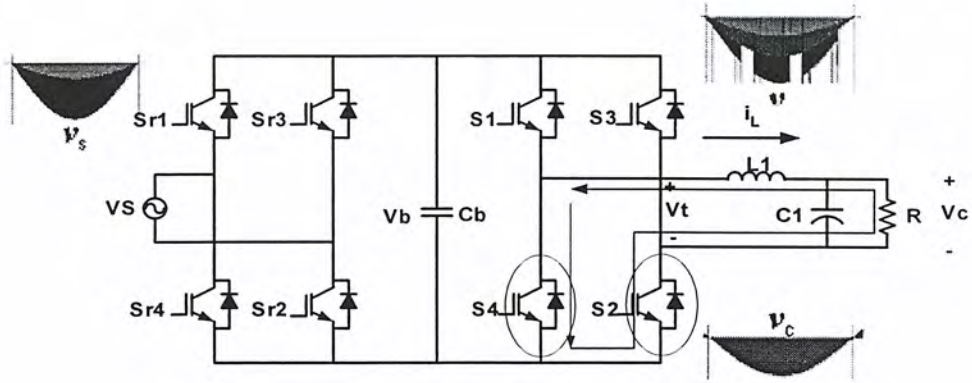
ในการทำงานในช่วง โหมดบายพาส เมื่อ  $i_L < 0$  จะมีรูปแบบการทำงานของวงจรเป็นดังนี้

จากวงจรในรูปที่ 3-14 แสดงทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าในช่วงที่  $v_s < 0$  ,  $i_L < 0$  โดยที่สวิตช์  $S_4$  จะทำงานทำให้กระแสไหลผ่านไดโอดของสวิตช์  $S_2$  ซึ่งจะทำให้เกิดการครบรูปกระแสและกระแสจะยังคงไหลไปในทิศทางเดิมอย่างต่อเนื่องผ่านทางด้านเอาต์พุต



รูปที่ 3-13 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ  $v_s > 0$  และ  $i_L > 0$

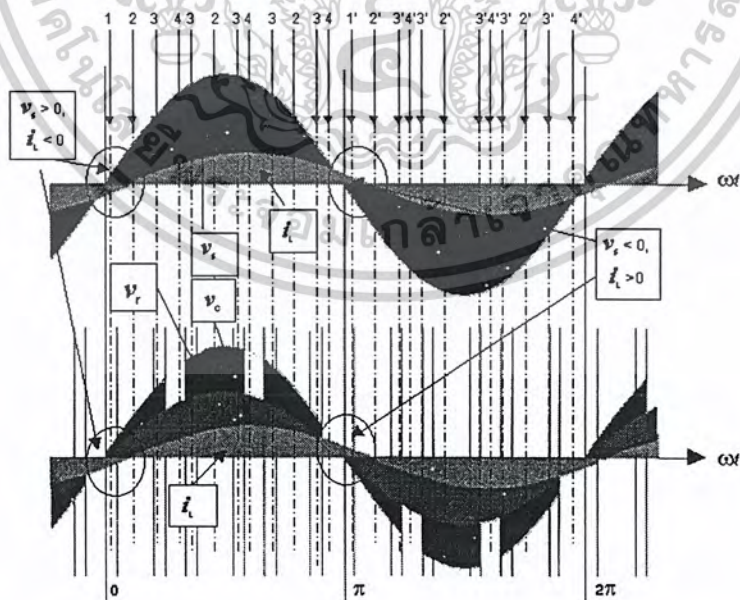
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3-14 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ  $v_s < 0$  และ  $i_L < 0$

ส่วนการทำงานในกรณีของโหลด R - L ที่กระแสไฟฟ้า ( $i_L$ ) ล้าหลังแรงดัน ( $v_s$ ) ซึ่งจะมีโหมดการทำงานของการทำงานที่เพิ่มเข้ามาดังแสดงดังในรูปที่ 3-15

จากรูปที่ 3-15 แสดงการเรียงลำดับโหมดการทำงานของวงจร เอชซีชอปเปอร์ ในกรณีที่กระแสไฟฟ้า  $i_L$  ล้าหลังแรงดันไฟฟ้า  $v_s$  ในกรณีของโหลด R - L โดยที่ตัวเลขที่กำหนดขึ้นแสดง โหมดการทำงานที่เกิดขึ้นซึ่งสามารถเขียนเป็นตารางดังในตารางที่ 3-2 การเรียงลำดับโหมดการทำงานในกรณีของ โหลด R-L ลำดับการทำงานในโหมดต่างๆที่เกิดขึ้นในกรณีนี้การทำงานโหมดบายพาส ที่มีช่วงของการทำงานที่เพิ่มเข้าในการทำหน้าที่ รีเจนเนอเรทีฟพลังงานคืนจากโหลด คำนเอาท์พุท คืนไปยังค่านอินพุทสำหรับในส่วนของการทำงานในโหมดอื่นๆในช่วงอื่นๆจะยังคงทำงานเหมือนกับกรณีที่แรงดัน ไฟฟ้า  $v_s$  มีเฟสตรงกันกับกระแส ไฟฟ้า  $i_L$  ซึ่งสามารถเขียนเป็นตารางเป็นดังนี้คือ



รูปที่ 3-15 แสดงรูปคลื่นแสดงโหมดการทำงานของวงจรเอชซีชอปเปอร์ ในกรณีที่ กระแสไฟฟ้า  $i_L$  ล้าหลัง แรงดันไฟฟ้า  $v_s$  และ  $v_s$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_c$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

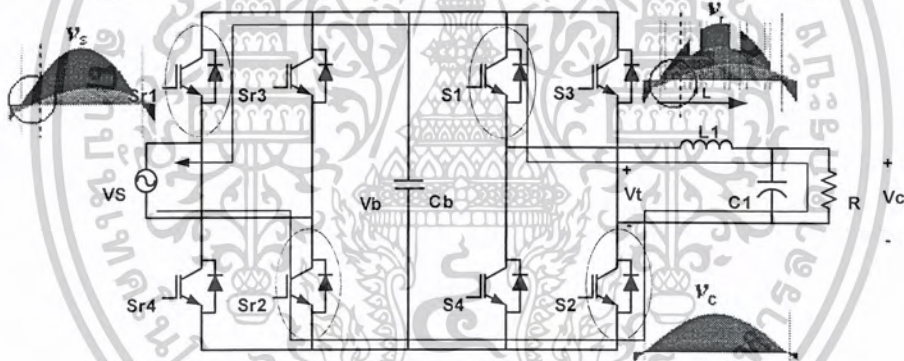
ลำดับที่	โหมดการทำงาน	แรงดัน ไฟฟ้า $v_s$	แรงดัน ไฟฟ้า $v_c$	กระแสไฟฟ้า $i_L$
1	Bypass (Regenerative)	$+(v_s > 0)$	$+(v_c > 0)$	$-(i_L < 0)$
2	Active	$+(v_s > 0)$	$+(v_c > 0)$	$+(i_L > 0)$
3	Bypass	$+(v_s > 0)$	$+(v_c > 0)$	$+(i_L > 0)$
4	Freewheeling	0	$+(v_c > 0)$	$+(i_L > 0)$
1'	Bypass (Regenerative)	$-(v_s > 0)$	$-(v_c > 0)$	$+(i_L > 0)$
2'	Active	$-(v_s > 0)$	$-(v_c > 0)$	$-(i_L < 0)$
3'	Bypass	$-(v_s > 0)$	$-(v_c > 0)$	$-(i_L < 0)$
4'	Freewheeling	0	$-(v_c > 0)$	$-(i_L < 0)$

ตารางที่ 3-2 การเรียงลำดับโหมดการทำงานในกรณีของ โหลด R-L และ  $v_s$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_c$

ในส่วนของการทำงานในโหมดบายพาส ในช่วงที่มีการเกิด รีเจนเนอเรทีฟที่มีรูปแบบการทำงานอยู่ 2 ลักษณะคือ

- เมื่อ  $v_s > 0$  และ  $i_L < 0$  (ในตารางที่ 3-2คือหมายเลข 1)

ในการทำงานในช่วง รีเจนเนอเรทีฟเมื่อ  $i_L < 0$  จะมีรูปแบบการทำงานของวงจรเป็นดังนี้

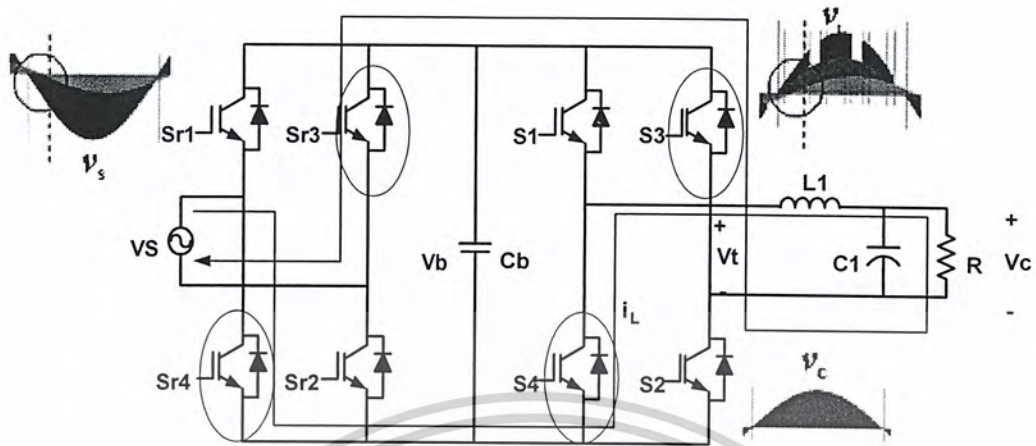


รูปที่ 3-16 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ  $v_s > 0$  และ  $i_L < 0$

จากวงจรในรูปที่ 3-16แสดงทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าในช่วงที่  $v_s > 0$ ,  $i_L < 0$  โดยที่กระแส  $i_L$  จะไหลผ่านทางด้านของไดโอดของสวิตช์  $S_2$  และ  $S_4$  ของทางด้านเอาต์พุต และสวิตช์  $S_{r1}$  และ  $S_{r2}$  ทางด้านอินพุตจะทำงานทำให้เกิดการครบคู่กระแสและกระแสจะยังคงไหลไปในทิศทางผ่านทางด้านเอาต์พุตไปยังด้านอินพุต

- เมื่อ  $v_s < 0$  และ  $i_L > 0$  (ในตารางที่ 3-2คือหมายเลข 1')

ในการทำงานในช่วง รีเจนเนอเรทีฟเมื่อ  $i_L > 0$  จะมีรูปแบบการทำงานของ วงจรเป็นดังนี้

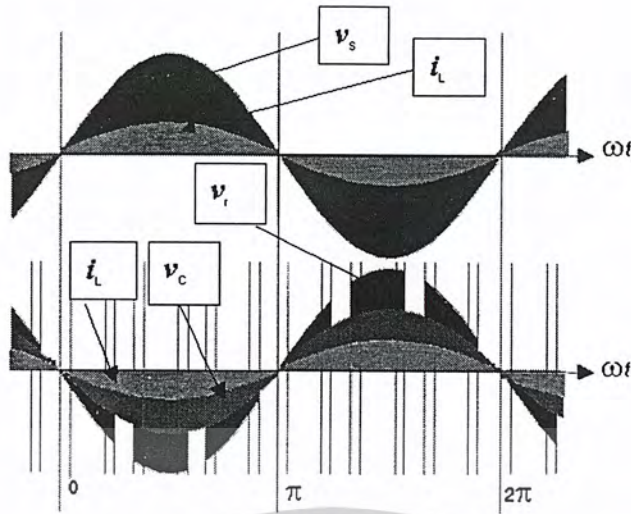


รูปที่ 3-17 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ  $v_s < 0$  และ  $i_L > 0$

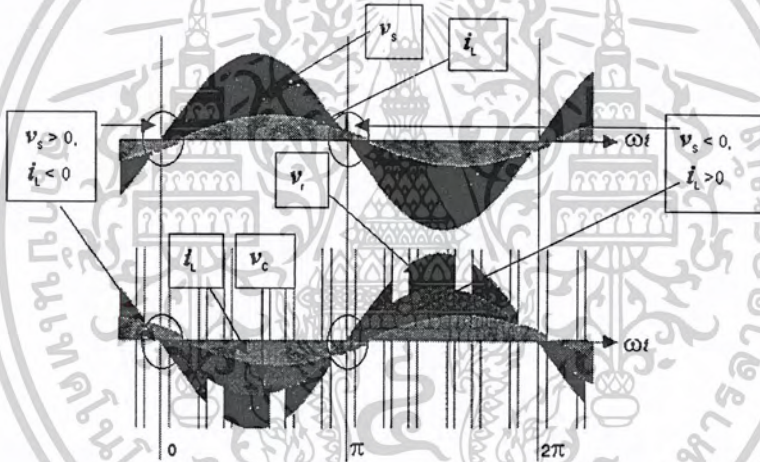
จากวงจรในรูปที่ 3-17 แสดงทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าในช่วงที่  $v_s < 0$ ,  $i_L > 0$  โดยที่กระแส  $i_L$  จะไหลผ่านทางด้านของไดโอดของสวิตช์  $S_3$  และ  $S_4$  ของทางด้านเอาต์พุต และสวิตช์  $S_{r3}$  และ  $S_{r4}$  ทางด้านอินพุตจะทำงานทำให้เกิดการครบรูปกระแส และกระแสจะยังคงไหลไปในทิศทางผ่านทาง ด้านเอาต์พุตไปยังด้านอินพุต

ซึ่งในส่วนของการทำงานในส่วนของ กรณีที่แรงดันทางด้านอินพุต ( $v_s$ ) มีเฟสตรงกันกับแรงดันทางด้านเอาต์พุต ( $v_c$ ) ก็มีรายละเอียดเพียงเท่านี้

การทำงานในกรณีที่ แรงดันทางด้านอินพุต ( $v_s$ ) ต่างเฟสกัน 180 องศา กับแรงดันทางด้านเอาต์พุต ( $v_c$ ) ในส่วนของการพิจารณาในส่วนของรูปคลื่นของแรงดันและกระแสไฟฟ้าในส่วนต่าง ๆ ของวงจร จากรูปคลื่นใน รูปที่ 3-18 และรูปที่ 3-19 เราจะเห็นได้จากการเปรียบเทียบระหว่าง รูปคลื่นของแรงดัน และกระแสไฟฟ้า  $i_L$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_s$ ,  $v_s$  ต่างเฟสกัน 180 องศา  $v_c$ ,  $i_L$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_c$  ในกรณีของโหลด R เทียบกับ รูปคลื่นของแรงดันและ กระแสไฟฟ้า  $i_L$  ถ้าหลัง  $v_s$ ,  $v_s$  ต่างเฟสกัน 180 องศา  $v_c$ ,  $i_L$  ถ้าหลัง  $v_c$  ในกรณีของโหลด R - L ในกรณีที่ แรงดัน และกระแสไฟฟ้า  $i_L$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_s$  นั้นการทำงานของวงจรจะไม่มีเกิดการเกิด การรีเจนเนอเรทีฟ



รูปที่ 3-18 แสดงรูปคลื่นของแรงดัน และกระแสไฟฟ้า โดยที่  $v_s$  มีเฟสตรงกันกับ  $i_L$  ,  $v_s$  ต่างเฟสกัน  $180^\circ$  กับ  $v_c$  และ  $i_L$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_c$



รูปที่ 3-19 แสดงรูปคลื่น ของแรงดัน และกระแสไฟฟ้า โดยที่  $i_L$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_s$  ,  $v_s$  ต่างเฟสกัน  $180^\circ$  กับ  $v_c$  และ  $i_L$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_c$

จากรูปที่ 3-20 และรูปที่ 3-21 แสดงรูปคลื่นของแรงดัน กระแสไฟฟ้า และสัญญาณที่ใช้ควบคุมการทำงานของ อุปกรณ์สวิตช์ซึ่ง โดยที่ โดยดูจากวงจรในรูปที่ 3-3 ประกอบ

$v_s$  : แรงดันอินพุตที่รับมาจากแหล่งจ่าย

$v_{gs1}, v_{gs2}$  : สัญญาณควบคุมการขับเคลื่อนของสวิตช์  $S_{r1}$  และ  $S_{r2}$  ตามลำดับ ในการรีเจนเนอเรทีฟคืนพลังงาน

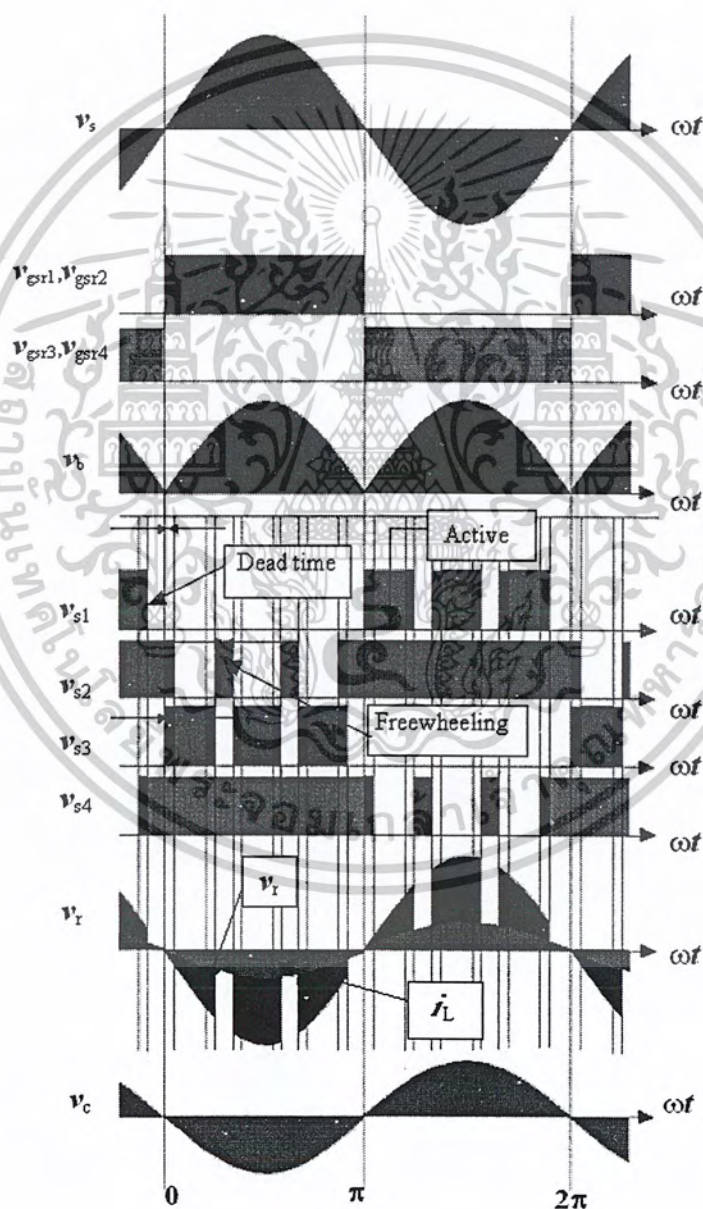
$v_{gs3}, v_{gs4}$  : สัญญาณควบคุมการขับเคลื่อนของสวิตช์  $S_{r3}$  และ  $S_{r4}$  ตามลำดับ ในการรีเจนเนอเรทีฟคืนพลังงาน

$v_b$  : แรงดันที่ได้จากการการเรียงกระแสแรงดันด้านอินพุต

$v_{gs1}$  : สัญญาณควบคุมการขับเคลื่อนของสวิตช์  $S_1$

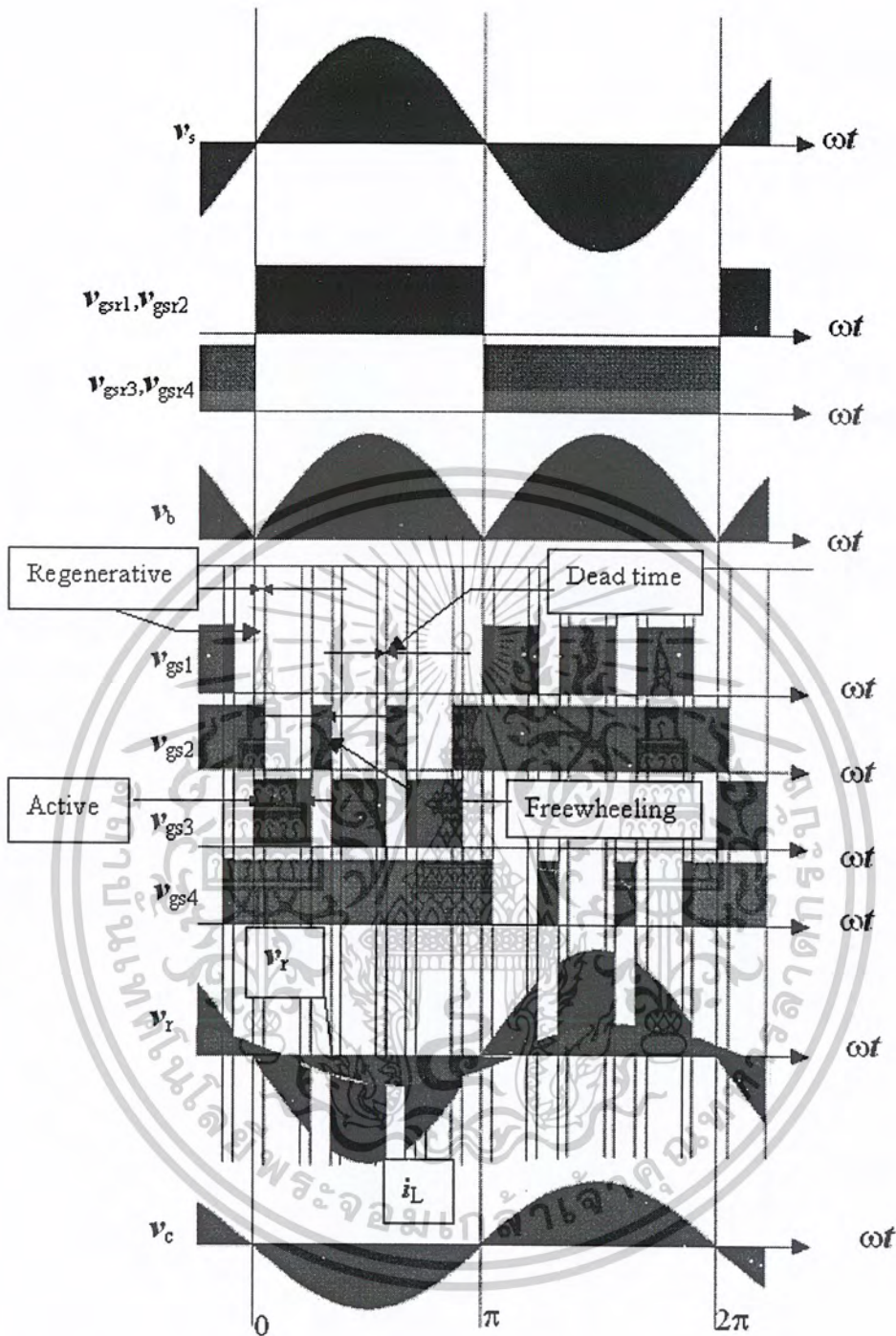
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- $v_{gs2}$  : สัญญาณควบคุมการขับเคลื่อนของสวิตช์  $S_2$   
 $v_{gs3}$  : สัญญาณควบคุมการขับเคลื่อนของสวิตช์  $S_3$   
 $v_{gs4}$  : สัญญาณควบคุมการขับเคลื่อนของสวิตช์  $S_4$   
 $v_r$  : แรงดัน PWM ที่ได้จากการการสลับ  
 $i_L$  : กระแสไฟฟ้าที่ไหลในวงจร  
 $v_c$  : แรงดันที่ได้จากการผ่านฟิลเตอร์



รูปที่ 3-20 แสดงรูปคลื่นของแรงดัน กระแสไฟฟ้า และสัญญาณที่ใช้ควบคุมการทำงานของอุปกรณ์

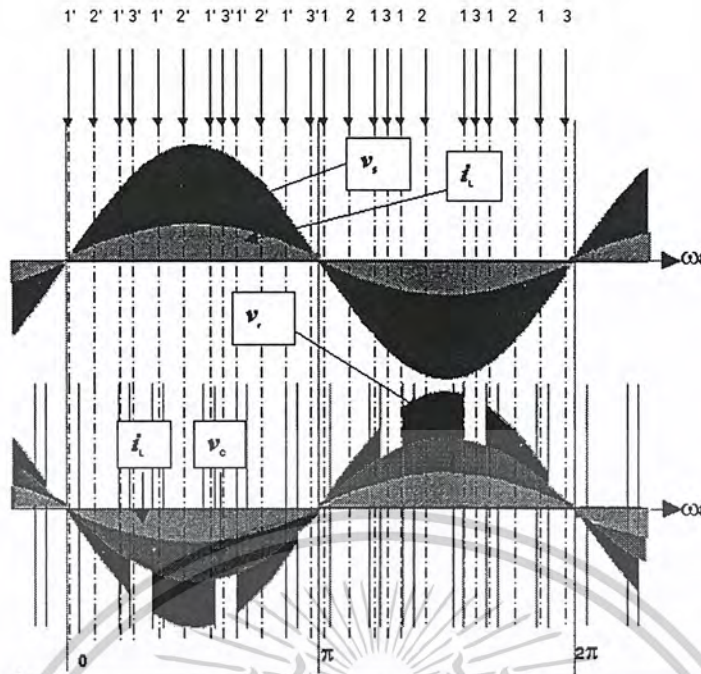
สวิตซ์ซึ่ง ในกรณีที่  $v_s$  มีเฟสตรงกันกับ  $i_L$ ,  $v_s$  ต่างเฟสกัน  $180^\circ$  กับ  $v_c$  และ  $i_L$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_c$  เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3-21 แสดงรูปคลื่นของแรงดัน กระแสไฟฟ้า และสัญญาณที่ใช้ควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ สวิตซ์ซึ่ง ในกรณีที่  $i_L$  ล้าหลัง  $v_s$  ,  $v_s$  ต่างเฟสกัน  $180^\circ$  กับ  $v_c$  และ  $i_L$  ล้าหลัง  $v_c$

ในการไล่โหมดการทำงานในกรณีของการทำงานแบบกลับขั้วแรงดัน โดยที่แรงดันทางด้านอินพุต ( $v_s$ ) ต่างเฟสกัน 180 องศา กับขั้วแรงดันด้านเอาต์พุตในกรณีของโหลด R

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3-22 รูปคลื่นแสดงโหมคการการทำงานของวงจรเอชชอปเปอร์ในกรณีที่แรงดันไฟฟ้า  $v_s$  มีเฟสตรงกันกับกระแสไฟฟ้า  $i_L$ ,  $v_s$  ต่างเฟสกับ  $v_C$  อยู่ 180 องศา

จากรูปที่ 3-22 แสดงการเรียงลำดับโหมคการการทำงานของวงจรเอชชอปเปอร์ ในกรณีที่แรงดันไฟฟ้า  $v_s$  มีเฟสตรงกันกับกระแสไฟฟ้า  $i_L$  ในกรณีของโหลด R โดยที่ตัวเลขที่กำหนดขึ้นแสดง โหมคการการทำงานที่เกิดขึ้น จากรูปคลื่นและเมื่อนำค่าลำดับโหมคการการทำงานมาเขียนเป็นตารางดังในตารางที่ 3-3 จะเห็นได้ว่าในกรณีนี้จะมีลักษณะการทำงานเป็นรอบ ๆ ซึ่งในแต่ละรอบจะมีโหมคการการทำงานที่สัมพันธ์กัน 3 โหมคการการทำงานที่แตกต่างกันซึ่งในแต่ละโหมคการการทำงานสามารถอธิบายได้ดังนี้ โดยที่โหมคการการทำงานของวงจรในกรณีนี้จะมีการทำงานเป็นเหมือนกับกรณีของ  $v_s$  มีเฟสตรงกันกับ  $v_C$

จากรูปคลื่นและเมื่อนำค่าลำดับโหมคการการทำงานมาเขียนเป็นตารางจะเห็นได้ว่าในกรณีนี้จะมีลักษณะการทำงานเป็นรอบ ๆ ซึ่งในแต่ละรอบจะมีโหมคการการทำงานที่สัมพันธ์กัน 3 โหมคการการทำงานที่แตกต่างกันซึ่งในแต่ละโหมคการการทำงานสามารถอธิบายได้ดังนี้

ตารางแสดงโหมคการการทำงานในกรณี ที่แรงดันไฟฟ้า  $v_s$  มีเฟสตรงกันกับกระแสไฟฟ้า  $i_L$ ,  $v_s$  ต่างเฟสกับ  $v_C$  อยู่ 180 องศา

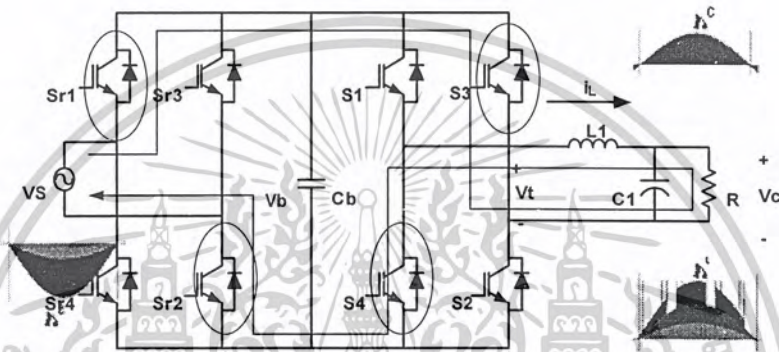
ลำดับที่	โหมคการการทำงาน	ที่แรงดันไฟฟ้า $v_s$	แรงดัน ไฟฟ้า $v_C$	กระแสไฟฟ้า $i_L$
1'	Bypass	$+(v_s > 0)$	$-(v_C < 0)$	$+(i_L > 0)$
2'	Active	$+(v_s > 0)$	$-(v_C < 0)$	$+(i_L > 0)$
3'	Freewheeling	0	$-(v_C < 0)$	$+(i_L > 0)$
1	Bypass	$-(v_s < 0)$	$+(v_C > 0)$	$-(i_L < 0)$
2	Active	$-(v_s < 0)$	$+(v_C > 0)$	$-(i_L < 0)$
3	Freewheeling	0	$+(v_C > 0)$	$-(i_L < 0)$

ตารางที่ 3-3 การเรียงลำดับโหมคการการทำงานในกรณีของ โหลด R และ  $v_s$  ต่างเฟสกับ  $v_C$  อยู่ 180 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) โหมดแอกทีฟ (ในตารางที่ 3-3คือหมายเลข 2 และ 2') การทำงานในส่วนของโหมดนี้จะเป็นการทำงานเพื่อจ่ายพลังงานให้กับโหลด โดยจะจ่ายพลังงานทั้งในช่วงแรงดันบวกและแรงดันลบ ดังนั้นในการทำงานในโหมดนี้จะแบ่งช่วงการทำงานในส่วนของวงจรออกได้เป็น 2 ส่วนด้วยกันคือส่วนแรกเป็นส่วนของวงจรที่ทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแส และทำหน้าที่เป็นตัวรีเจนเนอเรทีฟพลังงานคืนสู่แหล่งจ่ายในกรณีที่มิผลของโหลด R - L ซึ่งในส่วนนี้จะยังไม่กล่าวถึง และในส่วนที่สองจะทำหน้าที่ในการสับแรงดัน และทำหน้าที่ในการกลับขั้วแรงดันไฟฟ้าด้วยซึ่งในการทำงานในส่วนโหมดแอกทีฟ จะมีรูปแบบการทำงานซึ่งจะสามารถอธิบายได้ในรูปวงจรดังต่อไปนี้

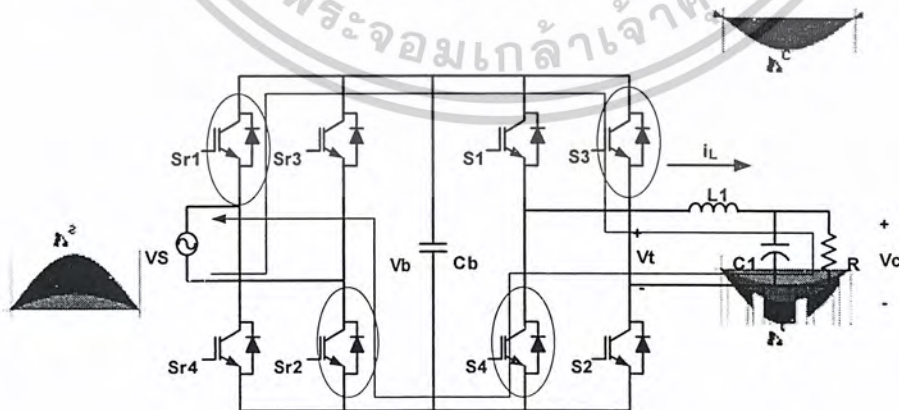
- การทำงานเมื่อ  $v_s$  เป็นบวก และ  $i_L$  เป็นบวก ( ในตารางที่ 3-3คือหมายเลข 2')



รูปที่ 3-23 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ  $v_s$  เป็นบวกและ  $i_L$  เป็นบวก

จากรูปที่ 3-23 วงจรการทำงาน ไดโอดที่สวิตช์  $S_{r1}$  และ  $S_{r2}$  ทำหน้าที่เป็นตัวเรียงกระแส ส่วนสวิตช์ IGBT  $S_3$  และ  $S_4$  จะทำงานพร้อมกันโดยมีทิศทางกระแสดังรูป โดยที่  $v_s$  ต่างเฟสกับ  $v_c$  ซึ่งจะมีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังโหลด

- การทำงานเมื่อ  $v_s$  เป็นลบ และ  $i_L$  เป็นลบ ( ในตารางที่ 3-3คือหมายเลข 2 )



รูปที่ 3-24 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ  $v_s$  เป็นลบและ  $i_L$  เป็นลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3-24 วงจรการทำงาน ไดโอดที่สวิตช์  $S_{r3}$  และ  $S_{r4}$  ทำหน้าที่เป็นตัวเรียงกระแส ส่วนสวิตช์ IGBT  $S_1$  และ  $S_2$  จะทำงานพร้อมกันโดยมีทิศทางกระแสดังรูป

2) โหมดฟรีวีลิ่ง (ในตารางที่ 3-3คือหมายเลข 3 และ 3') การทำงานในส่วนของโหมดนี้จะเป็นการทำงานในช่วงเวลาที่ตรงกันข้ามกับโหมดแอกทีฟ โดยในโหมดนี้จะทำให้พลังงานที่สะสมในขดลวดเกิดการคายพลังงานไปทางด้านโวลต์เนื่องจากช่วงโหมดแอกทีฟ ดังนั้นในโหมดนี้จะมีการทำงานเป็นดังนี้

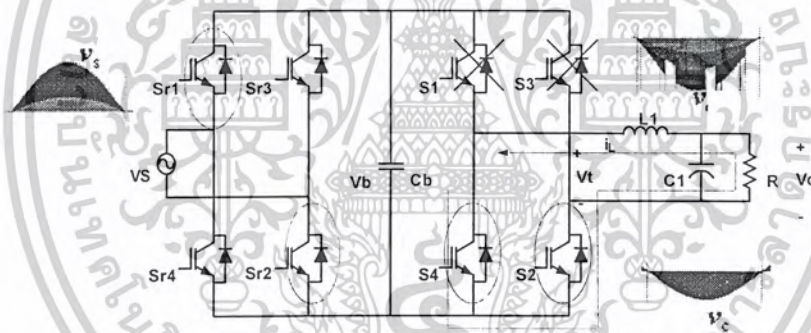
- เมื่อ  $i_L < 0$  และ  $v_s = 0$  ( $i_L$  มีค่าเป็นบวก ในตารางคือหมายเลข 3')

ในการทำงานในช่วงโหมดฟรีวีลิ่ง เมื่อ  $i_L < 0$  จะมีรูปแบบการทำงานของวงจรเป็นดังนี้

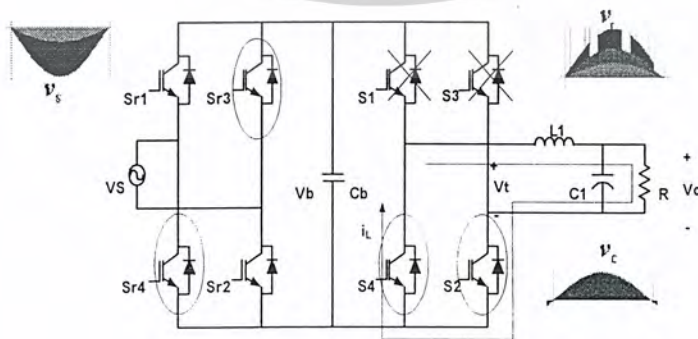
จากวงจรในรูปที่ 2-25 แสดงทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าในช่วงที่  $v_s = 0$ ,  $i_L < 0$  โดยที่สวิตช์  $S_4$  จะทำงานทำให้กระแสไหลผ่านไดโอดของสวิตช์  $S_2$  ซึ่งจะให้เกิดการครบรูปกระแส และกระแสจะยังคงไหลไปในทิศทางเดิมอย่างต่อเนื่องผ่านทางด้านเอาต์พุต

- เมื่อ  $i_L > 0$  และ  $v_s = 0$  ( $i_L$  มีค่าเป็นบวก ในตารางที่ 3-3คือหมายเลข 3)

จากวงจรในรูปที่ 3-26 แสดงทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าในช่วงที่  $v_s = 0$ ,  $i_L > 0$  โดยที่สวิตช์  $S_2$  จะทำงานทำให้กระแสไหลผ่านไดโอดของสวิตช์  $S_4$  ซึ่งจะให้เกิดการครบรูปกระแส และกระแสจะยังคงไหลไปในทิศทางเดิมอย่างต่อเนื่องผ่านทางด้านเอาต์พุต



รูปที่ 3-25 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ  $v_s = 0$  และ  $i_L < 0$



รูปที่ 3-26 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ  $v_s = 0$  และ  $i_L > 0$

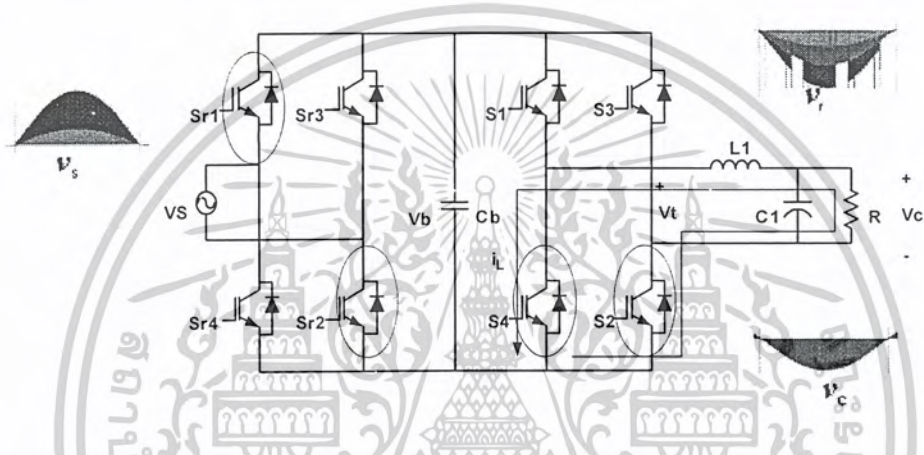
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) โหมคบายพาส (ตารางที่ 3-3คือหมายเลข 1 และ 1') โดยช่วงเวลาของการทำงานในโหมคนี้ จะใช้ช่วงเวลาตายของสัญญาณขับของสวิตช์เพื่อสร้างไหลของกระแสไฟฟ้าไว้ล่วงหน้าเพื่อป้องกันการเกิดสไปรท์ อันเนื่องมาจากการทำงานของสวิตช์ ในกรณีนี้จะมีการทำงานในโหมคนี้ซึ่ง  $v_s$  มีเฟสตรงกันกับ  $i_L$  จึงมีรูปแบบการทำงานการทำงานเป็น 2 รูปแบบ

- เมื่อ  $i_L < 0$  และ  $v_s > 0$  (ในตารางที่ 3-3คือหมายเลข 1')

ในการทำงานในช่วงโหมคบายพาส เมื่อ  $i_L > 0$  จะมีรูปแบบการทำงานของวงจรเป็นดังนี้

จากวงจรในรูปที่ 3-27 แสดงทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าในช่วงที่  $v_s > 0$ ,  $i_L < 0$  โดยที่สวิตช์ S2 จะทำงานทำให้กระแสไหลผ่านไดโอดของสวิตช์ S4 ซึ่งจะทำให้เกิดการครบลูปกระแสและกระแสจะยังคงไหลไปในทิศทางเดิมอย่างต่อเนื่องผ่านทางด้านเอาต์พุต

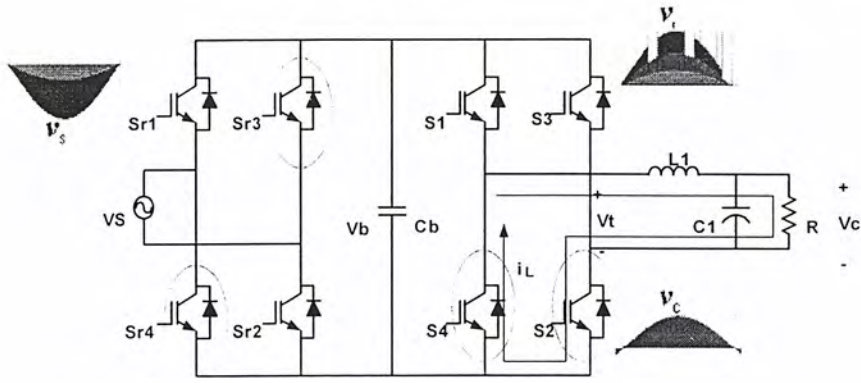


รูปที่ 3-27 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ  $v_s > 0$  และ  $i_L < 0$

- เมื่อ  $i_L < 0$  และ  $v_s < 0$  (ในตารางที่ 3-3คือหมายเลข 1)

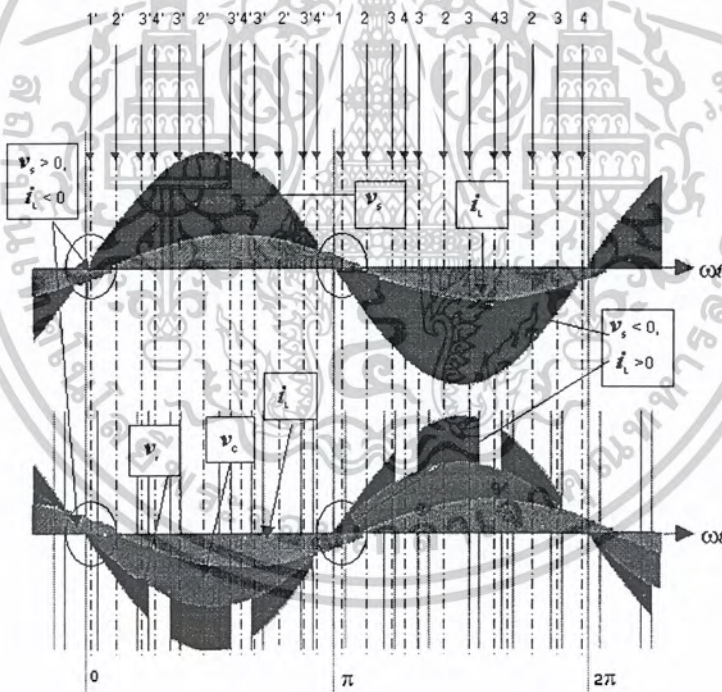
ในการทำงานในช่วงโหมคบายพาส เมื่อ  $i_L < 0$  จะมีรูปแบบการทำงานของวงจรเป็นดังนี้

จากวงจรในรูปที่ 3-28 แสดงทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าในช่วงที่  $v_s < 0$ ,  $i_L > 0$  โดยที่สวิตช์ S2 จะทำงานทำให้กระแสไหลผ่านไดโอดของสวิตช์ S4 ซึ่งจะทำให้เกิดการครบลูปกระแส และกระแสจะยังคงไหลไปในทิศทางเดิมอย่างต่อเนื่องผ่านทางด้านเอาต์พุต



รูปที่ 3-28 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ  $v_s < 0$  และ  $i_L < 0$

ในส่วนของโหลด R - L ในกรณีของในกรณีที่กระแส  $i_L$  ล้าหลัง แรงดัน  $v_s$  และ  $v_s$  ต่างเฟสกับ  $v_c$  อยู่ 180 องศาในการไล่โหมดการทำงานในกรณีของการทำงานแบบกลับขั้วแรงดัน โดยที่แรงดันทางด้านอินพุต ( $v_s$ ) กลับเฟสกัน 180 องศา กับขั้วแรงดันด้านเอาต์พุตในกรณีของโหลด R - L



รูปที่ 3-29 รูปคลื่นแสดงโหมดการทำงานของวงจรเอชไอพีเออร์ในกรณีที่กระแสไฟฟ้า  $i_L$  ล้าหลัง แรงดันไฟฟ้า  $v_s$ ,  $v_s$  ต่างเฟสกับ  $v_c$  อยู่ 180 องศา

จากรูปที่ 3-29 แสดงการเรียงลำดับโหมดการทำงานของวงจรเอชไอพีเออร์ ในกรณีที่กระแสไฟฟ้า  $i_L$  ล้า หลังแรงดันไฟฟ้า  $v_s$  และ  $v_s$  ต่างเฟสกับ  $v_c$  อยู่ 180 องศา ในกรณีของโหลด R - L โดยที่ตัวเลขที่กำหนดขึ้นแสดง โหมดการทำงานที่เกิดขึ้น จากรูปคลื่นและเมื่อนำค่าลำดับโหมดการทำงานมาเขียนเป็นตาราง ดังในตารางที่ 3-4 จะเห็นได้ว่าในกรณีนี้จะมีลักษณะการทำงานเป็นรอบ ๆ ซึ่งในแต่ละรอบจะมีโหมดการ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำงานที่สัมพันธ์กัน 3 โหมดการทำงานที่แตกต่างกัน ซึ่งในแต่ละโหมดของการทำงานสามารถอธิบาย ได้โดยที่โหมดการทำงานของวงจรในกรณีนี้จะมีการทำงานเป็นเหมือนกับกรณีของ  $v_s$  มีเฟสตรง กันกับ  $i_L$  แต่จะแตกต่างกันในช่วงของ  $v_s > 0, i_L < 0$  และ  $v_s < 0, i_L > 0$  ซึ่งในกรณีจะทำให้มีการเกิดรีเจนเนอเรทีฟเกิดขึ้น เมื่อดูจากรูปคลื่นซึ่งจะทำให้ต้องมีการทำงานเพิ่มเข้ามาเพื่อคืนพลังงานจากด้านเอาต์พุตไปยังด้านอินพุต เพื่อป้องกันสไปรท์ เกิดขึ้นในวงจร และเมื่อนำค่าลำดับโหมดการทำงานมาเขียนเป็นตารางจะเห็นได้ว่าในกรณีนี้จะมีลักษณะการทำงานเป็นรอบ ๆ ซึ่งในแต่ละรอบจะมีโหมดการทำงานที่สัมพันธ์กัน 3 โหมดการทำงานที่แตกต่างกันซึ่งในแต่ละโหมดการทำงานสามารถอธิบายได้ดังนี้

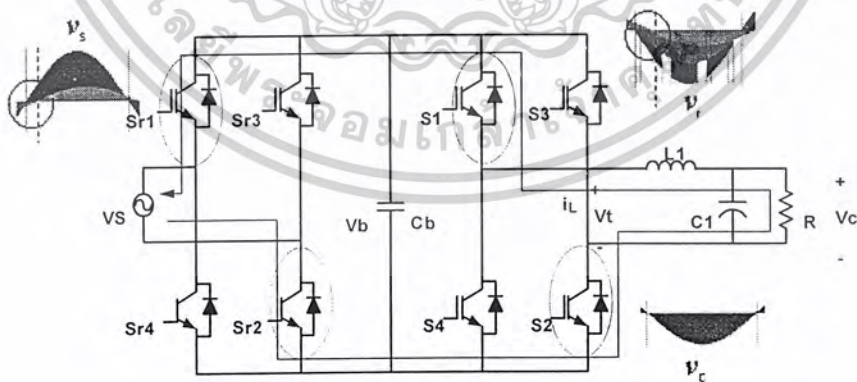
ลำดับที่	โหมดการทำงาน	แรงดัน ไฟฟ้า $v_s$	แรงดัน ไฟฟ้า $v_C$	กระแสไฟฟ้า $i_L$
1'	Bypass (Regenerative)	$+(v_s > 0)$	$-(v_C > 0)$	$-(i_L < 0)$
2'	Active	$+(v_s > 0)$	$-(v_C > 0)$	$+(i_L > 0)$
3'	Bypass	$+(v_s > 0)$	$-(v_C > 0)$	$+(i_L > 0)$
4'	Freewheeling	0	$-(v_C > 0)$	$+(i_L > 0)$
1	Bypass (Regenerative)	$-(v_s > 0)$	$+(v_C > 0)$	$+(i_L > 0)$
2	Active	$-(v_s > 0)$	$+(v_C > 0)$	$-(i_L < 0)$
3	Bypass	$-(v_s > 0)$	$+(v_C > 0)$	$-(i_L < 0)$
4	Freewheeling	0	$+(v_C > 0)$	$-(i_L < 0)$

ตารางที่ 3-4 การเรียงลำดับโหมดการทำงานในกรณีของ โหลด R-L และ  $v_s$  ต่างเฟสกับ  $v_C$  อยู่ 180 องศา

ในส่วนของการทำงานในโหมดบายพาสในช่วงที่มีการเกิด รีเจนเนอเรทีฟมีรูปแบบการทำงานอยู่ 2 ลักษณะคือ

- เมื่อ  $v_s > 0$  และ  $i_L < 0$  (ในตารางที่ 3-4คือหมายเลข 1')

ในการทำงานในช่วงรีเจนเนอเรทีฟ เมื่อ  $i_L < 0$  จะมีรูปแบบการทำงานของวงจรเป็นดังนี้



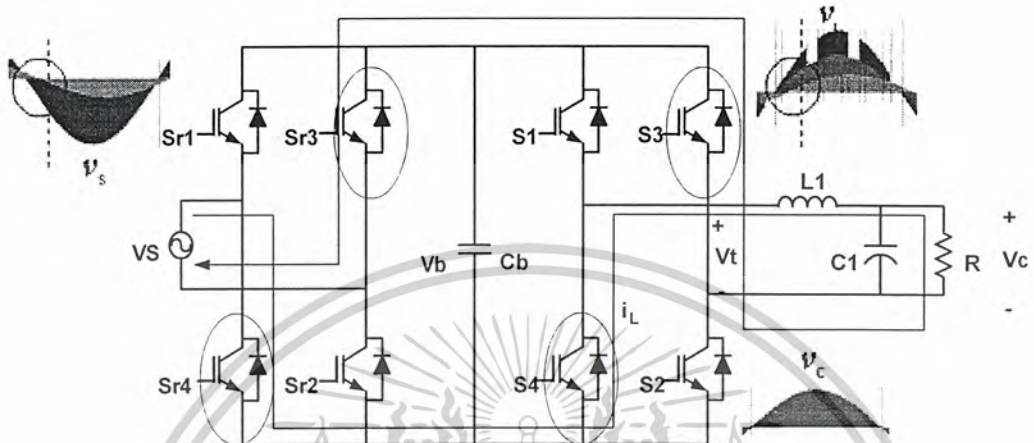
รูปที่ 3-30 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ  $v_s > 0$  และ  $i_L < 0$

จากวงจรในรูปที่ 3-30 แสดงทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าในช่วงที่  $v_s > 0, i_L < 0$  โดยที่กระแส  $i_L$  จะไหลผ่านทางด้านของไดโอดของสวิตช์  $S_2$  และ  $S_4$  ของทางด้านเอาต์พุต และสวิตช์  $S_{r1}$  และ  $S_{r2}$  ทางด้านเอกซาร์เป็นเอกซาร์ที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินพุตจะทำงานทำให้เกิดการครบคู่กระแส และกระแสจะยังคงไหลไปในทิศทางผ่านทาง ด้านเอาต์พุตไปยัง ด้านอินพุต

- เมื่อ  $v_s < 0$  และ  $i_L > 0$  (ในตารางที่ 3-4 คือหมายเลข 1)

ในการทำงานในช่วงรีเจนเนอเรทีฟ เมื่อ  $i_L > 0$  จะมีรูปแบบการทำงานของ วงจรเป็นดังนี้



รูปที่ 3-31 แสดงการทำงานของสวิตช์เมื่อ  $v_s < 0$  และ  $i_L > 0$

จากวงจรในรูปที่ 3-31 แสดงทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าในช่วงที่  $v_s < 0$ ,  $i_L > 0$  โดยที่กระแส  $i_L$  จะไหลผ่านทางด้านของไดโอดของสวิตช์  $S_3$  และ  $S_4$  ของทางด้านเอาต์พุต และสวิตช์  $S_3$  และ  $S_4$  ทางด้านอินพุตจะทำงานทำให้เกิดการครบคู่กระแส และกระแสจะยังคงไหลไปในทิศทางผ่านทาง ด้านเอาต์พุตไปยัง ด้านอินพุต

ซึ่งในส่วนของการทำงานในส่วนของ กรณีที่แรงดันทางด้านอินพุต ( $v_s$ ) ต่างเฟส กับ แรงดันทางด้านเอาต์พุต ( $v_c$ ) 180 องศา ก็มีรายละเอียดเพียงเท่านี้

### 3.3 หลักการทำงานของเอชซีชอปเปอร์ชนิดกลับขั้วได้สำหรับปรับสภาพแรงดันไฟฟ้า

วงจรเครื่องรักษาระดับแรงดันแบบเอชซีชอปเปอร์ชนิดกลับขั้วได้สำหรับสภาพแรงดันไฟฟ้างดังในรูปที่ ซึ่งแสดงถึงส่วนประกอบในวงจรโดยที่การทำงานในส่วนของคอนเวอเตอร์ 1 และ คอนเวอเตอร์ 2 นั้นได้ อธิบายหลักการทำงานไปแล้วนั้นจากรูปวงจรของเครื่องรักษาระดับแรงดันจะมีหม้อแปลงที่ใช้อยู่ 2 ลูกคือ หม้อแปลงลดแรงดัน (T1)

เป็นหม้อแปลงที่ใช้เพื่อลดแรงดันลงจาก 220 โวลต์ให้เหลือ 110 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมในการนำไปใช้งานในการจ่ายแรงดันให้กับเครื่องรักษาระดับแรงดัน

หม้อแปลงชดเชยแรงดัน (T2)

เป็นหม้อแปลงที่ใช้ในการสร้างแรงดันชดเชยโดยใช้หม้อแปลงขนาด 90/22 V ซึ่งการทำงานของ เครื่องรักษาระดับแรงดันจะอาศัยหม้อแปลงชดเชยแรงดันเป็นตัวสร้างแรงดันเสริมหรือหักล้างกับแรงดัน ที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

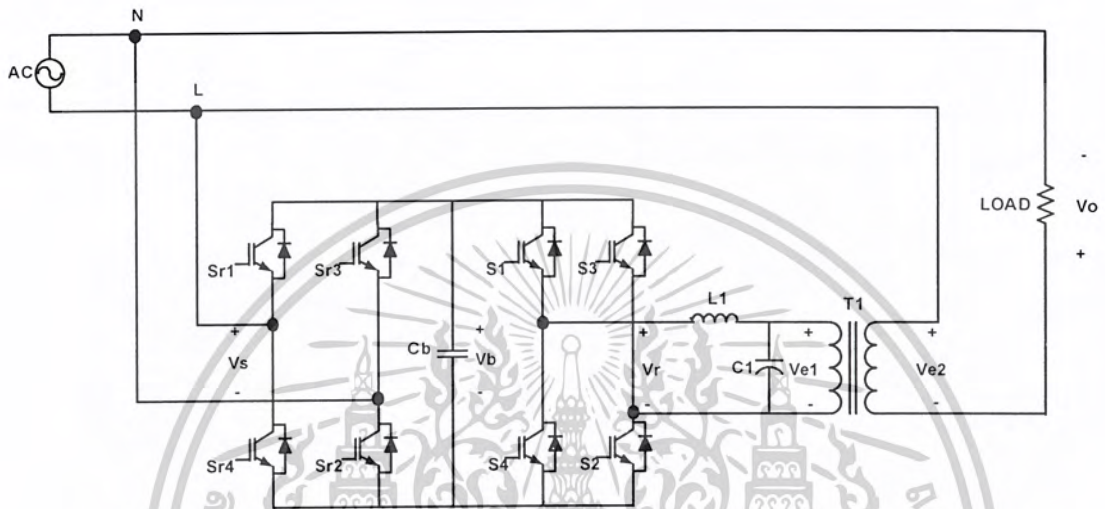
แหล่งจ่ายไฟของการไฟฟ้าโดยอาศัยหลักการของขั้วของหม้อแปลงพลังงานนั้นคือ “ ด็อต ” ( Dot ) ซึ่งความหมายของด็อทคือ จุดสำหรับใช้อ้างอิงเพื่อใช้ในการกำหนดเฟสแรงดันของหม้อแปลง ดังนี้

- ถ้ากำหนดให้กระแสไหลเข้าด็อททางด้านปฐมภูมิ กระแสจะไหลออกจากด็อททางด้านทุติยภูมิด้วย

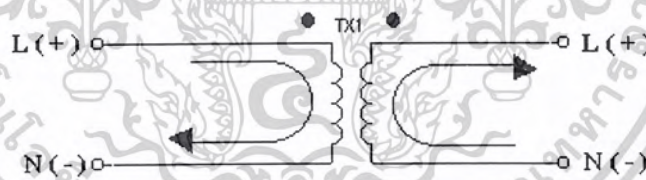
ดังรูปที่ 3-35

- ถ้ากำหนดให้กระแสไหลออกจากด็อททางด้านปฐมภูมิ กระแสจะไหลเข้าด็อททางด้านทุติยภูมิด้วย

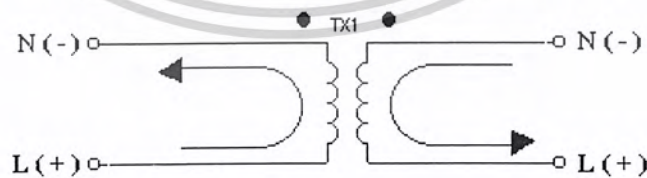
ดังรูปที่ 3-36



รูปที่ 3-32 การต่อวงจรวงจรเครื่องรักษาระดับแรงดันแบบเอชซี ซอปเปอร์ชนิดกลับขั้ว  
ได้สำหรับสภาพแรงดันไฟฟ้า



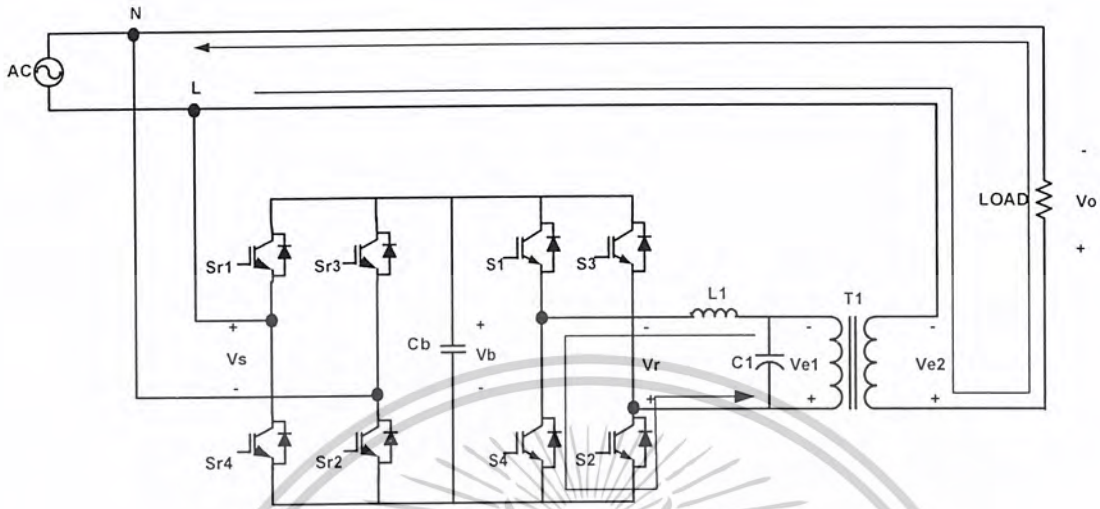
รูปที่ 3-33 รูปแสดงการกำหนดเฟสของหม้อแปลงเมื่อกระแสไหลเข้าด็อท



รูปที่ 3-34 รูปแสดงการกำหนดเฟสของหม้อแปลงเมื่อกระแสไหลออกจากด็อท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3.1 หลักการทำงานของเครื่องรักษาระดับแรงดันในกรณีที่แรงดันที่โหลดมีค่าต่ำกว่า 220 โวลต์



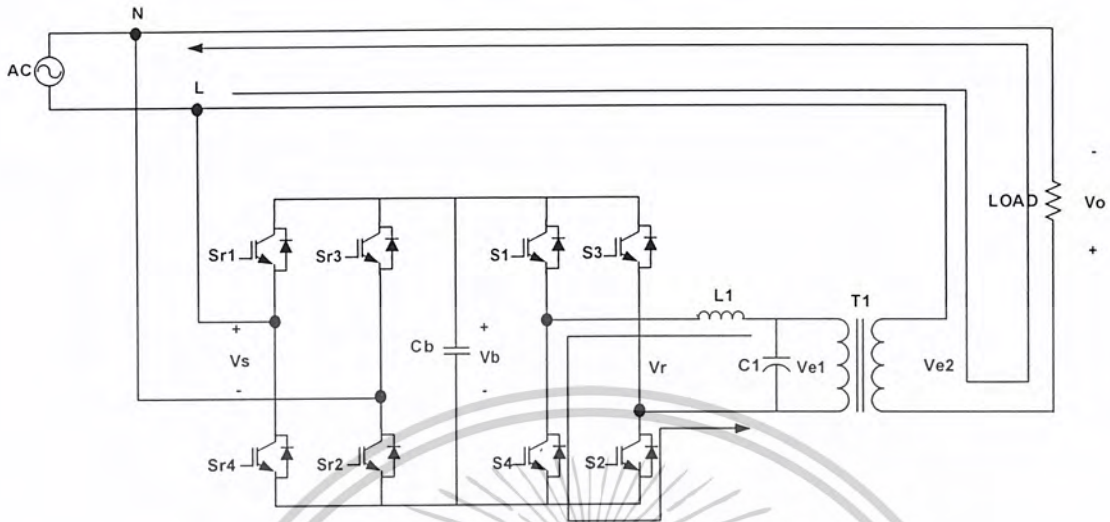
รูปที่ 3-35 แสดงทำงานของเครื่องรักษาระดับแรงดันในกรณีที่แรงดันที่โหลดมีค่าต่ำกว่า 220 โวลต์

การทำงานของเครื่องรักษาระดับแรงดัน เพื่อปรับสภาพแรงดันไฟฟ้าให้กับโหลดทางด้านเอาต์พุตมีค่าคงที่เท่ากับ 220 โวลต์อยู่ตลอดเวลา จากรูปที่ 3-37 a) ในกรณีที่แรงดันที่โหลดมีค่าต่ำกว่า 220 โวลต์ จากวงจรในส่วนของเอซีชอปเปอร์ชนิดกลับขั้วได้สำหรับปรับสภาพแรงดันไฟฟ้า นั้นซึ่งจะต้องมีการจ่ายแรงดันเสริมผ่านทางหม้อแปลงชดเชยแรงดัน โดยจะต้องพิจารณาจากส่วนประกอบที่ต่ออยู่ในวงจร คือ ขั้วของหม้อแปลงชดเชยแรงดัน , ขั้วของการต่อสายจากแหล่งจ่าย (ขั้วไลน์และนิวทรัล) และการทำงานของวงจรเอซีชอปเปอร์ชนิดกลับขั้วได้ จากวงจรในกรณีที่จ่ายแรงดันเสริมเข้าไปยังหม้อแปลงชดเชยแรงดัน นั้นเมื่อพิจารณาจากวงจรตามรูปที่ 3-37 a) แล้วเราจะต้องกลับขั้วแรงดันที่จะจ่ายให้กับหม้อแปลงชดเชยแรงดันเพื่อให้แรงดันชดเชย ( $V_c$ ) มีทิศทางเสริมกับแรงดันที่แหล่งจ่ายไฟจากการไฟฟ้า ( $V_s$ ) และจากรูปที่ 3-37 a) จะมีทิศทางการไหลของกระแสมีลักษณะเสริมกันตามรูป โดยที่พิจารณาจากรูปที่ 3-37 b) , c) และ d) เป็นรูปแสดงรูปคลื่นของแรงดันที่แหล่งจ่ายกับแรงดันชดเชย, รูปคลื่นของแรงดันเอาต์พุตที่โหลด, แสดงเฟสเซอร์ของแรงดัน ตาม

ลำดับ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### 3.3.3 หลักการทำงานของเครื่องรักษาระดับแรงดันในกรณีที่แรงดันที่แหล่งจ่ายเท่ากับ 220 โวลต์



- แสดงทิศทางการไหลของกระแสในวงจร
- แสดงรูปคลื่นของแรงดันที่แหล่งจ่ายกับแรงดันชดเชย
- แสดงรูปคลื่นของแรงดันเอาต์พุตที่โหลด
- แสดงเฟสเซอร์ของแรงดัน

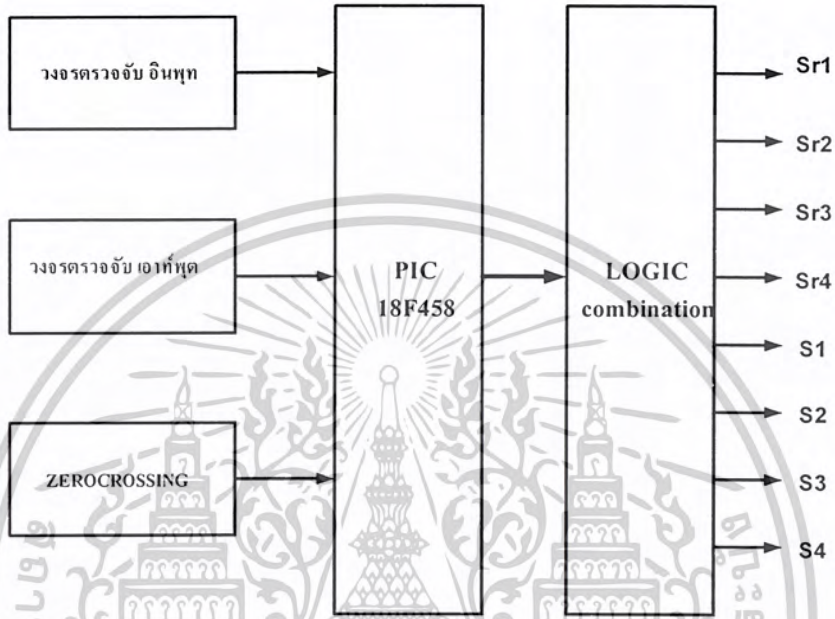
รูปที่ 3-37 แสดงทำงานของเครื่องรักษาระดับแรงดันในกรณีที่แรงดันที่แหล่งจ่ายเท่ากับ 220 โวลต์

การทำงานของเครื่องรักษาระดับแรงดันจากรูปที่ 3-39 a) ในกรณีที่แรงดันที่โหลดมีค่าเท่ากับ 220 โวลต์พอดีจากวงจรในส่วนของเอชไอเอ็พเพอร์ชันนิกกลับขั้วได้สำหรับปรับสภาพแรงดันไฟฟ้า นั้นในส่วนของการชดเชยแรงดันจะไม่มีการทำงานเกิดขึ้น แต่จะมีการทำงานในลักษณะของการฟรีวิลลิ่งเกิดขึ้นเพื่อให้เสมือนว่าหม้อแปลงชดเชยแรงดันทำงานคล้ายกับหม้อแปลงกระแส (Current Transformer) เพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่หม้อแปลงชดเชยแรงดันมีค่าเท่ากับศูนย์โวลต์ ( $V_c = 0$  V) โดยมีลักษณะการทำงานเป็นไปดังในรูปที่ 3-39 a) โดยที่พิจารณาจากรูปที่ 3-39 b), c) และ d) เป็นรูปแสดงรูปคลื่นของแรงดันที่แหล่งจ่ายกับแรงดันชดเชย, รูปคลื่นของแรงดันเอาต์พุตที่โหลด, แสดงเฟสเซอร์ของแรงดัน ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4 หลักการออกแบบวงจรควบคุมการทำงาน

ในการออกแบบวงจรควบคุมการทำงานของเอชไอซีพีเออร์ชนิดกลับขั้วได้สำหรับปรับสภาพแรงดันไฟฟ้า ซึ่งในส่วนของวงจรควบคุมจะเป็นส่วนของสัญญาณที่จะนำไปใช้ในการควบคุมการทำงานของมอสเฟตกำลังในส่วนของวงจรกำลัง และในส่วนของตรวจสอบแรงดันเอาต์พุตเพื่อนำมาเป็นค่าเปรียบเทียบกับค่าที่ใช้เป็นตัวอ้างอิงเพื่อให้นำมาซึ่งการควบคุมที่ดี มีประสิทธิภาพ มีความแม่นยำในการทำงานสูง มีความผิดพลาดในการทำงานน้อย

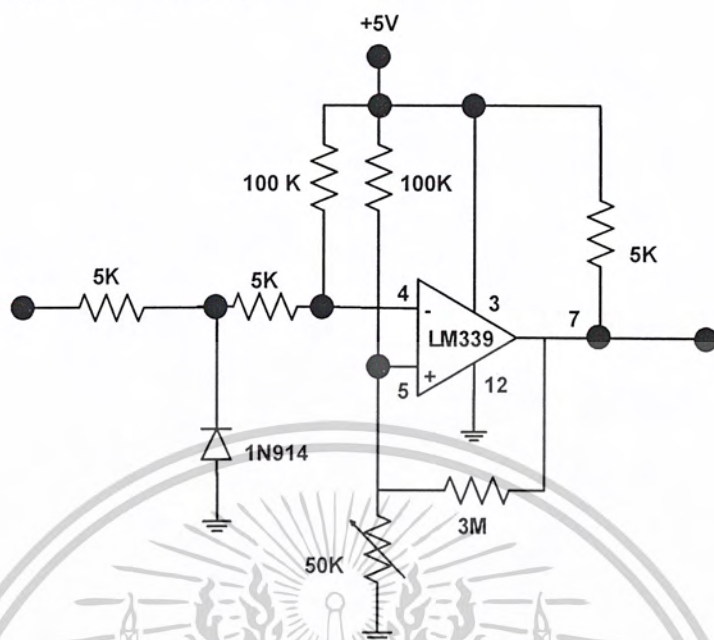


รูปที่ 3-38 บล็อกแสดงการทำงานในส่วนของการควบคุมการทำงาน

จากบล็อกแสดงการทำงานดังในรูปที่ 3-40 แสดงส่วนของการควบคุมการทำงานซึ่งจะประกอบไปด้วย ส่วนของการสร้างสัญญาณ Saw tooth, ส่วนของการตรวจจับแรงดันเอาต์พุต, ส่วนของการเปรียบเทียบสัญญาณ, ส่วนของการสร้างเวลาดายของสัญญาณ, ส่วนของการสร้างสัญญาณ Zero Crossing, ส่วนของการกลับเฟสสัญญาณ Zero Crossing, และส่วนของการรวมสัญญาณ ซึ่งในแต่ละส่วนนำมาออกแบบเป็นวงจรที่ใช้ในการควบคุมการทำงานเป็นดังนี้

### 3.4.1 จรสร้างสัญญาณ Zero Crossing

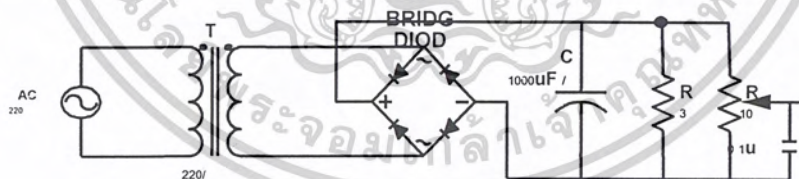
วงจรการสร้างสัญญาณ Zero Crossing ดังแสดงในรูปที่ 3-42



รูปที่ 3-39 รูปวงจรสร้างสัญญาณ Zero Crossing

### 3.4.2 วงจรตรวจจับแรงดันเกิน / แรงดันตก

วงจรตรวจจับแรงดันเกิน / แรงดันตกเป็นวงจรที่ทำหน้าที่ตรวจจับระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุตที่ด้านโหลดว่าแรงดันมีค่าสูงเกินหรือต่ำเกินกับค่าแรงดันอ้างอิง



รูปที่ 3-40 รูปวงจรตรวจจับแรงดันเกิน / แรงดันตก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





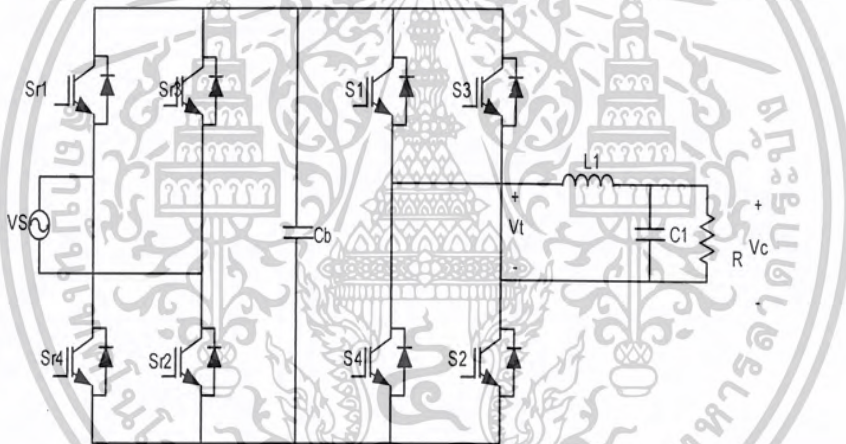
## บทที่ 4

### ผลการทดลอง

#### 4.1 บทนำ

การทดลองนำเอชไอซีของเพอร์ซนิกกลับขั้วได้เพื่อปรับสภาพแรงดันไฟฟ้า ไปใช้ในการปรับสภาพแรงดันไฟฟ้า เพื่อเป็นการทดสอบขีดความสามารถในการทำงาน ของเอชไอซีของเพอร์ซนิกกลับขั้วได้เพื่อปรับสภาพแรงดันไฟฟ้าที่มีข้อได้เปรียบที่เป็นข้อดีที่กล่าวไว้กล่าวถึงไว้ในบทที่ 1 ในเรื่องของมีการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงที่รวดเร็ว ขนาดเล็ก มีประสิทธิภาพสูง การสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าน้อย การบำรุงรักษาต่ำ โดยทำการทดลองวัดค่า พารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่มีอยู่ภายในวงจร รวมถึงการทดสอบหลักการการทำงานจริงเพื่อนำไปเปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดลองจริงกับผลที่ได้จากทฤษฎีเพื่อเป็นการยืนยันที่แน่ชัดในหลักการ

#### 4.2 วงจรการทดลองและค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรทดลองของเอชไอซีของเพอร์ซนิกกลับขั้วได้เพื่อปรับสภาพแรงดันไฟฟ้า



จากรูปที่ 4-1 วงจรการทดลองค่าพารามิเตอร์ต่างๆของอุปกรณ์ภายในวงจรการทดลอง และขอบเขตของการทดลองเป็นดังนี้

- $T_1$  : หม้อแปลงลดแรงดันขนาดพิกัดแรงดัน 220 / 110 V  
 $S_{r1}-S_{r4}$  และ  $S_1-S_4$  : มอสเฟตกำลังขนาดพิกัด 20 A/ 500 V (IRFP460)  
 $C_b$  : ตัวเก็บประจุสนับเบอร์ (WIMA MKP10) ขนาด 2.25  $\mu\text{F}$  / 250 V  
 $L_1$  : ตัวเหนี่ยวนำ ฟิลเตอร์ขนาด 0.44 mH  
 $C_1$  : ตัวคาปาซิเตอร์ ฟิลเตอร์ขนาด (WIMA MKP10) 10.68 $\mu\text{F}$  / 250 V  
 $T_2$  : หม้อแปลงชดเชยแรงดันขนาดพิกัดแรงดัน 90 / 22 V  
 โหลดหลอดไฟชนิดหลอดไส้ขนาด 500 w  
 $V_{in} (V_s)$  : แรงดันอินพุต 220V $\pm$ 10%

$V_{out}$  : แรงดันแรงดันเอาต์พุต 220V $\pm$ 2%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไฟฟ้าแรงดันในส่วนต่างๆ ภายในวงจรที่มีผลต่อการทำงานของเอซีชอปเปอร์ชนิดกลับขั้วได้ เพื่อปรับสภาพแรงดันไฟฟ้าที่

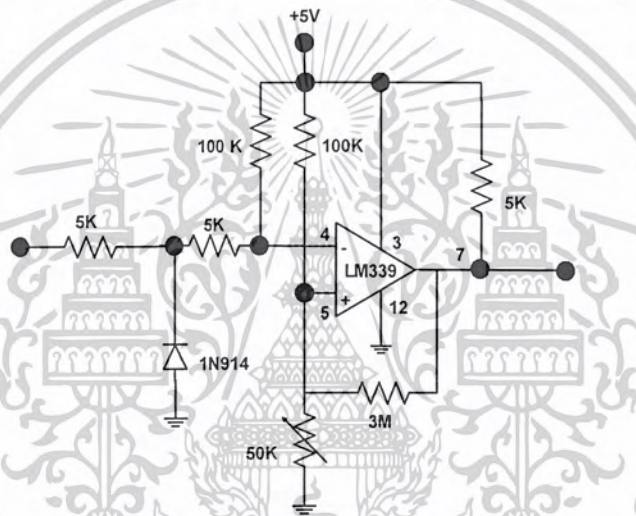
$v_b$  เป็นแรงดันที่ได้จากการการเรียงกระแสแรงดันด้านอินพุต ( $v_s$ ) โดยไดโอด ชุด คอนเวเตอร์ 1

$v_r$  เป็นแรงดันที่ได้จากการการ สับที่ความถี่ที่สูง 20 กิโลเฮิร์ต โดย ชุด คอนเวเตอร์ 2 โดยที่แรงดัน เป็นแรงดัน PWM

$v_c$  เป็นแรงดันที่ได้จากการผ่าน L – C ฟิเตอร์ภายหลังจากการ สับที่ความถี่ที่สูง 20 กิโลเฮิร์ต โดย ชุด คอนเวเตอร์ 2

#### 4.2.1 การทดลองวงจร Zero Crossing

วงจรที่ใช้ในการทดลองได้จากหม้อแปลงขนาด 12-0-12 โวลต์ ในวงจรใช้ V1, V2 แทน โดยเป็น  $V_{sin}$  โดย  $V_{out}$  ที่ออกมาจะเป็นรูปคลื่น Square Wave ที่มีขอบขาลงและขาขึ้นที่จุด 0 ของ  $V_{sine}$

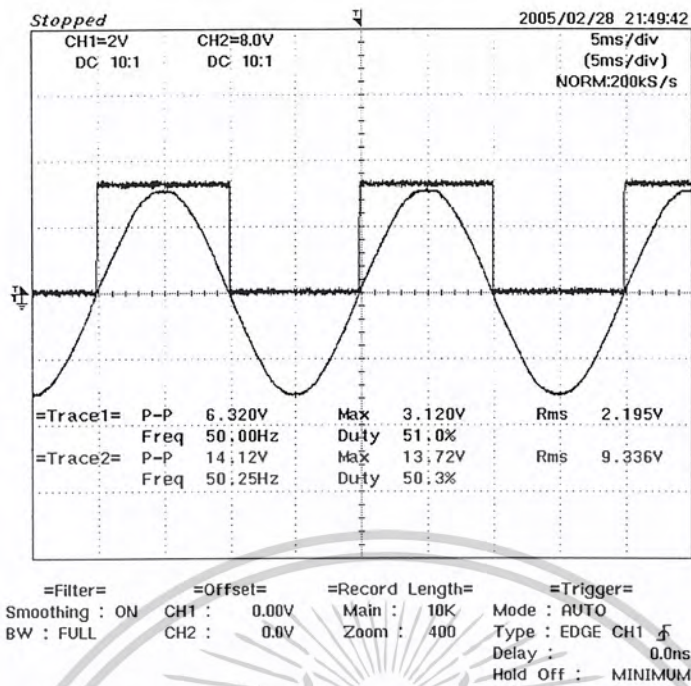


รูปที่ 4-2 วงจร Zero crossing

วัตถุประสงค์ ต้องการเปรียบเทียบสัญญาณสี่เหลี่ยม 50 Hz กับสัญญาณไซน์ 50 Hz  
ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการวัดสัญญาณ ไซน์ทางด้านพุติขุมิของหม้อแปลงทั้ง 2 สัญญาณในวงจร Zero Crossing
2. ทำการวัดสัญญาณเอาท์พุท 1 และ เอาท์พุท 2 ที่เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม
3. ทำการเปรียบเทียบสัญญาณ ไซน์ และสี่เหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

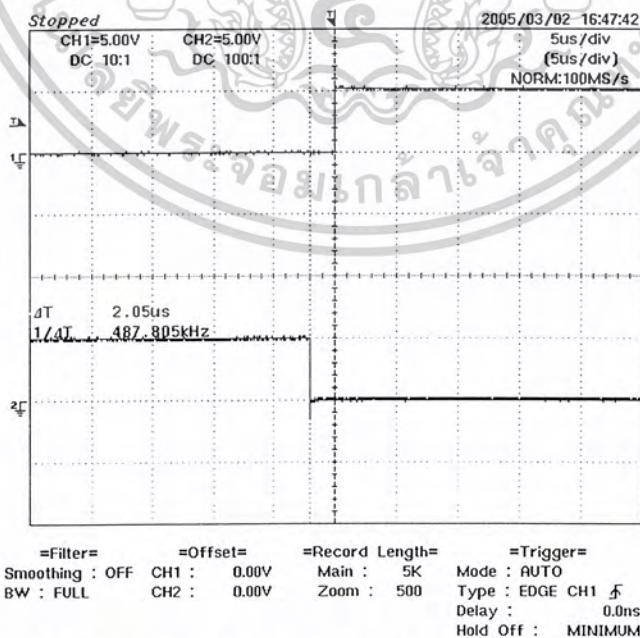


รูปที่ 4-3 สัญญาณ Zero crossing

#### 4.3 การทดลองวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ที่มี Dead time ที่ออกจาก PIC18F 458

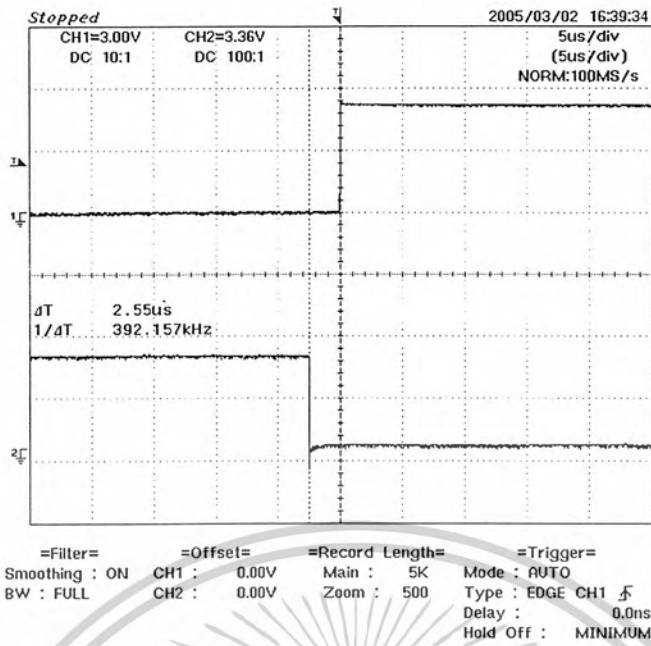
1. รูปคลื่นสัญญาณพัลส์ที่ออกจาก PIC18F 458 จะเป็นพัลส์ที่มีลักษณะของสัญญาณที่มี Dead time ในตัวโดยที่เราสามารถเรียกค่า Dead time ได้เลยในตัวของโปรแกรมของ PIC 18F458  
ขั้นตอนการทดลอง

- 1) ทำการวัดสัญญาณที่ขา RD4 – RD5 ของ PIC 18F458 โดยจะมีค่า Dead time ที่ 2.05 us กับ 2.55 us



รูปที่ 4-4 สัญญาณพัลส์ที่มี dead time 2.05 uS ที่ออกจาก PIC 18F458

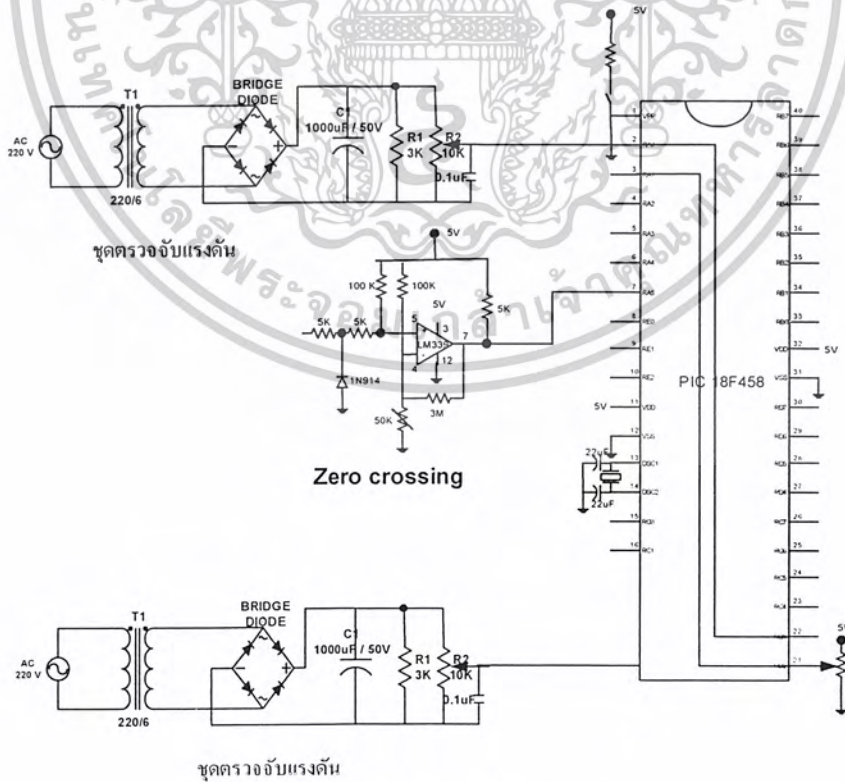
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4-5 สัญญาณพัลส์ที่มี dead time 2.55  $\mu$ s ที่ออกจาก PIC 18F458

#### 4.4 สัญญาณที่ออกจากวงจรคอนโทรล

สัญญาณที่ออกมาจากชุดคอนโทรลนี้ยังมีระดับแรงดันไม่สูงพอที่จะขับเกทของ IGBT ได้ อีกทั้งยังไม่มีกรแยกกรวนระหว่างชุดคอนโทรลกับชุดกำลัง เพราะฉะนั้นจึงต้องนำไปผ่านชุด ISOLATE & DRIVE ก่อน

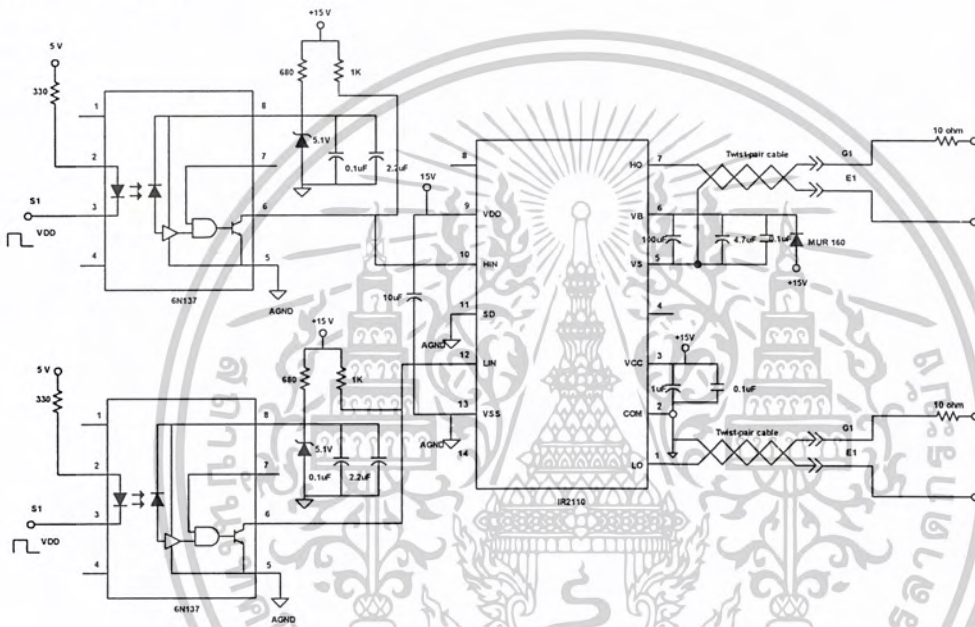


รูปที่ 4-6 วงจรคอนโทรล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

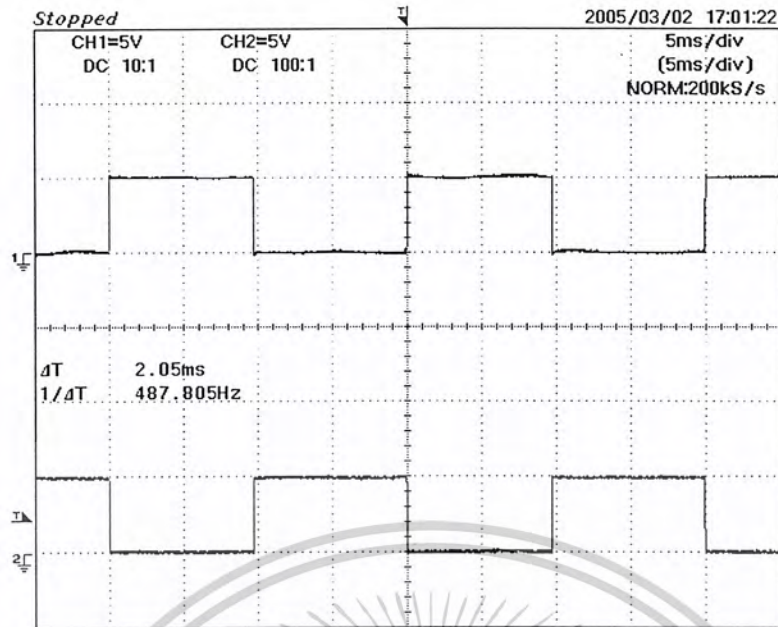
#### 4.5 สัญญาณที่ออกจากชุด Isolate & Drive

สัญญาณที่ออกจาก PIC 18F458 ที่มีระดับแรงดัน 5 โวลต์ ไม่สามารถนำไปขับ IGBT ได้และไม่มี การแยกกราวด์ จึงต้องนำมาผ่านชุด Isolate & Drive ที่ทำการแยกกราวด์ โดยใช้ optoisolate เบอร์ 6n137 โดยนำแหล่งจ่าย 15 โวลต์ จากภายนอกมาจ่ายให้กับ optoisolate และ IC DRIVE เบอร์ IR2110 IC DRIVE IR2110 ทำให้รูปคลื่นที่ออกจาก opto มีความคมและมีความสวยงามยิ่งขึ้น แต่การต่อ IC IR2110 กับ IGBT ขา Vs ของ IR2110 ห้ามนำลงกราวด์ เพราะชุดกำลังมีการต่อ IGBT แบบ ขา E ของ IGBT ตัวบนต่อกับขา C ของ IGBT ตัวล่าง เพราะฉะนั้นขา Ho ของ IR2110 ต้องต่อกับ IGBT ตัวบนเท่านั้น ขา Lo ของ IGBT ตัวล่างเท่านั้น เพราะฉะนั้นถ้า Vs ต่อลงกราวด์จะทำให้วงจรเกิดการ short circuit ได้



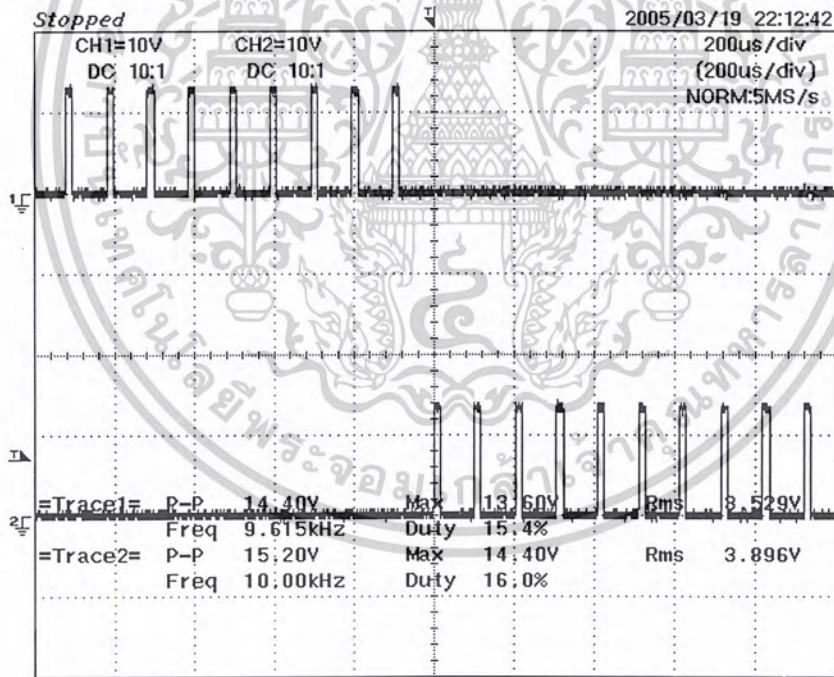
รูปที่ 4-7 วงจร DRIVE และ ISOLATE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



=Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=  
 Smoothing : ON CH1 : 0.00V Main : 10K Mode : AUTO  
 BW : FULL CH2 : 0.00V Zoom : 1K Type : EDGE CH2  $\nabla$   
 Delay : 0.0ns  
 Hold OFF : MINIMUM

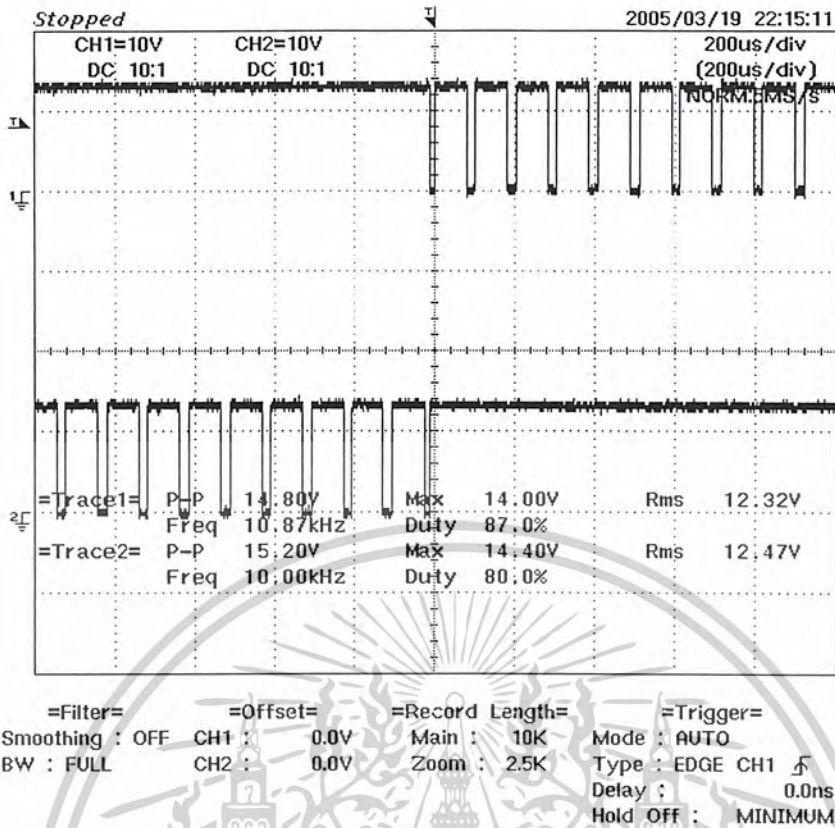
รูปที่ 4-8 คลื่นที่นำไปขับ Sr1, Sr2 และ Sr3, Sr4 ตามลำดับ



=Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=  
 Smoothing : OFF CH1 : 0.0V Main : 10K Mode : AUTO  
 BW : FULL CH2 : 0.0V Zoom : 2.5K Type : EDGE CH2  $\nabla$   
 Delay : 0.0ns  
 Hold OFF : MINIMUM

รูปที่ 4-9 คลื่นที่นำไปขับ S1 และ S3 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4-10 คลื่นที่นำไปขับ S2 และ S4 ตามลำดับ

#### 4.6 การทดลองในส่วนของการฟิลเตอร์ก่อนและหลังการผ่านฟิลเตอร์

การใส่ฟิลเตอร์ในการกรองเพื่อให้แรงดัน PWM  $v_r$  ที่ได้จากการสับที่ความถี่สูง 10 กิโลเฮิร์ตซึ่งแรงดัน  $v_r$  เป็นแรงดันที่มีจำนวนครั้งของการสวิตซ์ซึ่งซึ่งหาได้จาก

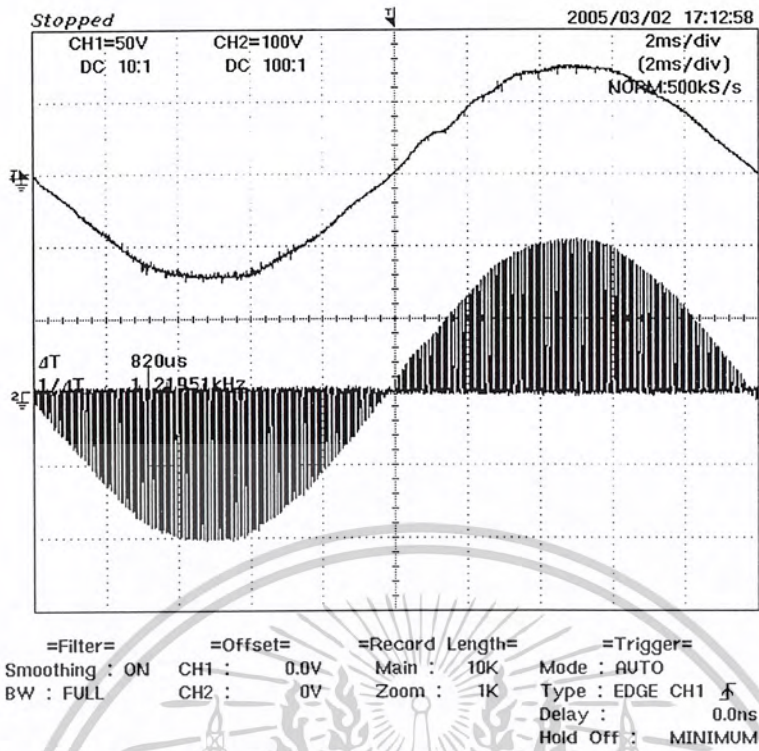
$$\text{จำนวนครั้งของการสวิตซ์ซึ่ง} = \frac{\text{ค่าความถี่ของการสวิตซ์ซึ่ง}}{\text{ค่าความถี่ฐาน}} = \frac{20\text{kHz}}{50\text{Hz}} = 400\text{ครั้ง/ไซเคิล}$$

ซึ่งแรงดัน  $v_r$  ซึ่งเป็นแรงดันที่มีทั้งส่วนของแรงดันที่ความถี่ใช้งานและส่วนประกอบของฮาร์โมนิกส์ การใส่ฟิลเตอร์จะช่วยกรองเอาส่วนประกอบของฮาร์โมนิกส์ไว้ และส่งผ่านเฉพาะส่วนของแรงดันที่ความถี่ใช้งานส่งออกไปยังโหลดเอาท์พุท โดยมีผลการทดลองดังรูปที่ 4-11

#### สรุปผลการทดลอง

จากรูปที่ 4-7 และรูปที่ 4-8 จากรูปคลื่นของแรงดันที่วัดได้โดยมีแรงดัน PWM  $v_r$  เป็นแรงดันที่ได้จากการสับที่ความถี่ที่สูง 20 กิโลเฮิร์ตโดยมีจำนวนครั้งของการสับที่ 400 ครั้ง / ไซเคิลโดยประมาณ จาก ชุด คอนเวอเตอร์ 2 โดยที่แรงดันเป็นแรงดัน PWM  $v_r$  จะถูกกรองให้เป็นแรงดันไซน์ (Sinusoidal) โดยผ่าน L-C ฟิลเตอร์ เพื่อจ่ายไปให้กับโหลดต่อไป จากผลของการทดลองค่าที่วัดได้ ทำให้เห็นว่าแรงดันที่ได้จากการกรองโดยผ่าน L-C ฟิลเตอร์เป็นแรงดันสัญญาณไซน์

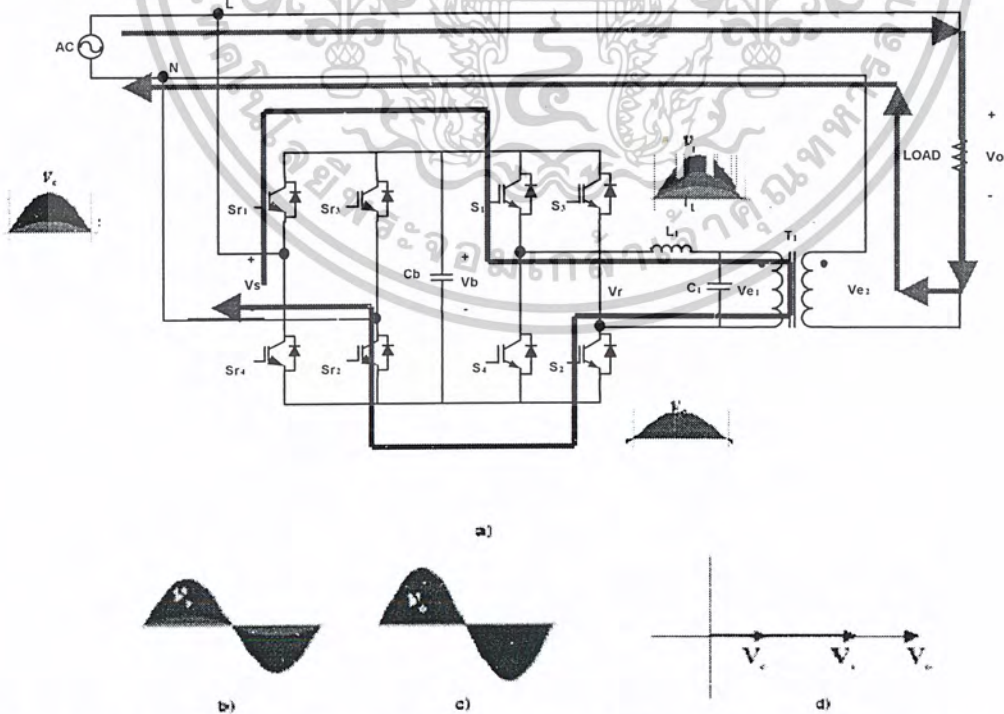
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4-11 รูปคลื่นแรงดัน  $v_r$  ที่ยังไม่ผ่านฟิลเตอร์ และ  $v_o$  ที่ผ่านฟิลเตอร์แล้ว

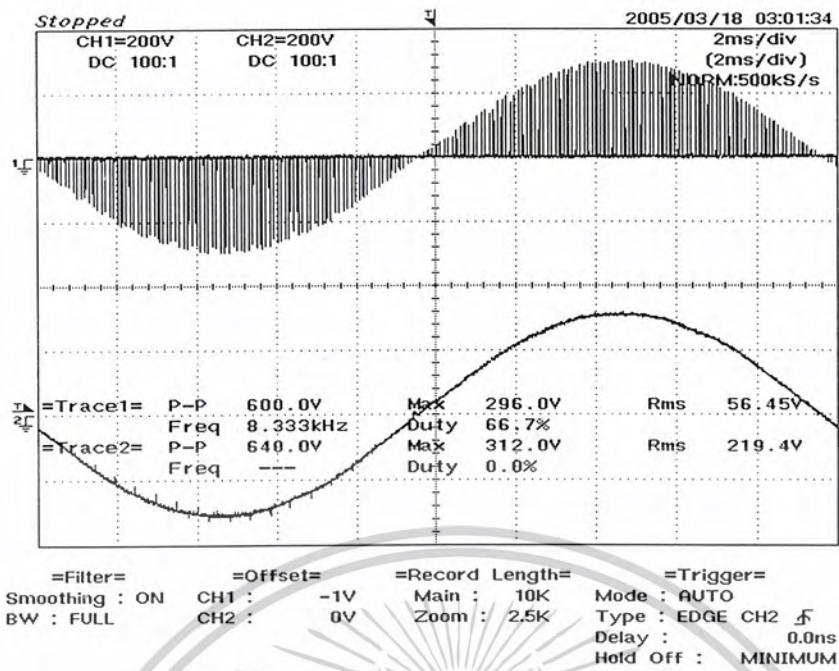
4.7 ผลการทดลอง

4.7.1 การทำงานกรณีที่แรงดันของแหล่งจ่ายต่ำกว่า 220 โวลท์

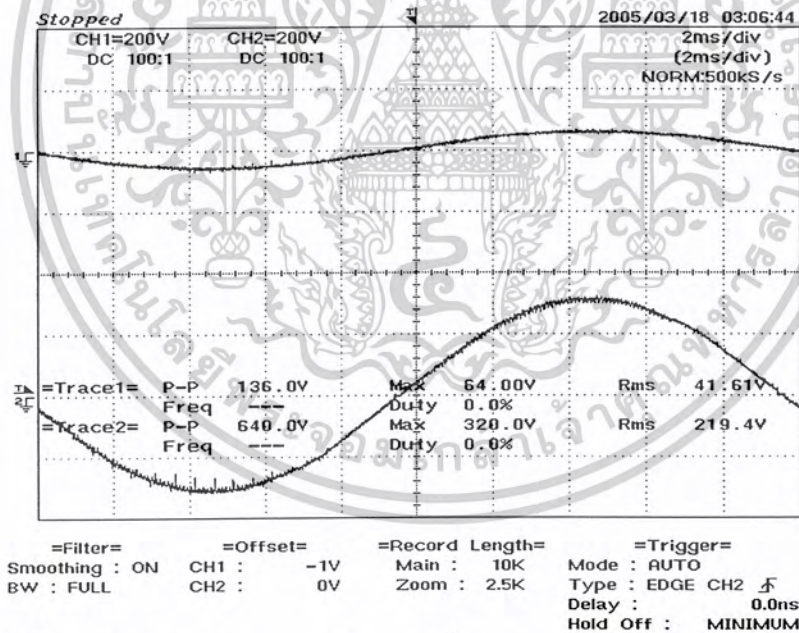


รูปที่ 4-12 การทำงานกรณีที่แรงดันของแหล่งจ่ายต่ำกว่า 220 โวลท์ กรณีที่  $V_{in}$  เป็นครึ่ง sine บวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

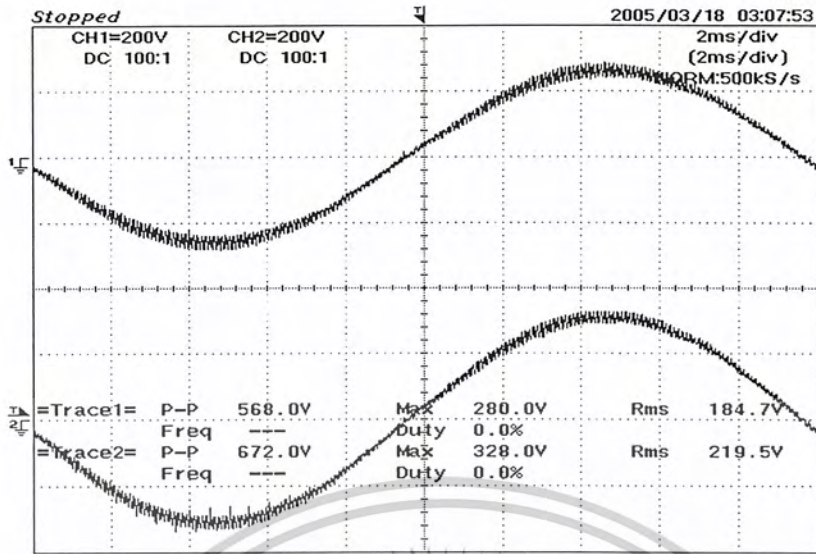


รูปที่ 4-13 รูปคลื่นกรณีแรงดันเสริมตอนก่อนเข้าและหลังเข้าฟิลเตอร์ตามลำดับ



รูปที่ 4-14 รูปคลื่นกรณีแรงดันเสริมตอนแรงดันชดเชยที่ออกจากหม้อแปลงชดเชยและแรงดันเอาต์พุตที่ได้ตามลำดับ

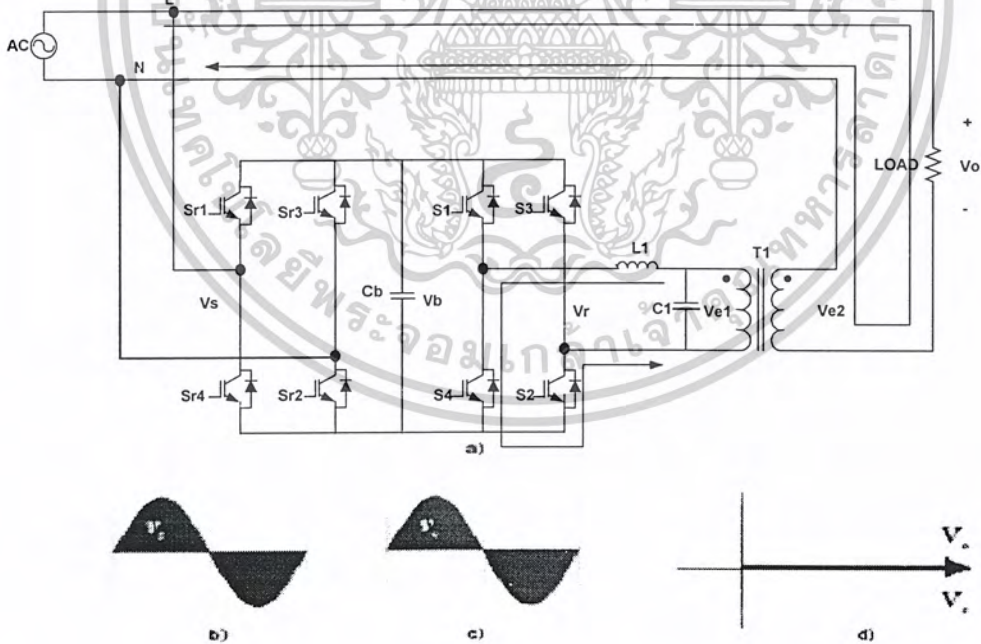
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



=Filter= Smoothing : ON BW : FULL  
 =Offset= CH1 : -1V CH2 : 0V  
 =Record Length= Main : 10K Zoom : 2.5K  
 =Trigger= Mode : AUTO Type : EDGE CH2 Delay : 0.0ns Hold Off : MINIMUM

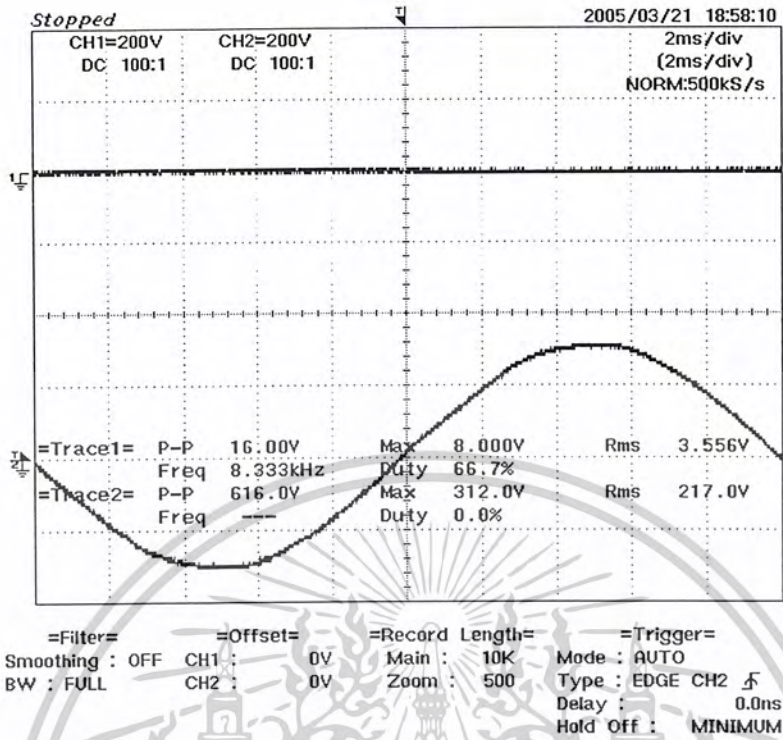
รูปที่ 4-15 รูปคลื่นแรงดันเสริมตอนแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตตามลำดับ

4.7.2 การทำงานกรณีที่มีแรงดันของแหล่งจ่ายเท่ากับ 220 โวลต์

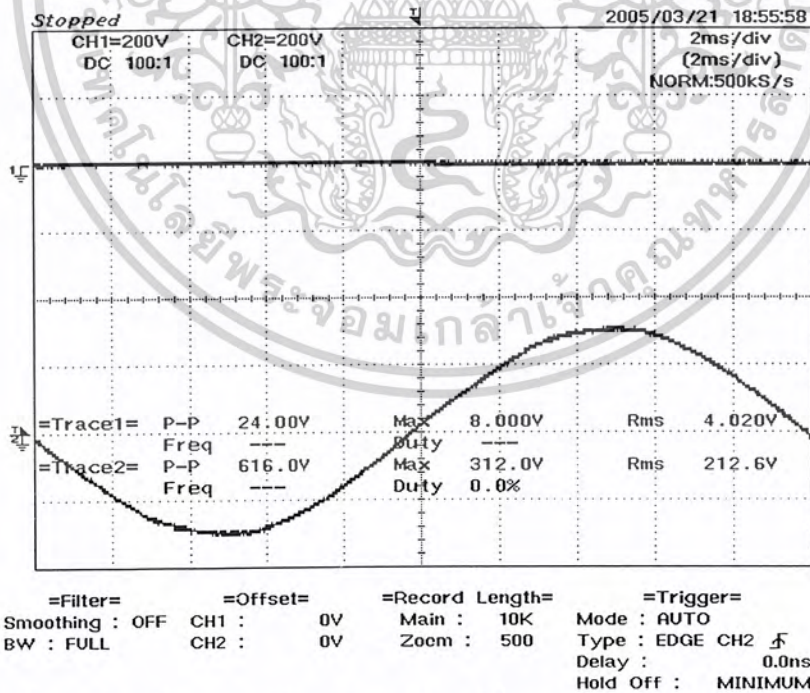


รูปที่ 4-16 การทำงานกรณีที่มีแรงดันของแหล่งจ่ายเท่ากับ 220 โวลต์ กรณีที่ Vin เป็นครึ่ง sine บวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

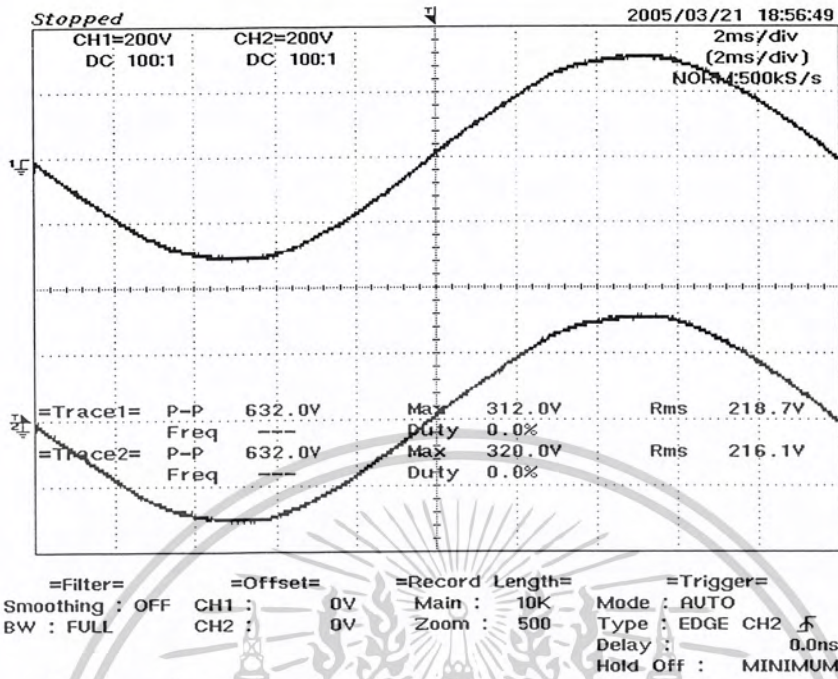


รูปที่ 4-17 รูปคลื่นกรณีแรงดันเท่ากับ 220 โวลท์ก่อนเข้าและหลังเข้าไฟเตอร์ตามลำดับ



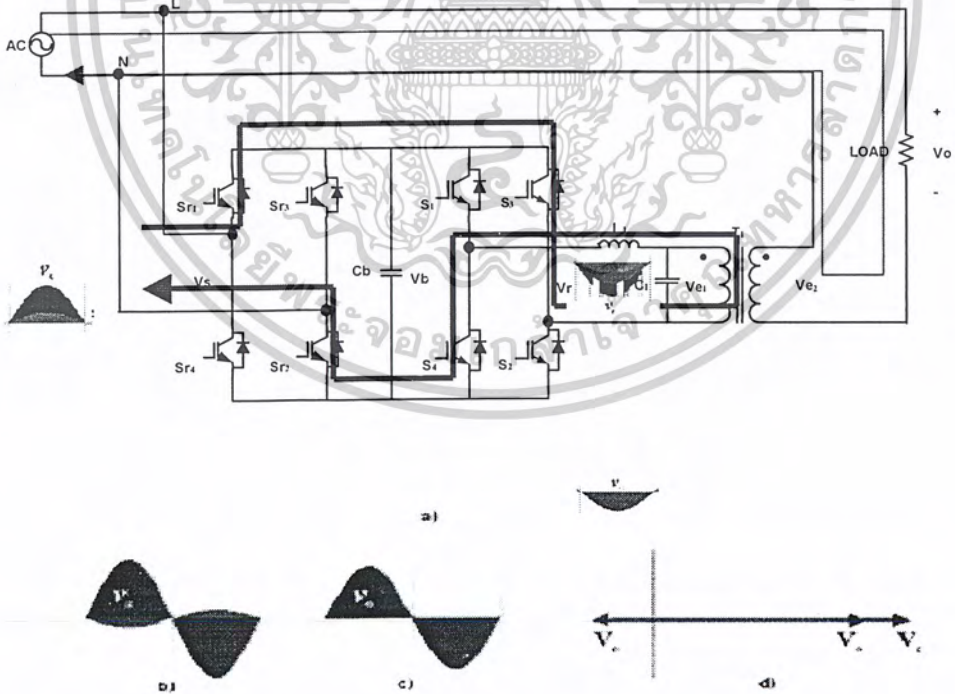
รูปที่ 4-18 รูปคลื่นกรณีแรงดันตอนแรงดันเท่ากับ 220 โวลท์ที่ออกจากหม้อแปลงชดเชยและแรงดันเอาต์พุตที่ได้ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



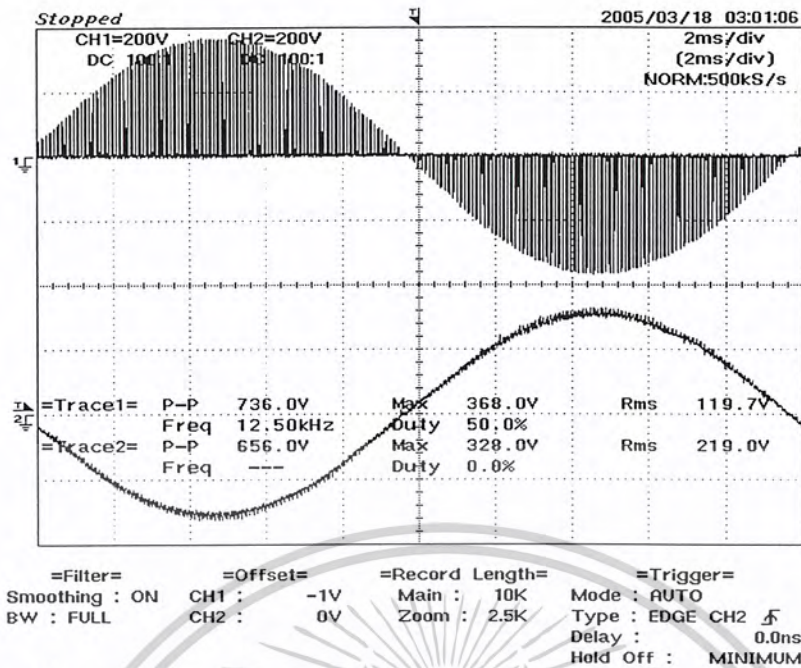
รูปที่ 4-19 รูปคลื่นกรณีสเต็มนแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตตามลำดับ

4.7.3 การทำงานกรณีสเต็มนแรงดันของแหล่งจ่ายสูงกว่า 220 โวลต์

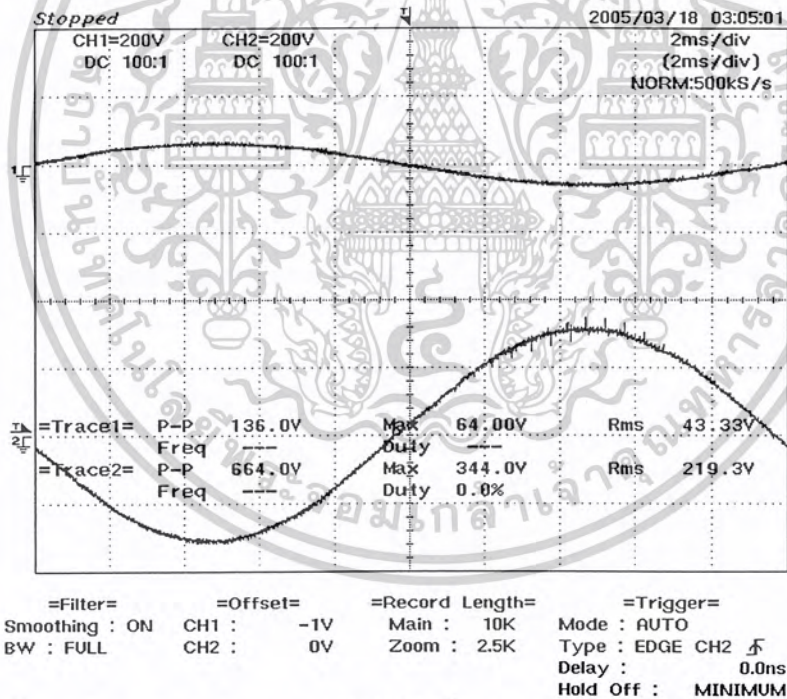


รูปที่ 4-20 การทำงานกรณีสเต็มนแรงดันของแหล่งจ่ายสูงกว่า 220 โวลต์ กรณีสเต็มนแรงดันที่  $V_{in}$  เป็นครึ่ง sine บวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

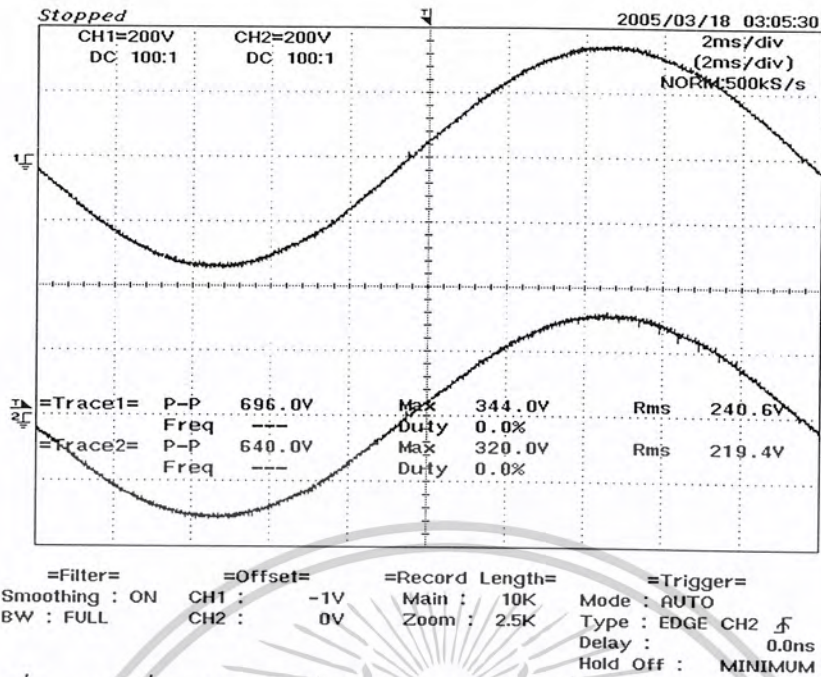


รูปที่ 4-21 รูปคลื่นกรณีแรงดันหักล้างตอนก่อนเข้าและหลังเข้าฟิลเตอร์ตามลำดับ



รูปที่ 4-22 รูปคลื่นกรณีแรงดันหักล้างตอนแรงดันหักล้างที่ออกจากหม้อแปลงขดขยและแรงดันเอาท์พุทที่ได้ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4-22 รูปคลื่นกรณีสแรงดันหักล้างตอนแรงดันอินพุทและแรงดันเอาต์พุทตามลำดับ

ตารางที่ 4-1 แสดงค่า Vin, Vout, % error ของระบบ

Vin	Vout	%error
253	218	0.91
242	219.7	0.136
235	218.6	0.636
220	216	1.82
209	219.6	0.18
198	218.9	0.5
187	219.7	0.59
176	215	2.27

จากตารางจะเห็นได้ว่าเมื่อค่า Vin มีค่าเกินกว่า 220 โวลต์จะได้ Vout ใกล้เคียง 220 โวลต์ ทำให้ได้ %error น้อยมาก เช่นเดียวกับการหาค่า Vin มีค่าน้อยกว่า 220 โวลต์จะได้ Vout ใกล้เคียง 220 โวลต์ ทำให้ได้ %error น้อยมาก

$$\%error = [(V_{in} - 220) / 220] * 100$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่4-2 แสดงแสดงค่า Vin,Vout,Pin,Pout,n%ของระบบ

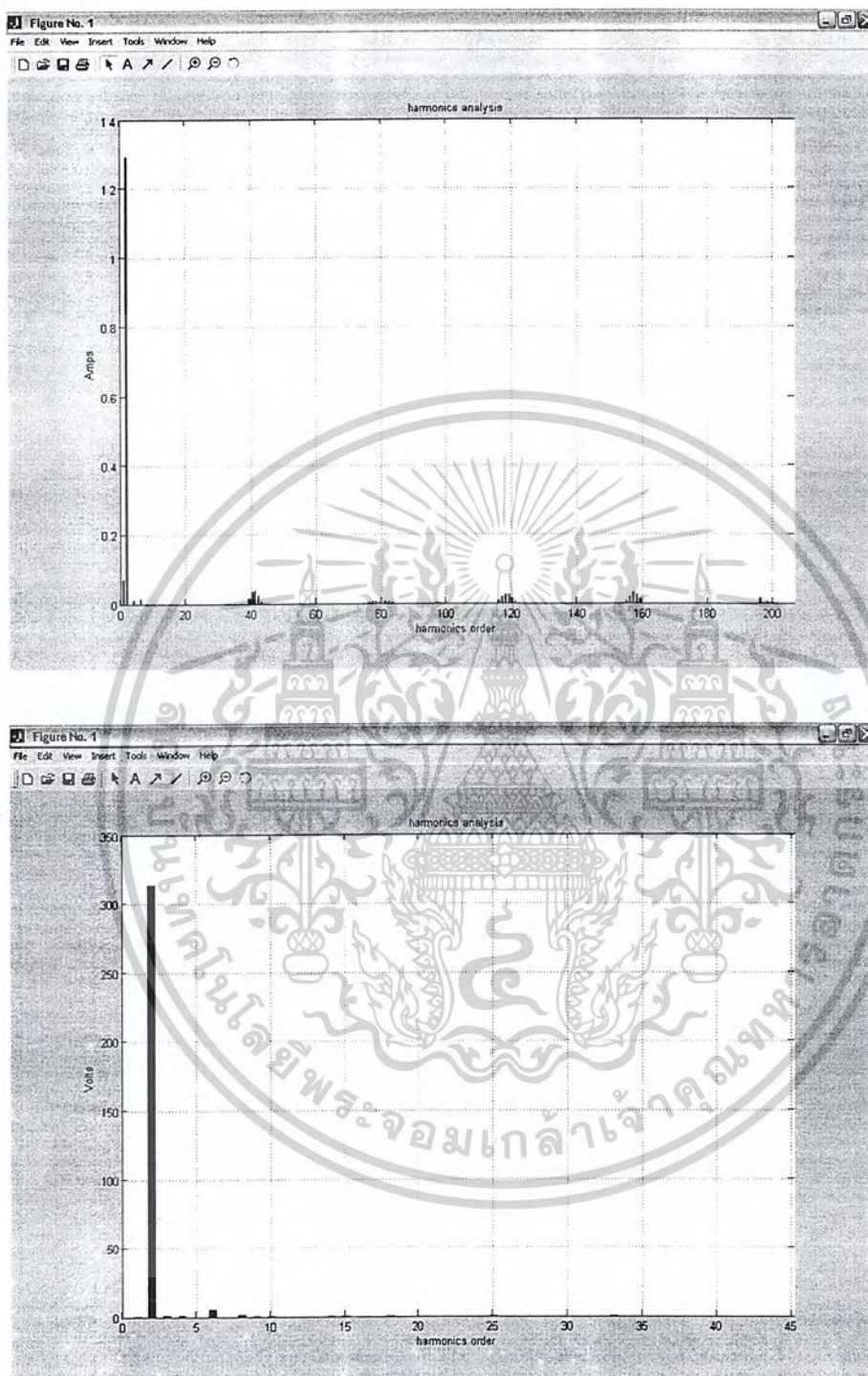
Vin	Vout	Pin(w)	Pout(w)	n%
253	218	220	202	92
242	219.7	214	212	99
235	218.6	198	206	99
220	216	221	203	92
209	219.6	210	209	99
198	218.9	220	200	91
187	218.7	226	208	92
176	215	239	197	83
169	215	240	200	83

จากตารางจะเห็นได้ว่าค่ากำลังอินพุตในช่วงแรงดันอินพุตมีค่าสูงกว่าและต่ำกว่า 220 โวลที่จะได้ค่ากำลังเอาต์พุตใกล้เคียงค่ากำลังอินพุต ทำให้มีค่าประสิทธิภาพของระบบใกล้เคียง 100%

$$n\% = (Pout/Pin) * 100$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.8 ผลจากการ simulink จาก matlab



รูปที่ 4-23 แสดงผลการ Simulate ของ THD

% THDV และ % THDI นั้นจากการทดลองและการนำรูปคลื่นไฟฟ้ามาวิเคราะห์ โดยใช้โปรแกรม Matlab โดยการสุ่มนำค่าที่ Converter ผลิตแรงดันไฟฟ้าเติมให้กับระบบและมี duty cycle เราเห็นได้ว่า % THDV เท่ากับ 2% และ % THDI เท่ากับ 5% ซึ่งจะเห็นได้ว่าคุณภาพของเอาต์พุตของระบบว่าน่าเชื่อถือได้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

# สรุปและวิจารณ์โครงการ

### 5.1 สรุปโครงการ

สำหรับผลการทดลองจากโครงการเอชซีชอปเปอร์ซันคิกกลับขั้วได้สำหรับปรับสภาพแรงดันไฟฟ้านี้สามารถยืนยันแนวคิดที่จะนำ หลักการของการใช้วงจรเอชซีชอปเปอร์ซันคิกกลับขั้วได้ มาใช้งานร่วมกับหม้อแปลงชดเชยแรงดันเพื่อสร้างแรงดันชดเชย มาใช้งานในการรักษาระดับแรงดันได้จริง โดยจะมีความสามารถมากกว่าและมีการทำงานที่ดีกว่าการใช้หลักการเปลี่ยนการใช้วิธีการเปลี่ยนแท็บหม้อแปลง, การใช้วิธีควบคุมมุมทริกสัญญาณเกทของไทรสเตอร์ และ เอชซีชอปเปอร์แบบสวิทซ์ทางเดียว ในแง่ของความละเอียดของแรงดันที่จะทำการรักษาระดับเพื่อจ่ายให้กับโหลด มีการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงที่รวดเร็ว ขนาดเล็ก มีประสิทธิภาพสูง การสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าน้อย อีกทั้งยังมีการบำรุงรักษาที่น้อยกว่าด้วย แต่จากการวิเคราะห์โครงการนี้ยังพบว่ามีปัญหาอยู่บ้างซึ่งสามารถที่จะนำไปพัฒนาต่อไปเพื่อให้มีประสิทธิภาพการทำงานที่ดีที่สุดต่อไป

### 5.2 บทวิจารณ์โครงการ

จากการทดลองที่ผ่านมาพบว่าปัญหาที่เกิดขึ้นมากที่สุดในการทำงานมี 2 ส่วนคือ

#### 5.2.1 เรื่องของเฟสของแรงดัน ณ. จุดต่างๆ

เพราะเราจำเป็นต้องให้สัญญาณขับเคลื่อนกับแรงดันที่จ่ายให้กับ IGBT มีเฟสการทำงานที่ตรงกัน เพราะหากจ่ายการทำงานที่มีเฟสไม่ตรงกันแล้ววงจรจะไม่สามารถทำงานได้ และอาจส่งผลให้ IGBT เสียหายได้

#### 5.2.2 ส่วนวงจรป้อนกลับ

ในการทำงานครั้งนี้ปัญหาใหญ่ที่สุดที่ผู้ทำโครงการได้ประสบคือ ส่วนวงจรป้อนกลับเพราะในส่วนนี้จะทำหน้าที่ตรวจจับระดับแรงดันที่โหลดเพื่อที่จะได้ทราบว่าแรงดันที่โหลดมีค่าลดลงหรือว่ามีค่าเพิ่มขึ้น จากนั้นวงจรป้อนกลับจะส่งสัญญาณป้อนกลับเป็นแรงดันไฟตรงมายังจุด V อ้างอิง เพื่อที่จะได้ทำการปรับความกว้างของสัญญาณขับ IGBT ให้ IGBT มีการทำงานสอดคล้องกับแรงดันที่เปลี่ยนแปลงไป โดยในการทดลองครั้งนี้ผู้ทำโครงการได้ใช้การสร้างแรงดันอ้างอิงโดยใช้การควบคุมแบบป้อนกลับอัตโนมัติโดยใช้การตรวจจับแรงดันด้านเอาต์พุตนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงซึ่งการทำงานในบางสภาวะมีการทำงานคลาดเคลื่อน โดยจะต้องมีการปรับตั้งค่าเกนในส่วนของวงจรควบคุม อีกทั้งการทำงานของชุดป้อนกลับนี้จะต้องมีการสั่งให้มีการกลับเฟสของแรงดันด้วยเพื่อที่จะได้ทำการจ่ายแรงดันเสริมหรือหักล้างตามแต่สภาวะแรงดันที่โหลด โดยในการทดลองนี้ได้ใช้การกลับเฟส โดยการใช้การควบคุมการกลับขั้วสัญญาณ Zero Crossing ที่ใช้ในการรวมสัญญาณ กับสัญญาณ PWM และในการทำงานในส่วนของวงจรควบคุมหากมีสัญญาณสอดแทรกทางแม่เหล็กไฟฟ้า EMI (Electromagnetic Interference) ที่เกิดจากการสวิทซ์ชิงของอุปกรณ์เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่สูงซึ่งต้องหาทางป้องกันโดยการนำ EMI Filter มาใส่เพื่อลดผลกระทบของการสอดแทรกทางแม่เหล็กไฟฟ้า EMI เพื่อให้สามารถทำงานได้ทุกสภาพแวดล้อมเพื่อนำเอชซีชอปเปอร์ซันคิกกลับขั้วได้เพื่อปรับสภาพแรงดันไฟฟ้าไปใช้ในการทำงานจริงได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.2.3 ส่วนของชุด Drive

ในการออกแบบชุด Drive ควรมีการแยกกราวด์ระหว่างชุดคอนโทรลกับชุดกำลัง เพราะเวลาทดลอง ถ้าสมมติว่า ถ้าไม่มีการแยกกราวด์ระหว่างชุดกำลังกับชุดคอนโทรล หากชุดกำลังเกิดการเสียหายจะส่งผลกระทบต่อวงจรคอนโทรลด้วย

### 5.2.4 ส่วนของชุดกำลัง

DC link ( CB ) ถ้า CB มีค่ามากเกินไปจะทำให้แรงดัน full wave ที่ออกมาจากคอนเวอร์เตอร์ 1 ทำให้ไม่ได้เป็นแรงดัน full wave คือมีค่าใกล้เคียงแรงดัน DC ดังนั้นเมื่อคอนเวอร์เตอร์ 1 ทำงานทำให้เกิดการ short ขึ้นที่คอนเวอร์เตอร์ 1 แต่ถ้าค่า CB มีค่าน้อยเกินไปจะทำให้ค่าแรงดัน spike ที่แรงดัน full wave มีค่ามาก

## 5.3 ปัญหา อุปสรรค และแนวทางแก้ไข

5.3.1 ปัญหาการเกิดสัญญาณรบกวนในวงจร ทำให้เกิดความผิดปกติของสัญญาณที่ใช้ในการควบคุมการทำงานในส่วนของวงจรกำลัง ส่งผลให้มีการทำงานที่ผิดพลาดเกิดขึ้นซึ่งอาจทำให้อุปกรณ์สวิทซ์ซึ่งพังเสียหายได้

แนวทางการแก้ไข

5.3.1.1 แยกไฟเลี้ยงระหว่างอุปกรณ์อนาล็อก ( Analog ) กับอุปกรณ์ดิจิทัล ( Digital )

5.3.1.2 ควรต่อตัวเก็บประจุชนิดเซรามิกขนาด 0.1 ไมโครฟารัด ไว้ที่ขาไฟเลี้ยง ( Vcc ) ของไอซีทุกตัว

5.3.1.3 การเชื่อมต่อสัญญาณกันโดยใช้สายไฟควรให้มีน้อยที่สุด

5.3.1.4 ควรใช้แผ่นปริ้นท์แบบสองหน้าเพื่อให้ลายวงจรมีขนาดเล็กลง

5.3.1.5 ควรมีการกราวด์แผ่นที่แผ่นปริ้นท์เพื่อลดสัญญาณรบกวน

5.3.2 ปัญหาการนำ IGBT ไปต่อในวงจรกำลังโดยไม่มีการป้องกันสัญญาณยับเยกคือการเปิดวงจรระหว่างขาเกทกับขาซอร์สเมื่อเราป้อนแรงดันเข้าไปในวงจรจะทำให้ IGBT พังเสียหายทันที เนื่องจาก IGBT จะทำงานผิดพลาด

แนวทางการแก้ไข ทำได้โดยการลัดวงจรระหว่างขาเกท กับขาซอร์ส หรือต่อตัวต้านทานค่าน้อยๆระหว่างขาเกท กับขาซอร์ส

5.3.3 ปัญหาจากอุปกรณ์ที่ใช้ในการทำโครงการหาซื้อยาก ราคาแพง เช่น IGBT ออปโตไอโซเลเตอร์ ตัวคาปาซิเตอร์สับเบอร์

แนวทางการแก้ไข หาร้านที่จำหน่ายอุปกรณ์ไว้หลายๆ ร้าน

5.3.4 ปัญหาจาก L-C low pass filter ค่า L ถ้าคำนวณไม่ดีจะทำให้ L ร้อนและกรองแรงดันได้ไม่เรียบ

แนวทางการแก้ไข ควรคำนวณค่า L และ C ให้ดี และควรเตรียม L-C ไว้หลายๆขนาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 5.4 แนวทางการพัฒนา

สามารถนำไปแสดงผลของค่าระดับแรงดัน ทางคอมพิวเตอรืได้สามารถจับโพลด์ได้มากและหลายขนาด เช่น มอเตอร์ AC 1 KW คอมพิวเตอรื , ถ้าโพงขนาดใหญ่ ลดผลกระทบของฮาโมนิกส์และ EMI ของเอชี่ชอปเปอร์ชนิดกลับขั้วได้เพื่อปรับสภาพแรงดันไฟฟ้าและการแก้ไขปรับ ปรุงให้ดีขึ้น

ในส่วนของอุปกรณ์ควบคุมอาจจะนำ DSP มาใช้แทน PIC 18F458 เพื่อให้การทำงานของ AC chopper ชนิดกลับขั้วได้มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [ 1 ] สุวัฒน์ แซ่ตัน, เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย, หัวหน้าฝ่ายวิจัยและ พัฒนา บริษัท เอนเทลไทย จำกัด
- [ 2 ] ผศ.ดร. เต็มพงษ์ เพ็ชรกุล , อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ, ศูนย์วิจัยอิเล็กทรอนิกส์, ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [ 3 ] สักกริยา ชิตวงศ์, วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์, ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [ 4 ] รศ.ดร. โคทม อารียา ,อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 1,บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด
- [ 5 ] รศ.ดร. โคทม อารียา ,อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 2, บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด
- [ 6 ] M.H. Rashid, Power Electronics: Circuits, Devices and Application, Prentice-Hall Int. Inc., New Jersey, 1988
- [ 7 ] N. Mohan, T.M. Underland, W.P. Robbins. Power Electronics: Converters, Application and Design, John Wiley & Sons, New York, 1989
- [ 8 ] Novel Line Conditioner With Voltage Up/Down Capability , B.H. Kwon, G.Y. Jeong, S.H. Han, and D.H. Lee IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.49, No.5, October 2002

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Novel Line Conditioner With Voltage Up/Down Capability

Bong-Hwan Kwon, *Member, IEEE*, Gang-Youl Jeong, *Student Member, IEEE*, Sung-Hoon Han, and Duk-Ho Lee

**Abstract**—In this paper, a novel pulsewidth-modulated line conditioner with fast output voltage control is proposed. The line conditioner is made up of an ac chopper with reversible voltage control and a transformer for series voltage compensation. In the ac chopper, a proper switching operation is achieved without the commutation problem. To absorb energy stored in line stray inductance, a regenerative dc snubber can be utilized which has only one capacitor without discharging resistors or complicated regenerative circuit for snubber energy. Therefore, the proposed ac chopper gives high efficiency and reliability. The output voltage of the line conditioner is controlled using a fast sensing technique of the output voltage. It is also shown via some experimental results that the presented line conditioner gives good dynamic and steady-state performance for high quality of the output voltage.

**Index Terms**—AC choppers, commutation, line conditioner, pulsewidth modulation.

## I. INTRODUCTION

SOLID-STATE line conditioners have been used in industry to provide regulation and protect sensitive loads supplied weak or disturbed. Power line disturbances on sensitive equipment such as computers, communication equipment and process control systems can often lead to valuable data loss, interruption to communication services, and long shutdown of the production [1]. The recent increase in the use of nonlinear loads has caused serious concern for power quality and consequently on the disturbances tolerated by sensitive electronic loads. IEEE Standard 446-1987 [2], [3] describes the voltage tolerance limits for sensitive loads, such as the computer power supplies. In IEEE Standard 446-1987, shown in Table I, a voltage drop of more than 15% cannot be tolerated for more than 30 cycles (or 500 ms). Similarly, a 35% voltage drop can be tolerated for only one cycle (or 16.7 ms). Currently, most of the line conditioners still rely on thyristor technology (line-commutated ac controllers). This is due to the reliability and large power handling capability of thyristor switches. Such conditioners, however, have slow response and need large input–output filters to reduce low-order harmonics. Line-commutated ac controllers can be replaced by pulsewidth-modulated (PWM) ac choppers, which have better overall performance and the above problems can be improved if these controllers are designed to operate in the chopping mode. In this case, the input voltage is chopped into segments and the output voltage level is decided by con-

trolling the duty cycle of the chopper switching function. The standard ac chopper requires bidirectional switches with the commutation problem. The commutation of switches is critical and an alternate current path has to be provided when current paths are changed. This alternate current path is implemented using additional bidirectional switches or snubbers [4]–[9]. Such topologies are difficult and expensive to realize and the voltage stress of the switch is also high, resulting in reduced reliability. Recently, an ac chopper without the commutation problem has been proposed [10]. However, its output does not still produce a reversible phase of the input voltage and can be applied to the line conditioner with only voltage up capability (or voltage down capability). Libano *et al.* [11] proposed the simplified control strategy for hybrid active filters, which is also applied to the line conditioner. However, this gives only voltage up capability or voltage down capability.

In this paper, a novel line conditioner with voltage up/down capability and fast output voltage control is proposed. The proposed line conditioner is made up of an ac chopper and a transformer for series voltage compensation. The ac chopper compensates only a small percentage of the input voltage carrying the input current and therefore a reduced rating is made. The ac chopper can produce a reversible phase of its input voltage and it is operated without the commutation problem. Furthermore, the ac chopper uses a dc regenerative snubber without discharging resistors and the line conditioners are reliable and applicable to high power capacity. The proposed line conditioner also gives the output voltage with fast dynamic speed. It is also shown via some simulation and experimental results that the presented line conditioner gives good dynamic and steady-state performance.

## II. DESCRIPTION AND ANALYSIS OF THE LINE CONDITIONER

### A. Description of AC Chopper

The typical conventional ac chopper with unidirectional voltage control is shown in Fig. 1 and it utilizes bidirectional switches (or four quadrant switches) capable of bidirectional current control. This ac chopper has the commutation problem. Suppose that a bidirectional switch  $S_1$  is turned on and conducts the load current  $i_L$ . After a time, we wish to commutate the current  $i_L$  to the switch  $S_2$ . Unfortunately, it is impossible to define the timing which will lead to safe commutation of these switches. Theoretically, the switching must be instantaneous and simultaneous. For practical realization we have to take in account finite switching times and delays in the drive circuits and switches. Therefore, if the switch  $S_2$  is turned on before  $S_1$  is turned off, a short-circuit path is established through  $v_s$ - $S_1$ - $S_2$ . Current spikes generated in this way will destroy the

Manuscript received December 12, 2000; revised April 30, 2002. Abstract published on the Internet July 15, 2002.

B.-H. Kwon, G.-Y. Jeong, and S.-H. Han are with the Department of Electronic and Electrical Engineering, Pohang University of Science and Technology, Kyungbuk 790-784, Korea (e-mail: bhkwon@postech.ac.kr).

D.-H. Lee is with Power Valley Company, Ltd., Ansan-City 425-100, Korea. Publisher Item Identifier 10.1109/TIE.2002.803236.

0278-0046/02\$17.00 © 2002 IEEE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE I  
TYPICAL RANGE OF INPUT POWER QUALITY AND LOAD PARAMETERS OF MAJOR COMPUTER MANUFACTURERS

Parameters	Range or Maximum
1. Voltage regulation, steady state	+5, -10 to +10%, -15% (ANSI C84.1-1970 is +6, -13%)
2. Voltage disturbances	
a. Momentary undervoltage	-25 to -30% for less than 0.5 s, with -100% acceptable for 4-20 ms
b. Transient overvoltage	+150 to 200% for less than 0.2ms
3. Voltage harmonic distortion	3-5% (with linear load)
4. Noise	No standard
5. Frequency variation	60 Hz $\pm$ 0.5 Hz to $\pm$ 1 Hz
6. Frequency rate of change	1 Hz/s (slew rate)
7. 3 $\phi$ , phase voltage unbalance	2.5-5%
8. 3 $\phi$ , load unbalance	5-20% maximum for any one phase
9. Power factor	0.8-0.9
10. Load demand	0.75-0.85 (of connected load)

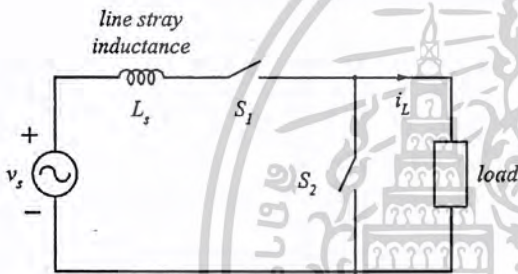


Fig. 1. Conventional ac chopper.

switches. Similarly, if  $S_1$  is turned off before  $S_2$  is turned on, a dual situation will occur: there is no path for the conduction of the current of the inductive load. Voltage spikes are induced on the opened switches and will destroy the switches. Therefore, the snubber circuit of the bidirectional switch must be an ac snubber circuit that can absorb a bidirectional turn off spike energy due to line stray inductance. Furthermore, since each bidirectional switch is turned on or off at high frequency, a circuit for regenerating the snubber energy needs to be provided for enhancing the conversion efficiency of the equipment.

The power circuit of the proposed ac chopper is shown in Fig. 2. Unidirectional switches (or two-quadrant switches) which are commercially available can be used in this circuit and a regenerative dc snubber is attached directly to power semiconductor switches to absorb energy stored in line stray inductance. The dc snubber  $C_b$  features a very simple structure consisting of a capacitor only with no need for discharging resistors or a complicated regenerative circuit for snubber energy. Thus, the proposed ac chopper is regenerating the snubber energy without using any additional regenerative circuit. The switches  $S_{r,1}$ ,  $S_{r,2}$ ,  $S_{r,3}$ , and  $S_{r,4}$  are operated as rectification of the input voltage  $v_i$  and have switchings at zero voltage of the input voltage. The switches  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$ , and  $S_4$  are operated in high-frequency PWM mode and controlled according to the input voltage polarity and the required output voltage of the ac chopper. The output voltage is controlled by changing the duty ratio of the control pulses. Detailed waveforms of the ac

chopper are given in Fig. 3, which shows the chopper input voltage, control signals of the switches, intermediate voltage  $v_b$ , PWM ac voltage  $v_r$ , and filtered output voltage  $v_c$ . In PWM control, three different modes exist during one switching period. Each switching period consists of active (or charging) mode, freewheeling (or discharging) mode, and bypass (or dead-time) mode.

In the ac chopper, the inductor current  $i_L$  conducts through the input and output side, providing energy to the output during the active mode and freewheels through the output side during the freewheeling mode. However, the inductor current is bypassed according to its direction during the bypass mode. Fig. 4 shows three possible modes during one switching cycle, where the bold lines denote possible current paths.

During the active mode, the switches  $S_1$  and  $S_2$  are turned on according to the duty ratio and the inductor current  $i_L$  conducts through  $S_1$  and  $S_2$  for  $i_L > 0$  or the reverse diodes across  $S_1$  and  $S_2$  for  $i_L < 0$ , as shown in Fig. 4(a). As a result, the input voltage is connected to the output, providing energy.

The freewheeling mode is complementary to the active mode. During this mode, the switches  $S_2$  and  $S_4$  are turned on so that the inductor current freewheels. The current paths of this mode are shown in Fig. 4(b).

To avoid current spikes of practical switches, the dead time  $t_d$  is required and at the same time a current path of the inductive load to avoid voltage spikes must be established. For the dead time, the switches  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$ , and  $S_4$  are turned off. If the inductor current  $i_L$  is positive, the inductor current is bypassed through the reverse diodes of  $S_3$  and  $S_4$ , as shown in Fig. 4(c). If the inductor current  $i_L$  is negative, the inductor current is bypassed through the reverse diodes of  $S_1$  and  $S_2$ . Thus, a current path for the inductor current always exists every current direction during the bypass mode.

It is assumed that the following conditions are satisfied:

$$\omega L \ll R_L \ll \frac{1}{\omega C} \quad (1)$$

$$\frac{1}{\omega_s C} \ll R_L \ll \omega_s L \quad (2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

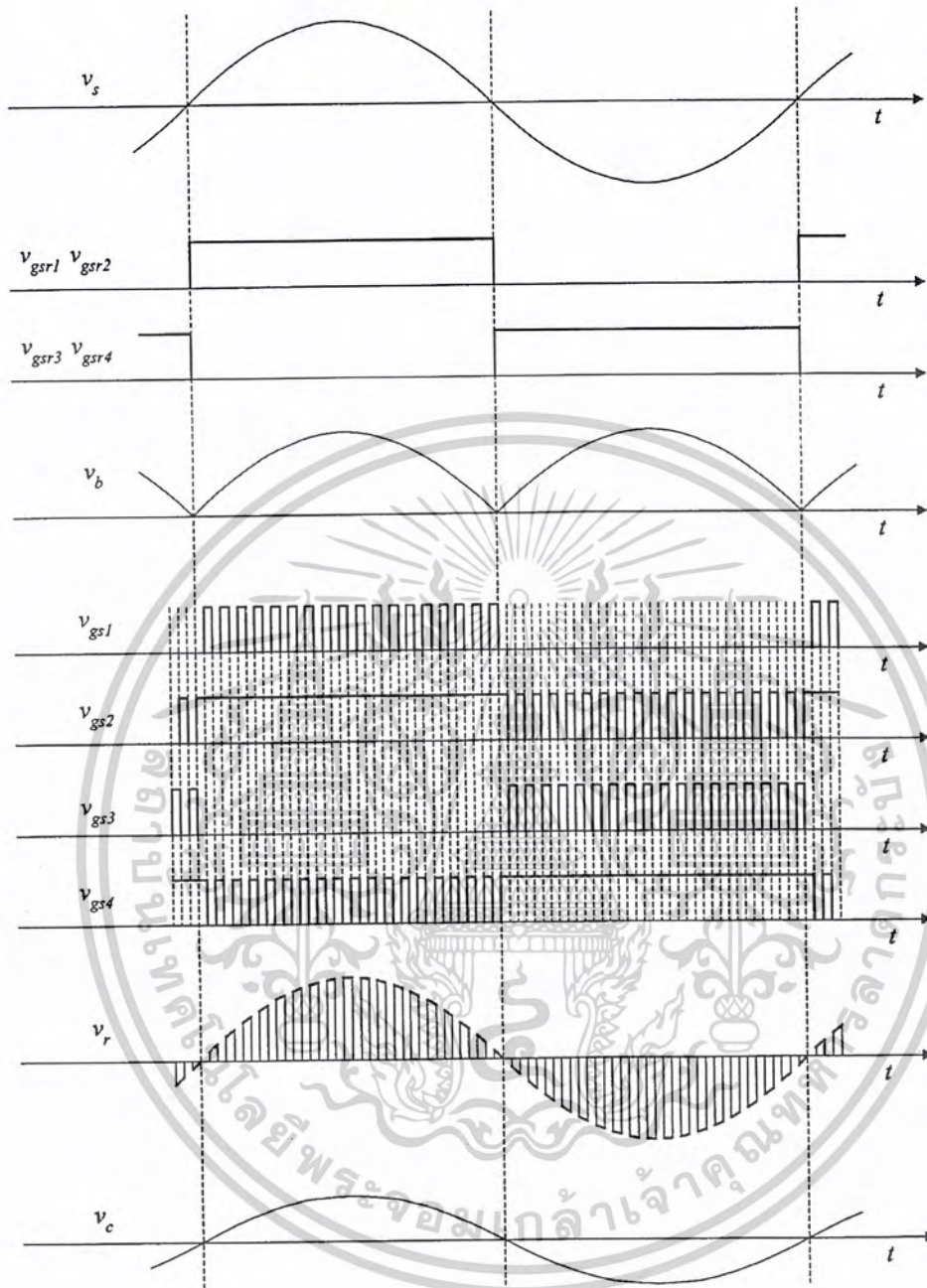


Fig. 3. Detailed waveforms of the proposed ac chopper.

From (14) and (15),  $THD_I$  is given by

$$THD_I \approx \frac{100\sqrt{2}R_L}{\pi\omega_s L} TH_2 \quad (16)$$

where

$$TH_2 = \frac{1}{D} \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin^2(kD\pi)}{k^4}} \quad (17)$$

Thus, the total harmonic distortion factor of the inductor current is not dependent on the output capacitor  $C$ . The filter parameters can be designed within  $THD$  values required in the system. From (12) and (17), the inductor and capacitor are designed as follows:

$$L = \frac{100\sqrt{2}R_L}{\pi\omega_s} \frac{TH_2}{THD_I} \quad (18)$$

$$C = \frac{100\sqrt{2}}{\pi\omega_s^2 L} \frac{TH_1}{THD_V} \quad (19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

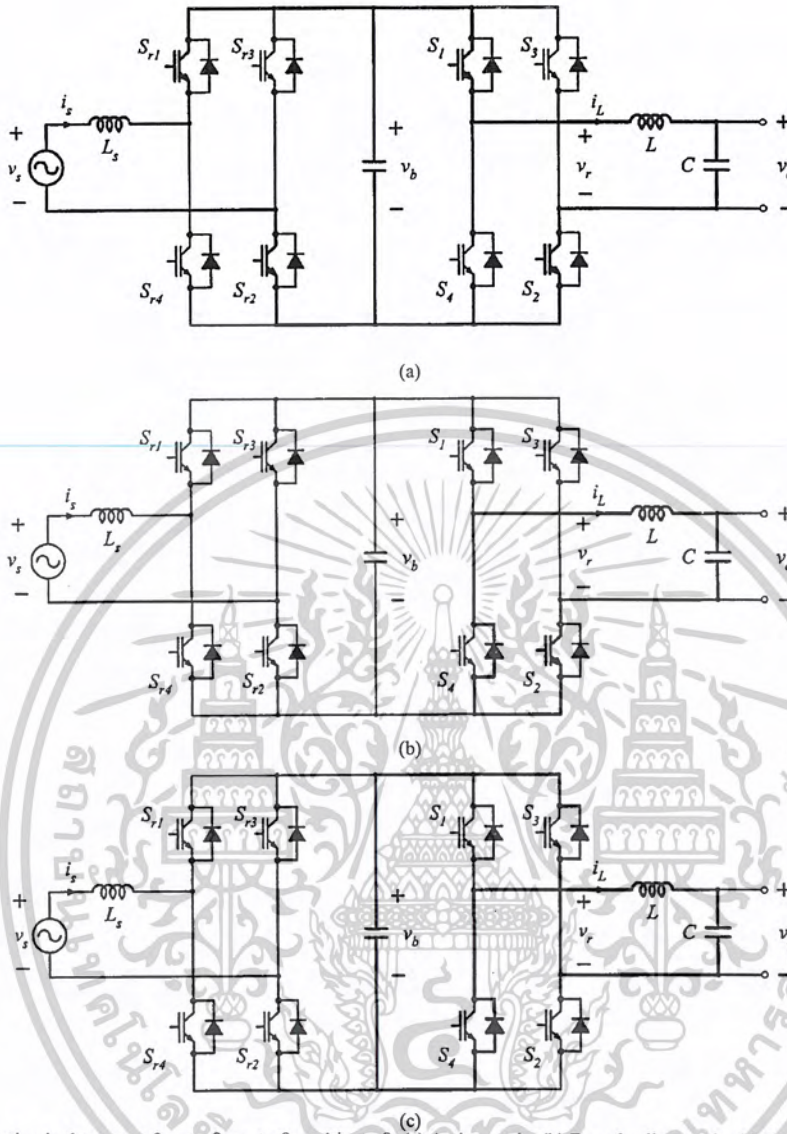


Fig. 4. Three modes of operation in the cases of  $v_s > 0, v_c > 0$ , and  $i_L > 0$ . (a) Active mode. (b) Freewheeling mode. (c) Bypass mode.

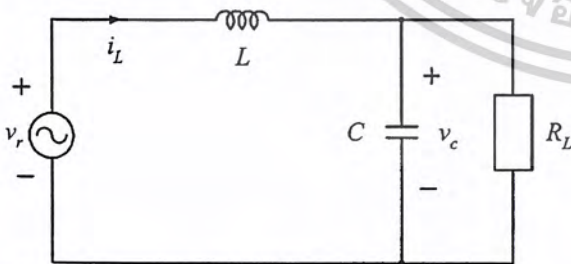


Fig. 5. Equivalent circuit of the ac chopper.

Numerical calculations of  $TH_1$  and  $TH_2$  with respect to the duty ratio  $D$  to design the inductor and capacitor are shown in Fig. 6.

The proposed line conditioner using an ac chopper is shown in Fig. 7(a). The output voltage is controlled through the series connected transformer to the input line voltage  $v_i$ . To obtain an

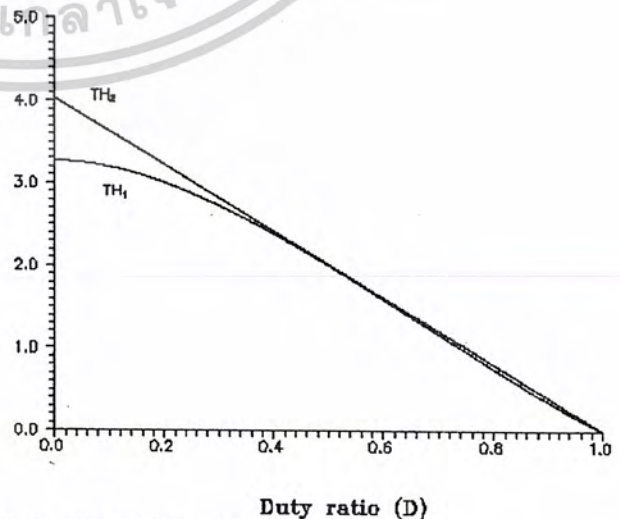


Fig. 6.  $TH_1$  and  $TH_2$  with respect to the duty ratio  $D$ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

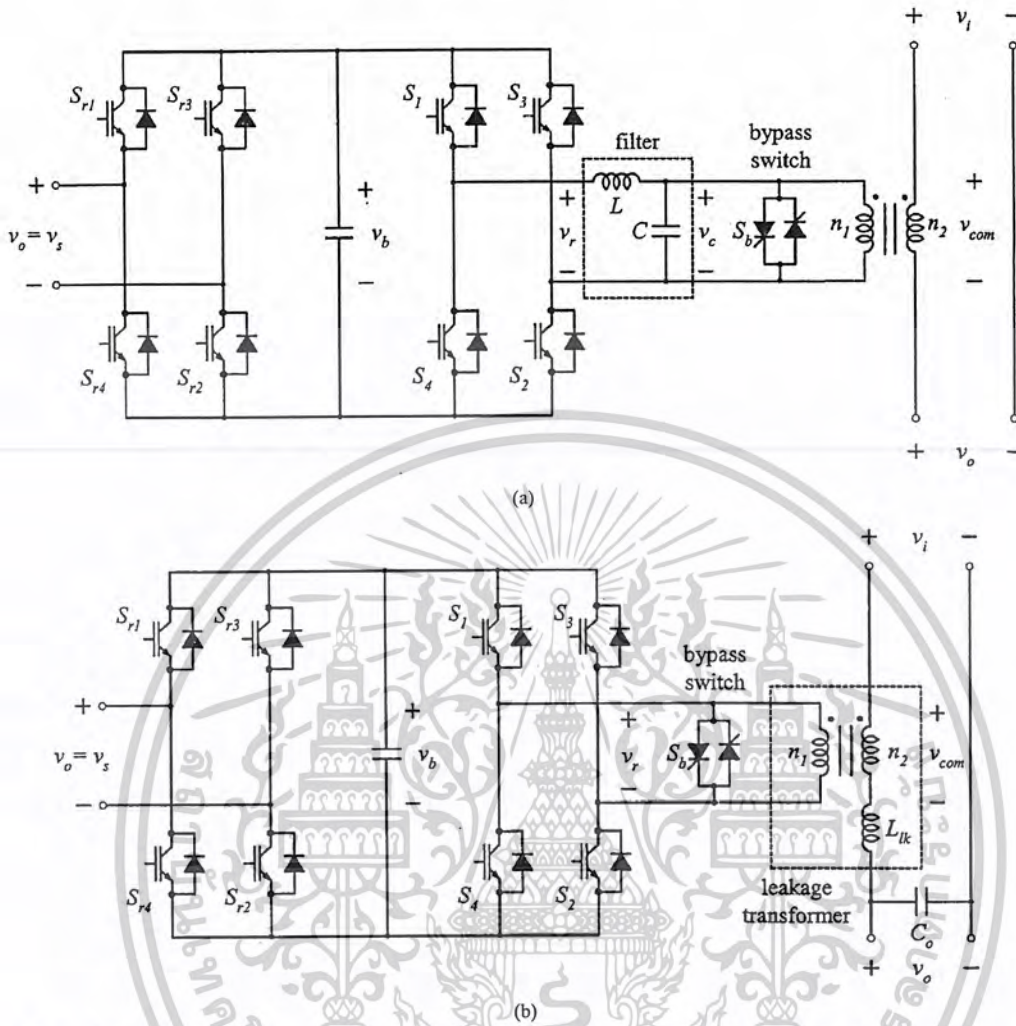


Fig. 7. Proposed line conditioner using an ac chopper. (a) Proposed line conditioner. (b) Proposed line conditioner using a leakage transformer.

average model based on the sampling period, the harmonic component of the PWM ac voltage  $v_r$  is ignored. Then, the differential equations of this system are obtained as follows:

$$L \frac{d}{dt} i_L(t) = DV_o - v_c(t) \quad (20)$$

$$C \frac{d}{dt} v_c(t) = i_L(t) - n \frac{v_o(t)}{R_o} \quad (21)$$

$$v_o(t) = v_{com}(t) + v_i(t) \quad (22)$$

$$v_{com}(t) = nv_c(t) \quad (23)$$

where  $v_{com}(t)$  is the series compensation voltage and  $n (= n_2/n_1)$  is the turn ratio of the series transformer.

When the step disturbance input is applied to the system, the output voltage is desired to be regulated to zero with no steady-state error and small overshoot under the limited input. As a controller that satisfies such performance requirements and is easily implemented, the following proportional–integral (PI) controller is used:

$$D(t) = k_p (v_{ref} - v_{od}) + k_i \int (v_{ref} - v_{od}) dt \quad (24)$$

where  $k_p$  and  $k_i$  are the proportional and integral gains of the controller.  $v_{ref}$  is the desired reference voltage of the output voltage and  $v_{od}$  is the detected output voltage which is described in the following section. This controller provides no steady-state error for the step response by the integral action of the output error. Furthermore, the line conditioner in Fig. 7(a) can be converted equivalently to the line conditioner in Fig. 7(b) using a leakage transformer.  $L_{lk}$  is the leakage inductance of the leakage transformer and the input line voltage is also filtered through the  $L_{lk}$ - $C_o$  filter. Therefore, this filter is operated as a multifunctional filter.

### B. Fast Detection of the Output Voltage

In an abrupt decrease of the input power, the line conditioner must compensate instantly a required voltage to minimize a transient effect of the output voltage. For this, a fast detection technique of the output voltage is required. In general, the conventional peak voltage detector with diodes, capacitor, and resistor is used as a voltage-sensing circuit as shown in Fig. 8(a). When the input signal is decreased, the capacitor is discharged through the resistor and when increased, the capacitor is charged

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

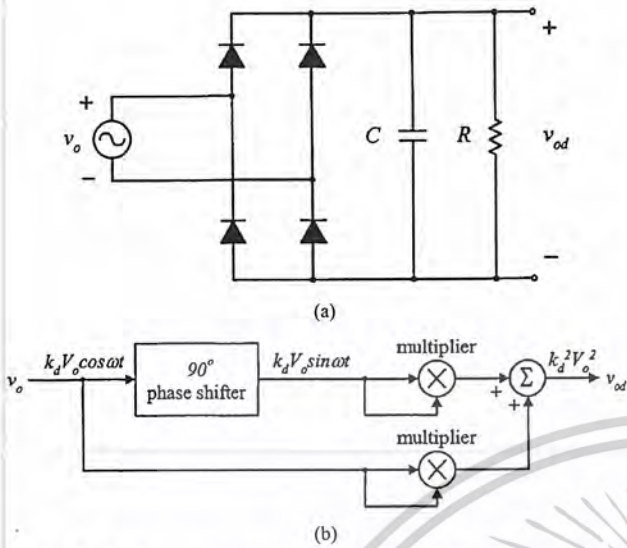


Fig. 8. Peak voltage detectors. (a) Conventional peak voltage detector. (b) Fast peak voltage detector.

directly. Therefore, the charging speed is faster than the discharging one. If the resistor value is reduced, the discharging speed is furthermore increased. However, the detected signal includes more ripple component.

A fast detection technique of the output voltage is shown in Fig. 8(b) which is composed of a phase shifter, two multipliers, and an adder. The detection technique utilizes the simple trigonometric principle as follows:

$$\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t = 1. \quad (25)$$

The phase shifter delays its input waveform as  $90^\circ$ , i.e., the sine waveform of the output voltage is converted to the cosine waveform and each waveform is multiplied and added. Then, the detected signal voltage  $v_{od}$  from the output voltage  $v_o$  becomes

$$v_{od}^2 \propto V_o^2 \sin^2 \omega t + V_o^2 \cos^2 \omega t = k_d^2 V_o^2 \quad (26)$$

where  $k_d$  is the detection gain of the output voltage. Thus, the detected signal  $v_{od}$  of the output voltage can give the magnitude of the output voltage.

Consider a digitized implementation of the detection algorithm of the output voltage. The  $90^\circ$  phase shifter of the output voltage with the angular frequency  $\omega$  has the transfer characteristic of the first-order all-pass filter as follows:

$$H(s) = \frac{\omega - s}{\omega + s}. \quad (27)$$

Using the following bilinear transformation:

$$s = \frac{2}{T_c} \frac{z - 1}{z + 1} \quad (28)$$

where  $T_c$  is the control period, the transfer function of the phase shifter in discrete domain is given by

$$H(z) = \frac{\omega T_c - 2 + (\omega T_c + 2) z^{-1}}{\omega T_c + 2 + (\omega T_c - 2) z^{-1}}. \quad (29)$$

Therefore, the output  $y(k)$  of the phase shifter in discrete-time domain can be obtained as follows:

$$y(k) = -cy(k-1) + cv_i(k) + v_i(k-1) \quad (30)$$

where

$$c = \frac{\omega T_c - 2}{\omega T_c + 2}. \quad (31)$$

Thus, the algorithm (26) detecting the output-voltage magnitude can be calculated using the output voltage  $v_o(k)$  and the output signal  $y(k)$  of the  $90^\circ$  phase shifter.

### C. Fault Protection Scheme

Short circuits in power systems generate large currents that flow the power lines until the circuit breaker operates cleaning the fault. The cleaning time cannot be instantaneous due to the operating time imposed by the coordination requirement of the overcurrent relay and by the total interruption time of the power circuit breaker. Total cleaning time of the power circuit breaker depends on the amplitude of the current fault. Although power system equipment is designed to withstand short-circuit current during only a few hundreds of milliseconds, the line conditioner may suffer severe damage during this short time. The short-circuit capability of the line conditioner depends mainly on the chopper power semiconductor characteristics.

Since the most important feature of the line conditioner is the small-rated power required to compensate the output voltage, typically 20% of the load power, the chopper semiconductors have low current ratings. This makes the line conditioner more vulnerable to power systems faults. If a short-circuit fault appears in the power outlet, a large current will be generated in the primary of the compensating transformer, thus affecting the normal operation of the line conditioner. This large current will flow through the chopper and eventually destroy the chopper since the primary winding of the compensating transformer cannot be operated in open circuit. For these reasons, a bypass circuit must be provided to carry the reflected current. When a short circuit occurs, the bypass circuit using two thyristors carries the secondary current of the leakage transformer disconnecting the chopper. In this way, the chopper circuit can be isolated from the power system fault. The short-circuit current will circulate through the antiparallel thyristors until the fault is cleared by the protection equipment of the power system. Furthermore, the low-saturation characteristic of the leakage transformer may decrease the reflected current.

### III. EXPERIMENTAL RESULTS

In the microprocessor-based control system, software flexibility facilitates the development and updating of the control technique and makes the introduction of modern control theory to obtain high performance. Moreover, the single-chip

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

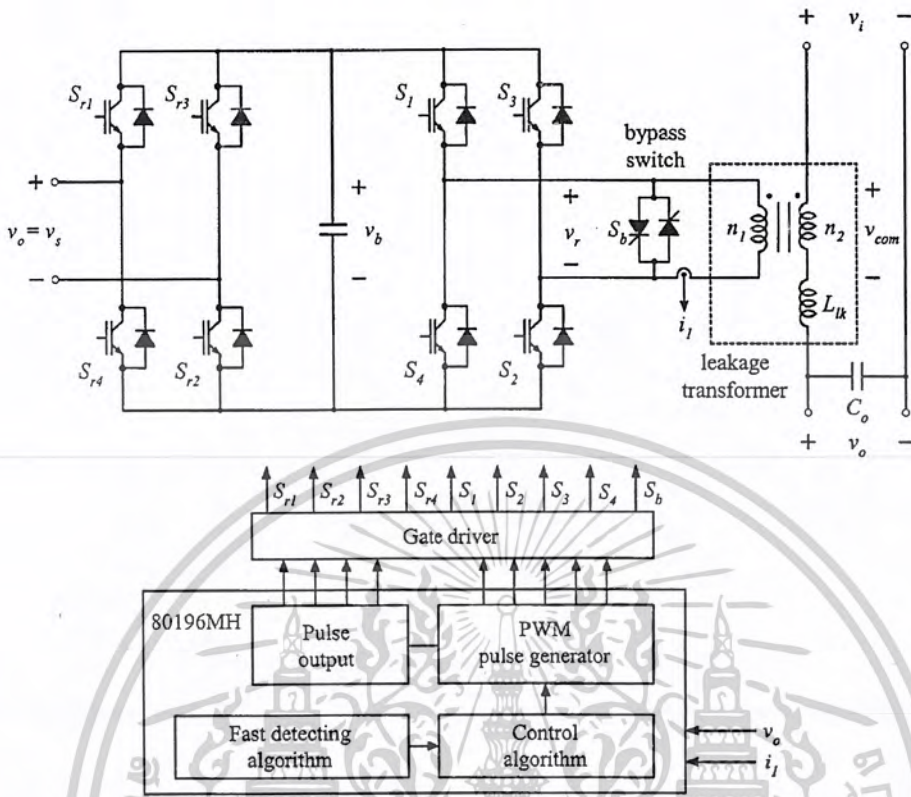


Fig. 9. Overall block diagram of the line conditioner.

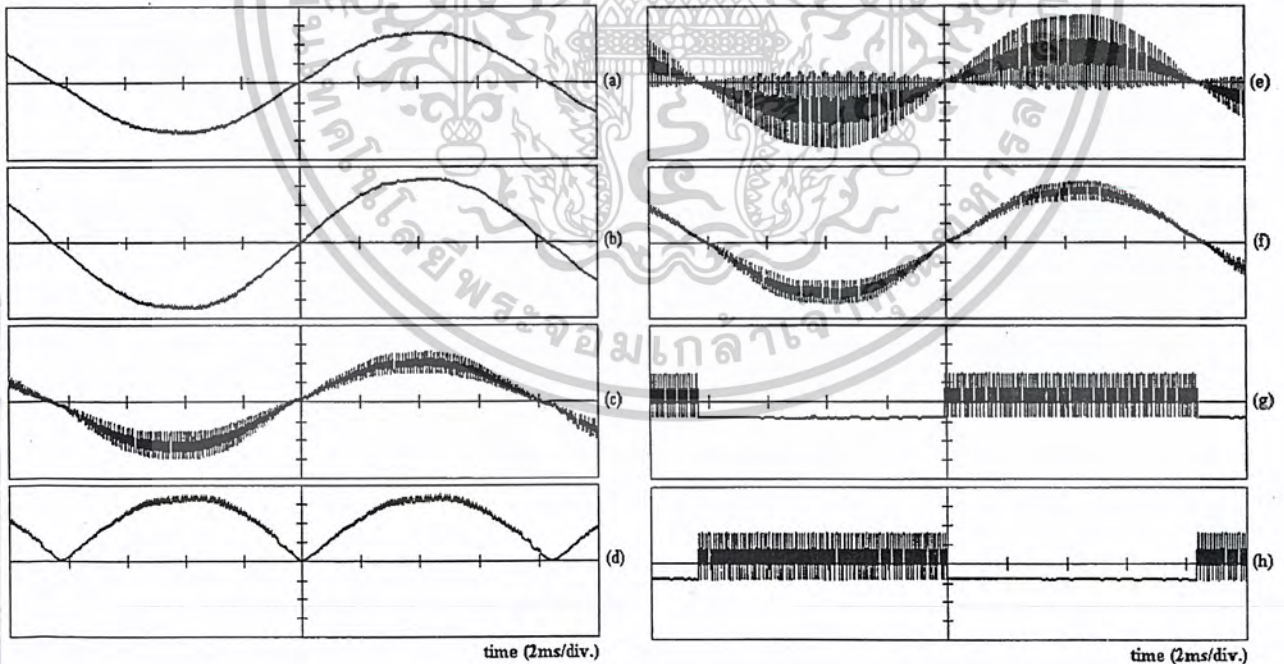


Fig. 10. Operation of the proposed ac chopper. (a) Input source voltage  $v_i$ ; (100 V/div). (b) Output voltage  $v_o$  (100 V/div). (c) Input current  $i_s$  of the ac chopper (2 A/div). (d) Snubber capacitor voltage  $v_b$  (100 V/div). (e) PWM ac voltage  $v_r$  (100 V/div). (f) Inductor current  $i_L$  (2 A/div). (g) Gate signal  $v_{g,s1}$  of the switch  $S_1$  (5 V/div). (h) Gate signal  $v_{g,s3}$  of the switch  $S_3$  (5 V/div).

microcontroller can implement the controller with lower cost and smaller size than the general-purpose microprocessor

accompanying environmental circuits. The overall control block diagram of the proposed line conditioner is implemented

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

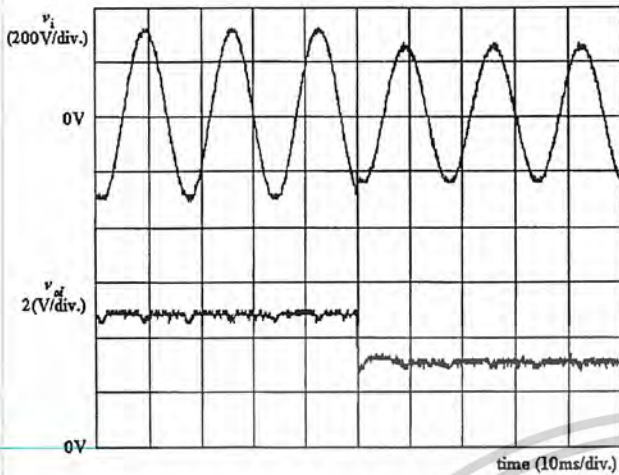


Fig. 11. Experimental waveforms of input and output signals of the input voltage detector for 20% line voltage disturbance.

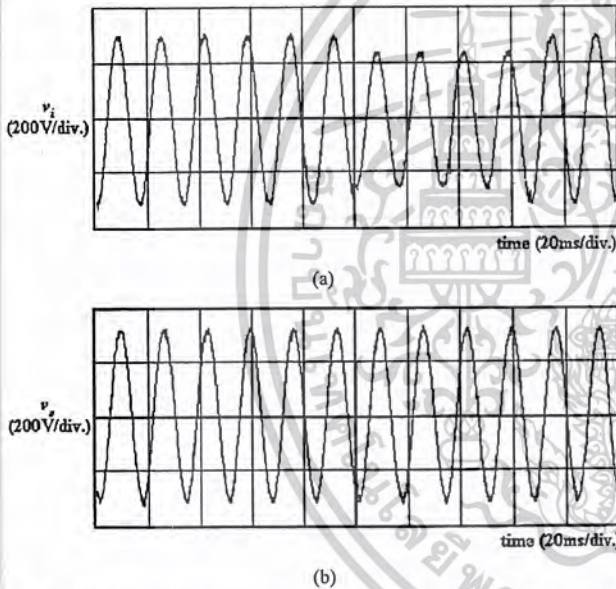


Fig. 12. Output voltage waveform compensating an input line disturbance of the proposed line conditioner. (a) Input voltage. (b) Output voltage.

using a single-chip microcontroller Intel 80196 MH as shown in Fig. 9. Switching times of each converter are implemented in software and PWM pulses are generated through the pulse generator in the microcontroller. Voltage or current signals are measured by using the 10-bit analog-to-digital converter in the microcontroller. The implementation of the voltage or current controllers and PWM pulse generation is performed every control period  $T_c = 100 \mu\text{s}$ .

The overall system is divided into two parts: the controller and the power circuit. The controller part includes the microcontroller running the proposed control algorithms. The hardware circuit of the line conditioner in Fig. 7(b) is implemented. The rating of the line conditioner is designed for up to 10 kVA with 60-Hz 220-V nominal input/output voltages. To handle this power rating, 40-A/600-V insulated gate bipolar transistors (IGBTs) are selected as the power semiconductor switches.

These power semiconductor switches are operated with a fixed switching frequency  $f_s = 15 \text{ kHz}$  and a dead time of  $2 \mu\text{s}$ . The system parameters used for experiment are given by

$$\begin{aligned} V_o &= 220 \text{ V} \\ f &= 60 \text{ Hz} \\ L_l &= 1 \text{ mH} \\ C_o &= 20 \mu\text{F} \\ \frac{n_2}{n_1} &= 0.25 \\ C_b &= 1 \mu\text{F}. \end{aligned}$$

The experimental operation waveforms of the proposed ac chopper are shown in Fig. 10. Fig. 10(a)–(f) shows the experimental waveforms of the input source voltage, output voltage, input current, snubber capacitor voltage, PWM ac voltage, and inductor current of the ac chopper and Fig. 10(g)–(h) shows the gate signals of the switches  $S_1$  and  $S_3$ . From Fig. 10(b)–(c) and (e)–(f), we can note that the efficiency of the proposed ac chopper is 96%, where the duty ratio  $D$  is 0.8.

The experimental waveforms of input and output signals of the input voltage detector for 20% line voltage disturbance are shown in Fig. 11. This voltage detector gives a fast response to the voltage sag due to the line voltage disturbance. When the input voltage is decayed abruptly up to 20% during 3.5 period of the input voltage, the output voltage of the proposed line conditioner is regulated as shown in Fig. 12, which is the experimental waveforms. Thus, the line conditioner compensates fast for the voltage sag of the input voltage.

#### IV. CONCLUDING REMARKS

In this paper, a novel PWM line conditioner with fast output voltage control has been proposed. The line conditioner is made up of a PWM ac chopper and a leakage transformer for series voltage compensation. The ac chopper compensates only a small percentage of the rated output voltage and a reduced rating is made. The ac chopper can produce a reversible phase of its input voltage and it is operated without commutation problem. The fast output voltage detector is also proposed to improve the dynamic response of the output voltage. Since this detector gives a fast output response about the voltage sag, it is adequate to the line conditioner demanding fast output voltage correction. It has also been shown via simulation and experimental results that the presented line conditioner gives good dynamic and steady-state performance.

#### REFERENCES

- [1] V. B. Bhavaraju and P. Enjeti, "A fast active power filter to correct line voltage sags," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 41, pp. 333–338, June 1994.
- [2] J. K. Clark, *AC Power Conditioner: Design and Applications*. New York: Academic, 1990.
- [3] *IEEE Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications*, IEEE Standard 446-1987 (Orange Book), 1987.
- [4] D. Vincenti, H. Jin, and P. D. Ziogas, "Design and implementation of a 25-kVA three-phase PWM ac line conditioner," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 9, pp. 384–389, July 1994.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [5] L. Salazar, C. Vasquez, and E. Wiechmann, "On the characteristics of a PWM ac controller using four switches," in *Proc. IEEE PESC'93*, 1993, pp. 307–313.
- [6] G. Joos and P. D. Ziogas, "A PWM ac controller-based high current power supply," in *Proc. IEEE IECON'91*, 1991, pp. 554–559.
- [7] S. A. Hamed, "Steady-state modeling, analysis and performance of transistor-controlled ac power conditioning systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 5, pp. 305–313, July 1990.
- [8] K. E. Addoweesh and A. L. Mohamadein, "Microprocessor based harmonic elimination in chopper type ac voltage regulators," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 5, pp. 191–200, Apr. 1990.
- [9] N. A. Ahmed, K. Amei, and M. Sakui, "A new configuration of single-phase symmetrical PWM ac chopper voltage controller," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, pp. 942–952, Oct. 1999.
- [10] B. H. Kwon, B. D. Min, and J. H. Kim, "Novel topologies of AC choppers," *Proc. IEE—Elect. Power Applicat.*, vol. 143, pp. 323–330, July 1996.
- [11] F. B. Libano, J. A. Cobos, and J. Uceda, "Simplified control strategy for hybrid active filters," in *Proc. IEEE PESC'97*, 1997, pp. 1102–1108.



**Gang-Youl Jeong (S'97)** was born in Cheongdo, Korea, in 1971. He received the B.S. degree from Yeungnam University, Kyungsan, Korea, in 1997, and the M.S. degree in electronic and electrical engineering in 1999 from Pohang University of Science and Technology, Pohang, Korea, where he is currently working toward the Ph.D. degree in electronic and electrical engineering.

His research interests are motor drives, power converter/inverter systems, and microprocessor applications.



**Sung-Hoon Han** was born in Pohang, Korea, in 1966. He received the B.S. degree in electronic engineering from Ulsan University, Ulsan, Korea, in 1989.

From 1989 to 1999, he was a Researcher with the Pohang Accelerator Laboratory, Pohang, Korea. He is currently a Researcher in the Department of Electronic and Electrical Engineering, Pohang University of Science and Technology, Pohang, Korea. His research interests are power converters and switch-mode power supplies.



**Bong-Hwan Kwon (M'91)** was born in Pohang, Korea, in 1958. He received the B.S. degree from Kyungbuk National University, Taegu, Korea, in 1982, and the M.S. and Ph.D. degrees in electrical engineering from Korea Advanced Institute of Science and Technology, Seoul, Korea, 1984 and 1987, respectively.

Since 1987, he has been with the Department of Electronic and Electrical Engineering, Pohang University of Science and Technology, Pohang, Korea, where he is currently a Professor. His research inter-

ests are motor drives, high-frequency converters, and switch-mode power supplies.



**Duk-Ho Lee** was born in Incheon, Korea, in 1958. He received the B.S. degree in electrical engineering from Inha University, Incheon, Korea, in 1985.

From 1985 to 1987, he was a Design Engineer with RANEE Industrial Company, Ltd. From 1987 to 1998, he was a Design Engineer with Samsung Electrical Mechanics Company, Ltd. Since 1998, he has been the President of Power Valley Company, Ltd., Ansan, Korea. His research concerns switch-mode power supplies.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

;*****
; AC CHOPPER WITH REVERSIBLE VOLTAGE *
; CONTROL FOR LINE VOLTAGE CONDITIONING *
; CPU CONTROL : PIC 18F458 *
; OSC : 40 MHz [ H4 MODE ] *
; Assembler : MPASM *
; PROGRAMER : Mr.THIWA CHUMNANTINTUAN *
; UNIVERSITY : KMITL
;*****

```

```

list p=18f458
#include <p18f458.inc>

```

```

REFL EQU 0X20 ; VOLTAGE REFERENT LOW STOP PWM
REFH EQU 0X21 ; VOLTAGE REFERENT HIGHT STOP PWM
STARTEQU 0X22 ; VOLTAGE REFERENT FOR START COMPENCESS
DT1 EQU 0X23

```

```

ORG 0X0000
GOTO MAIN
ORG 0X0018 ;INTERUP VECTOR

```

```

BSF ADCON0,2
LOOP3 BTFS ADCON0,2
GOTO LOOP3
MOVF ADRESH,W
CPFSLT START
GOTO TU2
GOTO TU3

```

```

TU2 BCF DT1,1
;MOVLW 0X30
;MOVWF ECCPRIL
GOTO LOOP

```

```

TU3 BSF DT1,1

```

```

;*****โปรแกรมกลับขั้ว*****

```

```

LOOP BTFS PORTD,7
GOTO NOK4
GOTO NOK5

```

```

NOK4 BTFS PORTD,7
GOTO LOOP
GOTO NOK

```

```

NOK5 BTFS PORTD,7
GOTO LOOP
GOTO NOK1

```

```

NOK BTFS PORTD,7
GOTO NOK

```

```

BTFS PORTD,7
GOTO NOK
BSF PORTB,4
BCF PORTB,5
BSF PORTB,6
BCF PORTB,7
BTFS CMCON,6
GOTO SIT

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

GOTO SIT1
NOK1 BTFSC PORTD,7
      GOTO NOK1
      BTFSC PORTD,7
      GOTO NOK1
      BCF  PORTB,4
      BSF  PORTB,5
      BCF  PORTB,6
      BSF  PORTB,7
      BTFSS CMCON,6
      GOTO SIT1
      GOTO SIT
SIT  BCF  PORTB,0
      BSF  PORTB,2
      GOTO NOK3
SIT1 BSF  PORTB,0
      BCF  PORTB,2
      GOTO NOK3
NOK3 BTFSS DT1,1
      GOTO TU
      BTFSS DT1,0 ;ตรวจสอบว่าจะชดเชยหรือ หยุดการทำงาน pwm
      GOTO STOP ;หยุดการทำงานของ pwm
      GOTO COMPEN ;ตรวจสอบการทำงานของชดเชยแรงดัน
;***** โปรแกรมชดเชยแรงดัน *****
COMPEN MOVLW 0XBC
        MOVWF ECCPICON
        BSF  T2CON,TMR2ON
        BTFSS CMCON,6 ;ดูแรงดัน input
        GOTO AKE1 ;แรงดันตก
        GOTO AKE2 ;แรงดันเกิน
AKE1 BTFSS CMCON,7
      GOTO LOW1 ;แรงดันเข้าพุดต่ำกว่า 220 v
      GOTO HIGHT1 ;output มากกว่า 220 v
;*****แรงดันต่ำกว่า 220 v*****
LOW1 INCF ECCPR1L
      GOTO LOOP2
;*****แรงดันสูงกว่า 220v*****
HIGHT1 DECF ECCPR1L
        GOTO LOOP2
;*****เมื่อแรงดันอินพุต สูงกว่า 220 v *****
AKE2 BTFSS CMCON,7
      GOTO LOW2
      GOTO HIGH2
LOW2 DECF ECCPR1L
      GOTO LOOP2
HIGH2 INCF ECCPR1L
        GOTO LOOP2

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

STOP BCF T2CON,TMR2ON ;โปรแกรมสำหรับหยุดการทำงานของ pwm
      CLRF ECCP1CON
      BCF PORTD,4
      BCF PORTD,5

LOOP2 BSF ADCON0,2 ;START A/D CONVERSION
LOOP1 BTFSF ADCON0,2
      GOTO LOOP1
      MOVF ADRESH,W ;A/D IS FISHNISH
      CPFSLT START ;COMPARE BETWEEN START,W SKIP IF
START < W
      GOTO TU ;CHACK IF START < 130 V NOT COMPENCESS GOTO
ZERO CROSSING
      ; START > 130 V GOTO COMPENCESS
      CPFSLT REFL ;COMPARE REFL,W
      GOTO OPEN ;COMPENCESS IF Vin < 213 V
      CPFSLT REFH ;COMPARE REFH,W
      GOTO CLOSE ;STOP PWM REFL < Vin < REFH
      GOTO OPEN ;COMPENCESS IF VIN

OPEN BSF DT1,0 ;ดูคลื่นต่อไปชดเชยแรงดัน
      GOTO TU
CLOSE BCF DT1,0
      GOTO TU
TU BCF INTCON,TMR0IF
      MOVLW 0XE0
      MOVWF TMR0L
      MOVLW 0X90
      MOVWF TMR0H
      BSF T0CON,7
      RETFIE

;*****โปรแกรมหลัก*****
;***** SET A/D *****
MAIN CLRF ADCON1 ;ADMF=0 ,AN0-AN7 IS analog input 8:2
=ADRESH:ADRESL
      MOVLW 0X91 ;CLOCK=Fosc/32 CHANAL 2 (an2)
      MOVWF ADCON0
;***** SET REFERENT BAND WIDE VOLTAGE*
      MOVLW 0XC4
      MOVWF REFL ;VOLTAGE LEVEL OF LOW STOP PWM = 213
V
      MOVLW 0XD7
      MOVWF REFH ;VOLTAGE LEVEL OF HIGHT STOP PWM =
227 V
      MOVLW 0X8F
      MOVWF START ;VOLTAGE LEVEL OF BEGIN START
COMPENCESS = 130 V
;***** SET PORT INPUT,OUTPUT*****
      CLRF TRISB ;PORTB IS OUTPUT
      BSF TRISD,0
      BSF TRISD,1
      BSF TRISD,2
      BSF TRISD,3

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

BCF TRISD,4           ;OUTPUT PWM1
BCF TRISD,5           ;OUTPUT PWM2
BSF TRISD,7           ;RD7 IS INPUT OF ZERO CROSSING
;***** SET COMPARATOR *****
CLRF CMCON
MOVLW 0X32           ;COMPARATOR IS TWO INDEPENDENT
MOVWF CMCON           ;OUTPUT INVERTED 1=OVER
,0=UNDER
;CMCON,6 IS SENS INPUT
;CMCON,7 IS SENS OUTPUT
;*****INITIAL PWM*****
MOVLW 0XFF
MOVWF PR2           ; PWM 10 kHz
CLRF ECCPR1L
MOVLW 0X30
MOVWF ECCPR1L       ; INITIAL PWM 50% DUTY
CYCLE
MOVLW 0XBC
MOVWF ECCP1CON
MOVLW 0X19
MOVWF ECCP1DEL
CLRF TMR2
MOVLW 0X79
MOVWF T2CON
BSF T2CON,TMR2ON
;*****SET TIMER0 INTERUP 9.7mS*****
CLRF INTCON
MOVLW 0XE0
MOVWF INTCON
BSF INTCON,2
CLRF INTCON3
CLRF T0CON
MOVLW 0X00
MOVWF T0CON
CLRF TMR0L
MOVLW 0XE0
MOVWF TMR0L
MOVLW 0X42
MOVWF TMR0H
BSF T0CON,7
BCF INTCON,TMR0IF
GOTO $
END

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้